

СОДЕРЖАНИЕ

ТЕХНОЛОГИИ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБЩЕСТВА

Чебышев В.В., Балуев А.А. Исследование собственных волн в МПЛ на многослойной подложке с сегнетоэлектриком	4
Худяков К.Н., Чебышев В.В. Резонаторная полосковая антенна для мониторинга окружающей среды	6
Белянский В.Б., Прошин А.Б., Худяков К.Н. Особенности электрических и конструктивных характеристик турникетных логопериодических антенн поперечного излучения	9
Елизаров А.А., Каравашкина В.Н. Компьютерное моделирование коаксиальной фидерной линии с аномальной дисперсией	14
Корнюхин В.И. Синтез плоской двухслойной печатной антенны на основе полупрозрачных двумерно-периодических нагруженных структур	16
Кочержевский В.Г. Об идеальной ДН облучателя офсетной зеркальной антенны	18
Пыхова М.А. Антенна с режекторной ДН в горизонтальной плоскости	20
Савичева С.А., Гайнутдинов Т.А. Расчет SAR микрополосковых антенн сотовых телефонов	23
Корнюхин В.И., Седов В.М. Синтез вибраторных антенн с периодически включенными реактивными нагрузками	27
Смирнов Е.В. Исследование влияния параметров приемной антенны и ее нагрузки на мощность взаимодействия антенны с полем плоской волны	30
Аики Д., Биайнех В., Нассар Е., Хармуш А. Снижение уровня боковых лепестков зеркальных антенн методом позиционирования металлических полосок в раскрыве	33
Ерошкин В.В., Корнеев Д.А., Святогор В.В. Сравнение результатов двух методов расчета дифракционных потерь метровых и дециметровых радиоволн на приземных трассах над пересеченной и горной местностью	37
Шмелева Е.А. Оценка погрешности обобщенных характеристик антенных устройств	41
Григорьев С.Н. Особенности распространения электромагнитных волн в СВЧ аттенюаторе	43
Бугаев В.С., Петраков А.В. Избыточность и скрытность в элементах стеганографии	53
Горлач П.Г. Оценка функциональной эффективности комплекса технических средств физической защиты	56

Журнал включен в перечень периодических научных изданий, рекомендуемый ВАК Минобробразования России для публикации научных работ, отражающих основное научное содержание кандидатских и докторских диссертаций и рекомендован УМО по образованию в области телекоммуникаций для студентов высших учебных заведений.

Учредитель

ООО "Издательский дом Медиа Паблишер"

Главный редактор
В.О. Тихвинский

Издатель

С.С. Дымкова
ds@media-publisher.ru

Редакционная коллегия

А.С. Аджемов, Альберт Вааль,
А.А. Гоголь, Юлиус Головачев,
В.Л. Горбачев, Ю.А. Громаков,
А.И. Демьянов, Б.В. Зверев, Е.П. Зелевич,
Ю.Б. Зубарев, В.Р. Иванов,
Юрий Кирхгесснер, Т.А. Кузовкова,
В.Н. Лившиц, С.Л. Мишенков,
Н.П. Резникова, И.В. Парфенов,
Ш.Ж. Сеилов, В.О. Тихвинский,
В.В. Фронтов, А.Б. Юрчук

Редакция

Выпускающий редактор

Андрей Волков
va@media-publisher.ru

Редактор
Наталья Беляева

Отдел маркетинга и PR

Кристина Маркарова,
менеджер по маркетингу и PR
kristina@media-publisher.ru

Ольга Дорошкевич,
менеджер по маркетингу
ovd@media-publisher.ru

Отдел распространения и подписки
info@media-publisher.ru

Предпечатная подготовка
ООО "ИД Медиа Паблишер"

www.media-publisher.ru

Звездинский С.С., Парфенцев И.В. Поиск металлических предметов при помощи феррозондового магнитометрического градиентометра	58	Артамонов Е.И., Тенякшев А.М., Ромакин В.А. Интерактивная система мониторинга и управления спутниковой сетью связи "Наблюдатель"	117
Шелухин О.И., Руднев А.Н. Электромагнитная совместимость систем обеспечения физической защиты генерирующих комплексов	62	Мартинев Г.М., Мартинова Л.И., Григорьев А.С. Специфика разработки программного обеспечения для систем управления технологическим оборудованием в реальном времени	121
Птицын Г.А., Бакер А.А. Арифметические и биномиальные ряды в отображении распада, живучести развивающихся сетей	65	Балабанов А.В. Оптимизация структуры входных данных для программного обеспечения машинной графики	125
Птицын Г.А., Бакер А.А. Ячеистые сети: развитие, динамика потоков	68	Разумовский А.И., Ромакин В.А. Системы анализа рельефа местности "RELIEF STUDIO"	127
Иванов В.А., Сизов С.М. Эффективность комплексов технических систем безопасности с учетом их куммулятивной цены	71	Аджемов А.С., Мишенков С.Л., Смирнов Н.И., Караваяев Ю.А. Комплексная единая интегрированная телекоммуникационная система информатизации социального развития России	131
Зелевич Е.П., Машевич П.Р., Рыбин Д.В. Система на кристалле БиоМЭМС с радиочастотным интерфейсом	73	Воронцов Ю.А., Груничев Ю.А. Методика оценки эксплуатационных затрат предприятия на ИТ-сервисы	135
Машевич П.Р., Шишарин С.А., Заболотнов И.В., Сухопаров А.И., Хромышев В.В. Разработка комплекта СБИС радиочастотной идентификации для паспортно-визовых документов	75	Воронцов Ю.А., Попов А.Н. Экономико-математические модели оптимизации прибыли от использования радиочастотного спектра	141
Алферов А.Н., Крицкая Т.Б., Машевич П.Р. Библиотечно-модульные принципы построения рядов силовых полупроводниковых приборов	79	Ворожцов А.С., Тугова Н.В. Алгоритм решения задач оптимизации распределения ресурсов центров обработки данных в сети Интернет	144
Коцев М.Б., Кисов Б.Д. Обзор вычислительных систем будущего	81	Ерохин А.Г. Математическая модель среды передачи локальной вычислительной сети	147
Коцев М.Б. Исследование производительности вычислительной техники в зависимости от природы элементной базы	84	Ерохин С.Д. Конвергентные услуги в России: история и перспективы развития	151
Кюркчан А.Г., Смирнов В.И. О численном и аналитическом решении задачи дифракции плоской на многорядных решетках		Иванова О.В., Иванов П.В., Тишкин С.В. Интегрированные решения в области компьютерного обеспечения для корпоративных пользователей	154
Калиничев В.И., Калошин В.А., Скородумова Е.А. Исследование полосковых линий передачи в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн	91	Воронин В.Г., Добролюбов В.В. Информационное общество — подход к индикаторам и оценке развития	156
Луняшин И.В. Формирование инструментальных средств для разработки и исследования систем дистанционного образования	96	Алёшинцев А.В., Холодков П.А. Обзор основных технологий, используемых при построении "Интеллектуального здания"	159
Евельсон Р.Л. Новое обобщение векторного исчисления	99	Гайдаров А.С. Перспективы системных представлений в свете единения теорий поля	164
Степанов В.П., Степанов П.В. Оптимизация маршрутов проезда между предприятиями связи	101	Смирнов А.А., Штрекер Е.Н., Смирнов А.С., Косторнова С.В. Активный адаптированный согласованный фильтр	166
Артамонов Е.И. Структурная организация систем проектирования и управления	105	Сюрин В.Н. Универсальный алгоритм передачи данных и его компьютерное моделирование	168
Артамонов Е.И., Касаткин С.И., Ромакин В.А., Муравьев А.М. Интерактивная система диагностики печатных плат	111	Саночкин В.В. Новый подход к определению информации	170
Артамонов Е.И., Тишкевич Е.В. Синтез структур систем трассировки межстоечных соединений в автозалах цифровых телефонных станций	113	Викорук А.В. Физический смысл существенных свойств информационных систем	172

Ефимушкин И.В. Экспертная информационная система технологического мониторинга	174
Артюхова Е.А. Новые бизнес-модели оказания услуг связи за рубежом	178
Корабельников Д.М. Вопросы создания электронных средств организации доступа к мультимедийному репозиторию	181
Корабельников Д.М. Текущее состояние проблемы скрытого веба и подходы к ее решению	183
Бич М.Г. Международный опыт заключения гражданско-правовых электронных сделок	185
Дадугин М.В., Росс В.Г. Эволюционно-симулятивная методология принятия решений	188
Киков В.С. Оптимизация средств защиты в распределенных экономических информационных системах	190
Понкратова Ю.А. Экономико-математическое моделирование агропромышленных предприятий	192
Пушин И.И. Защита информации и защищенные системы связи	194
Пятович В.А. Развитие договорных отношений в режиме электронного взаимодействия	199
Родичев Д.С. Критерии эффективности использования IT-системы для управления проектами	202
Росс В.Г. Государственная поддержка развития инновационного бизнеса в отрасли связи и информатизации	204
Хлудеева Е.Ю. Проблемы социально-экономической политики в информационном обществе	206
Карякин В.Л., Карякин В.В. Технологии автоматизированного проектирования усилителей мощности передающих устройств в инструментальной среде AWR MICROWAVE OFFICE	208
Карякин В.Л., Карякин Д.В. Автоматизация проектирования телекоммуникационных систем и устройств на основе применения САПР "TELECOM(MWO)"	212
Донченко А.А., Легков К.Е. Методы оценки качества услуг, предоставляемых сетями беспроводного широкополосного доступа	217
Легков К.Е. Требования к показателям качества услуг и обслуживания абонентов в беспроводных сетях широкополосного доступа	220

Заказ журналов:

- по каталогу "Роспечать" (индекс 80714)
- по каталогу "Интерпочта" (индекс 15241)
- "Деловая пресса" (www.delpress.ru)
- в редакции (info@media-publisher.ru)

Возможен также заказ через региональные альтернативные подписные агентства
<http://www.media-publisher.ru/raspr.shtml>

Периодичность выхода — шесть номеров в год
Стоимость одного экземпляра 200 руб.

Целевая аудитория по распространению

- Телекоммуникационные компании;
- Дистрибьюторы телекоммуникационного оборудования и услуг;
- Контент-провайдеры;
- Разработчики и производители абонентского оборудования;
- Предприятия и организации нефтегазового комплекса;
- Энергетические компании;
- Автотранспортные предприятия;
- Крупные организации с собственным автомобильным автопарком;
- Компании, занимающиеся железнодорожными, воздушными и морскими перевозками;
- Логистические и экспедиционные компании;
- Провайдеры охранно-поисковых услуг;
- Геодезические и картографические организации;
- Государственные ведомства и организации;
- Строительные компании;
- Профильные учебные заведения

Тираж 5000 экз. + Интернет-версия

Адрес редакции

101990, Россия, Москва,
ул. Авиамоторная, д. 8, корп. 1, офис 329
e-mail: info@media-publisher.ru
Тел.: (495) 957-77-43

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору за соблюдением законодательства в сфере массовых коммуникаций и охране культурного наследия. Свидетельство о регистрации: ПИ № ФС77-27364

Мнения авторов не всегда совпадают с точкой зрения редакции. За содержание рекламных материалов редакция ответственности не несет

Материалы, опубликованные в журнале — собственность ООО "ИД Медиа Паблишер". Перепечатка, цитирование, дублирование на сайтах допускаются только с разрешения издателя. *All articles and illustrations are copyright. All rights reserved. No reproduction is permitted in whole or part without the express consent of Media Publisher Joint-Stock Company*

Вниманию авторов!

Для начисления авторского гонорара необходимо указать ваши ФИО, почтовый адрес (с индексом), паспортные данные (серия, номер, кем и когда выдан), ИНН, номер свидетельства пенсионного страхования, дату и место рождения, номер телефона.

Плата с аспирантов за публикацию рукописи не взимается

© ООО "ИД Медиа Паблишер", 2009

www.media-publisher.ru

Исследование собственных волн в МПЛ на многослойной подложке с сегнетоэлектриком

Чебышев В.В., Балуев А.А., МТУСИ

Микрополосковые направляющие (канализирующие) устройства на многослойных структурах представляют интерес при построении линий передачи и элементов устройств СВЧ интегральной технологии. Основной задачей исследования этих устройств является анализ собственных волн микрополосковых линий (МПЛ). В настоящее время известен ряд эффективных алгоритмов, предназначенных для анализа собственных волн экранированных МПЛ, в основном, на однослойных подложках. Ниже рассматривается математическое моделирование и предлагается алгоритм численного исследования МПЛ, пригодный для анализа собственных волн как экранированных, так и открытых МПЛ, которые могут быть представлены, в общем случае, многополосковыми и многослойными направляющими структурами. Указанный алгоритм основан на использовании двумерного представления тензора Грина для поля в многослойной среде, выводе однородной системы интегральных уравнений Фредгольма 1-го рода для поверхностных токов на полосковом проводнике линии и его численного решения методом коллокаций. Как пример, рассматривается численная реализация алгоритма для несимметричной экранированной МПЛ на двухслойной подложке с сегнетоэлектриком.

Рассмотрим микрополосковые линии как открытого типа, так и экранированные. Примеры таких линий представлены на рис. 1.

В общем случае среда является многослойной и характеризуется параметрами $\epsilon(y)$, $\mu(y)$, $\sigma(y)$, которые являются кусочно-однородными функциями. Электродинамическая задача о поле направляемых электромагнитных волн состоит в решении системы уравнений Максвелла с граничными условиями для векторов поля на границах раздела сред, условия на полосковом проводнике и экране, условия на ребре полоскового проводника, условия излучения на бесконечности для открытой линии и парциальных условий излучения для экранированной линии.

Предполагая распространение гибридной волны $E_z, H_z \neq 0$, представим решение задачи в виде

$$E(x, y, z) = E_{\perp}(x, y)e^{-i\Gamma z}, \quad H(x, y, z) = H_{\perp}(x, y)e^{-i\Gamma z} \quad (1)$$

где Γ — постоянная распространения.

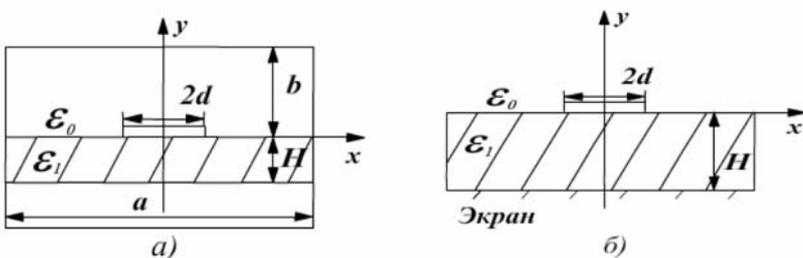


Рис. 1. Направляющие микрополосковые линии: а — открытого типа; б — экранированные

Выделим составляющие поля $E_z^{(i)} = U_i(x, y)$, $H_z^{(i)} = V_i(x, y)$ ($i = 1, 2$ — номер области). Поперечные составляющие поля выражаются через указанные продольные составляющие поля волны. В свою очередь для них получим двумерную скалярную задачу.

$$\text{Обозначим } \frac{\partial U}{\partial y} \Big|_{y=0} - \frac{\partial U}{\partial y} \Big|_{y=-0} = j_z \cdot V|_{y=0} - V|_{y=0} = j_x.$$

где j_x, j_z — поверхностная плотность продольного и поперечного тока на полосковом проводнике S_{np} .

Для решения задачи введем вектор:

$$X = \{U, V\}$$

и тензор Грина \hat{G} слоистой среды

$$\hat{G} = \begin{pmatrix} G_e & g_e \\ g_m & G_m \end{pmatrix} \quad (2)$$

Элементы тензора определены в [1]. Тогда для тока на полосковом проводнике $j = \{j_x, j_z\}$ решение скалярной задачи можно представить в виде

$$X(M) = \frac{1}{2\pi} \int_l I(M_0) \hat{G}(M, M_0) dl_{M_0},$$

где l — сечение проводника S_{np} .

Условия на полосковом проводнике имеют вид

$$U = 0, \quad \frac{\partial V}{\partial y} = 0, \quad -d < x < d, \quad y = 0. \quad (3)$$

Условие на экране учитывается при построении тензора Грина слоистой среды \hat{G} (2). Удовлетворяя условиям (3) при $M \rightarrow S_{np}$, получим систему интегральных уравнений для токов j_x и j_z на S_{np} в виде [2]:

$$\frac{i}{\omega} \int_{-d}^d j_z(x_0) G_e(x, x_0) dx_0 + \frac{1}{\chi_1^2} \int_{-d}^d j_x(x_0) \left[\frac{\Gamma}{\omega} \frac{\partial G_e(x, x_0)}{\partial x} + \frac{\partial g_e(x, y, x_0)}{\partial y} \Big|_{y=0} \right] dx_0 = 0 \quad (4)$$

$$\frac{i}{\omega} \int_{-d}^d j_z(x_0) \frac{\partial g_m(x, y, x_0)}{\partial y} \Big|_{y=0} dx_0 + \frac{\Gamma}{\omega \chi_1^2} \frac{\partial}{\partial y} \int_{-d}^d j_x(x_0) \frac{\partial^2 g_m(x, y, x_0)}{\partial y \partial x} dx_0 + \frac{1}{\chi_1^2} \frac{\partial}{\partial y} \int_{-d}^d j_x(x_0) \frac{\partial^2 G_m(x, y, x_0)}{\partial y} \Big|_{y=0} dx_0 = 0 \quad (5)$$

Уравнение (5) преобразуется к более удобному виду [2]. Функции G_e и G_m имеют логарифмическую особенность. Уравнения (4) и (5) составляют искомую систему интегральных уравнений относительно тока $j = \{j_x, j_z\}$ на полосковом проводнике S_{np} .

При решении системы интегральных уравнений (4), (5) используем представления токов на полосковом проводнике линии, учитывающие условия на ребре, в виде

$$j_z(x_0) = -\frac{I_z(x_0)}{\sqrt{d^2 - x_0^2}},$$

$$j_x(x_0) = \Gamma \sqrt{d^2 - x_0^2} I_x(x_0),$$
(6)

где I_z, I_x — регулярные функции, подлежащие определению.

Система уравнений (4), (5) в обобщенной форме порождает матричный интегральный оператор в уравнении

$$\int_{-d}^d \varphi(x_0) K(x, x_0) dx_0 = c_1 h_1(x) + c_2 h_2(x),$$
(7)

где

$$\varphi(x_0) = (I_z(x_0), I_x(x_0)); h_1(x) = \sin(\chi_1 x);$$

$$h_2(x) = \cos(\chi_1 x); K = \begin{pmatrix} K_{11} & K_{12} \\ K_{21} & K_{22} \end{pmatrix}; K_{11} = \frac{G_e(x, x_0)}{\sqrt{d^2 - x_0^2}};$$

$$K_{12} = \left(\frac{\Gamma^2}{\chi_1^2} \frac{\partial G_e(x, x_0)}{\partial x} + \frac{\partial g_e(x, y, x_0)}{\partial y} \Big|_{y=0} \right) \sqrt{d^2 - x_0^2};$$

$$K_{21} = \frac{\tilde{g}_m(x, x_0)}{\sqrt{d^2 - x_0^2}}; K_{22} = -\frac{1}{\chi_1^2} \left[G_m(x, x_0) - \Gamma^2 \tilde{g}_m(x, x_0) \right] \sqrt{d^2 - x_0^2};$$

коэффициенты c_1 и c_2 определяются из дополнительного условия $\varphi(x_0) = 0, x_0 = \pm d$.

Ядра интегрального оператора являются фредгольмовскими, так что имеем однородное уравнение Фредгольма 1-го рода. Указанные ядра неявным образом зависят от параметра Γ^2 .

Задача состоит в определении таких Γ^2 , при которых интегральное уравнение (7) имеет нетривиальное решение. Это решение определяют токи I_z, I_x полоскового проводника, сопутствующие собственным волнам полосковой линии.

Интегральный оператор можно аппроксимировать конечномерным оператором, что позволяет преобразовать (7) к однородной системе линейных алгебраических уравнений относительно неизвестных токов на полосковом проводнике. Введем разбиение ленточного проводника размером $2d$ на отрезки $h = 2d/N$. Тогда в узлах сетки $\{x_j, x_j\}, i, j = 1, 2, 3, \dots, N+1$, получим СЛАУ

$$\sum_{i=2}^N A_{ji} I_i^{(1)} + \sum_{i=1}^{N+1} B_{ji} I_i^{(2)} = 0, j = 2, 3, 4, \dots, N;$$

$$\sum_{i=2}^N C_{ji} I_i^{(1)} + \sum_{i=1}^{N+1} D_{ji} I_i^{(2)} = 0, j = 1, 2, 3, \dots, N+1,$$

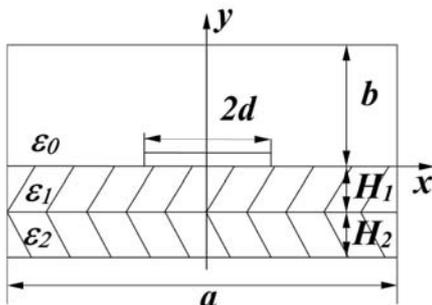


Рис. 2. МПЛ на двухслойной подложке, содержащей сегнетоэлектрик на слое поликора

где $I_i^{(1)} = I_z(x_i); I_i^{(2)} = I_x(x_i); x_i = h(i-1) - d; x_j = h(j-1) - d$.

В матричной форме система имеет вид $AX = 0$, где

$$B = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}, \quad \mathbf{X} = \begin{pmatrix} I^{(1)} \\ I^{(2)} \end{pmatrix}.$$

Элементы матриц определяются из следующих выражений;

$$A_{ji} = i \int_{x_{i-1/2}}^{x_{i+1/2}} \frac{G_e(x_j, x_0)}{\sqrt{d^2 - x_0^2}} dx_0, i, j = 2, 3, 4, \dots, N;$$

$$B_{ji} = \frac{\Gamma^2}{2d\chi_1^2} \int_{x_{i-1/2}}^{x_{i+1/2}} \left(\frac{\partial G_e(x, x_0)}{\partial x} \Big|_{x=x_j} + \frac{\partial g_e(x, x_0, y)}{\partial y} \Big|_{y=0} \right) \sqrt{d^2 - x_0^2} dx_0,$$

$$i = 1, 2, 3, \dots, N+1, j = 2, 3, \dots, N;$$

$$B_{ji} = 0, i = 1, N+1, j = 1, 2, 3, \dots, N;$$

$$C_{ji} = i \int_{x_{i-1/2}}^{x_{i+1/2}} \frac{g_m(x_j, x_0)}{\sqrt{d^2 - x_0^2}} dx_0, i = 2, 3, \dots, N, j = 1, 2, 3, \dots, N+1;$$

$$D_{ji} = -\frac{1}{2d\chi_1^2} \left[G_m(x_j, x_0) - \Gamma^2 \tilde{g}_m(x_j, x_0) \right] \sqrt{d^2 - x_0^2},$$

$$i = 2, 3, \dots, N, j = 1, 2, 3, \dots, N+1;$$

$$D_{ji} = -\sin \chi_1 x_j, i = 1, j = 1, 2, 3, \dots, N+1;$$

$$D_{ji} = -\cos \chi_1 x_j, i = N+1, j = 1, 2, 3, \dots, N+1.$$

В матрице D учтено условие $I(x_0) = 0, x_0 = \pm d$.

Условие совместимости системы имеет вид

$$\det(A) = 0,$$

являющийся характеристическим уравнением относительно величин Γ^2 . Погрешность численного решения задачи зависит от аппроксимации токов $I^{(1)}$ и $I^{(2)}$, и набора точек x_j коллокации и оценивается для различных наборов последних.

Численная реализация алгоритма приведена на примере МПЛ (рис. 2) на двухслойной подложке, содержащей сегнетоэлектрик ($\epsilon_1 = 250$) на слое поликора ($\epsilon_2 = 9,8$)

На рис. 3 приведены результаты расчета $\epsilon_{эф}(\Gamma^2)$ в зависимости от частоты f (ГГц). Результаты могут быть использованы, например, при определении фазового сдвига $\Delta\Phi$ фазовращателя на МПЛ,

$$\Delta\Phi = \Phi_{\max} - \Phi_{\min} = \frac{2\pi}{\lambda} \left(\sqrt{\epsilon_{эф}(0)} - \sqrt{\epsilon_{эф}(E_{\max})} \right) L,$$

где L — длина МПЛ, $\epsilon_{эф}(0)$ и $\epsilon_{эф}(E_{\max})$ — значения $\epsilon_{эф}$ при приложенных потенциалах, соответственно, $E = 0$ и E_{\max} .

Литература

1. **Дмитриев В.И.** Электромагнитные поля в неоднородных средах. — М.: МГУ, 1969. — С. 89.
2. **Чебышев В.В.** Микрополосковые антенны в многослойных средах. — М.: Радиотехника, 2007. — С. 160.

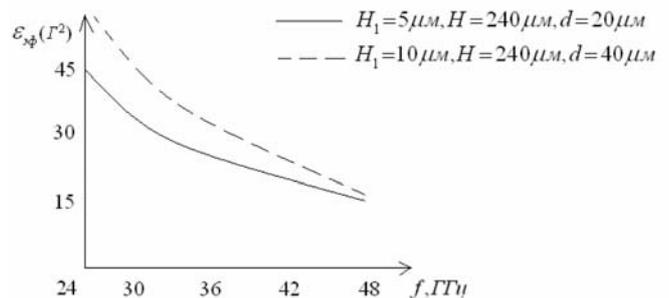


Рис. 3. Зависимость $\epsilon_{эф}$ от частоты

Резонаторная полосковая антенна для мониторинга окружающей среды

Худяков К.Н., Чебышев В.В., МТУС И

Резонаторная полосковая антенна имеет вид, представленный на рис. 1.

Антенна представляет собой треугольный полосковый резонатор 1, связанный с пассивным резонатором 2 элементом связи 3. Резонатор возбуждён полосковой линией, размеры и вид которой определяется размещением антенны в соответствующем устройстве. На входе антенна имеет согласующую щель. Полосковые резонаторы и полосковая линия выполнены из фольгированного текстолита.

Как известно, полосковые антенны резонаторного типа имеют узкий диапазон частот порядка 1 ÷ 2%. Для расширения рабочего диапазона в данной антенне дополнительно используется пассивный резонатор 2 (рис. 1) с элементом связи 3, что позволяет увеличить рабочий диапазон до 10%.

С целью определения и оптимизации размеров антенны (путём их прямого перебора) проведено её математическое моделирование. Интегральные уравнения для неизвестной функции \vec{j}_s , представляющей ток антенны на поверхности $S_{пр}$ с диэлектрической подложкой, как следует из граничной электродинамической задачи [1], имеет вид:

$$\frac{i}{4\pi\omega\epsilon} \vec{n}^0 \left[\text{grad}_{\perp M} \int_{S_{пр}} \vec{j}_s(M_0) \text{grad}_{\perp M_0} \hat{G}(M, M_0) d\sigma_{M_0} - \int_{S_{пр}} \vec{j}_s(M_0) G_0(M, M_0) d\sigma_{M_0} \right] = \vec{n}^0(M) \vec{E}^0 \quad (1)$$

где

\vec{n}^0 — нормаль к поверхности $S_{пр}$

grad_{\perp} — операция для координат в плоскости расположения $S_{пр}$,

M — точка наблюдения,

M_0 — точка истока,

$$G(M, M_0) = G_0(M, M_0) + \frac{\partial g(M, M_0)}{\partial z}$$

где G_0 и $\partial g / \partial z$ — элементы тензорной функции Грина [1], учитывающие влияние слоистой подложки антенны,

E^0 — первичное поле (поле возбуждения) антенны.

Значок * над знаком интеграла в (1) указывает, что этот интеграл следует понимать в смысле конечной точки по Адамару.

При численном решении (1) в элементах тензора выделяется дигольная особенность, так что имеют место представления:

$$G_0(\rho_{M, M_0}) = \frac{e^{-iK_1 \rho}}{\rho} + \int_0^{\infty} f_g(\lambda) J_0(\lambda \rho) \frac{\lambda}{\eta_1} d\lambda$$

$$\left. \frac{\partial g(R_{M, M_0})}{\partial z} \right|_{z=0} = \frac{\epsilon_1 - 1}{\epsilon_1 + 1} G_0(\rho) + \int_0^{\infty} f_g(\lambda) J_0(\lambda \rho) d\lambda$$

где $\rho = \sqrt{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2}$,

$$R = \sqrt{\rho^2 + (z - z_0)^2},$$

$M(x, y)$, $M(x_0, y_0)$, $fG(\lambda)$, $fg(\lambda)$ — функции специальной структуры,

ϵ_1 — диэлектрическая проницаемость подложки,

$$\eta_1 = \sqrt{\lambda^2 - \epsilon_1}.$$

Введём ортогональную систему координат (\vec{s}_0, \vec{v}_0) на $S_{пр}$ и, представляя ток

$$\vec{j}_s = \vec{s}_0 \vec{j}_s + \vec{v}_0 \vec{j}_v,$$

приходим из (1) к системе двух уравнений для составляющих тока. Численное их решение состоит в дискретизации $S_{пр}$ на элементарные площадки ΔS_{sv} и перехода к системе линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) для дискретных значений токов этих элементов. Наиболее удобной представляется указанная аппроксимация треугольными элементами ΔS . Получены квадратурные формулы вычисления элементов тензора на треугольных элементах ΔS , определяющих коэффициенты СЛАУ, которая затем вычисляется стандартными методами. Решение СЛАУ позволяет определить ток \vec{j}_s на $S_{пр}$ антенны и, затем, ее характеристики.

Далее приводятся результаты численного и экспериментального исследования антенны.

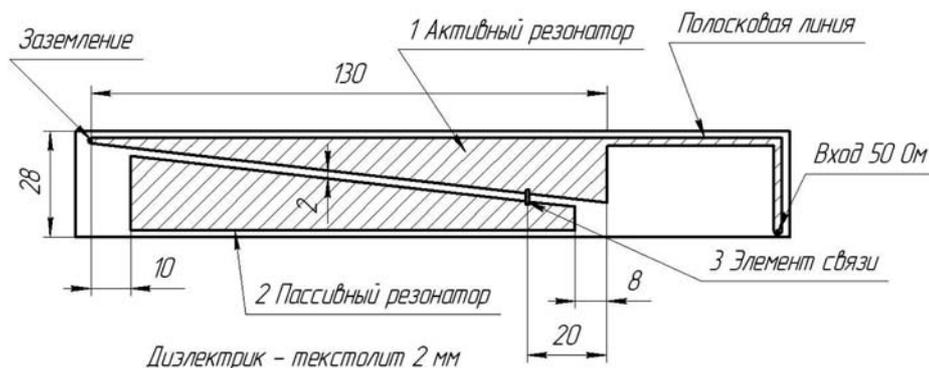


Рис. 1. Внешний вид полосковой антенны

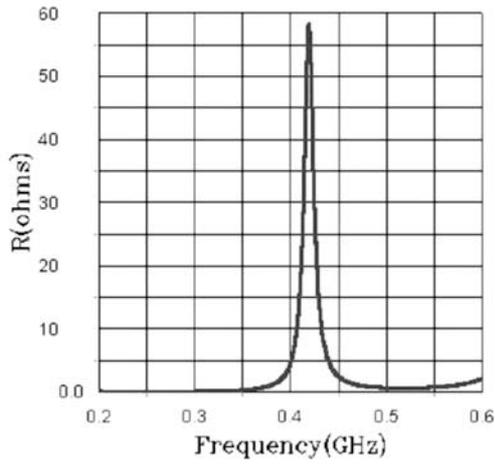


Рис. 2. Активная часть сопротивления антенны по результатам математического моделирования

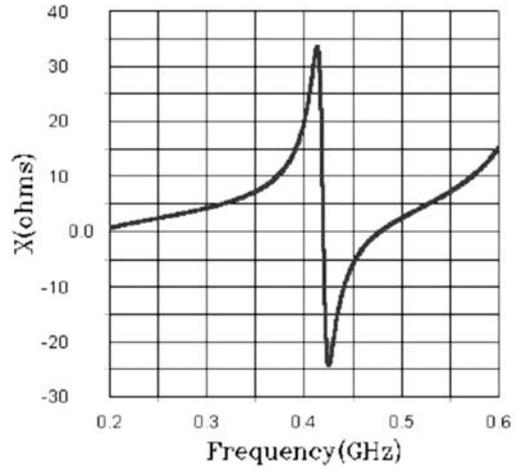


Рис. 3. Реактивная часть сопротивления антенны по результатам математического моделирования

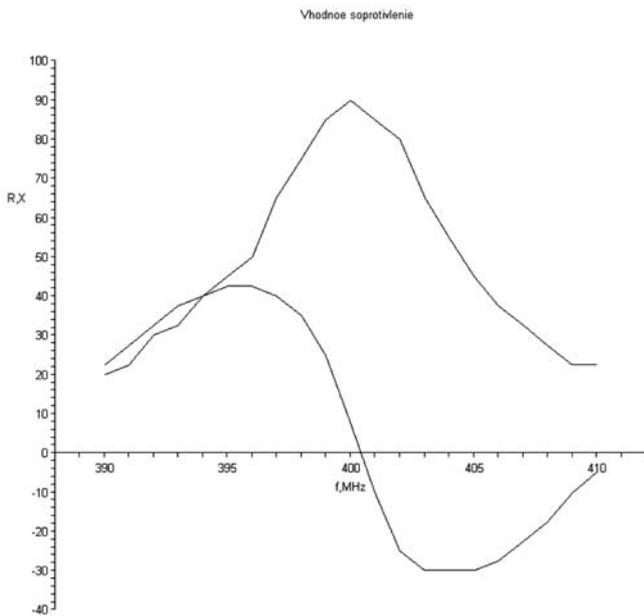
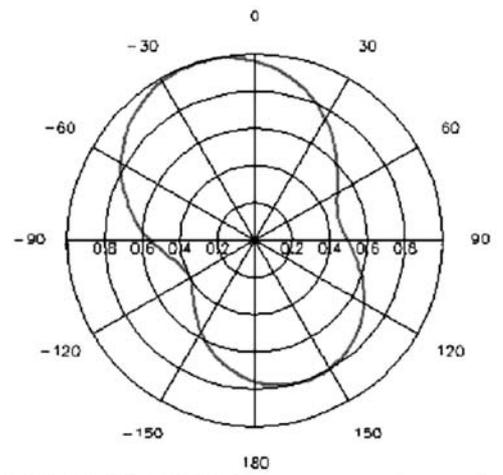


Рис. 4. Входное сопротивление антенны по результатам эксперимента



Wed Oct 15 15:21:14 2008 antenna_2

Рис. 5. Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости по результатам математического моделирования ($f=400$ МГц)

DN Gorizontalnaya ploskost 400 MHz

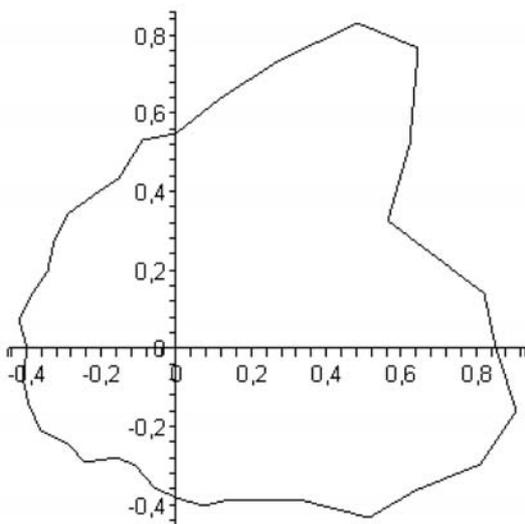
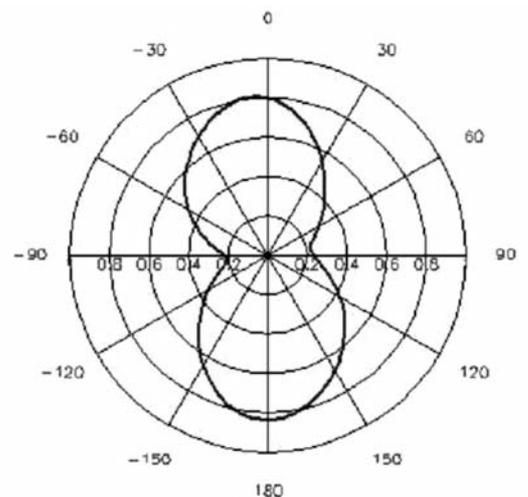


Рис. 6. Диаграмма направленности в горизонтальной плоскости по результатам эксперимента ($f=400$ МГц)



Wed Oct 15 15:52:40 2008 antenna_2

Рис. 7. Диаграмма направленности в вертикальной плоскости по результатам математического моделирования ($f=400$ МГц)

DN Vertikalnaya ploskost 400 MHz

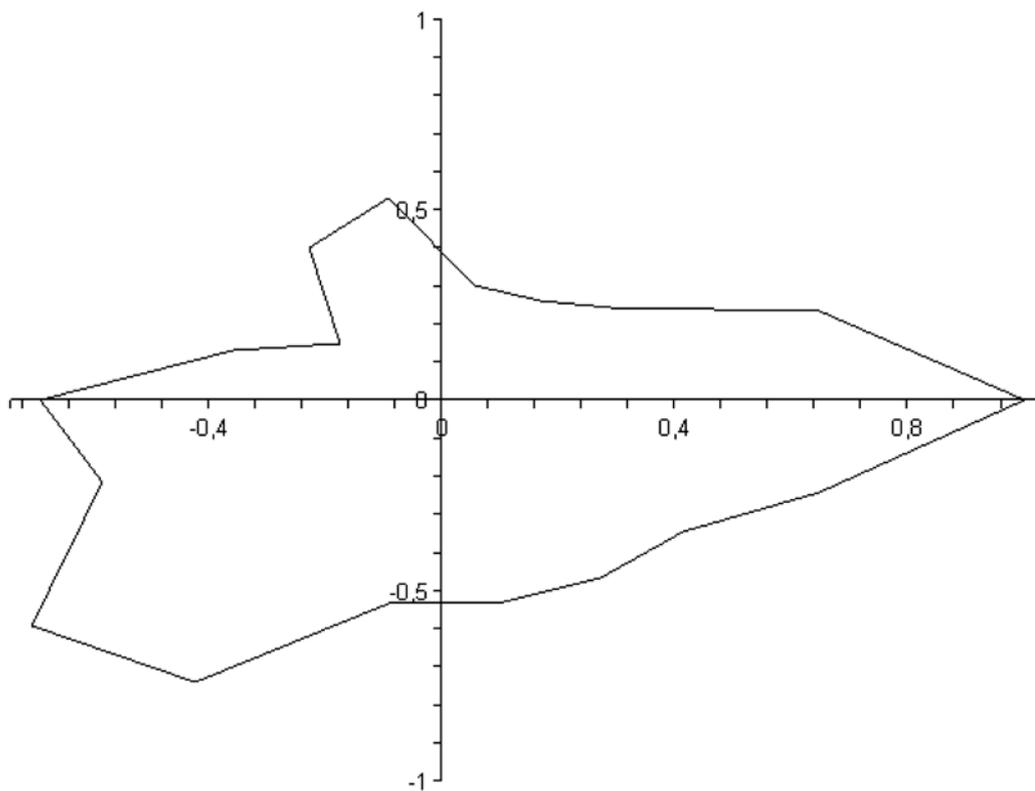


Рис. 8. Диаграмма направленности в вертикальной плоскости по результатам эксперимента ($f = 400$ МГц)

Литература

1. Чебышев В.В. Микрополосковые антенны и решётки в слоистых средах. — М.: Радиотехника, 2007. — 160 с.

Особенности электрических и конструктивных характеристик турникетных логопериодических антенн поперечного излучения

Белянский В.Б., Прошин А.Б., Худяков К.Н., МТУСИ

Логопериодические антенны поперечного излучения были предложены Г.З. Айзенбергом и Э.М. Журбенко в 1964 г. [1, 2]. Предполагалось, что антенны предложенного типа могут быть эффективно использованы в качестве приёмопередающих широкодиапазонных КВ антенн протяжённых радиолиний с главным лепестком диаграммы направленности, прижатым к земле. Однако в этих антеннах не удалось получить приемлемых значений КСВ, что связано с использованием увеличенных расстояний между вибраторами (около половины длины волны в активной области) для обеспечения режима поперечного излучения. Предложенные в [3, 4] турникетные логопериодические антенны поперечного излучения лишены этого недостатка — уровень КСВ этих антенн снижен благодаря использованию двух полотен вибраторов, ортогональных друг другу и питаемых от одного распределительного фидера. Для обеспечения ненаправленной диаграммы в Е-плоскости масштабные коэффициенты вибраторов в полотнах сдвинуты на величину $\tau^{1/2}$, а для создания поперечного излучения геометрический параметр σ выбирается равным $\sigma \approx 1/2$ (см. схему антенны на рис. 1).

Антенны такого типа могут быть востребованы в качестве широкодиапазонных передающих телевизионных антенн, в качестве приёмных антенн УКВ диапазона и диапазоновых КВ-антенн измерите-

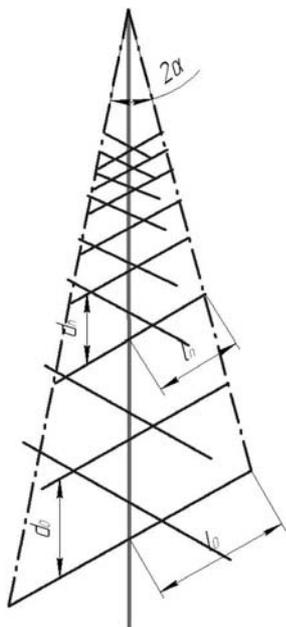


Рис. 1. Схема антенны

лей напряженности поля центров мониторинга радиоспектра и т.п. По-видимому, эти антенны могут представлять интерес в качестве приёмных антенн для населённых пунктов, расположенных в районах, где прием телевизионных сигналов возможен с нескольких телевизионных станций расположенных в различных направлениях. При определенной доработке турникетные логопериодические антенны поперечного излучения могут быть использованы и по назначению своего прототипа как широкодиапазонные приемопередающие антенны КВ диапазона протяжённых радиолиний.

Обобщенные электрические параметры антенны. Впервые достаточно эффективный и элегантный метод расчета вибраторных логопериодических антенн, основанный на методе декомпозиции, был предложен Кэррэллом [5]. Для оценки электрических и конструктивных параметров ЛПА Кэррэлл ввел такие обобщенные параметры, как коэффициент активной области $B_{ар}$ и масштабный коэффициент K_1 . По определению масштабный коэффициент K_1 определяется соотношением:

$$K_1 = \frac{4I_0}{\lambda_n},$$

где I_0 — длина самого большого вибратора антенны; λ_n — длина волны низшей частоты диапазона.

Коэффициент $B_{ар}$ учитывает длину активной области логопериодического полотна и по определению равен:

$$B_{ар} = \frac{R_n}{R_g},$$

где R_n и R_g — расстояния от острого конца структуры (рис. 1) до вибраторов, модуль токов которых ниже на 10 дБ самой большой величины модуля тока вибраторов.

Зная коэффициенты $B_{ар}$ и K_1 , можно определить длину активной области антенны $L_{акт}$, т.е. длину активно участвующей в излучении части антенны.

Из простых геометрических соображений следует, что активная область антенны $L_{акт}$ определяется соотношением:

$$\frac{L_{акт}}{\lambda} = K_1 \frac{\sigma}{1-\tau} \left(1 - \frac{1}{B_{ар}} \right),$$

где σ и τ — геометрические параметры антенны, определяющие размеры плеч вибраторов l_n и расстояния между ними d_n :

$$l_n = l_0 \tau^n,$$

$$d_n = 4l_n \sigma = d_0 \tau^n,$$

где n — текущий номер вибратора в решетке.

Зная $B_{ар}$ и K_1 , легко рассчитать по упрощенным соотношениям диаграммы направленности антенны (ДН) и ее коэффициент усиления

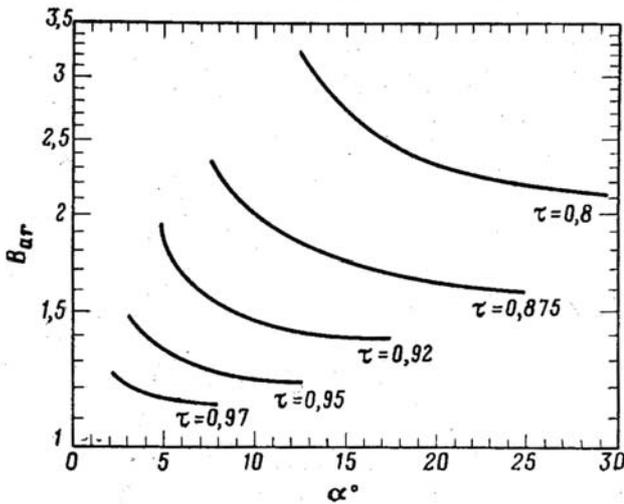


Рис. 2. V_{ar} по Кэррэлу

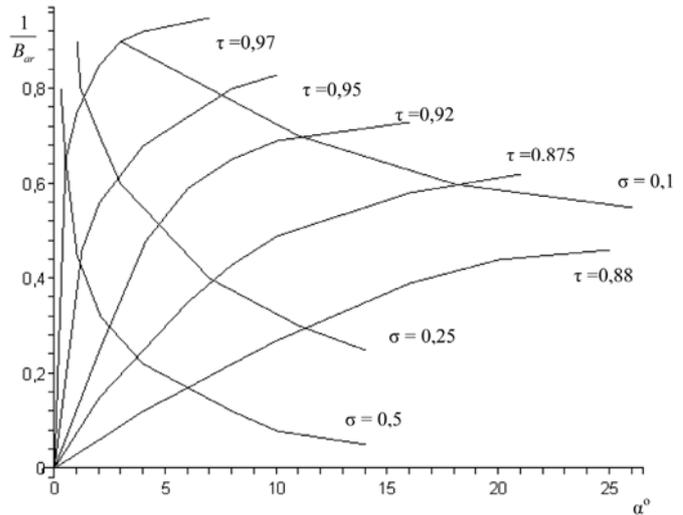


Рис. 3. Интерполированная зависимость $1/V_{ar}$ как функция α

ния G , используя априорные сведения по фазовому распределению функции возбуждения антенны. Так, для антенны поперечного излучения известно, что в активной области вибраторы должны возбуждаться синфазно, а в логопериодических антеннах обратного продольного излучения фазы токов в вибраторах определяются коэффициентом замедления, величина которого близка к оптимальной. Несмотря на использование соотношений, в которых распределение амплитуды и фазы токов вибраторов определяется с некоторой идеализацией, значения ДН и G могут быть найдены достаточно точно, поскольку эти параметры определяются интегральными соотношениями от указанного распределения.

Кэррэл выполнил анализ для логопериодических антенн продольного излучения. Однако, как показывают результаты экспериментальной проверки и предварительных контрольных расчетов (см. ниже), эти данные могут быть использованы и при эскизном расчете логопериодических антенн поперечного излучения. Так, из результатов расчетов Кэррэла величины V_{ar} (рис. 2), можно сделать предположение, что величина V_{ar} асимптотически стремится к бесконечности при $\alpha \rightarrow \infty$, где α — половина угла при вершине антенны (рис. 1).

Действительно, рис. 3 это предположение подтверждает и, следовательно, результаты расчетов Кэррэла V_{ar} для ЛПА продольного излучения могут быть экстраполированы на случай логопериодических антенн поперечного излучения. Данные рис.3 с точностью

~ 5% можно представить в виде соотношения:

$$V_{ar} \cong 1 + (1 + 43,8\sigma)(1 - \tau). \quad (1)$$

Кэррэл в своей работе [5] не привел, к сожалению, данных расчета коэффициента K_1 как функции геометрических параметров τ и α , однако эту информацию можно получить как обобщение экспериментальных данных, приведенное в [6] в виде графика, который можно интерполировать соотношением:

$$K_1 = 0,904 + 3,069(0,98 - \tau) - 7,231(0,98 - \tau)^2. \quad (2)$$

Как уже отмечалось, значения K_1 и V_{ar} , приведенные здесь и полученные для логопериодических антенн продольного излучения, с некоторым приближением можно использовать и для логопериодических антенн поперечного излучения, однако с заменой геометрических параметров τ и α на геометрические параметры плоской логопериодической структуры, полученной совмещением плоскостей ортогональных полотен по продольной оси. При этом очевидно, что новые геометрические параметры $\tau_{эф}$ и $\alpha_{эф}$ будут равны:

$$\tau_{эф} = \sqrt{\tau},$$

$$\sigma_{эф} = \frac{\sigma}{\sqrt{\tau}(1 + \sqrt{\tau})} \approx \frac{\sigma}{2}.$$

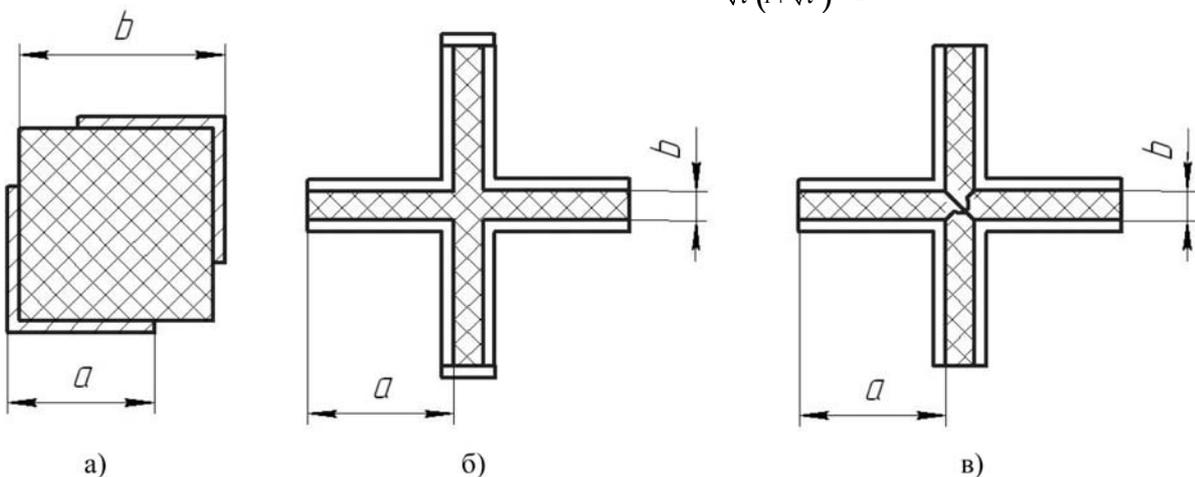


Рис. 4. Фидерные линии турникетной ЛПА: а) двухуголковая; б) четырехуголковая не перекрещенная; в) четырехуголковая перекрещенная

Конструктивные особенности распределительного фидера антенны. Волновое сопротивление распределительного фидера. В плоских вибраторных логопериодических антеннах продольного излучения в качестве распределительного фидера используется, как правило, двухпроводная фидерная линия из проводов цилиндрической формы или полосковая линия. Ни та, ни другая линия не удобны для случая турникетной логопериодической антенны, состоящей из двух ортогональных полотен. Для антенн такого типа авторами были применены двухпроводные уголкового и четырехпроводные перекрещенные уголкового линии. Эскиз поперечного сечения этих линий представлен на рис. 4.

Дополнительным достоинством перекрещенной четырехугольной линии является то, что в качестве отрезков проводов, замыкающих уголки линии в перекрещивающемся порядке, могут быть использованы конструктивные элементы — стяжки, скрепляющие эти провода между собой (рис. 5).

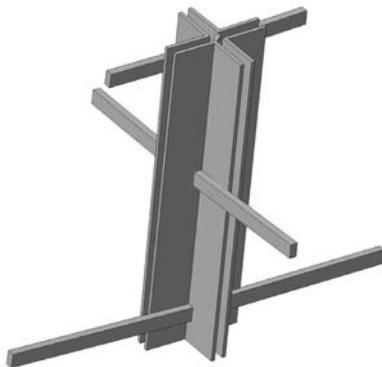


Рис. 5. Схема крепления вибраторов

В передающих антеннах для достижения достаточной электрической прочности величина b/a для двухуголковой линии (рис. 4а) должна быть значительно больше единицы, а так как при увеличении b/a волновое сопротивление фидера увеличивается, получить требуемое значение волнового сопротивления (для передающих телевизионных антенн обычно 50 Ом) можно используя диэлектрическую вставку между уголками с $\epsilon_r > 1$. Очевидно, что получить низкое волновое сопротивление можно при использовании четырехуголкового распределительного фидера даже без заполнения диэлектриком с повышенной диэлектрической проницаемостью.

Определим зависимость волновых сопротивлений уголкового фидерных линий W от их геометрических параметров. Величина W легко определяется в электростатическом приближении по соотношению:

$$W = \frac{1}{vC}, \quad (3)$$

где v — фазовая скорость Т-волны в линии, C — погонная емкость линии.

Значения погонной емкости, как правило, легко определяется методом Хоу [2], однако в данном случае, благодаря особенностям поперечного сечения рассматриваемых фидерных линий, проще получить необходимые соотношения методами математического моделирования. Найдем значения W при $b/a \rightarrow 0$ (a — ширина уголка, b — зазор между уголками, рис. 4). В этом случае распределенная емкость линии определяется, как емкость плоскопараллельного конденсатора:

$$C = \frac{2\epsilon_0 a}{b} \quad (4a)$$

для не перекрещенной четырехуголковой линии,

$$C = \frac{4\epsilon_0 a}{b} \quad (46)$$

для перекрещенной четырехуголковой линии.

Подставляя (4а) и (46) в (3), получаем:

$$W = 60\pi \frac{b}{a} \quad (5a)$$

для не перекрещенной четырехуголковой линии,

$$W = 30\pi \frac{b}{a} \quad (56)$$

для перекрещенной четырехуголковой линии.

Для больших значений b/a можно получить волновые сопротивления линий используя соотношения для четырехпроводных линий с цилиндрическими проводами:

$$W = 60 \ln \frac{\sqrt{2}D}{r} \quad (6a)$$

для не перекрещенной четырехпроводной линии,

$$W = 60 \ln \frac{D}{r\sqrt{2}} \quad (66)$$

для перекрещенной четырехпроводной линии.

В этих соотношениях: D — расстояние между центрами ближайших проводов, r — радиус проводов.

Величина D фидерной линии из цилиндрических проводов близка к величине b четырехуголковой линии

$$D \approx b. \quad (7)$$

Из многочисленных расчетов следует, что в электростатических и электродинамических задачах цилиндрические провода примерно эквивалентны проводам произвольной формы поперечного сечения, если равны их периметры, т.е. в данном случае:

$$2\pi r = 2aK, \quad (8)$$

где K — поправочный коэффициент, близкий к единице. Учитывая (5), (6), (7) и (8), получаем, что волновые сопротивления не перекрещенной и перекрещенной линий соответственно равны:

$$W_n = 60 \ln \pi \frac{b \sqrt{2}}{a K} \quad (9a)$$

и

$$W_n = 60 \ln \frac{\pi b \sqrt{2}}{2 a K}. \quad (96)$$

Функциональные зависимости $W_n \left(\frac{b}{a} \right)$ и $W_n \left(\frac{b}{a} \right)$ в общем случае будут иметь своими асимптотами соотношения (5) и (9) соответственно при $b/a \rightarrow 0$ и $b/a \rightarrow \infty$ и $\sqrt{2}/K = 1$, а

$$W_n = 60 \ln \left(1 + \pi \frac{b}{a} \right) \quad (10a)$$

и

$$W_n = 60 \ln \left(1 + \frac{\pi b}{2 a} \right). \quad (106)$$

На рис. 6 приведены значения W_n и W_n как функции b/a , вычисленные по соотношениям (10а, 106) (сплошные линии) и с помощью программы HFSS.

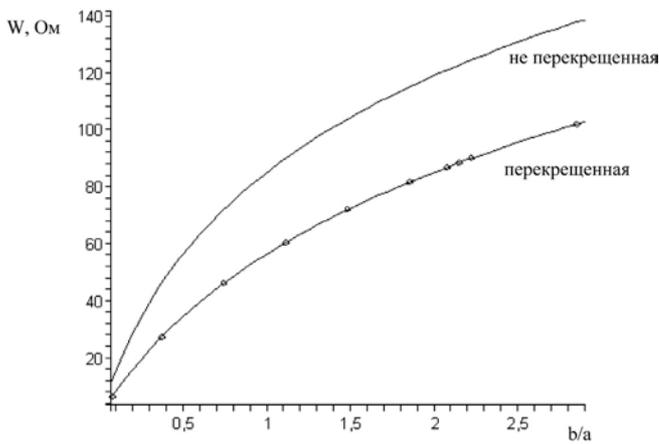


Рис. 6. Волновое сопротивление четырехугольной линии

Видно, что с точностью приблизительно 3% приведенные на графиках значения волновых сопротивлений совпадают. Некоторые расхождения определяются точностью расчетов HFSS и учетом при электродинамическом расчете конечной толщины уголков и проводимостью материала (алюминий). При использовании в линиях диэлектрических вставок с $\epsilon_r > 1$ волновые сопротивления, естественно, понижаются и, кроме того, появляется некоторая зависимость волнового сопротивления от частоты. На рис. 7 представлены расчетные соотношения (полученные с помощью программы HFSS) волнового сопротивления не перекрещенной четырехугольной линии при $\epsilon_r = 2,25$.

На рис. 8 приведены значения волнового сопротивления двухугольной линии с диэлектрической вставкой ($\epsilon_r = 2,25$) и без нее ($\epsilon_r = 1$) на частоте 400 МГц, а на рис. 9 показана частотная зависимость сопротивления этой линии.

Экспериментальная оценка обобщенных параметров антенны.

Обобщенные параметры K_1 и $B_{ар}$ были приближенно определены по измеренному значению рабочего диапазона моделей антенн №1 [4]. Верхняя и нижняя частоты $f_в$ и $f_н$ определены, как значения частоты, при которых модуль коэффициента отражения превышает

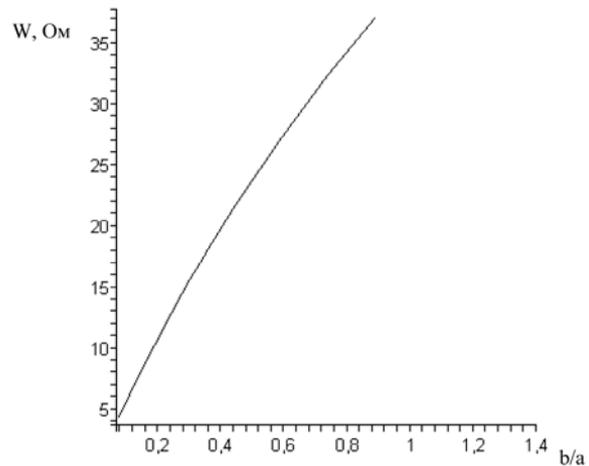


Рис. 7. Волновое сопротивление не перекрещенной четырехугольной линии при $\epsilon_r = 2,25$

в 1,5 раза среднее значение модуля коэффициента отражения. Обобщенные параметры K_1 и $B_{ар}$ определялись по соотношениям, вытекающим из их определения:

$$K_1 = \frac{4I_n}{\lambda_n},$$

$$B_{ар} = \frac{l_n f_n}{l_e f_e},$$

где l_n и l_e — длины плеч соответственно самого длинного и самого короткого вибраторов антенной решетки; λ_n — длина волны самой низкой частоты рабочего диапазона.

При определении K_1 и $B_{ар}$ было установлено, что эти значения, полученные экспериментально, соответствуют значениям K_1 и $B_{ар}$ определенным по формулам (1) и (2), если вместо значений τ и σ подставить в них соответственно эффективные значения:

$$\tau_{эф} = \sqrt{\tau},$$

$$\sigma_{эф} = \frac{\sigma}{2}.$$

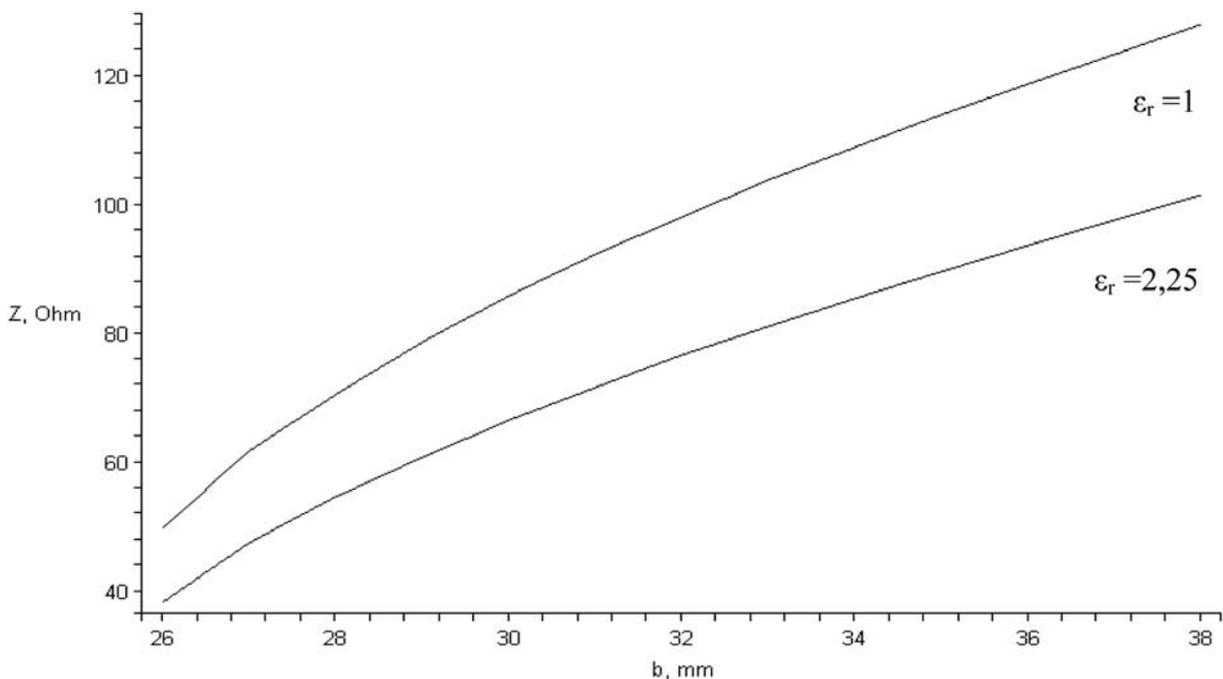


Рис. 8. Волновое сопротивление двухугольной линии, $a = 25$ мм

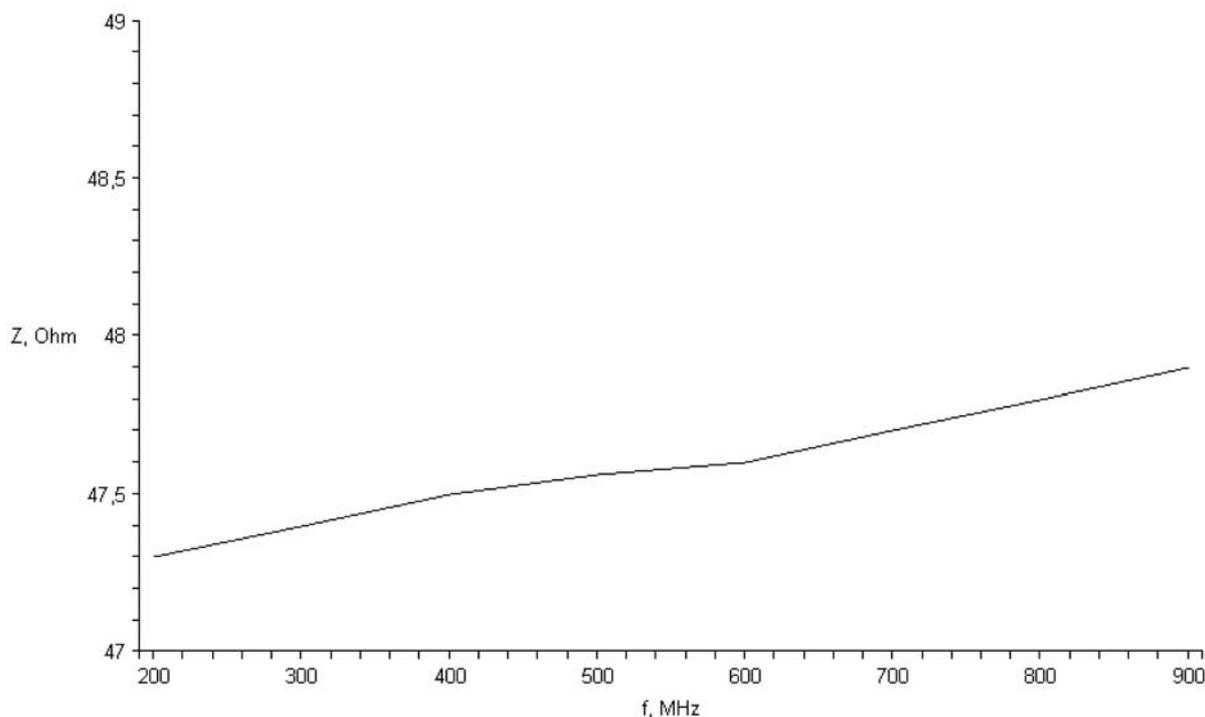


Рис. 9. Частотная зависимость сопротивления двухугольной линии

Экспериментальные значения, определенные по данным измерений моделей №1 (соответственно $K_1^{(1)}$, $B_{ар}^{(1)}$), и значения этих же коэффициентов, определенные по формулам (1) и (2), приведены в табл. 1.

Таблица 1

Сравнение расчетных и экспериментальных значений $K_1^{(1)}$ и $B_{ар}^{(1)}$

	$K_1^{(1)}$	$B_{ар}^{(1)}$
Расчётные значения	1,17	1,86
Экспериментальные значения	1,4	2,52

Из таблицы следует, что расчетные и экспериментальные значения K_1 и $B_{ар}$ совпадают с точностью 10-30%.

Решетки логопериодических антенн поперечного излучения. Решетки логопериодических антенн хорошо изучены и особенности этих антенн описаны, например, в [5]. Однако данные по решеткам вибраторных логопериодических антенн поперечного излучения в литературе, естественно, отсутствуют. Такие решетки обладают рядом специфических, только им присущих, особенностей. Так, например, эти антенны могут обладать независимым от частоты фазовым центром, что удобно, в частности, для широкодиапазонных антенн

измерителей напряженности поля. Полотна решеток таких антенн могут обладать заметной взаимосвязью, что можно использовать, в принципе, для коррекции параметров антенной системы. Более подробно все эти особенности планируется рассмотреть в последующих публикациях.

Литература

1. Бюллетень изобретений № 22, 1964 г. Авторское свидетельство СССР №166386 кл. 21 А4 4602.
2. Айзенберг Г.З. и др. Коротковолновые антенны — М.: Радио и связь, 1985. — 535 с.
3. Белянский В.Б., Худяков К.Н., Маненков А.Н. Вибраторная логопериодическая антенна поперечного излучения МПК Н 01Q 11/10. Патентная заявка. Подана 06.05.2008.
4. Белянский В.Б., Худяков К.Н., Чебышев В.В. Диапазонная телевизионная антенна турникетного типа // Труды Московского технического университета связи и информатики. — ИД "Медиа Паблишер", 2008. — Т. 2. — С. 35-38.
5. Сверхширокополосные антенны. Под ред. Л.С. Бененсона — М.: Мир, 1964. — 251 с.
6. Белянский В.Б. Логопериодические антенны. Пособие по курсовому проектированию — М.: ВЗЭИС, 1968. — 58 с.

Компьютерное моделирование коаксиальной фидерной линии с аномальной дисперсией

Елизаров А.А., Каравашкина В.Н., МТУСИ

В настоящее время в связи с уплотнением городских застроек, ужесточением требований к показателям качества и габаритам элементов антенн возникает проблема создания фидерных линий и устройств, обладающих небольшими размерами и работающих в широком диапазоне частот. Одним из способов уменьшения продольных размеров логопериодических антенн и антенн с бегущей волной является построение питающих фидерных линий с аномальной дисперсией. В таких случаях с ростом частоты колебаний фазовая скорость волны увеличивается при сохранении электрической длины фидерной линии, а наличие замедления позволяет сократить геометрическую длину антенны в целом [1]. В известных коаксиальных и волноводных фидерных линиях наличие дисперсии такого вида невозможно. Решение следует искать в альтернативных видах направляющих линий для сигналов диапазона СВЧ. В качестве такой структуры можно рассматривать цилиндрическую спиральную замедляющую систему с продольно-проводящим экраном, используемую в лампах с бегущей волной (ЛБВ). В СВЧ электронике известна конструкция замедляющей системы ЛБВ, выполненная в виде цилиндрической спирали в металлическом экране с внутренними продольными ребрами. Использование такой замедляющей системы, обладающей аномальной дисперсией, позволяет расширить полосу усиления ЛБВ и осуществить коррекцию ее дисперсионной характеристики [2]. Поскольку существующая конструкция обладает резонансными свойствами и разработана для замедления электромагнитной волны, ее параметры и свойства как передающей линии отличаются от известных. Поэтому важной задачей является моделирование предлагаемой линии передачи программными средствами, чтобы показать возможность создания фидерной линии на основе спиральной замедляющей системы с аномальной дисперсией.

На базе существующей конструкции с продольными ребрами предложена коаксиальная фидерная линия с аномальной дисперсией, содержащая внутренний проводник в виде цилиндрической спирали, а внешний проводник — в виде симметрично расположенных по образующим цилиндра секторов, чередующихся со сквозными щелями (рис. 1). Такая конструкция внешнего проводника обеспечивает практически полную концентрацию энергии электрического поля замедленной волны внутри коаксиальной фидерной линии. Электрическое соединение секторов, необходимое для возбуждения колебаний в линии, должно осуществляться разорванным кольцом. Если же кольцо замкнуто, азимутальные токи, возникающие в месте соединения, уменьшают погонную индуктивность фидерной линии, которая приближенно может быть определена по формуле:

$$L \approx \frac{\mu_0}{4\pi} \left(1 - \frac{b^2}{d^2}\right),$$

где μ_0 — магнитная проницаемость вакуума, b — радиус внутреннего спирального проводника, d — радиус внешнего проводника линии.

Возбуждаемый в кольце ток невелик и существенного влияния на погонную индуктивность коаксиальной фидерной линии не оказывает. Если ширина щелей невелика по сравнению с шириной секторов, погонная емкость коаксиальной фидерной линии приближенно определяется емкостью между двумя цилиндрами с радиусами b и d :

$$C_0 \approx \varepsilon_0 \frac{2\pi d}{d-b},$$

где ε_0 — диэлектрическая проницаемость вакуума.

Дисперсионное уравнение коаксиальной спиральной линии, полученное методом сшивания проводимостей электрического и магнитного типов [3], имеет вид:

$$n^2 = \frac{I_1 K_1}{I_0 K_0} (b\tau) \frac{1}{1 - \varphi_{00}(b\tau, d\tau)},$$

где n — относительный коэффициент замедления, τ — поперечная постоянная волны в линии, I_0, K_0, I_1, K_1 — модифицированные функции Бесселя первого и второго рода, нулевого и первого порядка,

$\varphi_{ij}(x, y) = \frac{I_i(x)K_j(y)}{K_i(x)I_j(y)}$ — функция, характеризующая влияние внешнего экрана линии на внутренний спиральный проводник.

Результаты численного расчета дисперсионного уравнения, полученные с помощью программы MathCAD, приведены на рис. 2 в виде зависимостей коэффициента замедления от обобщенного параметра спирали $Q_c = bktg\Phi$ (где $k = 2\pi/\lambda$ — волновое число, λ — длина волны в линии, Φ — угол намотки спирального проводника), при различном отношении радиуса внешнего проводника d к радиусу внутреннего спирального проводника b .

Из представленных на рис. 2 зависимостей видно, что при $d/b = 1,5$ и $Q_c > 2$ дисперсионная характеристика оказывается практически горизонтальной, что соответствует минимальному значению дисперсии. При уменьшении отношения d/b дисперсия линии меняется с нормальной ($d/b > 1,5$), при которой фазовая скорость волны уменьшается с ростом частоты, на аномальную, при которой увеличение частоты приводит к росту фазовой скорости волны ($d/b < 1,5$).

В соответствии с данными зависимостями предложена конструкция, имеющая отношение радиусов внутреннего и внешнего проводников, равное 1.2. Ее моделирование с помощью программы Ansoft HFSS (v.10) наглядно продемонстрировало вид распределений эле-

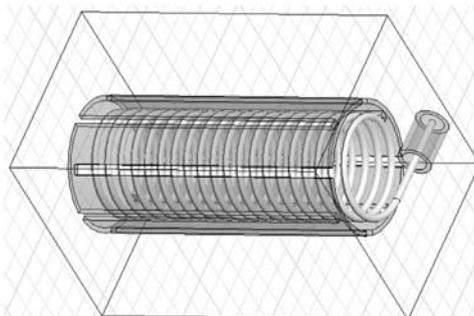


Рис. 1. Модель фидерной линии

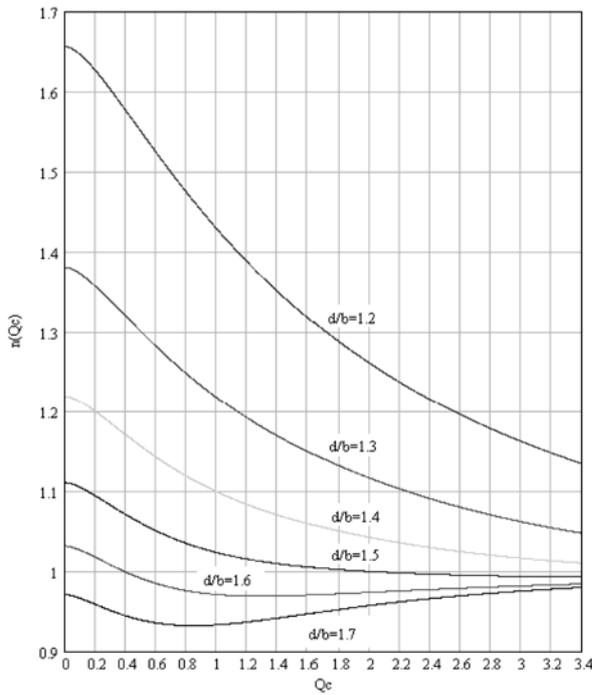


Рис. 2. Зависимости коэффициента замедления от Q_c

электрического и магнитного полей и характер их изменения с ростом частоты. Эта программа реализует метод конечных элементов во временной области. На рис. 3 приведены распределения электрического и магнитного полей в поперечном сечении конструкции при частоте сигнала 60 МГц.

Из представленных на рис. 3 распределений видно, что магнитное поле сосредоточено в образованном внутренним проводником

цилиндре, а электрическое поле — между внутренним проводником и экраном с продольными щелями.

На рис. 4 показан характер распределения электрического и магнитного полей в продольных сечениях конструкции линии на частотах 40 МГц (рис. 4а, в) и 60 МГц (рис. 4б, г).

Из анализа рис. 4 следует, что с ростом частоты моделируемая фидерная линия теряет свои резонансные свойства. Следовательно, падает замедление и растет фазовая скорость, что подтверждает данные первичного расчета. Наличие небольшого излучения снаружи линии легко устранимо добавлением второго сплошного экрана, практически не влияющего на дисперсионные свойства конструкции.

Таким образом, рассмотрена компьютерная модель коаксиальной линии передачи на основе спирали в экране с продольными ребрами, обладающая аномальной дисперсией, и показана возможность построения фидерных линий на ее основе для питания логопериодических антенн и антенн с бегущей волной.

Литература

1. Елизаров А.А., Пчельников Ю.Н. Радиоволновые элементы технологических приборов и устройств с использованием электродинамических замедляющих систем. — М.: Радио и связь, 2002. — 200 с.
2. Пчельников Ю.Н., Лошаков Л.Н., Кравченко Н.П., Лысак А.Ю. Возможность расширения полосы усиления ЛВВ с помощью металлического экрана с продольными ребрами // Известия ВУЗов. Радиотехника. — 1975. — Т. XVIII. — № 10. — С. 161-164.
3. Патент РФ № 2 339 128, МПК H01P 5/02, H01P 3/08. Коаксиальная фидерная линия / А.А.Елизаров, В.Н.Каравашкина, М.Д.Морозовская. Оpubл. в БИ №32, 2008.
4. Григорьев А.Д. Электродинамика и техника СВЧ: Учебник для вузов по спец. "Электронные приборы и устройства". — М.: Высшая школа, 1990. — 335 с.
5. Банков С.Е., Курушин А.А., Разевиг В.Д. Анализ и оптимизация СВЧ структур с помощью HFSS. — М.: СОЛОН-Пресс, 2005. — 216 с.

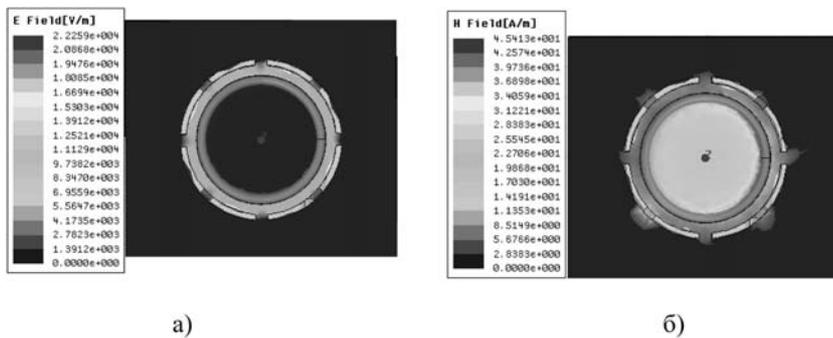


Рис. 3. Распределения электрического(а) и магнитного(б) полей в поперечном сечении

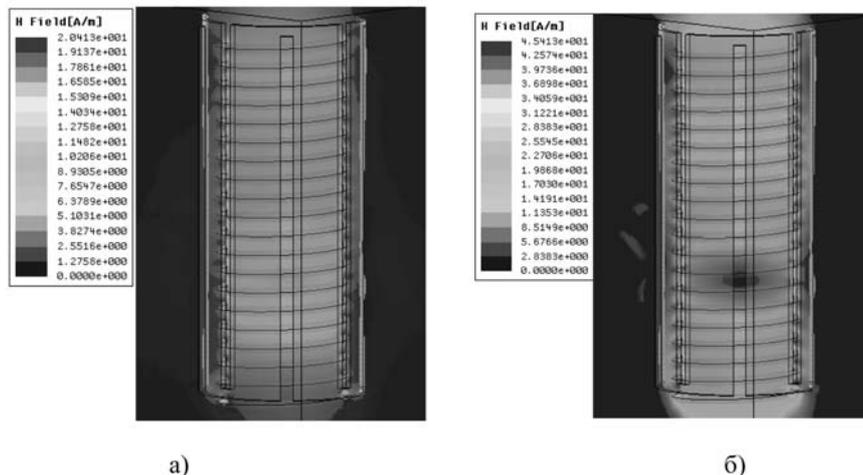


Рис. 4. Распределения электрического и магнитного полей в продольных сечениях конструкции линии на частотах 40 МГц (а, в) и 60 МГц (б, г)

Синтез плоской двухслойной печатной антенны на основе полупрозрачных двумерно-периодических нагруженных структур

Корнюхин В.И., МТУСИ

Введение

Приведенная в [1] методика синтеза антенн вытекающей волны на основе полосковой линии, верхняя пластина которой переходит в двумерно-периодическую нагруженную структуру, позволяет реализовать короткие антенны $L < \lambda$, (λ — длина волны на расчетной частоте) со сверхмалой высотой подвеса $h \ll \lambda$.

Приведенная в [2] методика синтеза антенн вытекающей волны на основе полосковой линии, верхняя пластина которой переходит в двумерно-периодическую нагруженную структуру, а нижняя пластина — в рельефную импедансную подложку, позволяет реализовать плоские печатные антенны большой длины, но наличие рельефной импедансной подложки значительно усложняет конструкцию антенны и ограничивает возможности ее практического использования.

В качестве математического аппарата для расчета этих антенн использовались граничные условия двух типов: односторонние импедансные граничные условия на ребристой структуре, а также двусторонние граничные условия импедансного типа на нагруженной полупрозрачной двумерно-периодической структуре [3]. Указанные граничные условия позволяют связать среднее ближнее поле около антенны с геометрией ребристой структуры либо с величинами нагрузок, включаемых в полупрозрачную двумерно-периодическую структуру.

Использование при расчете антенн усредненных полей, удовлетворяющих волновому уравнению, позволило учесть взаимные связи между излучающими элементами, а прямая связь усредненных полей с глубинами канавок в ребристой структуре и с нагрузками в двумерно-периодической структуре позволило создать регулируемую связь излучающих элементов с линией питания и осуществить преобразование энергии волны питания в энергию волны излучения.

В данной работе сделана попытка синтеза плоской печатной

двухслойной антенны. Предлагаемая антенна, так же, как и в [1], построена по схеме антенны вытекающей волны на основе полосковой линии, верхняя пластина которой переходит в активную двумерно-периодическую нагруженную структуру, расположенную на высоте h_1 и характеризующуюся периодами T и T_1 , нагрузками Z_{H1} , и запитанную полосковой линией высотой h и шириной b .

Отличие состоит в том, что параллельно активной излучающей структуре на высоте h_2 от металлической подложки расположена вторая пассивная двумерно-периодическая нагруженная структура, характеризующаяся периодами T_2, T_3 и нагрузками Z_{H2} (рис. 1).

Полупрозрачные нагруженные структуры, расположенные на высоте $z = h_1$ и $z = h_2$, осуществляют преобразование энергии волны, поступающей по линии питания в область III, в энергию волны излучения, уходящей от антенны (область I).

Вывод расчетных соотношений

Расчет предлагаемой антенны ведется также методом синтеза по заданному полю с использованием известных импедансных граничных условий для двумерно-периодических нагруженных структур [3]. При расчете антенны предполагается, что вариация поля и величин нагрузок по оси x отсутствует, т.е. выполняются условия вида $\partial/\partial x = 0$.

Для этого случая при структуре E волн в областях I ($z > h_2$), II ($h_1 < z < h_2$) и III ($0 < z < h_1$) все компоненты поля могут быть выражены через составляющую магнитного поля H_z а именно

$$E_y = \frac{-i}{\omega\epsilon} \frac{\partial H_x}{\partial z}, E_z = \frac{i}{\omega\epsilon} \frac{\partial H_x}{\partial y}.$$

Поле излучения антенны в области I задается магнитной составляющей в виде

$$H_{x1} = A_1 e^{pz} e^{qy},$$

где

$$p = -n \cos \theta - im \sin \theta$$

$$q = -im \cos \theta + n \sin \theta.$$

Поле в области II задается в виде

$$H_{x2} = (A_2 e^{pz} + B_2 e^{-pz}) e^{qy}.$$

Поле в области III задается в виде

$$H_{x3} = A_3 e^{qy} \operatorname{ch} pz.$$

Подстановка составляющих полей в граничные условия для двумерно-периодической структуре, расположенной в плоскости $z = h_2$, приводит к следующим соотношениям

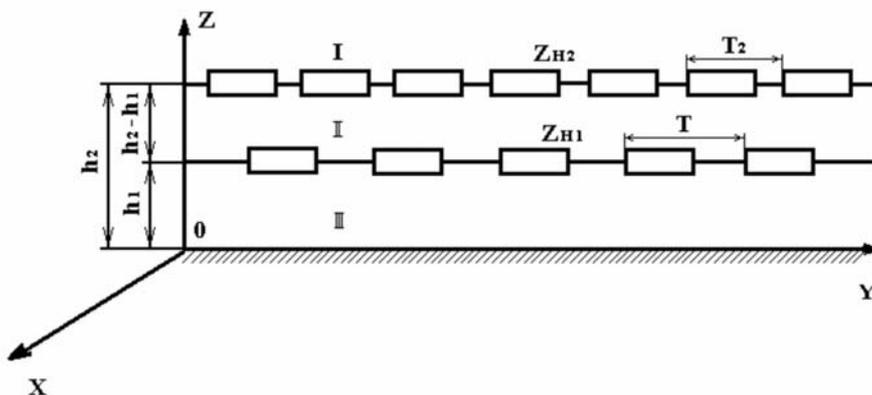


Рис. 1. Схема плоской двухслойной печатной антенны на основе полупрозрачных двумерно-периодических нагруженных структур

$$Ey_{1z=h_2} = Ey_{2z=h_2} \Rightarrow A_2 = A_1 + B_2 e^{-2ph_2}, \quad (1)$$

$$Z_{H2} = iX_2 = \frac{T_2}{T_3} \frac{Ey_{1z=h_2}}{H_{x_{1z=h_2}} - H_{x_{2z=h_2}}} = \frac{T_2}{T_3} \frac{ip'W_0 A_1 e^{ph_2}}{2B_2 e^{-ph_2}} \Rightarrow B_2' = \frac{p'e^2}{2x} \quad (2)$$

где $p' = \frac{p}{k}$; $x_2' = \frac{x_2 T_3}{T_2 \cdot W_0}$; $B_2' = \frac{B_2}{A_1}$; $W_0 = \frac{k}{\omega \epsilon}$,

С учетом (1) и (2) имеем

$$H_{x2} = A_1 e^{qy} \left[e^{pz} + \frac{p'e^{ph_2}}{x_2'} \cdot chp(z-h_2) \right],$$

$$E_{y2} = -ip'W_0 A_1 \left[e^{pz} + \frac{p'e^{ph_2}}{x_2'} shp(z-h_2) \right] e^{qy}.$$

Подстановка составляющих полей в граничные условия для двумерно-периодической структуры, расположенной в плоскости $z = h_1$, приводит к следующим соотношениям

$$Ey_{2z=h_1} = Ey_{3z=h_1} \Rightarrow A_3' = \frac{A_3}{A_1} = \frac{1}{shph_1} \left[e^{ph_1} + \frac{p'e^{ph_2}}{x_2'} shp(h_1-h_2) \right], \quad (3)$$

$$Z_{H1} = y_1 + ix_1 = \frac{T}{T_1} \frac{Ey_{2z=h_1}}{H_{x_{2z=h_1}} - H_{x_{3z=h_1}}},$$

$$\Rightarrow Z_{H1} = y_1 + ix_1 = \frac{T}{T_1} (-ip'W_0) \frac{1}{\left(\frac{e^{ph_1} + \frac{p'e^{ph_2} chp(h_1-h_2)}{x_2'}}{e^{ph_1} + \frac{p'e^{ph_2} shp(h_1-h_2)}{x_2'}} \right) - cthph_1} \quad (4)$$

Поскольку построение антенны предполагает чисто реактивные сопротивления нагрузок и отсутствие потерь в металлических проводниках, то должно быть справедливо уравнение энергетического баланса, связывающее активную мощность, поступающую в область III с активной мощностью, уходящей в полупространство I.

$$\operatorname{Re} \int_0^h \dot{E} z_{3y=0} \dot{H} x_{3y=0}^* dz = -\operatorname{Re} \int_0^L \dot{E} y_{2z=h_1} \dot{H} x_{2z=h_1}^* dy.$$

Связь между длиной антенны L и величиной реактивных нагрузок x_2' может быть установлена из этого уравнения.

Входное сопротивление антенны может быть вычислено по формуле

$$Z_{ax} = \frac{P_{ax}}{|I|^2}, \quad \text{где } I = b \cdot H_{x_3} / y = 0,$$

$$P_{ax} = b \int_0^{h_1} \dot{E} z_{3y=0} \dot{H} x_{3y=0}^* dz,$$

b — ширина антенны.

Диаграмма направленности рассматриваемой антенны при $\theta = 0$ в плоскости E (плоскость ZOY) определяется следующим выражением

$$f(\theta) = \frac{\sin \left[\frac{kL}{2} (\cos \theta - \cos \theta_1) \right]}{\frac{kL}{2} (\cos \theta - \cos \theta_1)} \cdot \left(\frac{1 + \cos(90^\circ - \theta)}{2} \right) \quad (5)$$

θ — угол отсчитываемый от плоскости антенны (плоскость XOY)

θ_1 — направление максимума излучения

Ненормированная диаграмма направленности антенны в плоскости H (плоскость XOZ) может быть записана в виде

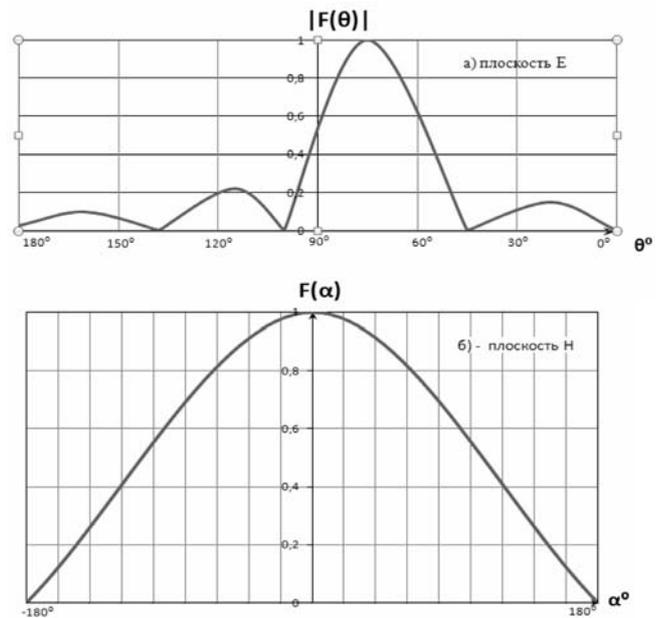


Рис. 2. Рассчитанные диаграммы направленности: а) в плоскости E ; б) в плоскости H

$$f(\alpha) = \frac{\sin \left(\frac{k b}{2} \sin \alpha \right)}{\frac{k b}{2} \sin \alpha} \cdot \left(\frac{1 + \cos \alpha}{2} \right), \quad (6)$$

где α — угол, отсчитываемый от нормал к плоскости XOY .

Результаты расчета

По полученным расчетным соотношениям для выбранных $L = 2\lambda$, $R_{вх} = 50 \text{ Ом}$, $\theta_1 = 75^\circ$, $h_1 = 0,12 \lambda$, $h_2 \approx 0,25 \lambda$, были рассчитаны величины реактивных нагрузок x_2' , x_1' , ширина антенны b и диаграммы направленности в плоскостях E и H .

$$x_2' = 0,09473; \quad x_1' = -0,521; \quad b = 0,2 \lambda.$$

Рассчитанные диаграммы направленности представлены на рис. 2.

Выводы

Как показали результаты расчетов, введение дополнительной двумерно-периодической полупрозрачной нагруженной структуры позволило осуществить синтез плоских печатных антенн большой длины ($L > \lambda$), а реализация рассчитанных двумерно-периодических структур с реактивными нагрузками на основе использования прогрессивной технологии изготовления печатных схем значительно упростила конструкцию антенны и открыла широкие возможности для ее практического использования как в качестве отдельной самостоятельной антенны, так и в качестве элемента антенной решетки.

Литература

1. Тершин О.Н., Корнюхин В.И. Расчет малодобротных антенн вытекающей волны на базе полосковой линии методом последовательных приближений // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. — 1981. — Т. XXIV. — №1. — С. 40-45.
2. Корнюхин В.И., Седов В.М. Синтез антенн вытекающей волны на основе полосковых линий // Сборник "Антенны". — 2008. — № 2 (129). — С. 3-10.
3. Тершин О.Н., Азоян Р.С. Обобщенные граничные условия импедансного типа для двумерно-периодических структур // Радиотехника. — 1976. — Т. 31. — № 1. — С. 35-42.

Об идеальной ДН облучателя офсетной зеркальной антенны

Кочержевский В.Г., МТУСИ

Космическая радиосвязь обеспечивается преимущественно антеннами зеркального типа. Этот тип антенн, кроме основной поляризации, создает /принимает/ кроссполяризованное поле. Особенно это присуще зеркальным антеннам с вынесенным облучателем. Нормы на допустимый уровень кроссполяризованного излучения очень жесткие. Однако в учебниках по антеннам и в лекционных курсах вопросы расчета кроссполяризационной диаграммы направленности вообще не рассматриваются, а в известной монографии [1] этим вопросам уделено мало внимания. Кроме того, там имеется неточное утверждение, что апертурным методом, которым чаще всего осуществляются расчеты зеркальных антенн (ЗА), вообще нельзя определить поляризационные характеристики поля (с. 324). На самом деле формулы векторного варианта апертурного метода известны [2]. В сферической системе координат с началом в фокусе зеркала и с полярной осью, совпадающей с осью конуса угла раскрытия, компоненты вектора электрического поля в проекции апертуры, расположенной в фокальной плоскости, определяются с помощью выражения

$$\begin{bmatrix} E_x(\theta, \phi) \\ E_y(\theta, \phi) \end{bmatrix} = \frac{e^{-i2kF}}{2F} \begin{bmatrix} C_1 & S_1 \\ -S_1 & C_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_\theta \\ A_\phi \end{bmatrix} \quad (1)$$

где

$$S_1 = (\cos \theta_0 + \cos \theta) \sin \phi,$$

$$C_1 = \sin \theta \sin \theta_0 - \cos \phi (1 + \cos \theta \cos \theta_0),$$

θ_0 — угол выноса облучателя для офсетной ЗА,

$\vec{A}(\theta, \phi) = A_\theta(\theta, \phi) \cdot \vec{a}_\theta + A_\phi(\theta, \phi) \cdot \vec{a}_\phi$ — векторная ДН облучателя.

Будем говорить, что эта ДН записана в собственной системе координат облучателя.

Примечание

Если рассмотреть сопутствующую декартову систему координат, то следует считать, что вынос облучателя произведен в плоскости XOZ.

Выражение (1) можно обратить, и тогда по желаемому АФР в раскрытии зеркала можно будет найти требуемую для этого диаграмму направленности облучателя:

$$\begin{bmatrix} A_\theta \\ A_\phi \end{bmatrix} = \left(\frac{e^{-i2kF}}{2F} \right)^{-1} \begin{bmatrix} C_1 & S_1 \\ -S_1 & C_1 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} E_x(\theta, \phi) \\ E_y(\theta, \phi) \end{bmatrix} \quad (2)$$

Для нахождения обратной матрицы, входящей в (2), получим сначала выражения для определения АФР в случае осесимметричного зеркала. Для этого положим $\theta_0 = 0$ в (1).

Получим

$$\begin{pmatrix} E_x \\ E_y \end{pmatrix} = -\frac{1 + \cos(\theta)}{2} \begin{pmatrix} \cos(\phi) & \sin(\phi) \\ \sin(\phi) & \cos(\phi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_\theta \\ A_\phi \end{pmatrix} \frac{e^{-ik2F}}{F}. \quad (3)$$

Точно такое же выражение будет и в случае офсетного зеркала, т.е. при $\theta_0 \neq 0$, если только в (3) использовать выражения для компонент ДН облучателя, записанные в соответствующем образом отклоненной системе координат.

Рассмотрим, как преобразуются выражения для компонент диаграммы направленности облучателя при повороте системы сферических координат. Очевидно, оси Y сопутствующих декартовых систем координат должны совпадать. Как и прежде, пусть $A_\theta(\theta, \phi)$, $A_\phi(\theta, \phi)$ — компоненты векторной диаграммы направленности \vec{A} облучателя в собственной системе координат.

Наша цель — найти выражения для компонент A_θ' и A_ϕ' этой же диаграммы в первичной системе координат с осью Z', совпадающей с фокальной осью исходного параболоида вращения.

В произвольной точке наблюдения M единичные векторы $\vec{e}_\theta, \vec{e}_\phi$ и $\vec{e}_\theta', \vec{e}_\phi'$ образуют два равноправных ортогональных поляризационных базиса, повернутых друг относительно друга на некоторый угол γ . Обозначим эти базисы как $|\vec{p}\rangle$ и $|\vec{p}'\rangle$ соответственно. Договоримся отсчитывать угол γ от вектора \vec{e}_θ в сторону вектора \vec{e}_θ' . В этом случае, как легко видеть,

$$|\vec{p}\rangle = \begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma) \\ -\sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{bmatrix} |\vec{p}'\rangle.$$

Трансформирующую матрицу

$$\begin{bmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma) \\ -\sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{bmatrix},$$

имеющую смысл, а соответственно и вид матрицы оператора поворота на угол γ , будем для краткости обозначать, как Γ . Тогда предыдущее соотношение примет компактный вид

$$|\vec{p}\rangle = \Gamma |\vec{p}'\rangle.$$

При этом

$$\begin{pmatrix} A_\theta \\ A_\phi \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\gamma) & \sin(\gamma) \\ -\sin(\gamma) & \cos(\gamma) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_\theta' \\ A_\phi' \end{pmatrix} \quad (5)$$

Как показано в [3],

$$\gamma = \phi - \phi' + \varepsilon, \quad (6)$$

где

$$ctg\left(\frac{\varepsilon}{2}\right) = ctg\left(\frac{\theta_0}{2}\right) ctg\left(\frac{\theta'}{2}\right) \cos ec(\phi') + ctg(\phi').$$

На основании соотношения (6) операцию поворота на угол γ можно рассматривать как результат последовательного осуществления 3х операций поворота на углы ϕ' , ϕ и ε соответственно. Это позволяет записать для матрицы Γ представление в виде произведения трех матриц

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \cos(\phi) & \sin(\phi) \\ -\sin(\phi) & \cos(\phi) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\varepsilon) & \sin(\varepsilon) \\ -\sin(\varepsilon) & \cos(\varepsilon) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\phi') & -\sin(\phi') \\ \sin(\phi') & \cos(\phi') \end{bmatrix} \quad (7)$$

Заметим, что повороты на плоскости, в отличие от пространственного случая, могут производиться в произвольном порядке.

Учитывая ортогональность матриц оператора поворота, формулу обращения для выражения (5) можно теперь записать в виде

$$|A'\rangle = \Gamma^T |A\rangle, \quad (8)$$

где

$$\Gamma^T = \begin{bmatrix} \cos(\phi') & \sin(\phi') \\ -\sin(\phi') & \cos(\phi') \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\varepsilon) & -\sin(\varepsilon) \\ \sin(\varepsilon) & \cos(\varepsilon) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\phi) & -\sin(\phi) \\ \sin(\phi) & \cos(\phi) \end{bmatrix} \quad (9)$$

транспонированная матрица.

С помощью соотношения (8) компоненты ДН отклоненного облучателя выражаются в исходной системе координат через компоненты в собственной системе, которые считаются известными.

Используя полученные соотношения, можно показать, что соотношение (3) эквивалентно соотношению

$$\begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} = -\frac{1 + \cos(\theta')}{2} \begin{bmatrix} \cos(\phi + \varepsilon) & \sin(\phi + \varepsilon) \\ \sin(\phi + \varepsilon) & \cos(\phi + \varepsilon) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_\theta \\ A_\phi \end{bmatrix} \frac{e^{-ik2F}}{F}. \quad (10)$$

Теперь формула обращения становится очевидной:

$$\begin{bmatrix} A_\theta \\ A_\phi \end{bmatrix} = -\left(\frac{1 + \cos(\theta')}{2}\right)^{-1} \begin{bmatrix} \cos(\phi + \varepsilon) & \sin(\phi + \varepsilon) \\ \sin(\phi + \varepsilon) & \cos(\phi + \varepsilon) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_x \\ E_y \end{bmatrix} \left(\frac{e^{-ik2F}}{F}\right)^{-1}. \quad (11)$$

Из этого соотношения легко определить, какими должны быть поляризационные свойства ДН облучателя, чтобы кроссполяризованное излучение ЗА отсутствовало. Кроме того, это выражение полностью определяет идеальную диаграмму направленности облучателя (в пределах угла раскрытия зеркала), создающую заданное распределение электрического поля в раскрытии зеркала.

Доопределив подходящим образом полученное выражение для идеальной диаграммы направленности на все углы, можно классическим методом синтеза теории антенн определить требуемое амплитудно-фазовое распределение поля в апертуре облучателя и аппроксимируя его конечным набором собственных волн, например, конического рупора, получить необходимые данные для разработки реального облучателя.

Литература

1. Айзенберг Г.З, Ямпольский В.Г., Терешин О.Н. Антенны УКВ. — М.: Связь, 1977. — Т. 1. — 381 с.
2. Радж А.У., Адейтиа Н.А. Параболические антенны со смещенным зеркалом // Обзор. ТИИЭР. — 1978. — № 12. — С. 5-36.
3. Коган Б.Л. Кроссполяризация несимметричной двухзеркальной антенны в геометрооптическом приближении // Антенны. — 1999. — Вып. 2(43). — С. 18-20.

Антенна с режекторной ДН в горизонтальной плоскости

Пыхова М.А., ГРЧЦ

В связи с наличием сложной электромагнитной обстановки в диапазоне 2,025-2,5 ГГц, возникает проблема электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств. Для работы фиксированной системы связи беспроводного широкополосного доступа требуется широкий сектор обслуживания (реализация соединения точка-многоточка). Поэтому, исходя из реальной электромагнитной обстановки, зона работы БС отличается от желаемой наличием секторов, где излучение либо полностью отсутствует, либо подавляется.

Основной критерий подавления излучения от мешающих РЭС — это снижение на 10-30 дБ либо отсутствие излучения в требуемом секторе углов 5-15 град.

Для обеспечения подавления либо снижения излучения в требуемом секторе углов будем использовать режекторную ДН. Режекторная ДН представляет собой ДН в горизонтальной плоскости всенаправленной антенны с наличием сектора, где значения ДН принимают меньшие либо нулевые (рис. 1).

Реальная режекторная ДН, в отличие от идеальной, не имеет скачкообразного изменения и не принимает постоянных значений ДН в секторе и вне сектора. Чтобы приблизить реальную режекторную ДН к идеальной, воспользуемся критерием о двойном максимуме и крутизне ДН.

Критерий о двойном максимуме

— максимизация минимального значения вне сектора подавления

$$\max(U_{1\min}), \text{ при } \Theta \notin \Delta\Theta; \quad (1)$$

— максимизация разности между минимальным значением сигнала вне сектора подавления и максимальным значением в секторе

$$\begin{cases} F_1 = \min(U_{0\max}), \text{ при } \Theta \in \Delta\Theta \\ F_2 = \max(U_{1\min}), \text{ при } \Theta \notin \Delta\Theta \end{cases} \quad (2)$$

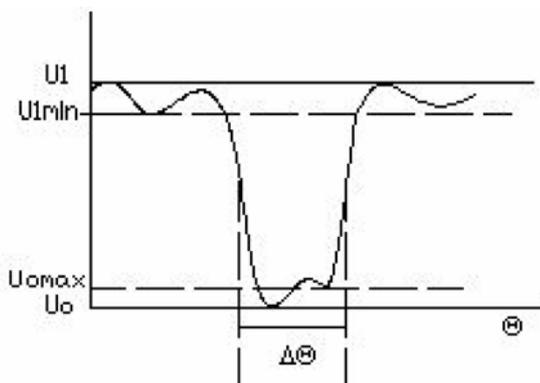


Рис. 1. Режекторная диаграмма направленности

$$\max\{F_2 - F_1\}. \quad (3)$$

Крутизна режекторной ДН — отношение разностей максимального значения в секторе и минимального значения вне сектора к образующему углу между этими значениями. Для получения ДН, близкой к идеальной, необходимо получить максимальное значение крутизны.

На практике требуемая форма ДН задается в виде графика либо в виде функции, не удовлетворяющей в общем случае условиям существования точного решения. Поэтому задача синтеза превращается в задачу аппроксимации.

Для решения задачи построения антенны режекторной ДН используется антенна с режекторной ДН проходного типа. Для получения ДН требуется установить электромагнитный экран на некотором расстоянии от антенны с таким расчетом, чтобы экран перехватывал энергию, излучаемую в заданном секторе углов. Принцип действия такого экрана состоит в компенсации поля от кромки экрана на полем, проникшим сквозь щель [1].

Для численного решения задачи о влиянии экрана на излучение электрического вибратора воспользуемся методом численного решения задач дифракции электромагнитных волн на незамкнутых поверхностях прямоугольной формы [9]. В основе метода лежит алгоритмизация интегрально-дифференциальных операторов, что является основной трудностью при решении задач дифракции.

Для решения задачи дифракции монохроматического электромагнитного поля на незамкнутой поверхности произвольной формы введем систему криволинейных координат q, t, v так, чтобы S совпала с частью координатной поверхности $q = q_0$ (рис. 2).

Тогда связь декартовых координат с криволинейными определяется формулами:

$$x = x(q, t, v), \quad y = y(q, t, v), \quad z = z(q, t, v). \quad (4)$$

Плотность полного тока, наведенного на поверхность S (т.е. сумма плотностей тока, наведенного на обеих сторонах), является ис-

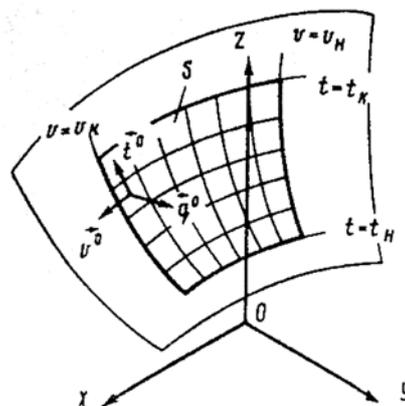


Рис. 2. Система криволинейных ортогональных координат

точником вторичного электромагнитного поля E и H

$$j(t, v) = j^0 + j^1(t, v) + v^0 j^2(t, v). \quad (5)$$

Используя формулы, связывающие электродинамические потенциалы A и Ψ и E, H, получим интегрально-дифференциальные уравнения:

$$\lim_{M \rightarrow S} \left[\iint_S (j_t h_v K_t^\tau + j_v h_\tau K_v^\tau) d\tau dv \right] = E_t^0 |_{M \in S}$$

$$\lim_{M \rightarrow S} \left[\iint_S (j_t h_v K_v^\tau + j_v h_\tau K_t^\tau) d\tau dv \right] = E_v^0 |_{M \in S} \quad (6)$$

$$K_p^\psi = \frac{i}{4\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \left[-\frac{1}{l_p} \frac{\partial}{\partial p} \frac{\partial G}{\partial \psi} + k^2 (p^0, \psi^0) h_\psi \right]$$

$$l_p = \sqrt{(x'_p)^2 + (y'_p)^2 + (z'_p)^2}, \quad \psi = \tau, \quad v, \quad p = t, v. \quad (7)$$

Система уравнений справедлива при произвольном первичном поле. Система интегрально-дифференциальных уравнений решается численно путем разложения этих уравнений по базисным функциям с неизвестными коэффициентами $J_{\tau_{ij}}, J_{\nu_{ij}}$. Для этого поверхность S разбивается на n_t (отрезок $[t'_i, t'_k]$) и n_v (отрезок $[\nu'_i, \nu'_k]$) элементов ΔS_{ij} а коэффициенты находятся методом коллокации.

$$\sum_{i=1}^{n_t} \sum_{j=1}^{n_v} J_{ij}^t T_{ij}^{tv}(M) + J_{ij}^v T_{ij}^{vv}(M) = E_v^0 |_{M \in S}$$

$$\sum_{i=1}^{n_t} \sum_{j=1}^{n_v} J_{ij}^t T_{ij}^{\tau t}(M) + J_{ij}^v T_{ij}^{\nu t}(M) = E_t^0 |_{M \in S} \quad (8)$$

$$T_{ij}^{\psi p} = \frac{i}{4\pi k} \lim_{M \rightarrow S} \times$$

$$\times \left[-\frac{1}{l_p} \int_{\nu_{j-1}}^{\nu_j} \int_{t_{i-1}}^{t_i} \frac{\partial}{\partial p} \frac{\partial G}{\partial \psi} d\tau dv + k^2 \int_{t_{j-1}}^{t_j} \int_{\nu_{i-1}}^{\nu_i} (p^0, \psi^0) h_\psi G d\tau dv \right],$$

$$p = t, v, \quad \psi = \tau, v \quad (9)$$

Помещая точку наблюдения M в середину каждого из элементов ΔS_{ij} , из (8) определяются $J_{\tau_{ij}}, J_{\nu_{ij}}$. А с помощью основных уравнений электродинамики находим характеристики электрического поля.

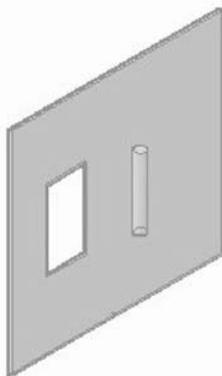


Рис. 3. Радионепрозрачный экран с отверстием

Для иллюстрации метода рассмотрим 2 задачи подавления поля излучения электрического вибратора (с размером плеча $\lambda/4$) с помощью прямоугольного экрана с щелевым отверстием (рис. 3) и кольцевого экрана (рис. 4).

Методом аппроксимаций были найдены оптимальные размеры обоих видов экранов для получения режекторной ДН на частоте 2,4 ГГц.

Прямоугольный экран с щелевым отверстием.

Расстояние от экрана до отверстия составляет $\lambda/4$. Экран имеет форму квадрата размером 0,3 x 0,3 м, в котором на расстоянии 0,54 λ от центра экрана прорезано отверстие 0,56 λ x 0,08 λ .

Учитывая описанные выше критерии, оценим полученную ДН (рис. 5). Ширина сектора подавления на минус 18 дБ составляет 18 градусов, на минус 20 дБ составляет 15 градусов, на минус 25 дБ составляет 8 градусов, а на минус 30 дБ — 4,5 градуса. С данным типом экрана сигнал подавляется более чем на 30 дБ. Минимальное значение сигнала вне сектора подавления $U_{min} = -13$ дБ, а разность между минимальным значением сигнала вне сектора подавления и максимальным значением в секторе составляет 30 дБ. Крутизна ДН составляет 3 дБ/град.

Кольцевой экран

Размер экрана определяется внутренним $R' = 1,24 \lambda$ и внешним $R = 1,7 \lambda$ размером кольца и расстоянием до экрана 4,4 λ .

Исходя из полученной ДН (рис. 6), оценим ее аналогично щелевому экрану. Ширина сектора подавления на минус 18 дБ составляет 13 градусов. С данным типом экрана сигнал подавляется на 18,5 дБ. Минимальное значение сигнала вне сектора подавления $U_{min} = -6$ дБ, а разность между минимальным значением сигнала вне сектора подавления и максимальным значением в секторе составляет 12,5 дБ. Крутизна ДН составляет 1,5 дБ/град.

Исследуем влияние частоты на ДН, полученную для кольцевого экрана. ДН получены для диапазона работы беспроводного доступа, используя критерии, описанные выше. Из графика зависимости между минимальным значением сигнала вне сектора подавления и максимальным значением в секторе от частоты (рис. 7), а также полученных диаграмм видно, что крутизна и угол подавления режекторной ДН не изменились в отличие от уровней U_{min} и U_{0max} . Наиболее благоприятный диапазон частот с точки зрения удовлетворения критерию подавления является диапазон 2,3-2,5 ГГц. В данном диапазоне значения основных параметров режекторной ДН практически неизменны.

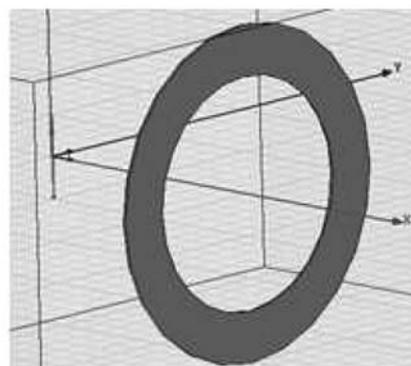


Рис. 4. Радионепрозрачный кольцевой экран

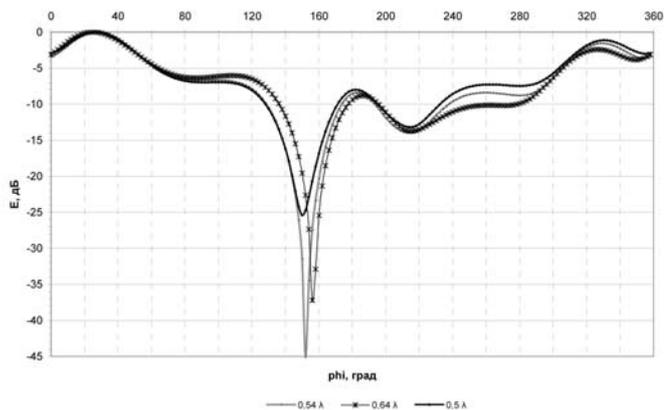


Рис. 5. Прямоугольный экран с щелевым отверстием. Зависимость подавления излучения от угла с различным смещением отверстия относительно центра экрана

Выводы

Для реализации режекторной ДН были получены два типа экранов: прямоугольный экран с щелевым отверстием и кольцевой экран. Прямоугольный экран с отверстием подавляет излучение на 30 дБ и обладает более высоким значением крутизны ДН в отличие от кольцевого экрана, но имеет более низкое значение U_{min} (сигнал значительно подавляется и вне сектора подавления). Для устранения этого недостатка применялся кольцевой экран. Кольцевой экран подавляет излучение на 13 дБ и без изменения основных параметров режекторной ДН работает в диапазоне 2,3-2,5 ГГц.

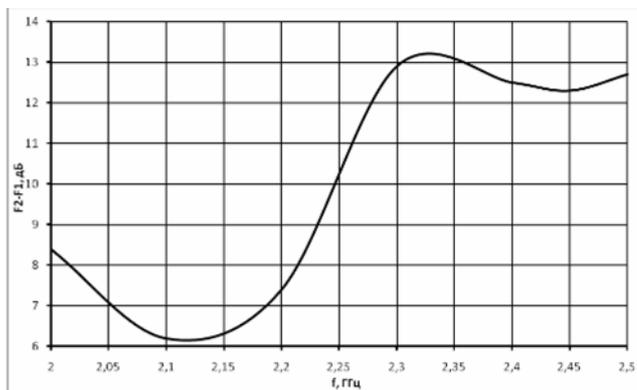


Рис. 7. Зависимость разности минимума сигнала вне сектора и максимумом в секторе от частоты

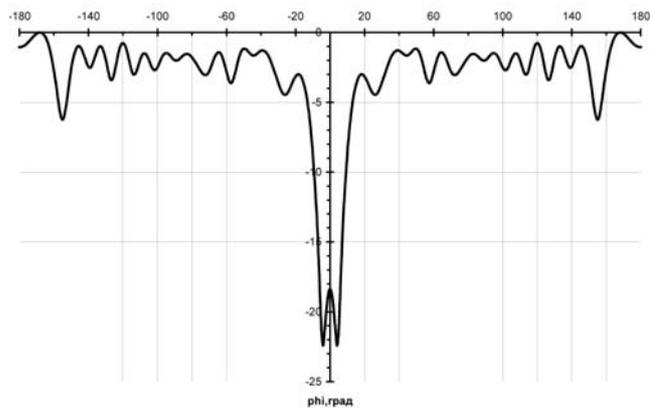


Рис. 6. Радионепрозрачный кольцевой экран. Наилучшая режекторная ДН

Литература

1. Ямпольский В.Г., Фролов О.П. Антенны и ЭМС. — М.: Радио и связь, 1983. — 272 с.
2. Зелкин Е.Г., Соколов В.Г. Методы синтеза антенн: Фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрытием. — М.: Сов. Радио, 1980 — 296 с.: ил.
3. Ерохин Т.А., Чернышев О.В и др. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн. — М.: Радио и связь, 1996. — 352 с.
4. Кочержевский Г. Н., Ерохин Г. А., Козырев Н.Д. Антенно-фидерные устройства. — М.: Радио и связь, 1989. — 352 с.: ил.
5. Ильинский А.С., Смирнов Ю.Г. Дифракция электромагнитных волн на проводящих тонких экранах. — М.: Радиотехника, 1996. — 166 с.
6. Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д. Синтез излучающих систем (теория и методы расчета). — М.: Сов. Радио, 1974. — 232 с.
7. Мельников Ю. М., Петрова В.Г., Мошков В.А. Щелевой экран для подавления поля в широком секторе углов заданной плоскости // Радиотехника. — 1980. — № 2. — С. 45-52.
8. Буликов Е.Н., Яцкевич В.А. Антенные решетки для базовых станций сотовой радиосвязи // Научные труды региональной научно-методической конференции "Современная физика и техника в ВУЗе и школе". — Вологда: Русь, 2005. — С. 46-52.
9. Давыдов А.Г., Захаров Е.В, Пименов Ю.В. Метод численного решения задач дифракции электромагнитных волн на незамкнутых поверхностях произвольной формы // Доклады АН СССР. — 1984. — Т.276. — В. 1. — С. 96-100.
10. Будагян И.Ф., Головченко Г.С., Дубровин В.Ф., Усаток В.В. Принципы экранирования и экраны СВЧ: Учебное пособие. — М.: МИИРЭА, 1990. — 80 с.
11. Кисель Н.Н. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных устройств. Конспект лекций. — Таганрог: ТРТУ, 2002. — Ч. 1. — 74 с.

Расчет SAR микрополосковых антенн сотовых телефонов

Савичева С.А., ГРЧЦ, Гайнутдинов Т.А., МТУСИ

Целью данной работы является оценка степени электромагнитной безопасности абонентов сотовых телефонов с микрополосковыми антеннами. Данная работа является продолжением работ, выполняемых в МТУСИ с 2006 г., по исследованию вопросов электромагнитной безопасности пользователей мобильных телефонов. В предыдущих работах [1, 2] были приведены результаты исследования размеров штыревых и спиральных антенн сотовых телефонов на степень безопасности. В данной работе рассматривается один из классов невыступающих антенн сотовых телефонов — микрополосковые.

За прошедший год индустрия развития мобильных телефонов резко пошла вверх. Пользователи получили возможность посредством мобильного телефона использовать высокоскоростной Интернет, качественную фото-, видеокамеру, осуществлять передачу данных с высокой скоростью, и, наконец, мобильные телефоны могут даже принимать телевизионный сигнал. Производители стараются в угоду пользователям сделать мобильный телефон элегантней, функциональней, ярче, однако их по-прежнему не интересует вопрос уменьшения степени вредного воздействия на здоровье человека. Поэтому вопрос проведения данных исследований остается актуальным и по сей день.

В качестве численного критерия степени электромагнитной безопасности, как и в работах [1, 2] используется величина SAR. Согласно определению, SAR — это величина, показывающая максимальную удельную мощность, поглощаемую человеческим телом при обычном разговоре по сотовому телефону. Единицей измерения SAR является ватт на килограмм (Вт/кг).

По определению, величина удельной поглощаемой мощности (SAR — Specific Absorption Rate) в объеме пространства равна

$$SAR = \frac{\sigma |E|^2}{\rho}, \quad (1)$$

где σ — проводимость материала в данном объеме, См/м,
 E — амплитуда напряженности электрического поля, В/м
 ρ — удельная плотность вещества, кг/м³

Предельно допустимое для мозга значение SAR равно 2 Вт/кг (по стандартам ICNIRP). Основную сложность при определении SAR, как видно из (1), представляет расчет амплитуды напряженности поля в голове человека, поскольку последняя с точки зрения электродинамики является сложной структурой, состоящей из различных сред с потерями. Для анализа подобных структур и расчета SAR в данной работе использовалась программа XFDTD [3], основанная на методе конечных разностей во временной области (FDTD — Finite Difference Time Domain). Данный метод предполагает разбиение исследуемой части пространства на элементарные ячейки и приближенного решения в каждой ячейки уравнений Максвелла, путем представления неизвестных электромагнитных полей в виде набора базисных функций с неизвестными весовыми коэффициентами.

Алгебраические уравнения записываются во временной форме и решаются в каждой временной точке анализа и дают широкополосную частотную характеристику. FDTD имитаторы могут обрабатывать сложный диэлектрик, структурируя его и описывая отдельные объекты, составленные из ячеек.

При данном решении операция дифференцирования выражений, входящих в уравнение Максвелла, заменяется на использование приближенных разностей выражений во временной области [4,5].

После нахождения поля в голове, рассчитывается зависимость амплитуды поля от поперечной координаты и соответственно, находится зависимость SAR от местоположения точки наблюдения в голове абонента.

Формулу (1) можно использовать, если известны значения амплитуды вектора E в интересующих точках модели головы. Анализ по-

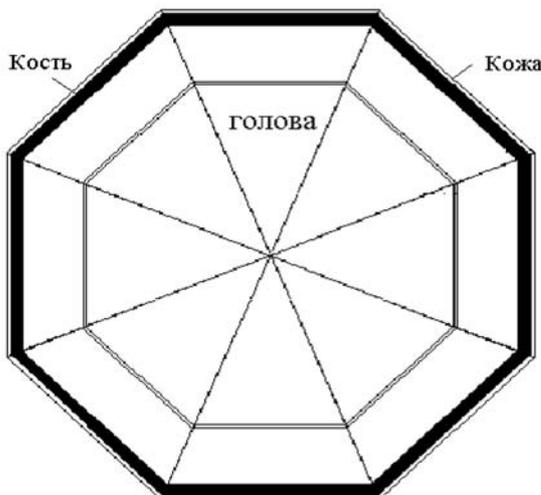


Рис. 1а. Трехслойная модель головы (вид сверху)



Рис. 1б. Трехслойная модель головы (вид сбоку)

Электродинамические параметры среды, моделирующие голову

Вещество	Толщина, мм	Радиус границы сферы, мм	Относительная диэлектрическая проницаемость, ξ	Проницаемость слоя, См/м	tg δ	Плотность слоя
Мозг		48	53 (46)	1,1 (1,7)	0,415 (0,369)	1030
Кость	3		9 (8)	0,06 (0,1)	0,133 (0,125)	1800
Кожа	1		59 (46)	1,3 (1,9)	0,44 (0,41)	1100

ля можно ограничить точками, наиболее близко расположенными к антенной системе, или по наиболее характерным направлениям. Такими направлениями в данной работе выбраны линии, идущие перпендикулярно корпусу телефона внутри головы человека.

В рамках данной работы был рассмотрен мобильный телефон с микрополосковой антенной. С помощью программного пакета XFDTD были смоделированы трехмерные графические модели мобильного телефона и головы абонента.

С точки зрения электродинамики голова человека представляет собой диэлектрический материал с большими потерями.

Модель головы абонента создана в виде цилиндра и 2 сфер, накладывающихся сверху и снизу на этот цилиндр. Уши моделируются двумя выступающими конусами. Таким образом, были получены пять объектов: покрытие толщиной 1 мм, со свойствами кожи, следующий слой толщиной 3 мм с параметрами кости и далее в глубину — материал с параметрами мозга. Параметры двух конусов, имитирующих уши, совпадают с параметрами кожи. Трехмерная модель головы приведена на рис. 1а, б.

Параметры трехслойной модели головы человека для частот 0,9 и 1,9 ГГц приведены в таблице и имеют вид [6].

Мощность излучения в пакете XFDTD может выбираться самостоятельно, поэтому она была взята соответствующей максимально

используемой в стандарте GSM, и в ходе исследований оставалась постоянной, равной 1 Вт [7].

Параметры мобильного телефона были выбраны соответствующие реальному телефону-моноблоку: длина $a = 100$ мм, ширина $b = 50$ мм, толщина $c = 10$ мм, размер экрана рассматриваемого телефона 45x30 мм. В качестве исследуемой антенны рассматривалась микрополосковая антенна для мобильного телефона, разработанная фирмой SkyCross[8]. Модель данной антенны в среде XFDTD приведена на рис. 2.

В ходе исследований рассчитывались результаты распределения SAR в голове абонента для трех вариантов расположения антенны: на верхнем торце телефона (рис. 3) — наиболее неблагоприятный вариант расположения антенны, поскольку антенна максимально приближена к мозгу, под экраном (рис. 4) — наиболее конструктивно удобный вариант, и на нижнем торце (рис. 5) — наиболее безопасный вариант, так как антенна максимально удалена от мозга. Отметим, что на этих рисунках приведено условное изображение телефона и головы, т.к в рабочем положении антенна просто не видна. Естественно, все расчеты проводились в рабочем положении телефона, т.е. при ориентации плоскости экрана параллельно уху абонента. Кратчайшее расстояние между экраном и ухом равнялось 15 мм. Расчет производился в модели головы абонента по пря-

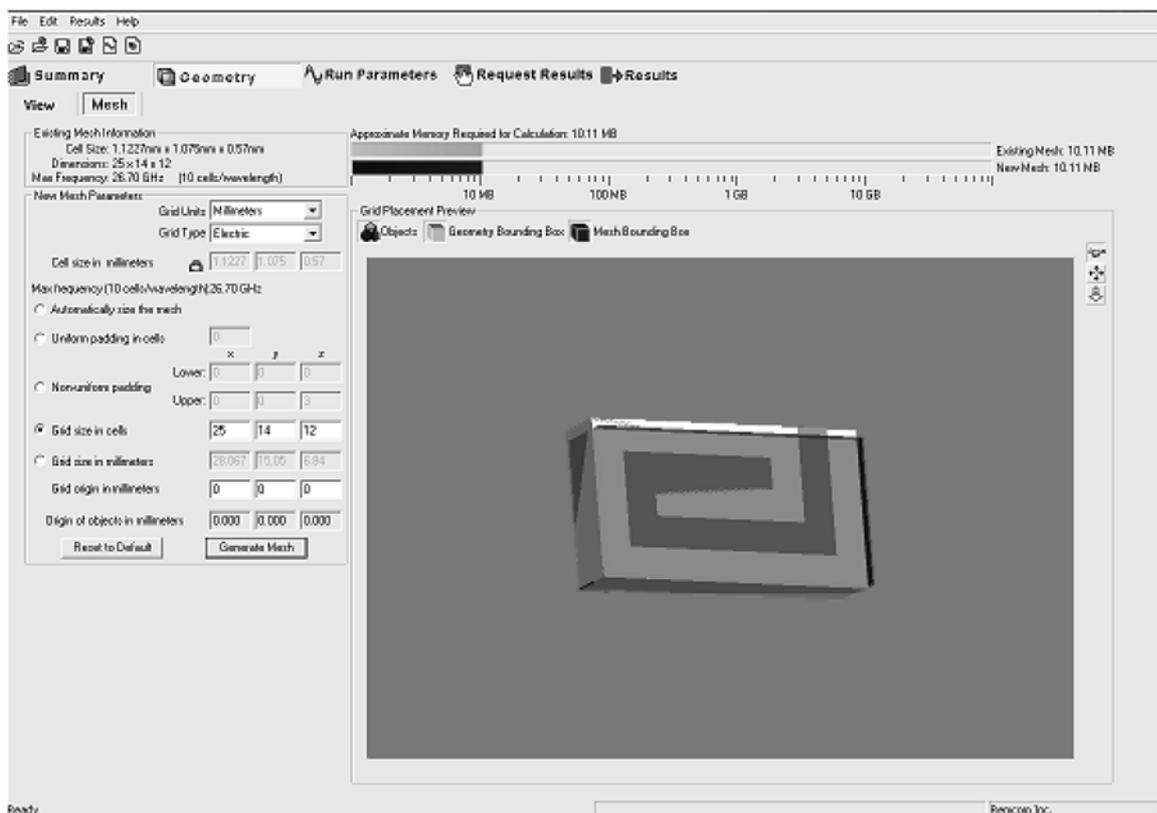


Рис. 2. Модель исследуемой антенны в пакете XFDTD

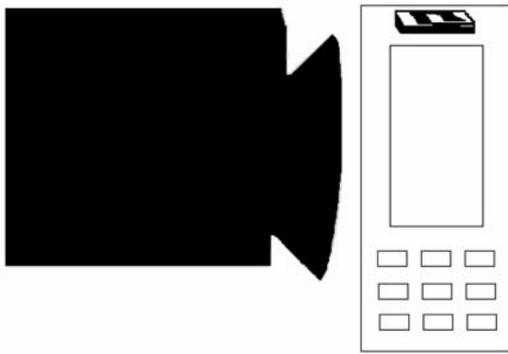


Рис. 3. Модель головы и мобильного телефона (антенна на верхнем торце)

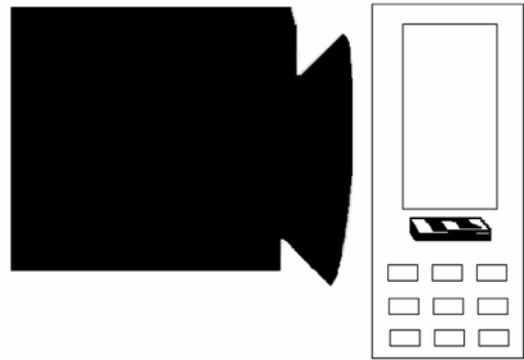


Рис. 4. Модель головы и мобильного телефона (антенна под экраном)

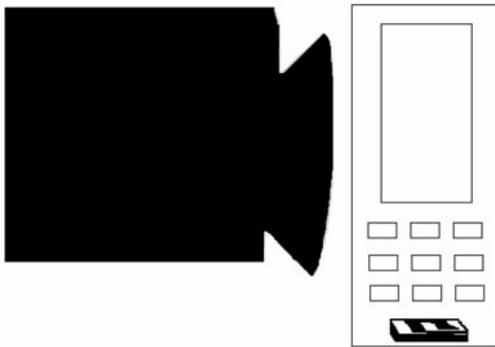


Рис. 5. Модель головы и мобильного телефона (антенна в нижнем торце)

мой линии, перпендикулярной плоскости экрана телефона и соответствующей ближайшей к антенне области мозга. Начальная координата соответствует входу в кожу головы. Величина SAR в ушах не определялась.

На рис. 6, 7 показаны результаты распределения SAR на частотах 900, 1800 МГц при расположении антенны на верхнем торце мобильного телефона.

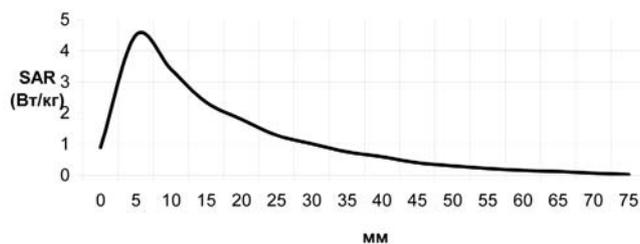


Рис. 6. Зависимость SAR от глубины проникновения в голову на частоте 900 МГц (антенна на верхнем торце телефона)

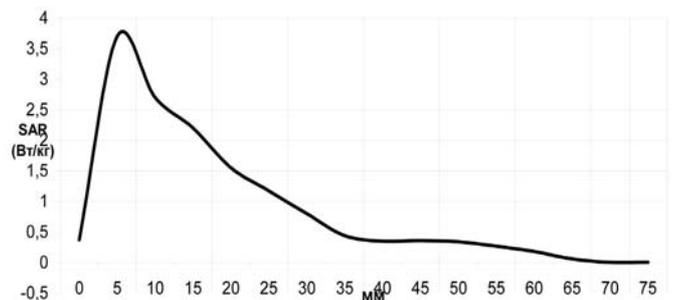


Рис. 7. Зависимость SAR от глубины проникновения в голову на частоте 1800 МГц (антенна на верхнем торце телефона)

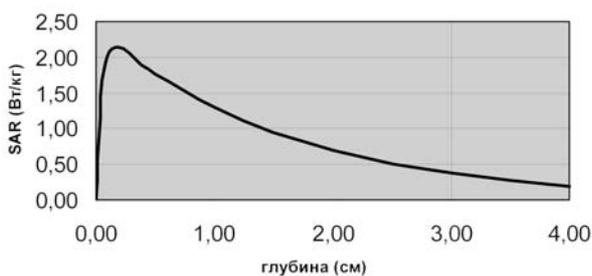


Рис. 8. Зависимость SAR от глубины проникновения в голову на частоте 900 МГц (антенна под экраном телефона)

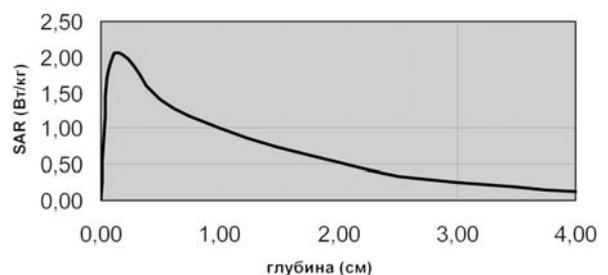


Рис. 9. Зависимость SAR от глубины проникновения в голову на частоте 1800 МГц (антенна под экраном телефона)

Как видно из этих рисунков, максимальный SAR весьма сильно превосходит допустимый (более чем в 2 раза), что заставляет задуматься об электромагнитной безопасности подобного варианта расположения антенны. При этом исследование обоих поддиапазонов стандарта GSM900/1800 показало примерно одни и те же результаты. По мере прохождения SARmax практически у внешнего слоя коры головного мозга, далее в голове электромагнитное поле резко убывает и уже в центре мозга практически равно нулю.

Ниже на рис. 8, 9 показаны результаты распределения SAR на частотах 900, 1800 МГц при расположении антенны под экраном мобильного телефона.

Из приведенных выше зависимостей можно сделать вывод, что величина максимального SAR с ростом частоты, практически не изменяется и при этом крайне незначительно, но превышает допустимую норму.

На рис. 10, 11 показаны результаты распределения SAR на частотах 900, 1800 МГц при расположении антенны на нижнем торце мобильного телефона.

Из данных зависимостей можно сделать вывод, что величина максимального SAR с ростом частоты при данном расположении антенны меняется значительно, нижний поддиапазон чуть лучше, чем верхний, однако, главный вывод, следующий из этих рисунков: при

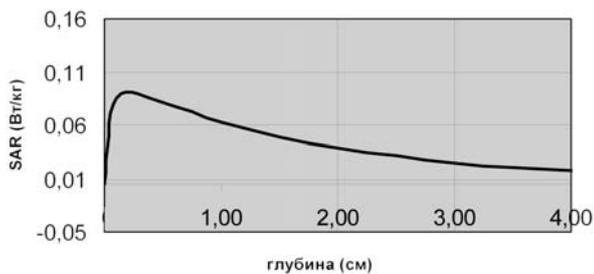


Рис. 10. Зависимость SAR от глубины проникновения в голову на частоте 900 МГц (антенна на нижнем торце телефона)

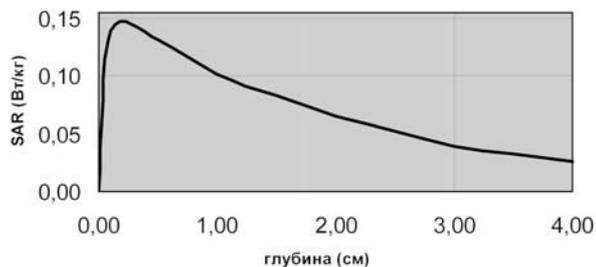


Рис. 11. Зависимость SAR от глубины проникновения в голову на частоте 1800 МГц

таком расположении антенны телефон абсолютно безопасен с точки зрения воздействия на организм человека.

В заключение можно сделать следующие выводы:

1. При расположении микрополосковой антенны вблизи нижнего торца мобильный телефон является абсолютно безопасным с точки зрения воздействия на организм человека.
2. Расположение антенны под экраном мобильного телефона не гарантирует электромагнитной безопасности.
3. Более длинные телефоны потенциально менее опасны для здоровья человека.

Литература

1. **Гайнутдинов Т.А., Савичева С.А.** Расчет SAR штыревых антенн сотовых телефонов // Труды Московского технического университета связи и информатики. — М.: "ИД Медиа Паблицер", 2007. — С. 204-209.
2. **Савичева С.А., Гайнутдинов Т.А.** Расчет SAR спиральных антенн сотовых телефонов // Труды Московского технического университета связи и информатики. — М.: "ИД Медиа Паблицер", 2008. — Т. 2. — С. 47-50.
3. <http://www.remcom.com>
4. <http://zfdtd.narod.ru>
5. XFDTD, Manuals.Remcom, 2000.
6. **Банков С.Е., Курушин А.А., Разевиг В.Д.** Анализ и оптимизация трехмерных СВЧ структур с помощью HFSS. — М.: Солон-Пресс, 2005. — 216 с.
7. **Маковеева М.М., Шинаков Ю.С.** Системы связи с подвижными объектами. — М.: Радио и связь, 2002. — 356 с.
8. <http://www.skycross.com>

Синтез вибраторных антенн с периодически включенными реактивными нагрузками

Корнюхин В.И., Седов В.М., МТУСИ

Введение

Благодаря простоте конструкции, вибраторная антенна — наиболее распространенный тип антенн, однако ее входные характеристики и диаграмма направленности резко зависят от частоты. Это обусловлено тем, что в тонкой вибраторной антенне закон распределения тока по длине вибратора близок к закону стоячей волны, т.е. добротность антенны весьма высока. Следовательно, тонкую вибраторную антенну можно рассматривать как резонатор высокой добротности. Накопление реактивной энергии в этом резонаторе зависит от полного отражения волны тока в проводе при его обрыве и малого затухания в результате излучения бегущих (падающей и отраженной) волн тока по длине вибратора. Подобный подход к явлениям в проводе вибратора позволяет наметить пути увеличения затухания волн, распространяющихся по вибратору.

Степень затухания этих волн можно существенно увеличить, если в провод вибратора по его длине включить сопротивления. Характер влияния сопротивлений, по-видимому, будет аналогичен влиянию неоднородностей в открытой линии передачи, направляющие свойства которой обусловлены законами формирования поверхностных волн, если рассматривать провод как замедляющую структуру типа линии Губо.

Имеется большое количество работ, в которых увеличение широкополосности вибраторных антенн достигнуто с помощью создания в них бегущей волны тока за счет включения по длине антенны реактивных нагрузок. Точное решение задачи анализа таких антенн, сводимое к решению интегрального уравнения для тока, неизвестно. Приближенное решение для тонкого симметричного вибратора с сосредоточенными нагрузками, имеющими малые электрические размеры, обладает существенным недостатком, заключающимся в том, что система алгебраических уравнений, к которой сводится решение уравнения для тока, оказывается разрешенной лишь при незначительном числе членов, что, естественно, ограничивает возможности использования подобных антенн. Периодическое включение в провод вибратора чисто реактивных нагрузок, возрастающих по направлению к свободному концу, увеличивает широкополосность вибратора.

Известна вибраторная антенна, в которой, включая емкостные нагрузки, изменяющиеся по закону

$$Z = -iB(e^{\alpha Z} - 1),$$

где Z — импеданс нагрузки на единицу длины; B и α — произвольные постоянные, подбираемые экспериментально; Z — расстояние от точки питания вдоль антенны, получают экспоненциальный закон уменьшения тока по длине вибратора. Следовательно, волна, отраженная от конца антенны, отсутствует, что приводит к режиму бегущей волны тока в точках питания антенны, т.е. к малой добротности антенны на расчетной длине волны. Режим бегущей волны тока в на-

чале антенны обуславливает, в конечном итоге, неизменность входных характеристик антенны в широком диапазоне частот и их устойчивость по отношению к воздействию внешней среды. Одна из антенн, описанных в данной работе, обеспечивает постоянную диаграмму направленности в полосе частот 3 : 1 с КСВ 3 для коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 50 Ом. Существенный недостаток этой антенны — ее малая, вследствие резкого спада тока по длине от точки питания, действующая высота.

В статье сделана попытка подойти к расчету требуемого закона распределения неоднородностей вдоль провода антенны (реактивно-нагрузочных сопротивлений), основываясь на строгом подходе, учитывающем наличие в проводе связанной волны питания (волны линии Губо) и процесса непрерывного перехода энергии этой волны, генерируемой в точках питания вибратора, в энергию волн, излучающих с неоднородностей по длине антенны при распространении волны как от точки питания к концу антенны, так и при ее обратном движении. Данный подход позволяет в такой степени оптимизировать значение нагрузочных сопротивлений, что в точках питания отсутствует влияние отражения от обрыва провода, т.е. энергия волны питания практически полностью излучается при ее распространении от точек питания до обрыва провода и обратно. С одной стороны, существование подобного режима фиксируется по наличию в точках питания антенн бегущей волны тока, с другой стороны, указанный подход позволяет выбрать такую степень затухания для волн, распространяющихся вдоль провода антенны, что закон распределения тока по вибратору не является быстро спадающим к концу антенны. Это обеспечивает увеличение действующей высоты антенны при малой геометрической длине.

Постановка задачи. Рассмотрим цилиндрический проводник переменного диаметра с периодически включенными нагрузками (рис. 1, а). Установим связь между заданным около проводника полем и законом распределения нагрузок, а также функцией рельефа антенн. Полагаем, что заданное поле не имеет вариации по φ , т.е. $\partial / \partial \varphi = 0$ (осесимметричная задача).

Предположим также, что структура поля соответствует ТМ-волне по отношению к координате $Z(H_z = 0)$. Из уравнений Максвелла между составляющими поля существует связь

$$E_r = \frac{i}{\omega \epsilon} \frac{\partial H_\varphi}{\partial z}, E_z = \frac{-i}{\omega \epsilon} \left[\frac{H_\varphi}{r} + \frac{\partial H_\varphi}{\partial r} \right]. \quad (1)$$

Как следует из рис. 1, а, функция распределения поверхностного импеданса

$$Z(z, r_0(z)) = \frac{E_r}{H_\varphi} = \frac{E_z \sin \theta + E_r \cos \theta}{H_\varphi}, \quad (2)$$

где θ — угол наклона касательной к импедансной поверхности в точке, в которой записываются граничные условия.

Подставив формулу (1) в (2), получим

$$Z(z, r_0(z)) = \frac{\frac{i}{\omega \epsilon} \left\{ \frac{\partial H_\varphi}{\partial z} r_0' - \left[\frac{H_\varphi}{r} + \frac{\partial H_\varphi}{\partial r} \right] \right\}}{H_\varphi \sqrt{1 + r_0'^2}}.$$

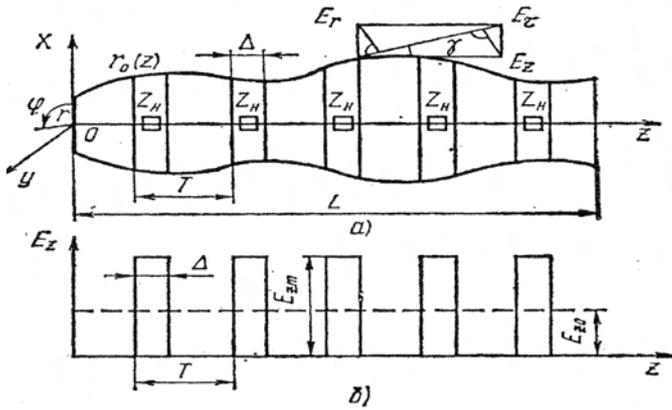


Рис. 1. Схема построения вибраторной антенны

Для получения чисто реактивных нагрузок, обеспечивающих максимальный к.п.д. антенны, должно выполняться условие вида

$$r'_0 \operatorname{Im} \left[\frac{\partial H_\varphi}{\partial z} H_\varphi^* \right] - \operatorname{Im} \left[\left(\frac{H_\varphi}{r} + \frac{\partial H_\varphi}{\partial r} \right) H_\varphi^* \right] =$$

Отсюда

$$r'_0 = \frac{\operatorname{Im} \left(\frac{\partial H_\varphi}{\partial r} H_\varphi^* \right)}{\operatorname{Im} \left(\frac{\partial H_\varphi}{\partial z} H_\varphi^* \right)}; \quad (3)$$

$$X = \frac{1}{\omega \epsilon} \frac{r'_0 \operatorname{Re} \left(\frac{\partial H_\varphi}{\partial z} H_\varphi^* \right) - \frac{|H_\varphi|^2}{r} - \operatorname{Re} \left(\frac{\partial H_\varphi}{\partial r} H_\varphi^* \right)}{|H_\varphi|^2 \sqrt{1 + r_0'^2}}. \quad (4)$$

Если $H_\varphi = A + iB$, где A и B — соответственно действительная и мнимая части составляющей H_φ , то после подстановки в уравнение (3) и (4) имеем:

$$r'_0 = \frac{A \frac{\partial B}{\partial r} - B \frac{\partial A}{\partial r}}{A \frac{\partial B}{\partial z} - B \frac{\partial A}{\partial z}}; \quad (5)$$

$$X = \frac{1}{\omega \epsilon} \frac{\left(A \frac{\partial A}{\partial z} + B \frac{\partial B}{\partial z} \right) r'_0 - \frac{A^2 + B^2}{r} - A \frac{\partial A}{\partial r} - B \frac{\partial B}{\partial r}}{A^2 + B^2}. \quad (6)$$

Формулы (3)-(6) позволяют определить непрерывное распределение реактивного импеданса X и диаметра $2r$ провода по длине вибратора. Однако, как следует из рис. 1,б, реализация антенны предполагает дискретные нагрузки. Определим их значения исходя из того, что при дискретном включении нагрузок закон распределения электрической составляющей E_{zcp} соответствующей среднему полю, заданному около антенны (1), по длине вибратора может быть связан с напряженностью электрического поля в зазорах соотношением (рис 1, б)

$$E_{zcp} = \frac{E_{z0} \cdot \Delta}{T}.$$

Напряжением на нагрузке

$$U_H = E_{z0} \cdot \Delta = E_{zcp} \cdot T. \quad (7)$$

Ток протекающий через нагрузку,

$$I_H = H_{\varphi cp} \cdot 2\pi r, \quad (8)$$

где a — радиус вибратора.

Используя формулы (7) и (8), получаем закон распределения нагрузки по длине вибратора

$$Z_H = \frac{U_H}{I_H} = \frac{XT}{2\pi r}, \quad (9)$$

где $X = \frac{E_{zcp}}{H_{\varphi cp}}$ определяем на основании формулы (4).

Входное сопротивление вибратора

$$Z_{BX} = \frac{2P_{z=0}}{|I_0|^2}, \quad (10)$$

где

$$P_{z=0} = \frac{1}{2} \int_0^{2\pi} d\varphi \int_{r=r_H}^{\infty} E_r H_{\varphi / z=0} r dr; \quad I_0 = 2\pi r_H H_{\varphi / z=0}$$

r_H — радиус вибратора в точке питания.

Перейдем к методике задания поля около антенны. Оно должно удовлетворять ряду требований:

1. Однородному волновому уравнению для составляющей H_φ вида

$$\frac{\partial^2 H_\varphi}{\partial r^2} + \frac{1}{r} \frac{\partial H_\varphi}{\partial r} + \frac{\partial^2 H_\varphi}{\partial z^2} - \frac{H_\varphi}{r^2} + k^2 H_\varphi = 0.$$

В точке обрыва провода (при $z = L$, рис. 1,а) .

2. Набор решений волнового уравнения должен описывать процесс трансформации на периодически включенных неоднородностях в виде реактивных нагрузок энергии, распространяющейся по проводу поверхностной волны, в энергию волны излучения, уходящей от провода.

3. Для получения минимальной добротности антенны энергетические соотношения между волной питания и волной излучения должны быть такими, чтобы в точке питания существовал режим бегущей волны тока, что должно обеспечивать широкополосность входных характеристик.

Этим требованиям удовлетворяет поле, магнитная составляющая которого имеет вид

$$H_\varphi = A_1 H_1^{(2)}(kr) + A_2 e^{-im(z-L)} K_1(nr), \quad (11)$$

где $H_1^{(2)}(kr)$ — функция Гаккеля II рода; $K_1(nr)$ — функция Макдональда; $n^2 = m^2 - k^2$; $k = 2\pi/\lambda$.

Коэффициенты A_1 и A_2 следует подбирать, учитывая сформулированные выше требования.

Вывод асимптотических формул для случая малого диаметра провода. Воспользуемся условием $r(z) \ll \lambda$ и заменим цилиндрические функции, входящие в формулу (11), их приближенными выражениями [1]:

$$H_1^{(2)}(kr) \approx \frac{2i}{\pi kr} + \frac{kr}{2}; \quad K_1(nr) \approx \frac{1}{nr}.$$

В этом случае условие реактивности (3) и распределение чисто реактивного импеданса (4) записываем в виде:

$$r'_0 \approx \frac{\pi k^2 r}{4m}; \quad (12)$$

$$X \approx Z_0 \frac{\pi^2}{4} \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} m'(z-L)\right)}{r \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} m'(z-L)\right) \right] \sqrt{1 + \left(\frac{\pi k^2 r}{4m}\right)^2}}, \quad (13)$$

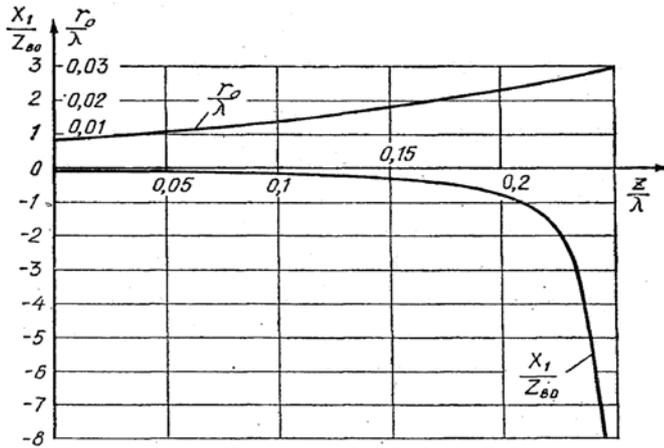


Рис. 2. Рельеф антенны r_0/λ и распределение чисто реактивного импеданса X_1/Z_{0v} вибраторной антенны

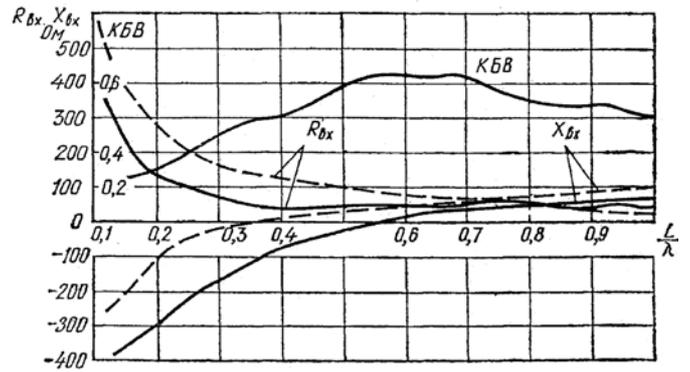


Рис. 3. Входные сопротивления вибраторной антенны

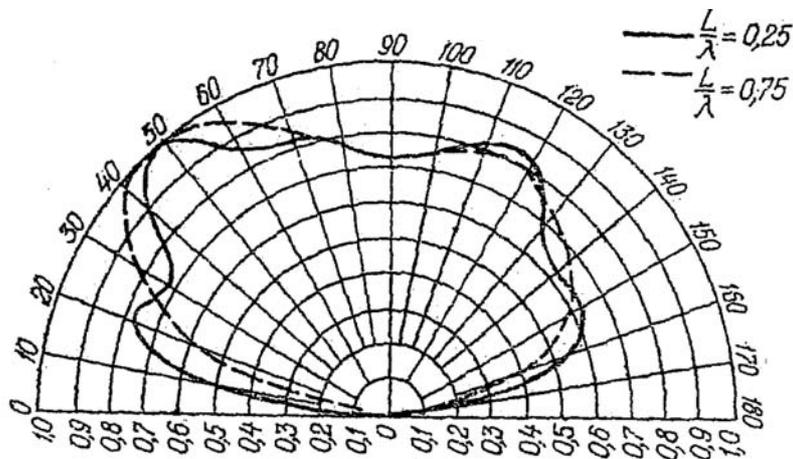


Рис. 4. Диаграмма направленности макета антенны в плоскости E

где Z_0 — характеристическое сопротивление вакуума; $m' = m/k$.

Решение уравнения (12)

$$r = C \cdot e^{\frac{\pi k}{4m'}(z-L)}, \quad (14)$$

где C — произвольная постоянная.

При выводе этих формул соотношениями между амплитудами A_1 и A_2 находили из граничных условий для тока на конце вибратора. Это условие ($H_{\varphi/z=L} = 0$) выполняется при

$$A_1 = \frac{iA_2\pi}{2n'}, \quad (15)$$

где $n' = n/k$.

Магнитную составляющую поля и закон изменения тока по вибратору при $r(z) \ll \lambda$ записываем в виде:

$$H_{\varphi} = A_2 \frac{1}{nr} [e^{-im(z-L)} - 1]; I = 2\pi r H_{\varphi} = A_2 \frac{2\pi}{n} [e^{-im(z-L)} - 1], \quad (16)$$

где $0 \leq z \leq L$.

Использование при синтезе вибраторной антенны по заданному полю (11) граничного условия $H_{\varphi/z=L} = 0$ гарантирует отсутствие потока энергии вдоль провода на его конце, т.е. энергия, переносимая поверхностной водной (второе слагаемое в формуле (11)), переходит в энергию цилиндрической волны, уходящей от провода (первое слагаемое в (11)).

Результаты экспериментальной проверки. В соответствии с приведенными расчетными соотношениями (13), (14) был рассчитан, изготовлен и экспериментально исследован макет четвертьволнового вибратора.

На рис. 2 представлены зависимости распределения рельефа и чистореактивного импеданса макета несимметричного четвертьволнового вибратора по его длине, вычисленные для $m = 1,00005k$, $C = 0,03$ (металлический экран имел размеры $\lambda_0 \times \lambda_0$, где λ_0 — расчетная длина волны).

Рис. 3 иллюстрирует зависимости R_{Bx} , X_{Bx} и КБВ от частоты. Здесь пунктирной линией показаны рассчитанные по формуле (10) теоретические значения входных сопротивлений (изменение частоты имитировалось изменением относительных размеров антенны

$$\left(\frac{L}{\lambda} u \frac{r_H}{\lambda} \right).$$

Диаграмма направленности в плоскости E для различных частот из рабочей полосы представлена на рис. 4.

Выводы. Таким образом, расчет характеристик вибраторных антенн, построенных на базе периодически нагруженного проводника с использованием приведенной здесь методики синтеза закона распределения значений реактивных нагрузок и рельефа проводника, позволяет реализовать малодобротные широкополосные вибраторные антенны малой длины.

Литература

1. Янке Е., Эмде Ф., Леш Ф. Специальные функции. — М.: Наука, 1977. — 344 с.

Исследование влияния параметров приемной антенны и ее нагрузки на мощность взаимодействия антенны с полем плоской волны

Смирнов Е.В., МТУСИ

Одним из эффективных методов управления заметностью антенн является выбор сопротивления ее нагрузки с точки зрения обеспечения требуемой рассеянной антенной мощности. Однако, поскольку при этом изменение рассеиваемой антенной мощности в общем случае сопровождается изменением принимаемой нагрузкой мощности, возникает проблема получения требуемой мощности рассеяния при заданной принимаемой. Кроме этого, при изменении нагрузки происходит изменение мощности взаимодействия антенны с полем облучающей волны, что значительно усложняет не только решение подобного рода задач, но и интерпретацию полученных результатов. Оценка мощности взаимодействия антенны с облучающим ее полем имеет важное значение и для задач нелинейной радиолокации, при решении которых зачастую полагают, что действие нелинейной нагрузки сводится к перераспределению принятой нагрузкой мощности между гармониками, предполагая при этом, что мощность взаимодействия антенны с полем облучающей волны не зависит от параметров нелинейной нагрузки. Впервые в строгой постановке энергетика процессов рассеяния на антеннах с нелинейными нагрузками была рассмотрена в работах [1-3], в которых было показано, что на полную мощность, поглощаемую и рассеиваемую нелинейными рассеивателями (т. е. мощность взаимодействия), оказывают существенное влияние параметры нагрузки и частотные характеристики линейных частей нелинейного рассеивателя на частоте облучающего сигнала.

В настоящее время при оценке влияния нагрузки на рассеивающие свойства антенн чаще всего используются методы, основанные на представлении решения исходной задачи рассеяния в виде суммы решений двух задач. Одно из них является решением задачи определения поля, рассеиваемого рассматриваемой антенной, нагруженной на некоторое сопротивление нагрузки, называемое сопротивлением базового режима. Используя такую методику, в [4] в общем виде исследуется вопрос выбора нагрузки, обеспечивающей условный минимум мощности, рассеиваемой антенной, при заданной величине принимаемой мощности. Однако необходимость решения задачи рассеяния плоской волны на исследуемой антенне при определении сопротивления нагрузки значительно усложняет практическую реализацию подобного подхода, особенно в случае бортовых приемных антенн, и не позволяет провести аналитическое исследование влияния параметров антенны в режиме передачи на ее рассеивающие свойства. Кроме того, такой подход практически исключает возможность проведения исследования вопроса о мощности взаимодействия антенны с полем облучающей ее волны.

Причина, по которой в этих работах вводится в рассмотрение базовый режим рассеяния, является то, что в состав полного поля

рассеяния входит диаграммная составляющая поля рассеяния (ДСПР) не зависящая от сопротивления нагрузки и по форме совпадающая с формой диаграммы направленности антенны в режиме передачи. В результате проведенных автором исследований в [5] было показано, что есть иной подход к решению обсуждаемой проблемы, основанный на том, что выражение для мощности рассеяния неуправляемой ДСПР можно получить в явном виде без рассмотрения базового режима рассеяния. Применяя этот подход в [6-8] получено строгое решение задачи поставленной в [4] в простой аналитической форме и проведено его подробное исследование. В настоящей работе на основе такого подхода, строго решена задача о влиянии нагрузки и комплексной ДН приемной антенны на диапазон изменения мощности взаимодействия антенны с падающей плоской волной при заданной принимаемой нагрузкой мощности.

Для того, чтобы определить диапазон изменения мощности взаимодействия антенны, с полем падающей плоской волной при заданной принимаемой мощности необходимо выяснить условия, при которых этот диапазон достигает своих экстремальных значений.

Предположим, что антенна, нагруженная на некоторое сопротивление Z_n , характеризуемое коэффициентом отражения $\Gamma = (Z_n - Z_\phi)/(Z_n + Z_\phi)$, где Z_ϕ — волновое сопротивление фидера облучается плоской электромагнитной волной, поле которой имеет вид

$$\vec{E}_i(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = \dot{\vec{e}}_0 \exp[-ik(\vec{n}_0 \vec{r}_0)r], \quad (1)$$

$$\dot{\vec{E}}_i(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = \dot{\vec{e}}_0 \exp[-ik(\vec{n}_0 \vec{r}_0)r], \quad (2)$$

где $Z_0 = 120\pi$, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, \vec{r}_0 —

единичный орт в сферической системе координат, r — расстояние до точки наблюдения, \vec{n}_0 — единичный орт направления распространения падающей волны, $\dot{\vec{e}}_0$ — единичный комплексный вектор ($|\dot{\vec{e}}_0| = 1$), характеризующий поляризацию первичной волны.

Произвольная антенна без потерь характеризуется в передающем режиме комплексной диаграммой направленности (ДН) $\dot{\vec{F}}(\vec{r}_0)$, причем,

$$\dot{\vec{F}}(\vec{r}_0) = F(\vec{r}_0) \exp[i\Psi(\vec{r}_0)] \vec{p}(\vec{r}_0).$$

Здесь $F(\vec{r}_0)$ — нормированная в направлении максимума амплитудная ДН; $\Psi(\vec{r}_0)$ — фазовая ДН; \vec{r}_0 — единичный вектор в сферической системе координат (r, θ, ϕ) ; $\vec{p}(\vec{r}_0)$ — единичный комплексный вектор, характеризующий поляризацию поля излучения,

В дальней зоне рассеянное антенной поле можно записать в виде

$$\dot{\vec{E}}_s = \dot{\vec{A}}(\vec{n}_0, \vec{r}_0) \frac{e^{-ikr}}{r}, \quad \dot{\vec{H}}_s = \frac{1}{Z_0} [\vec{r}_0, \dot{\vec{E}}_s], \quad (3)$$

где $\dot{\vec{A}}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ — двухпозиционная векторная диаграмма рассеяния антенны (ДРА).

В [5] было отмечено, что ДРА является суммой ортогональной ($\dot{A}_{0\perp}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$) и диаграммной $\dot{A}_{\text{диагр}}(\vec{n}_0, \vec{r}_0)$ составляющих поля рассеяния (ОСПР и ДСПР), и, используя антенную теорему [10-11], получено простое аналитическое выражение для ДСПР в виде

$$\begin{aligned} \dot{A}_{\text{диагр}}(\vec{n}_0, \vec{r}_0) &= \dot{A}_{\text{диагр}}^u(\vec{n}_0, \vec{r}_0) + \dot{A}_{\text{диагр}}^y(\vec{n}_0, \vec{r}_0) = \\ &= \frac{D_{\text{макс}}}{2ik} \left[(\vec{F}^*(\vec{n}_0) \cdot \dot{\vec{e}}_0) + \frac{\Gamma - \gamma}{1 - \gamma\Gamma} (\vec{F}^*(-\vec{n}_0) \cdot \dot{\vec{e}}_0) \right] \dot{F}(\vec{r}_0), \end{aligned} \quad (4)$$

где Γ и γ — коэффициент отражения от нагрузки и входа антенны соответственно, а $D_{\text{макс}}$ — максимальное значение КНД антенны в режиме передачи.

Ортогональность ОСПР и ДСПР понимается в смысле выполнения условия

$$\oint_{4\pi} (\dot{A}_{0\perp}(\vec{n}_0, \vec{r}_0) \cdot \vec{F}^*(\vec{r}_0)) d\Omega = 0. \quad (5)$$

Выполнение условия (5) позволяет нам проводить оптимизацию мощности ДСПР выбором Γ отдельно от мощности ОСПР. С учетом (4) несложно показать, что мощность ДСПР имеет вид

$$P_{\text{диагр}}^s = P_n^{\text{макс}} \left| \frac{\Gamma - \gamma}{1 - \gamma\Gamma} - \Gamma_{\perp}^0 \right|^2, \quad (6)$$

где $P_n^{\text{макс}}$ — мощность принимаемая антенной при выполнении условия $\Gamma = \gamma$ равная

$$P_n^{\text{макс}} = \frac{\pi D_{\text{макс}}}{2k^2 Z_0} \left| (\vec{F}^*(-\vec{n}_0) \cdot \dot{\vec{e}}_0) \right|^2,$$

а Γ_{\perp}^0 имеет смысл Γ , при котором мощность ДСПР = 0 при $\gamma = 0$ и определяется соотношением

$$\Gamma_{\perp}^0 = - \frac{(\vec{F}^*(\vec{n}_0) \cdot \dot{\vec{e}}_0)}{(\vec{F}^*(-\vec{n}_0) \cdot \dot{\vec{e}}_0)}. \quad (7)$$

Выражение (6) можно привести к виду

$$P_{\text{диагр}}^s = P_{\text{диагр}}^y + P_{\text{диагр}}^u + P_{\text{вз}}^{y.u.}, \quad (8)$$

где $P_{\text{диагр}}^y$ и $P_{\text{диагр}}^u$ — мощности управляемой и неуправляемой ДСПР, определяемые следующими соотношениями

$$P_{\text{диагр}}^y = P_n^{\text{макс}} \left| \frac{\Gamma - \gamma}{1 - \gamma\Gamma} \right|^2, \quad (9)$$

$$P_{\text{диагр}}^u = P_n^{\text{макс}} \left| \Gamma_{\perp}^0 \right|^2, \quad (10)$$

а $P_{\text{вз}}^{y.u.}$ представляет собой мощность взаимодействия между управляемой и неуправляемой ДСПР, равную

$$P_{\text{вз}}^{y.u.} = -2P_n^{\text{макс}} \operatorname{Re} \left(\frac{\Gamma - \gamma}{1 - \gamma\Gamma} \Gamma_{\perp}^{0*} \right). \quad (11)$$

Согласно оптической теореме [9], мощность взаимодействия антенны с полем падающей на нее волны равна мощности взаимодействия падающей волны с полем рассеяния антенны в направлении падения волны и имеет вид

$$P^s + P_{\text{ном}} = - \frac{2\pi}{kZ_0} \operatorname{Im} \left(\dot{\vec{e}}_0 \cdot \dot{A}(\vec{n}_0, \vec{n}_0) \right), \quad (12)$$

где P^s — полная мощность рассеяния антенны, равная сумме мощностей ортогональной составляющей поля рассеяния (P_{\perp}^s) и мощности ДСПР ($P_{\text{диагр}}^s$). Мощность потерь ($P_{\text{пот}}$) в общем случае складывается из мощности поглощаемой нагрузкой ($P_{\text{л}}$) и мощности тепловых потерь в антенне, которая в нашем случае полагается равной нулю. Следовательно,

$$P_{\text{ном}} = P_n = \frac{\pi D_{\text{макс}}}{2k^2 Z_0} \frac{(1 - |\gamma|^2)(1 - |\Gamma|^2)}{|1 - \gamma\Gamma|^2} \left| (\vec{F}^*(-\vec{n}_0) \cdot \dot{\vec{e}}_0) \right|^2. \quad (13)$$

Полное поле рассеяния $\dot{A}(\vec{n}_0, \vec{n}_0)$ в направлении падения плоской волны с учетом (3), (4) может быть представлено в виде

$$\begin{aligned} \dot{A}(\vec{n}_0, \vec{n}_0) &= \dot{A}_{0\perp}(\vec{n}_0, \vec{n}_0) + \dot{A}_{\text{диагр}}^u(\vec{n}_0, \vec{n}_0) + \\ &+ \dot{A}_{\text{диагр}}^y(\vec{n}_0, \vec{n}_0) = \dot{A}^u(\vec{n}_0, \vec{n}_0) + \dot{A}_{\text{диагр}}^y(\vec{n}_0, \vec{n}_0), \end{aligned} \quad (14)$$

где $\dot{A}^u(\vec{n}_0, \vec{n}_0)$ — составляющая поля рассеяния не зависящая от нагрузки равная

$$\dot{A}^u(\vec{n}_0, \vec{n}_0) = \dot{A}_{0\perp}(\vec{n}_0, \vec{n}_0) + \dot{A}_{\text{диагр}}^u(\vec{n}_0, \vec{n}_0). \quad (15)$$

Учитывая приведенные выше рассуждения, (12) может быть записано в виде

$$\begin{aligned} P_{\perp}^s + P_{\text{диагр}}^y + P_n + P_{\text{диагр}}^u + P_{\text{вз}}^{y.u.} &= - \frac{2\pi}{kZ_0} \operatorname{Im} \left(\dot{\vec{e}}_0 \cdot \dot{A}(\vec{n}_0, \vec{n}_0) \right) - \\ &- \frac{2\pi}{kZ_0} \operatorname{Im} \left(\dot{\vec{e}}_0 \cdot \dot{A}_{\text{диагр}}^y(\vec{n}_0, \vec{n}_0) \right). \end{aligned} \quad (16)$$

Прямой подстановкой (9) (13) можно показать, что сумма мощности выделяемой в нагрузке и мощности управляемой ДСПР не зависит от сопротивления нагрузки и равна $P_n^{\text{макс}}$, т. е.

$$P_n + P_{\text{диагр}}^y = P_n^{\text{макс}}. \quad (17)$$

Учитывая (11) и (17), выражению (16) можно придать вид

$$\begin{aligned} P_{\perp}^s + P_{\text{диагр}}^u + P_n^{\text{макс}} + \frac{2\pi}{kZ_0} \operatorname{Im} \left(\dot{\vec{e}}_0 \cdot \dot{A}^u(\vec{n}_0, \vec{n}_0) \right) &= \\ = - \frac{2\pi}{kZ_0} \operatorname{Im} \left(\dot{\vec{e}}_0 \cdot \dot{A}_{\text{диагр}}^y(\vec{n}_0, \vec{n}_0) \right) + P_{\text{вз}}^{y.u.}. \end{aligned} \quad (18)$$

Анализируя (18), можно сделать вывод о том, полная мощность взаимодействия антенны с полем падающей волны состоит из двух компонент, одна из которых не зависит от сопротивления нагрузки, а вторая зависит. Поскольку левая часть (18) не зависит от Γ , а правая часть зависит, то это равенство может выполняться только, если эти части равны константе. Значение этой константы несложно определить, вычисляя правую часть (18) для случая $\Gamma = \gamma$. Как видно из (4), для такой нагрузки управляемая ДСПР равна нулю и, следовательно, правая часть (18), а вместе с ней и константа разделения, также обращаются в нуль.

Таким образом, исходная оптическая теорема (12) распалась на два энергетических соотношения

$$P_{\perp}^s + P_{\text{диагр}}^u + P_n^{\text{макс}} = - \frac{2\pi}{kZ_0} \operatorname{Im} \left(\dot{\vec{e}}_0 \cdot \dot{A}^u(\vec{n}_0, \vec{n}_0) \right), \quad (19)$$

$$P_n^{\text{макс}} \operatorname{Re} \left(\frac{\Gamma - \gamma}{1 - \gamma\Gamma} \Gamma_{\perp}^{0*} \right) = \frac{\pi}{kZ_0} \operatorname{Im} \left(\dot{\vec{e}}_0 \cdot \dot{A}_{\text{диагр}}^y(\vec{n}_0, \vec{n}_0) \right). \quad (20)$$

Справедливость последнего соотношения также подтверждает прямая подстановка $\vec{A}_{\text{диагр}}^y(\vec{n}_0, \vec{n}_0)$ из (4) в правую часть (20).

Учитывая, что, согласно (20), диапазон изменения мощности взаимодействия антенны с полем плоской волны определяется только диапазоном изменения мощности взаимодействия управляемой и неуправляемой ДСПР, исходная задача свелась к задаче определения оптимальных значений $\Gamma^{\text{опт}}$, при которых (6) принимает экстремальные значения при выполнении требований к принимаемой мощности, т. е. к задаче условной оптимизации, где в качестве условия выступает допустимое снижение принимаемой мощности P'_n определяемое соотношением

$$P'_n = \frac{P_n}{P_n^{\text{макс}}} = \frac{(1-|\gamma|^2)(1-|\Gamma|^2)}{|1-\gamma\Gamma|^2}. \quad (21)$$

Используя связь между нормированными к P'_n мощностями поглощаемой нагрузкой и рассеиваемой управляемой частью ДСПР

$$\text{в виде } \frac{(1-|\gamma|^2)(1-|\Gamma|^2)}{|1-\gamma\Gamma|^2} + \frac{|\Gamma-\gamma|^2}{|1-\gamma\Gamma|^2} = 1,$$

и требования синфазности ($P_{\text{диагр}}^s$ — минимально) или противофазности ($P_{\text{диагр}}^s$ — максимально) слагаемых в (6), в [8] получено в замкнутой форме простое соотношение для оптимальных значений Γ ($\Gamma_{\text{мин}}$ и $\Gamma_{\text{макс}}$) в виде

$$\Gamma^{\text{опт}} = \frac{\gamma \pm \sqrt{1-P'_n} e^{i \arg(\Gamma_{\perp}^0)}}{1 \pm \gamma \cdot \sqrt{1-P'_n} e^{i \arg(\Gamma_{\perp}^0)}} \quad (22)$$

где в нашем случае верхний знак соответствует минимуму мощности взаимодействия антенны с полем плоской волны ($\Gamma_{\text{мин}}$), а нижний — максимуму ($\Gamma_{\text{макс}}$). Найденным в (22) значениям $\Gamma^{\text{опт}}$ соответствуют следующие значения сопротивлений нагрузок

$$Z_n^{\text{опт}} = \frac{1 + \Gamma^{\text{опт}}}{1 - \Gamma^{\text{опт}}} = \frac{1 + \gamma \pm (1 + \gamma) \sqrt{1-P'_n} e^{i \arg(\Gamma_{\perp}^0)}}{1 - \gamma \mp (1 - \gamma) \sqrt{1-P'_n} e^{i \arg(\Gamma_{\perp}^0)}} \quad (23)$$

Максимальный диапазон изменения мощности взаимодействия антенны определяется разницей $\Delta P_{\text{диагр}}^s$ между мощностями рассеяния ДСПР, соответствующими найденным в (22) коэффициентам отражения $\Gamma_{\text{макс}}$, $\Gamma_{\text{мин}}$, т. е.

$$\Delta P_{\text{диагр}}^s = P_{\text{диагр}}^s(\Gamma_{\text{макс}}) - P_{\text{диагр}}^s(\Gamma_{\text{мин}}), \quad (24)$$

где $P_{\text{диагр}}^s(\Gamma_{\text{макс}})$ и $P_{\text{диагр}}^s(\Gamma_{\text{мин}})$ определяются выражением (6) при подстановке в него вместо Γ величин $\Gamma_{\text{макс}}$ и $\Gamma_{\text{мин}}$ соответственно. С учетом (6), (22), соотношение (24) можно привести к виду

$$\frac{\Delta P_{\text{диагр}}^s}{P_n^{\text{макс}}} = 4 \sqrt{(1-P'_n)} \left| \Gamma_{\perp}^0 \right| \quad (25)$$

Поскольку по условию задачи при изменении нагрузки мощность, принимаемая нагрузкой, остается постоянной, то изменение мощности, отбираемой антенной из плоской волны определяется только изменением мощности рассеяния диаграммной компоненты полного поля рассеяния, определяемого соотношением (25). Найденному в (25) диапазону изменения мощности взаимодействия ан-

тенны с полем плоской волны соответствует изменение эффективно-го поперечника рассеяния антенны $\Delta \sigma_{\text{ант}}$, равное

$$\Delta \sigma_{\text{ант}} = \frac{\lambda^2 D_{\text{макс}} \sqrt{1-P'_n} |(\vec{F}(\vec{n}_0) \cdot \vec{e}_0)^*| |(\vec{F}(-\vec{n}_0) \cdot \vec{e}_0)|}{\pi}. \quad (26)$$

В результате проведенного в работе исследования было обнаружено, что мощность, отбираемая антенной из падающей на нее плоской волны, в общем случае состоит из двух компонент, одна из которых зависит от сопротивления нагрузки, а другая не зависит. Для каждой из этих компонент получены свои оптические теоремы. Это позволило свести исходную задачу определения диапазона изменения мощности взаимодействия антенны с полем плоской волны к задаче определения диапазона изменения мощности взаимодействия управляемой и неуправляемой ДСПР, которая в свою очередь свелась к уже решенной задаче определения диапазона изменения мощности рассеяния ДСПР. В результате аналитического исследования строгого решения задачи можно прийти к выводу, что на величину максимального диапазона изменения мощности взаимодействия антенны с полем плоской волны при постоянной принимаемой нагрузке мощности оказывает существенное влияние амплитудная ДН антенны в направлении на источник волны и в направлении падения плоской волны, а фазовая ДН влияния не оказывает. Величина допустимого снижения принимаемой мощности также оказывает существенное влияние на мощность взаимодействия антенны с плоской волной. В то же время необходимо отметить, что фазовая ДН антенны оказывает заметное влияние на значения оптимальных сопротивлений нагрузки, при которых антенна отбирает у плоской волны максимальную или минимальную мощности, а амплитудная ДН не влияет.

Литература

1. Ерохин Г.А., Кочержевский В.Г., Смирнов Е.В. Антенны. Под ред. Л.Д. Бахраха. — М.: ИПРЖР, 2004. — №2(81). — С. 77-80.
2. Смирнов Е.В. Труды МТУСИ, 2004. — С.11-17.
3. Смирнов Е.В. Антенны. Под ред. Л.Д. Бахраха. — М.: ИПРЖР, 2005. — №3(94). — С. 51-54.
4. Фельд Я.Н. Доклады АН СССР, 1994. — Т.339. — № 5. — С. 605-608.
5. Смирнов Е.В. Труды НТОРЭС им. А.С. Попова, 2006. — Вып. LXI. — С.12-14.
6. Смирнов Е.В. Антенны. Под ред. Л.Д. Бахраха. — М.: ИПРЖР, 2008. — №2(129). — С.74-80.
7. Смирнов Е.В. Труды НТОРЭС им. А.С. Попова, 2008. — Вып. LXIII. — С.12-14.
8. Смирнов Е.В. Труды МТУСИ, 2008. — Т. II. — С. 61-67.
9. Ерохин Г.А., Кочержевский В.Г.РЭ. — 1979. — Т. 24. — С. 272-277
10. Кинбер Б.Е., Попов М.П. Доклады АН СССР, 1989. — Т.308. — № 3. — С. 615-619.
11. Ерохин Г.А., Кочержевский В.Г. РЭ. — 1997. — Т. 42. — № 1. — С. 86-91.

Снижение уровня боковых лепестков зеркальных антенн методом позиционирования металлических полосок в раскрыве

Акики Д., Биайнех В., Нассар Е., Хармуш А.,
Университет "Нотр-Дам", г. Триполи, Ливан

Введение

В мире повышающейся мобильности нарастает потребность для людей в контактах и доступе к информации независимо от места расположения информации или индивидуума. Из этих соображений невозможно отрицать, что телекоммуникации, а именно, передача сигналов на расстояние, является насущной необходимостью. Требования для беспроводных систем связи к их совершенству и вездесущности ведут к тому, что необходима разработка все более эффективных систем. При улучшении системы основным начальным шагом является улучшение антенн, которые являются основным элементом современных и будущих систем беспроводной связи. На данном этапе под улучшением качества параметров антенны будем понимать снижение уровня ее боковых лепестков ее диаграммы направленности. Снижение уровня боковых лепестков, естественно, не должно влиять на главный лепесток диаграммы. Снижение уровня бокового лепестка желательно потому, что для антенн, используемых в качестве приемных, боковые лепестки делают систему более уязвимой для посторонних сигналов. В передающих антеннах боковые лепестки снижают защищенность информации, так как сигнал может быть принят нежелательной приемной стороной. Основной трудностью является то, что чем выше уровень боковых лепестков, тем выше вероятность взаимовлияния в направлении бокового лепестка с наибольшим уровнем. Кроме того, повышение уровня боковых лепестков означает, что мощность сигнала рассеивается бесполезно. Выполнено много исследований (см., например, [4]), но целью данной статьи является рассмотрение метода "позиционирования полосок", который проявил себя, как простой, эффективный и обладающий низкой стоимостью. Любая параболическая антенна

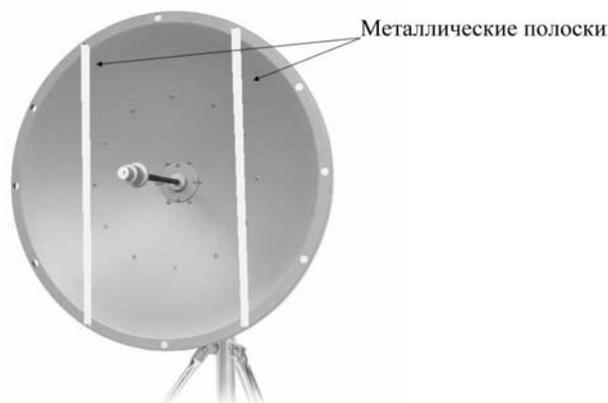


Рис. 1. Металлические полоски наложенные на зеркало параболической антенны

может быть разработана или даже модифицирована с помощью этого метода (рис. 1) для снижения взаимовлияния между антеннами.

Однако проводящие полоски должны быть очень точно расположены, чтобы достичь снижения уровня боковых лепестков. В этой статье метод "позиционирования полосок" протестирован с помощью эксперимента.

Описание задачи

Задача формулируется следующим образом. Для конкретной параболической антенны (рис. 1) требуется снизить уровень первого бокового лепестка. Диаграмма направленности антенны есть не что иное, как Фурье-преобразование функции возбуждения апертуры антенны.

На рис. 2 показаны две диаграммы параболической антенны — без полосок (сплошная линия) и с полосками (линия изображенная знаками *), иллюстрирующие тот факт, что при использовании полосок уровень первого бокового лепестка понижается, однако при этом понижается и уровень главного лепестка, а также изменяется уровень остальных лепестков. Это показывает, что положение полосок является очень критичным. Необходимо располагать полоски таким образом, чтобы ширина главного лепестка по половинной мощности или коэффициент усиления антенны заметно не изменялись. Уровень заднего лепестка тоже не должен заметно меняться. Возрастание уровня остальных лепестков не столь существенно, поскольку уровень этих лепестков обычно значительно проще снизить, чем уровень первых боковых лепестков. Однако указанное возрастание должно быть умеренным. Будем помнить также, что рис. 2 является иллюстративным.

По изложенным причинам при использовании метода "позиционирования полосок" необходимо иметь в виду следующее: полоски должны быть металлическими, чтобы полностью отражать электрическое поле. В этом случае положение полосок можно четко определить. В настоящее время для измерения уровня боковых лепестков

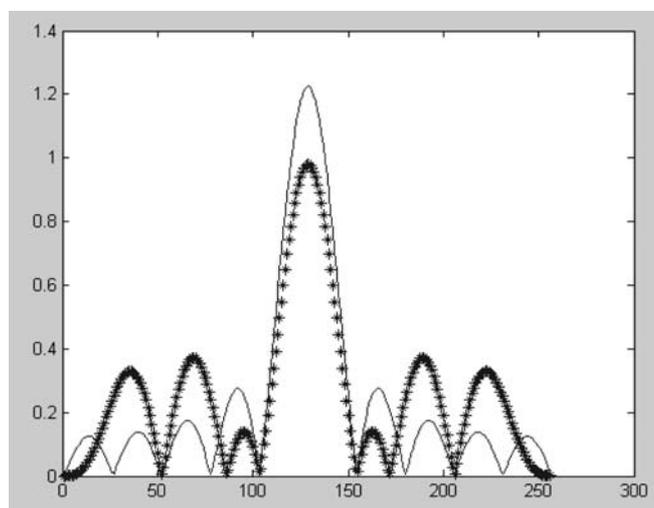


Рис. 2. Диаграмма направленности антенны без полосок (сплошная) и с полосками (****)

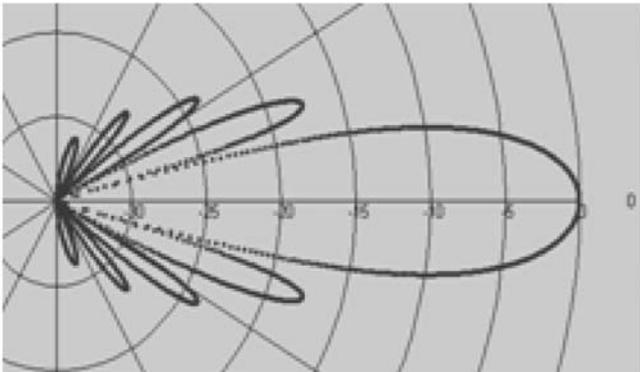


Рис. 3. Теоретическая нормированная диаграмма направленности в дБ

используются два метода — теоретический и экспериментальный. Оба метода дополняют друг друга, но поскольку наши доказательства основываются на сравнении экспериментальных диаграмм антенн без поломок и с полосками, то в данном случае будем пользоваться экспериментальным методом.

А. Теоретический метод. Этот метод состоит из:

- нахождения теоретической диаграммы направленности (ДН) испытываемой антенны,
- измерения боковых лепестков этой ДН.

ДН может быть взята из технической документации антенны, или может быть рассчитана, например, с помощью программы Matlab или с помощью любой другой подходящей программы по известным соотношениям для поля.

В качестве испытываемой антенны использовалась зеркальная параболическая антенна P2F-23-NXA. Теоретическое значение ДН было получено с помощью формулы для круглой апертуры с равномерным возбуждением [1]:

$$E_r = E_\varphi = 0,$$

$$E_\theta = \frac{jka^2 E_0 e^{-jkr}}{r} \frac{J_1(ka \sin \theta)}{ka \sin \theta}. \quad (1)$$

Измерения и расчеты выполнялись в Е-плоскости. На рис. 3 показана нормированная диаграмма направленности в полярной системе координат.

Б. Экспериментальный метод. В экспериментальном методе должны быть использованы две антенны:

- испытываемая приемная антенна,
- передающая антенна.

ДН испытываемой антенны определяется при ее вращении и фиксации уровня поля с необходимой точностью. Для повышения точности предпочтительно выполнять отсчеты в децибелах.

В. Регулирование уровня боковых лепестков. По определению [3] первые боковые лепестки — ближайшие к главному лепестку. Для фиксации их положения необходимо измерить угол в градусах или радианах между направлением главного излучения и направлением максимального излучения первого левого или правого лепестка. Направления левого и правого боковых лепестков должны быть одинаковы из-за симметричности ДН, но в экспериментальной ДН это может быть и не так. Далее необходимо определить также ширину боковых лепестков. Она может быть определена как разница между нулями ДН слева и справа от бокового лепестка. Здесь также следует ожидать симметрии, но только теоретически. На рис. 5 показаны экспериментальные данные по определению параметров бокового лепестка.

В результате ряда измерений было определено положение полосок для антенны P2F-23-NXA, которые определяются расстоянием $(1,20 \div 1,36)\lambda$ от оси симметрии антенны до полоски.

Анализ

После определения параметров бокового лепестка определяется положение полосок. Соответствующие расчеты выполняются как для теоретической, так и для экспериментальной ДН по одинаковому методу, описанному ниже и проиллюстрированному на рис. 6.

Константа d — расстояние от оси симметрии параболической антенны до полоски расположенной на поверхности апертуры параболического зеркала, определяется по следующему соотношению:

$$\operatorname{tg} \theta = \frac{d}{D},$$

где d — экспериментально измеренное расстояние от точки симметрии на поверхности зеркала до полоски (рис. 5); θ — угол между направлением главного излучения и направлением максимума бокового лепестка найденный экспериментально.

Диапазон значений d находится по соотношению:

$$d = D \operatorname{tg} \theta$$

для значений θ , соответствующих началу и концу бокового лепестка (соответствующим нулям ДН).

После определения диапазона d , этот диапазон разбивается на ряд значений, из которых экспериментально выбирается оптимальное значение

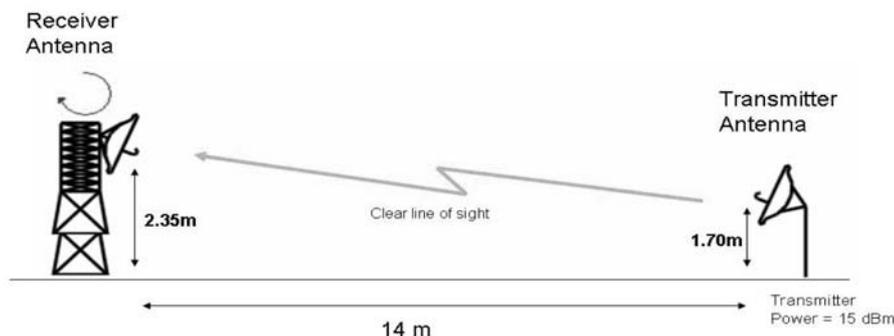


Рис. 4. Экспериментальная установка

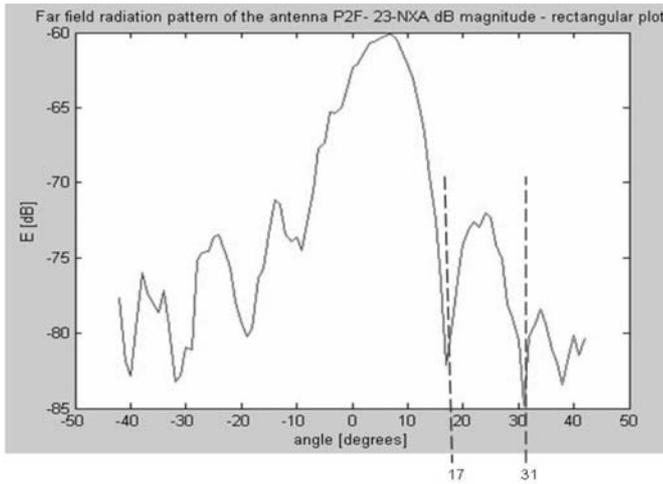


Рис. 5. Экспериментальное определение параметров боковых лепестков

Результаты

Было испытано несколько положений полосок. При перемещении полосок от главного лепестка, но в пределах найденного диапазона d , результаты улучшались. На рис. 7 показаны две ДН без полосок и с полосками, демонстрирующие четкое снижение уровня боковых лепестков.

В табл. 1 приведены сравнительные параметры ДН по уровню боковых лепестков, направленности и ширине главного лепестка.

Заключение

Снижение уровня боковых лепестков при использовании полосок — на 23 дБ (уровень боковых лепестков антенны без полосок —

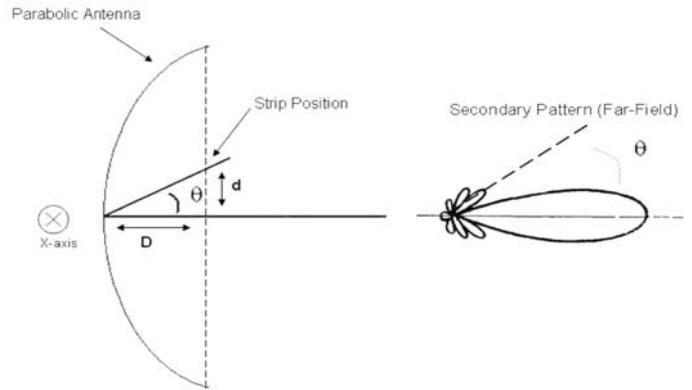


Рис. 6. Метод позиционирования полосок

12,43 дБ). Ширина главного лепестка при этом почти не меняется. Рассмотренный метод весьма гибок, так как он может быть применен к любой антенне.

Однако определенной трудностью является влияние многолучевых искажений, связанных с влиянием земли и окружающих предметов на ДН, что приводит к изменению уровня боковых лепестков до 22 дБ.

Рассмотренный метод является простым, недорогим и может быть выполнен в течение небольшого времени. В последующем мы попытаемся добавить дополнительные полоски в различных положениях и исследовать полоски с поглощением. Кроме того, будут выполнены работы по теоретическому анализу задачи с помощью метода геометрической теории дифракции.

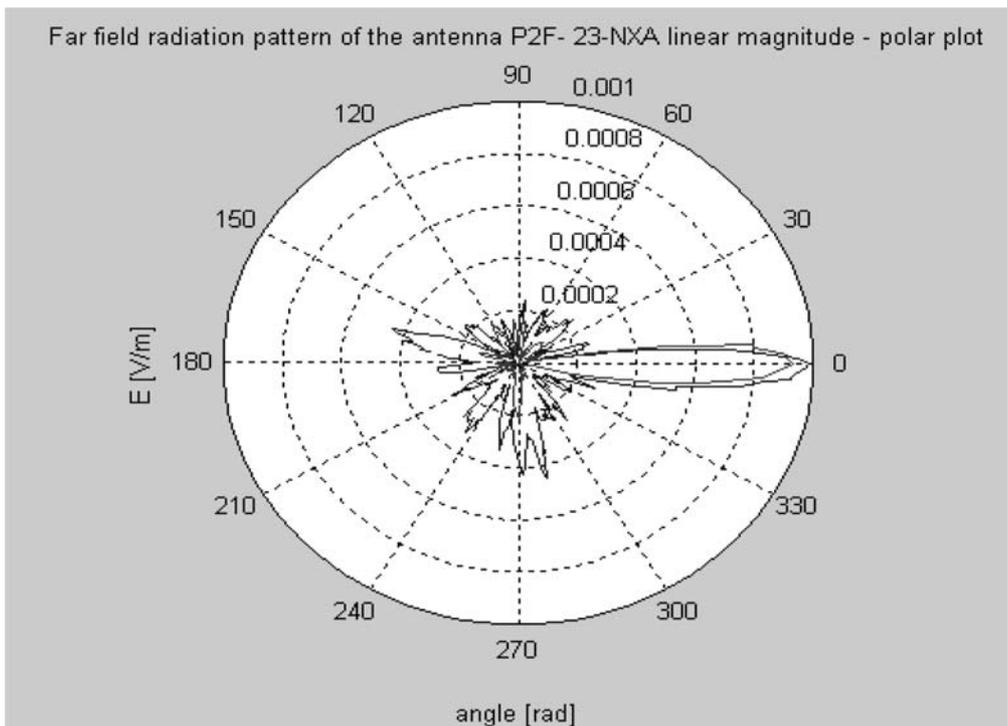


Рис. 7. ДН антенны P2F-23-NXA без полосок и с полосками

Сравнительные параметры антенны

	Уровень боковых лепестков		
	Теоретическая ДН (программа Matlab)	18 дБ	
ДН по технической документации	15 дБ		
Измеренная ДН без полосок	12,43 дБ		
Измеренная ДН с полосками	С многолучестью	Без многолучёвости	
	20,22	42,72	
	Ширина главного лепестка в градусах	D	D, дБ
Теоретическая ДН (программа Matlab)	16	161,45	22,07
ДН по технической документации	16	161,45	22,07
Измеренная ДН без полосок	14	210,475	23,23
Измеренная ДН с полосками	14	210,475	23,23

Литература

1. **Balanis C.** Antenna Theory. 3rd Ed. Wiley 2005.
2. IEEE standard test procedures for antennas IEEE Std. 149 — 1965.
3. <http://www.thefreedictionary.com/lobe>
4. **Searle A.D., Humphrey A.T.** Low sidelobe reflector antenna design. Antennas and Propagation, Tenth International Conference on (Conf. Publ. No. 436) Volume 1, 14-17 April 1997 Page(s):17 — 20 vol.1. Retrieved on January 26, 2008 from IEEE databases.
5. **Schrank H.** Low sidelobe reflector antennas. Antennas and Propagation Society Newsletter, IEEE Volume 27, Issue 2, April 1985 Page(s):5 — 16. Retrieved on January 26, 2008 from IEEE databases.
6. **Sato T, Shizuo Endo, Matsunaka N., Betsudan S., Katagi T., Ebisui T.** Sidelobe level reduction by improvement of strut shape. Antennas and Propagation, IEEE Transactions on [legacy, pre — 1988] Volume 32, Issue 7, Jul 1984 Page(s):698 — 705. Retrieved on January 26, 2008 from IEEE databases.
7. **D. C. Jenn and W. V. T. Rusch.** "Low sidelobe reflector design using resistive surfaces," in IEEE Antennas Propagat., Soc./ URSI Int. Symp. Dig., vol. 1, May 1990, p. 152. Retrieved on January 26, 2008 from IEEE databases.

8. **D. C. Jenn and W. V. T. Rusch.** "Low sidelobe reflector synthesis and design using resistive surfaces," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 39, p. 1372, Sep. 1991. Retrieved on January 26, 2008 from IEEE databases.
9. **Monk A.D., and Clarricoats P.J.B.** Adaptive null formation with a reconfigurable reflector antenna, IEEE Proc. H, 1995, 142, (3), pp. 220-224. Retrieved on January 26, 2008 from IEEE databases.
10. **Lam P., Shung-Wu Lee, Lang K., Chang D.** Sidelobe reduction of a parabolic reflector with auxiliary reflectors. Antennas and Propagation, IEEE Transactions on [legacy, pre — 1988]. Volume 35, Issue 12, Dec 1987 Page(s):1367-1374. Retrieved on January 26, 2008 from IEEE databases.

Авторы благодарны г. Дж Чайя и Дж.В. Мансура за их поддержку в выполнении измерений.
 Авторы благодарны Университету Нотр-Дам, где были выполнены наши исследования, как часть квалификационных работ.
 Авторы выражают глубокую признательность проф. В.А. Соколову (МТУСИ), доц. В.Б. Белянскому (МТУСИ) и инж. К.Н. Худякову (МТУСИ) за помощь в публикации в России результатов их исследований.

Сравнение результатов двух методов расчета дифракционных потерь метровых и дециметровых радиоволн на приземных трассах над пересеченной и горной местностью

Ерошкин В.В., Корнеев Д.А., Святогор В.В., НИИР

Распространение за счет дифракции — один из главных механизмов распространения метровых и дециметровых радиоволн на полукрытых и закрытых трассах вокруг различных препятствий земной поверхности.

В данной статье приводится сравнительный анализ точности расчета дифракционного ослабления на приземных трассах по двум методам. Первый представлен в Рекомендации МСЭ Р. 526-9 [1], второй — в журнале "Электросвязь" [2]. Указанные методы выбирались, исходя из условий простоты и подробного учета профиля трассы. Первый метод сравнительно прост при учете препятствий и используется во многих Рекомендациях МСЭ-Р, второй метод более сложный, но он практически полностью учитывает характеристики профиля трассы.

Выбранные методы предназначены для расчета дифракционного ослабления радиоволн на приземных трассах с одним или несколькими препятствиями. Метод [1] может учесть всего 3 препятствия (одно главное, одно со стороны передатчика и одно со стороны приемника), а второй метод может учитывать сколько угодно препятствий. Методы применимы для расчета ослабления с учетом изменений условий рефракции радиоволн. В докладе представлен сравнительный анализ расчетов и результатов измерений для средней ре-

фракции, что определилось временем проведения экспериментов, т. е. при расчетах значение эффективного радиуса Земли аз принято равным 8500 км.

Суть метода Рекомендации МСЭ-Р.526-9 состоит в выделении на трассе между приемником и передатчиком от одного до трех препятствий, в зависимости от профиля трассы, вносящих наибольший вклад в дифракционное ослабление. При этом все препятствия считаются клиновидными. Сначала на полном профиле от передатчика до приемника (рис. 1) определяется главное препятствие по максимальному значению дифракционного параметра v_p . Параметр v_p объединяет все геометрические параметры трассы (длину трассы, высоты антенн и препятствий, длину волны, эквивалентный радиус Земли):

$$v_p = H_p \sqrt{\frac{2 \cdot 10^3 d_0}{\lambda d_p (d_0 - d_p)}}, \quad (1)$$

где H_p — величина закрытия, м, λ — длина волны, м, d_0 — длина трассы, км, — расстояние от передающего пункта до главного препятствия, км.

Далее для главного препятствия рассчитываются дифракционные потери, как для клиновидного препятствия $J(v_p)$.

$$J_p(v) = 6,9 + 20 \lg \left(\sqrt{(v_p - 0,1)^2 + 1} + v_p - 0,1 \right) \text{ дБ} \quad (2)$$

Если найденное значение дифракционного параметра v_p превышает значение -0,78, приведенная процедура повторяется для

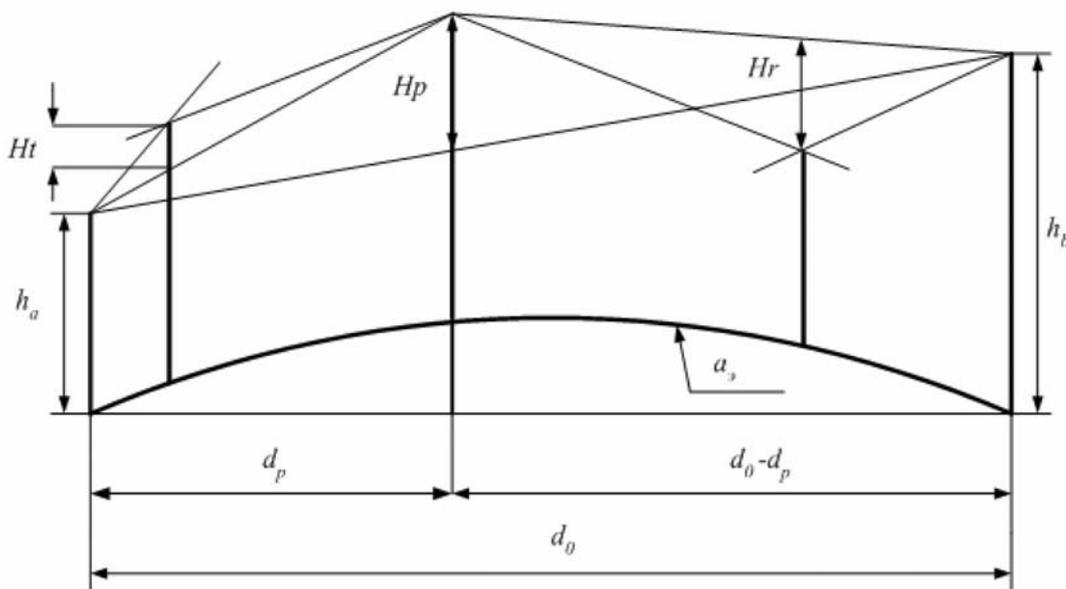


Рис. 1. Геометрические параметры трассы с тремя препятствиями для метода [1]

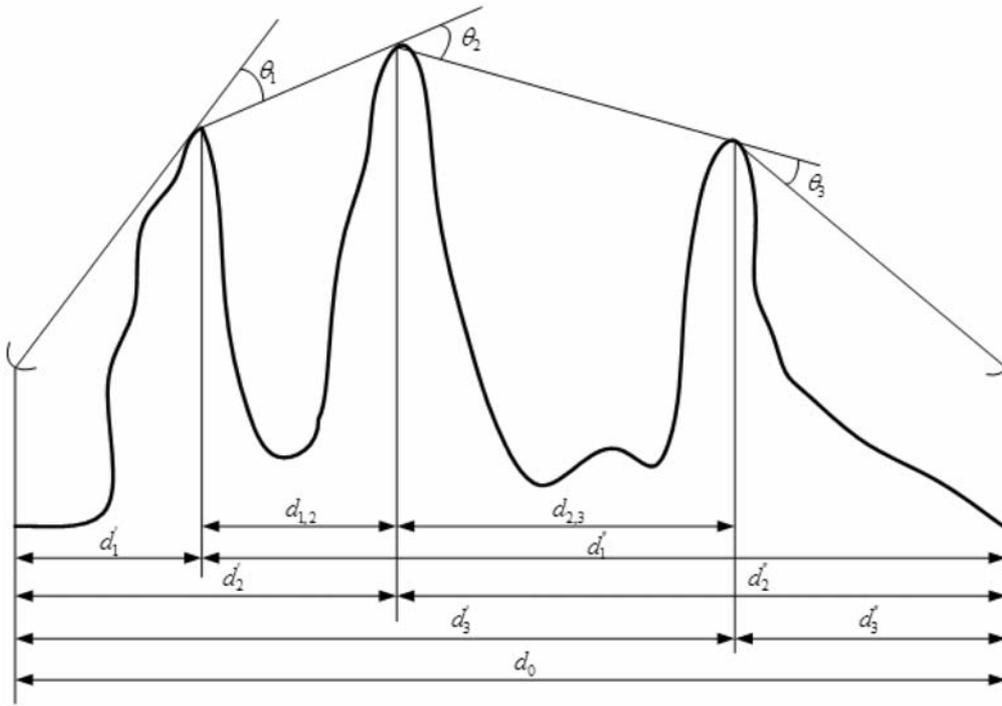


Рис. 2. Геометрические параметры трассы с несколькими препятствиями для метода [2]

участков трассы от передатчика до главного препятствия и от главного препятствия до приемника, аналогично по (1) и (2) находятся дифракционные параметры v_1 и v_2 и потери $J(v_1)$ и $J(v_2)$ соответственно.

Дифракционные потери для всей трассы находятся суммированием найденных по формуле (3) ослаблений с учетом эмпирической коррекции C , учитывающей реальное отличие препятствий от клиновидных.

$$A = J(v_p) + T [J(v_1) + J(v_2) + C], \text{ дБ} \quad (3)$$

при $v_p > -0,78$,

где $C = 10 + 0,04 d_0$, дБ; $T = 1 - e^{-\frac{J(v_p)}{6}}$.

$A = 0$ при $v_p \leq -0,78$.

Таким образом, метод расчета дифракционного ослабления из Рекомендации МСЭ-Р Р526-9 не учитывает реальных характеристик выбранных препятствий и всего характера профиля трассы, что упрощает методику расчета.

Метод [2] основан, в значительной степени, на учете всего характера профиля местности между передатчиком и приемником и

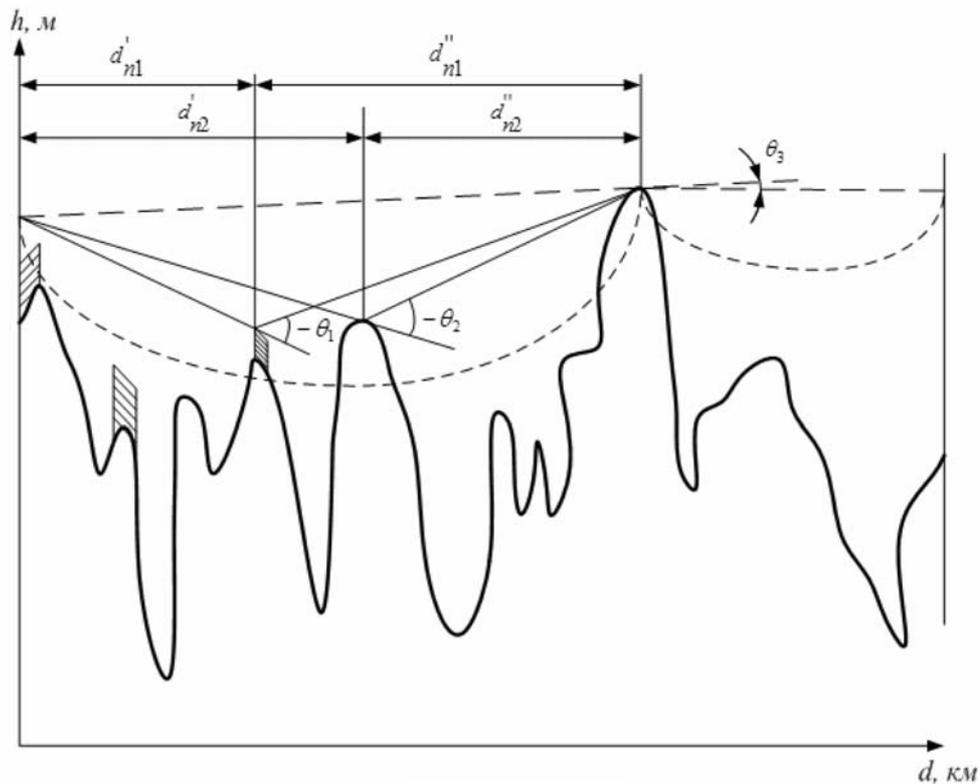


Рис. 3. Геометрические параметры трассы между двумя основными препятствиями

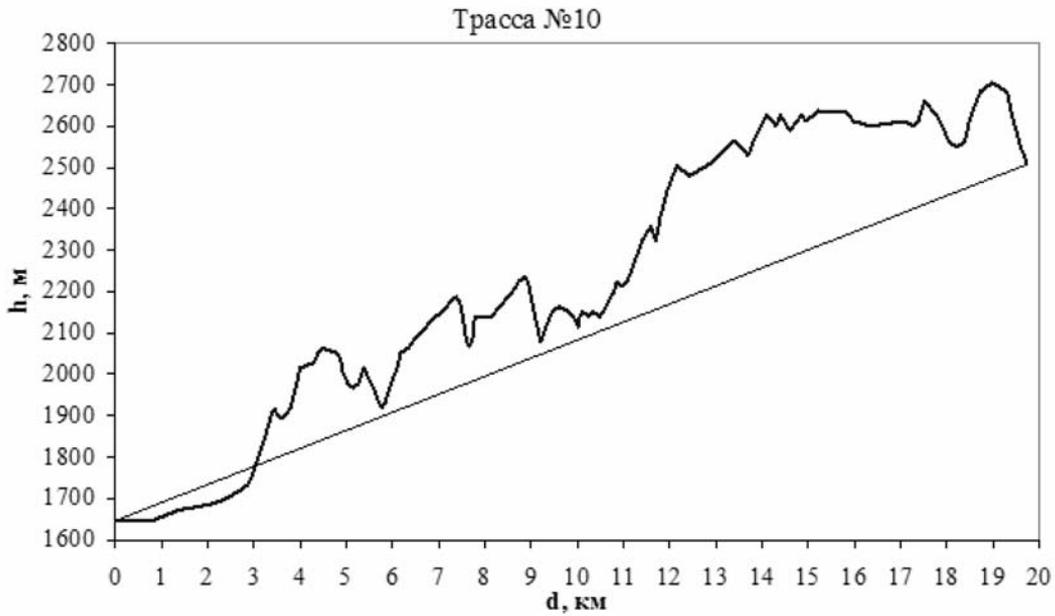


Рис. 4. Профиль трассы №10

на аппроксимации препятствий любой формы сферой. Расчет дифракционного ослабления использует полуэмпирическую модель учета множества препятствий как при дифракции вокруг основных препятствий (рис. 2), так и участков трассы между ними.

Ослабление на одном препятствии состоит из трех слагаемых, учитывающих ослабление на клиновидном препятствии и дополнительное ослабление за счет геометрических характеристик реального препятствия и радиуса кривизны:

$$A = -6,4 - 20 \log \left[\sqrt{\left(\frac{2\theta^2}{x} + 1\right)} + 1,41 \frac{\theta}{\sqrt{x}} \right] - K_H \times \left(6,6x^{0,75}y^{1,5} + \begin{cases} 18,3y\theta \text{ при } \theta \geq 0, \\ 11,7x^{0,25}y^{1,5}\theta \text{ при } \theta < 0; \end{cases} \right), \text{ дБ} \quad (4)$$

где

$$K_H = \exp \left(- \left[0,5 \left(\frac{f}{R} \right)^{1/3} \right] \right), \quad x = \frac{3 \cdot 10^{-4} d_0}{fd_i d_i''}, \quad y = 14,9 R^{1/3} f^{1/3},$$

R — радиус кривизны препятствия, км, f — частота, Гц.

На открытых участках трассы между основными препятствиями для препятствий, попадающих в пространство $0,6$ радиуса первой зоны Френеля (рис. 3), ослабление рассчитывается аналогично трассе с основными препятствиями.

После расчета дифракционного ослабления на каждом из препятствий, путем сложения всех получившихся величин ослабления и учета взаимного влияния соседних препятствий, получаем значение дифракционных потерь на трассе по формуле:

Оценка точности расчета дифракционного ослабления

Номер трассы	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22						
Длина трассы, км	20.7	64.6	44.6	47	52.9	53.2	35.7	17.2	9.9	19.7	19.8	19.6	50.2	49.9	50.1	50.2	19.7	92.9	53.9	98.2	142	118						
Частота, МГц	807	527.3						703.3	101.5								100.3	653	775.3	855.3	230	410	751	910	1846			
Характеристика препятствия	Максимальное закрытие, м	355	43.8	32.3	21.9	25.8	11.7	52.2	216.5	231	363.6	230.5	234.8	512.1	295.1	1802.4	512.1	272.1	-3.4	51.5	48.7	148	173.8					
	Число препятствий	1	2	2	2	2	2	1	1	5	4	4	3	4	4	4	4	3	1	2	2	1	3					
	Высоты антенн, м	ПРД	75	131	131	131	131	131	175	3.15	3.15	3.15	3.15	68.6	3.15	68.6	3.15	68.6	111	117	96	96	6.6					
	ПРМ	10	10	10	10	10	10	10	9	9	9	9	9	9	9	9	9	10	10	10	10	1						
Ослабление А, дБ	Эксперимент	44	30.8	33.8	44	35.9	24	43	48	62.4	90.9	76.4	59.8	40.8	75.7	78.7	51.9	49.9	14.5	27.6	35.9	37.7	43.2	52.8	52.1	52.9	48.9	
	Метод [1]	46.1	32.6	37	33.9	33.3	19.6	44.5	43.3	53.1	63.3	75.4	60.4	57.9	56.5	73.5	60.6	45.2	7.6	17.6	22.3	40.5	50.7	56.7	63.6	65.8	74.5	
	Метод [2]	51.8	37.4	46.3	43.8	27.4	25.1	43.3	46.6	71.6	117.6	81.5	52.4	43.9	75.4	76.9	52.8	45.2	3.7	27.6	36.7	41.9	47.1	51.2	56.5	58.5	66.4	
Параметр ошибки, дБ	ΔА=А-Аэксп	[1]	2.1	1.8	3.2	-10.1	-2.6	-4.4	1.5	-4.7	-9.3	-27.6	-1	0.6	17.1	-19.2	-5.2	8.7	-4.7	-6.9	-10	-14	2.8	7.5	3.9	11.5	12.9	25.6
		[2]	7.8	6.6	12.5	-0.2	-8.5	1.1	0.3	-1.4	9.2	26.67	5.1	-7.4	3.1	-0.3	-1.8	0.9	-4.7	-10.8	0	0.8	4.2	3.9	-1.6	4.4	5.6	17.5
	Средняя ошибка	Метод [1]	-0.77																									
		Метод [2]	2.81																									
Стандартное отклонение	Метод [1]	11.24																										
	Метод [2]	7.88																										

$$A_{\Sigma} = \sum A_i + \sum B_j - \sum C_k, \text{ дБ} \quad (5)$$

где A_i — значение ослабления на каждом основном препятствии, B_j — значение ослабления на каждом препятствии на открытом участке, C_k — фактор, учитывающий взаимное влияние соседних препятствий.

В табл. 1 представлено сравнение расчетных и экспериментальных данных по дифракционному ослаблению на различных трассах с использованием методов [1] и [2]. Всего рассмотрено 22 трассы в диапазоне частот от 100,3 МГц до 1846 МГц и протяженностью от 9,9 км до 142 км, на одной из них измерения и расчеты проводились на нескольких частотах. Профили трасс и экспериментальные значения ослаблений взяты из базы данных трасс Бюро радиосвязи МСЭ и не имеют данных о строениях и растительности. Все рассмотренные трассы находятся в Западной Европе и США.

Специфика представленных методов расчета дифракционного ослабления наиболее заметно видна по данным рассчитанных и измеренных ослаблений на трассе №10 (рис. 4), где метод [1] существенно недооценивает, а метод [2] переоценивает реальное ослабление.

В результате расчета по методу [1] значение средней ошибки составило $\Delta A = -0,77$ дБ, по методу [2] — 2,81 дБ. Значение стандартного отклонения ошибок для метода [1] $\sigma = 11,24$ дБ, для метода [2] $\sigma = 7,88$ дБ. На основании этих данных об ошибках можно сделать вывод, что при различной величине средней ошибки метод [2] имеет в среднем существенно меньшее отклонение расчетного

ослабления от данных измерений.

Следует отметить, что полученные при данном анализе значения средней ошибки и стандартного отклонения для метода [2] заметно отличаются от величин, приведенных автором в статье [2] (величина средней ошибки равна -0,1 дБ и величина стандартного отклонения равна 4,3 дБ). Такое расхождение может быть обусловлено различным характером местности исследуемых трасс в обоих случаях, то есть разной сложностью профилей и методов аппроксимации препятствий на сложных профилях.

Выводами по работе можно считать следующее: средняя ошибка прогноза ослабления по методу [2] несколько больше, чем по методу [1], однако метод [2] имеет заметно меньшую величину стандартного отклонения ошибок σ , следовательно, является более точным для инженерных расчетов, однако, в то же время, является более трудоемким. Метод [1] имеет большую, по сравнению с методом [2], величину стандартного отклонения σ , но его трудоемкость гораздо меньше. Следует, однако, отметить, что в настоящее время существует много методов расчета дифракционного ослабления и большую точность могут давать разные методы в зависимости от характера профиля местности и диапазона частот.

Литература

1. Рекомендация МСЭ-R P.526-9. Приложение 1, § 4.4.2. — С. 23-25.
2. **Ларин Е.А.** Расчет дифракционного ослабления радиоволн на приземных трассах над пересеченной и горной местностью // Электросвязь — 1997. — № 1. — С. 17-20.

Оценка погрешности обобщенных характеристик антенных устройств

Шмелева Е.А., МТУСИ

Важнейшими элементами радиоприемников и радиопередатчиков являются антенные устройства (АУ), которые зачастую определяют эффективность этих технических систем. Поэтому измерения обобщенных характеристик АУ позволяют получить объективную оценку технической системы в целом. К обобщенным характеристикам АУ относят: коэффициент усиления антенны, диаграмму направленности, напряженность электрического поля в месте расположения антенны, неравномерность частотной характеристики и др. [1].

К сожалению, методов прямых измерений обобщенных характеристик АУ не существует, в связи с этим применяется методика оценивания погрешности измерения обобщенных характеристик по известным погрешностям прямых измерений параметров этих устройств (тока, напряжения, мощности и т.д.). В этом случае предлагается метод косвенных измерений.

Косвенные измерения — это измерения, при которых искомое значение величины определяют на основании результатов прямых измерений других физических величин, связанных с искомой известной функциональной зависимостью.

Обычно для АУ известна функциональная зависимость обобщенной характеристики антенны Y от параметров x_k ($k = n$) антенны.

$$Y = f(x_1, \dots, x_i, \dots, x_k) \quad (1)$$

Необходимо найти оценку m_Y^* неизвестной величины (истинного значения) Y , если при обработке результатов прямых измерений получены оценки в виде средних арифметических значений $m_{x_1}^*, \dots, m_{x_k}^*$ величин x_1, \dots, x_k .

Измеренные и действительные значения связаны между собой погрешностью измерений Δ :

$$m_Y^* - \Delta_Y = f(m_{x_1}^* - \Delta_{x_1}; \dots; m_{x_k}^* - \Delta_{x_k}), \quad (2)$$

$$\text{где } \Delta_Y = m_Y^* - Y$$

Как известно, в подавляющем большинстве измерений величин выполняются условия $\Delta_Y \ll m_Y^*$; $\Delta \ll m_{x_i}^*$. В этом случае уравнение можно разложить в k -мерный ряд Тейлора. С учетом малости погрешностей измерений ограничимся членами ряда, в которых имеют степени не выше второй

$$m_Y^* - \Delta_Y = f(m_{x_1}^*; \dots; m_{x_k}^*) - \sum_{i=1}^k \frac{df(\bullet)}{dx_i} \Delta x_i - \frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^k \frac{d^2 f(\bullet)}{dx_i dx_j} \Delta x_i \Delta x_j \quad (3)$$

где $f(\bullet) = f(x_1, \dots, x_i, \dots, x_k)$.

Тогда:

$$m_Y^* = f(m_{x_1}^*, \dots, m_{x_k}^*); \quad (4)$$

$$\Delta y = \sum_{i=1}^k \frac{df(\bullet)}{dx_i} \Delta x_i + \frac{1}{2} \sum_{i,j=1}^k \frac{d^2 f(\bullet)}{dx_i dx_j} \Delta x_i \Delta x_j + \dots \quad (5)$$

В большинстве случаев, когда измерения не относятся к высокоточным (эталонным измерениям), а величина Δ_i является величиной второго порядка малости по сравнению с Δ_y погрешность результатов косвенных измерений вычисляется по формуле:

$$\Delta y = \sum_{i=1}^k \frac{df(\bullet)}{dx_i} \Delta x_i. \quad (6)$$

Оценим погрешность напряженности электрического поля антенны на примере измерительной логопериодической антенны.

Напряженность электрического поля в месте расположения антенны определяется по формуле:

$$E = \frac{I}{\alpha} \times \frac{R_\Sigma + R_T \alpha^2}{h_D}, \quad [B \cdot m^{-1}], \quad (7)$$

где I — наведенный ток в антенне, А; R_Σ — сопротивление излучения, Ом; R_T — сопротивление подогревателя термопреобразователя, Ом; α — частотный коэффициент термопреобразователя; h_D — действующая длина антенны, м.

Преобразуем формулу:

$$E = \frac{IR_\Sigma}{\alpha h_D} + \frac{IR_T \alpha}{h_D} \quad (8)$$

и проведем разложение ее в ряд Тейлора, ограничившись первыми членами разложения.

Погрешность измерения напряженности электрического поля в этом случае составляет:

$$\Delta E = \frac{dE}{dI} \Delta I + \frac{dE}{d\alpha} \Delta \alpha + \frac{dE}{dR_\Sigma} \Delta R_\Sigma + \frac{dE}{dR_T} \Delta R_T + \frac{dE}{dh_D} \Delta h_D. \quad (9)$$

Продифференцировав по каждой из величин, получим:

$$E'_I = \left(\frac{R_\Sigma + R_T \alpha^2}{\alpha h_D} \right) \Delta I; \quad (10)$$

$$E'_{R_\Sigma} = \frac{I}{\alpha h_D} \Delta R_\Sigma; \quad (11)$$

$$E'_{R_T} = \frac{I\alpha}{h_D} \Delta R_T; \quad (12)$$

$$E'_\alpha = \left(\frac{IR_T}{h_D} - \frac{IR_\Sigma}{\alpha^2 h_D} \right) \Delta \alpha; \quad (13)$$

$$E'_{h_D} = \frac{-(IR_\Sigma + \alpha^2 IR_T)}{\alpha h_D} \Delta h_D; \quad (14)$$

$$\Delta E = \left(\frac{R_\Sigma + R_T \alpha^2}{\alpha h_D} \right) \Delta I + \frac{I}{\alpha h_D} \Delta R_\Sigma + \frac{I\alpha}{h_D} \Delta R_T + \left(\frac{IR_T}{h_D} - \frac{IR_\Sigma}{\alpha^2 h_D} \right) \Delta \alpha + \frac{-(IR_\Sigma + \alpha^2 IR_T)}{\alpha h_D} \Delta h_D \quad (15)$$

Таким образом, полученное выражение для погрешности обобщенной характеристики позволяет оценивать "вклад" погрешности измерения каждого параметра и в конечном счете обоснованно выбирать погрешности средств измерений, используемых при прямых измерениях параметров антенн (чем больше коэффициент перед погрешностью, тем выше должны быть требования к погрешности средства измерений, т.е. тем меньше должна быть погрешность). В данной работе получена точечная оценка погрешности измерения обобщенной характеристики. Однако более общей оценкой погрешности измерений является ее дисперсия, которая позволяет получать интервальные оценки.

Литература

1. **Серков В.П.** Распространение радиоволн и антенные устройства. — ВАС, 1981. — 468 с.
2. Антенны измерительные логопериодические А152. Программа и методики испытаний для целей утверждения типа. — Мытищи: 32 ГНИИИ МО РФ, 2005. — 7 с.
3. **Кузнецов В.А., Ялунина Г.В.** Метрология: Учебное пособие. — М.: ИПК Издательство стандартов, 1998. — 336 с.
4. **Новицкий П.В., Зограф И.А.** Оценка погрешностей результатов измерений. — Л.: Энергоатомиздат, 1985. — 248 с.

Особенности распространения электромагнитных волн в СВЧ аттенюаторе

Григорьев С.Н.,

ФГУП "Нижегородский завод им. М.В.Фрунзе", г. Нижний Новгород

Динамика распространения электромагнитных волн в СВЧ аттенюаторе

Электромагнитные поля в СВЧ тракте, не содержащем свободных зарядов и макроскопических токов, описываются системой уравнений Д. Максвелла:

$$\left\{ \begin{array}{l} 1) \quad \text{rot } \vec{H} = \vec{j}_S + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}, \end{array} \right. \quad (1)$$

С другой стороны,

$$\text{rot } \vec{H}(x, y, z, t) = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ H_x & H_y & H_z \end{vmatrix} = \vec{i} \cdot \left| \frac{\partial}{\partial y} \frac{\partial}{\partial z} \right| - \vec{j} \cdot \left| \frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial}{\partial z} \right| + \vec{k} \cdot \left| \frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial}{\partial y} \right| =$$

$$= \left(\frac{\partial H_x}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right) + \left(\frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) + \left(\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} \right) = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \frac{\partial \vec{E}(x, y, z, t)}{\partial t}.$$

$$2) \quad \text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} = -\mu_0 \cdot \mu \cdot \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}.$$

С другой стороны,

$$\text{rot } \vec{E}(x, y, z, t) = \begin{vmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ E_x & E_y & E_z \end{vmatrix} = \vec{i} \cdot \left| \frac{\partial}{\partial y} \frac{\partial}{\partial z} \right| - \vec{j} \cdot \left| \frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial}{\partial z} \right| + \vec{k} \cdot \left| \frac{\partial}{\partial x} \frac{\partial}{\partial y} \right| =$$

$$= \left(\frac{\partial E_x}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} \right) + \left(\frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} \right) + \left(\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} \right) = -\mu_0 \cdot \mu \cdot \frac{\partial \vec{H}(x, y, z, t)}{\partial t}.$$

$$3) \quad \text{div } \vec{D} = \text{div}(\varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \vec{E}) = \frac{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \text{div } \vec{E}}{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon} = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \left(\frac{E_x}{\partial x} + \frac{E_y}{\partial y} + \frac{E_z}{\partial z} \right) = \rho_{\text{пов. электрич.}} = 0,$$

$$4) \quad \text{div } \vec{B} = \text{div}(\mu_0 \cdot \mu \cdot \vec{H}) = \frac{\mu_0 \cdot \mu \cdot \text{div } \vec{H}}{\mu_0 \cdot \mu} = \mu_0 \cdot \mu \cdot \left(\frac{H_x}{\partial x} + \frac{H_y}{\partial y} + \frac{H_z}{\partial z} \right) = q_{\text{пов. магнит.}} = 0.$$

где

$$\left\{ \begin{array}{l} \varepsilon_0 = \text{const} > 0, \quad \mu_0 = \text{const} > 0, \\ \varepsilon \neq \varepsilon(x, y, z, t) \neq \varepsilon(\vec{r}, t) = \text{const}, \quad \mu \neq \mu(x, y, z, t) \neq \mu(\vec{r}, t) = \text{const}, \\ \rho_{\text{пов. электрич.}} - \text{поверхностная плотность электрических зарядов}; \\ q_{\text{пов. магнит.}} - \text{магнитные (не обнаруженные!) заряды}. \end{array} \right.$$

Динамика распространения электромагнитных волн в СВЧ аттенюаторе в проекциях на оси декартовых координат выражается системой дифференциальных уравнений с частными производными (2), согласно [1-5]:

$$\left\{ \begin{array}{ll} 1) \frac{\partial E_z}{\partial y} - \frac{\partial E_y}{\partial z} = -\mu_0 \cdot \mu \cdot \frac{\partial H_x}{\partial t}, & 5) \frac{\partial H_z}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \frac{\partial E_x}{\partial t}, \\ 2) \frac{\partial E_x}{\partial z} - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -\mu_0 \cdot \mu \cdot \frac{\partial H_y}{\partial t}, & 6) \frac{\partial H_x}{\partial z} - \frac{\partial H_z}{\partial x} = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \frac{\partial E_y}{\partial t}, \\ 3) \frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -\mu_0 \cdot \mu \cdot \frac{\partial H_z}{\partial t}, & 7) \frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \frac{\partial E_z}{\partial t}, \\ 4) \frac{\partial E_x}{\partial x} + \frac{\partial E_y}{\partial y} + \frac{\partial E_z}{\partial z} = 0, & 8) \frac{\partial H_x}{\partial x} + \frac{\partial H_y}{\partial y} + \frac{\partial H_z}{\partial z} = 0. \end{array} \right. \quad (2)$$

Решаем последовательно 1-ое уравнение системы (1). Для этого находим производную по времени от его правой части:

$$\frac{\partial}{\partial t} \left(\varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \frac{\partial E_x}{\partial t} \right) = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\partial E_x}{\partial t} \right) = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \frac{\partial^2 E_x}{\partial t^2}.$$

С другой стороны, пользуясь уравнениями (2), (3), (4), (5) системы уравнений (2), имеем следующее решение:

$$\frac{\partial}{\partial t} \left(\varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \frac{\partial E_x}{\partial t} \right) = \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{\partial H_x}{\partial y} - \frac{\partial H_y}{\partial z} \right) =$$

$$= \frac{1}{\mu_0 \cdot \mu} \cdot \nabla^2 E_x = \frac{1}{\mu_0 \cdot \mu} \cdot \Delta E_x \Rightarrow \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \mu_0 \cdot \mu \cdot \frac{\partial^2 E_x}{\partial t^2} = \Delta E_x.$$

Тогда, таким образом, компонента E_x удовлетворяет волновому дифференциальному уравнению (однородному, второй степени):

$$\Delta E_x - \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \mu_0 \cdot \mu \cdot \frac{\partial^2 E_x}{\partial t^2} = 0 \quad (3)$$

Оно легко решается относительно переменной E_x и x , умножением обеих частей уравнения на выражение $\frac{\partial x^2}{\partial^2 E_x} \neq 0$. При $E_x = 0$ имеем тривиальный случай – нулевое решение, но его рассматривать не будем! Поэтому $E_x > 0$. Тогда

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial x^2} - \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \mu_0 \cdot \mu \cdot \frac{\partial^2 E_x}{\partial t^2} = 0 \Rightarrow \frac{\partial^2 E_x}{\partial x^2} \neq 0,$$

$$\Rightarrow \frac{\partial^2 E_x}{\partial x^2} \cdot \left(1 - \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \mu_0 \cdot \mu \cdot \frac{\partial x^2}{\partial t^2} \right) = 0 \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \dot{x} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \mu_0 \cdot \mu}} \Rightarrow v_x = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \cdot \mu_0}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\varepsilon \cdot \mu}} = \frac{v_0}{\sqrt{\varepsilon \cdot \mu}}.$$

Аналогичным методом доказывают и решают остальные (2)...(6) уравнения системы (5):

$$\left\{ \begin{array}{ll} 1) \Delta E_x - \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \mu_0 \cdot \mu \cdot \frac{\partial^2 E_x}{\partial t^2} = 0, & 4) \Delta H_x - \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \mu_0 \cdot \mu \cdot \frac{\partial^2 H_x}{\partial t^2} = 0, \\ 2) \Delta E_y - \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \mu_0 \cdot \mu \cdot \frac{\partial^2 E_y}{\partial t^2} = 0, & 5) \Delta H_y - \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \mu_0 \cdot \mu \cdot \frac{\partial^2 H_y}{\partial t^2} = 0, \\ 3) \Delta E_z - \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \mu_0 \cdot \mu \cdot \frac{\partial^2 E_z}{\partial t^2} = 0, & 6) \Delta H_z - \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \mu_0 \cdot \mu \cdot \frac{\partial^2 H_z}{\partial t^2} = 0. \end{array} \right. \quad (5)$$

Итак, решением данной системы уравнений (5) является то, что переменное ЭМ поле действительно реально распространяется во внутреннем пространстве СВЧ аттенюатора в виде волн, фазовая скорость которых вычисляется по формуле (6), согласно работам [1-6]:

$$v_{\text{фаз}} = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \cdot \mu_0}} \cdot \frac{1}{\sqrt{\varepsilon \cdot \mu}} = \frac{v_0}{\sqrt{\varepsilon \cdot \mu}} \quad (6)$$

Электромагнитные волны \vec{E} поперечные волны. Векторы \vec{E} и \vec{H} поля волны лежат полностью в плоскости, перпендикулярной направлению распространения волны, т.е. вектору её скорости \vec{v} в рассматриваемой точ-

ке поля $\vec{E}, \vec{H} \perp \vec{v}$. Векторы напряжённостей электрического \vec{E} и магнитного \vec{H} полей разлагаются на составляющие компоненты в соответствии с выражениями (7), согласно работам [1 – 4]:

$$\begin{cases} E(\vec{r}) = E(x, y, z) = E_x \cdot \vec{i} + E_y \cdot \vec{j} + E_z \cdot \vec{k} , \\ H(\vec{r}) = H(x, y, z) = H_x \cdot \vec{i} + H_y \cdot \vec{j} + H_z \cdot \vec{k} . \end{cases} \quad (7)$$

где $\begin{cases} |\vec{i}| = |\vec{j}| = |\vec{k}| = 1 , \\ (\vec{i}, \vec{j}) = (\vec{i}, \vec{k}) = (\vec{j}, \vec{k}) = 0 , \\ \vec{i}, \vec{j}, \vec{k} - \text{единичные орты осей координат.} \end{cases}$

Векторы $\vec{E} \perp \vec{H} \perp \vec{v}$ полей ЭМ волны взаимно перпендикулярны так, что вектор скорости распространения ЭМ волны (электромагнитного возмущения) во внутреннем пространстве СВЧ аттенюатора и векторы \vec{E} и \vec{H} образуют все вместе правую тройку: $\vec{v} = \frac{v}{(E \cdot H)} [\vec{E} \times \vec{H}]$. Наглядно эта картина проиллюстрирована на рис. 1.

Необходимо заметить, что взаимно перпендикулярные векторы $\vec{E} \perp \vec{H}$ напряжённостей электрического и магнитного поля искомой ЭМ волны совершают синфазные колебания, при которых они одновременно обращаются в нуль и одновременно достигают своих максимальных значений, т.е. угол сдвига фаз между векторами \vec{E} и \vec{H} обращается в нуль $(\vec{E} \cdot \vec{H}) = 0$. В любой точке внутреннего пространства СВЧ тракта, в любое заданное время они движутся, в своих взаимно перпендикулярных плоскостях, синфазно.

Применение волнового уравнения Гельмгольца в задачах о распределении электромагнитных полей в СВЧ аттенюаторе

Рассмотрим выражения для напряжённостей электрического и магнитного полей, представленные в виде системы уравнений для плоских волн (8) [для краткости рассмотрим одномерный случай, когда плоская волна распространяется вдоль одного направления оси (Ox)], в соответствии с фундаментальными трудами [1-21]:

$$\begin{cases} E(x, t) = E_m \cdot \cos \left[\omega \cdot \left(t - \frac{x}{v_x} \right) \right] (1), \\ H(x, t) = H_m \cdot \cos \left[\omega \cdot \left(t - \frac{x}{v_x} \right) \right] (2). \end{cases} \quad (8)$$

где E и H – мгновенные значения напряжённостей полей, E_m и H_m – максимальные значения напряжённостей полей, $\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi \cdot f$ – круговая (циклическая) частота колебаний векторов \vec{E} и \vec{H} , v_x – скорость распространения ЭМ волны в направлении оси (Ox), $\omega \cdot \left(t - \frac{x}{v_x} \right)$ – фаза волны .

Находим последовательно первые (9) и вторые (10) производные системы (8):

$$\begin{cases} \frac{\partial E(x, t)}{\partial t} = -E_m \cdot \omega \cdot \sin \left[\omega \cdot \left(t - \frac{x}{v_x} \right) \right] (1) , \\ \frac{\partial E(x, t)}{\partial x} = \frac{E_m \cdot \omega}{v_x} \cdot \sin \left[\omega \cdot \left(t - \frac{x}{v_x} \right) \right] (2) , \\ \frac{\partial H(x, t)}{\partial t} = -H_m \cdot \omega \cdot \sin \left[\omega \cdot \left(t - \frac{x}{v_x} \right) \right] (3) , \\ \frac{\partial H(x, t)}{\partial x} = \frac{H_m \cdot \omega}{v_x} \cdot \sin \left[\omega \cdot \left(t - \frac{x}{v_x} \right) \right] (4) . \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 E(x, t)}{\partial t^2} = -E_m \cdot \omega^2 \cdot \cos \left[\omega \cdot \left(t - \frac{x}{v_x} \right) \right] = -\omega^2 \cdot E(x, t) (1) , \\ \frac{\partial^2 E(x, t)}{\partial x^2} = -\frac{E_m \cdot \omega^2}{v_x^2} \cdot \cos \left[\omega \cdot \left(t - \frac{x}{v_x} \right) \right] = -\frac{\omega^2}{v_x^2} \cdot E(x, t) (2) , \\ \frac{\partial^2 H(x, t)}{\partial t^2} = -H_m \cdot \omega^2 \cdot \cos \left[\omega \cdot \left(t - \frac{x}{v_x} \right) \right] = -\omega^2 \cdot H(x, t) (3) , \\ \frac{\partial^2 H(x, t)}{\partial x^2} = -\frac{H_m \cdot \omega^2}{v_x^2} \cdot \cos \left[\omega \cdot \left(t - \frac{x}{v_x} \right) \right] = -\frac{\omega^2}{v_x^2} \cdot H(x, t) (4) . \end{cases} \quad (10)$$

Решая совместно уравнения (1) и (2), а также (3) и (4) в системе (10), получаем систему одномерных волновых уравнений Гельмгольца:

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 E(x, t)}{\partial t^2} = v_x^2 \cdot \frac{\partial^2 E(x, t)}{\partial x^2} (1) , \\ \frac{\partial^2 H(x, t)}{\partial t^2} = v_x^2 \cdot \frac{\partial^2 H(x, t)}{\partial x^2} (2) . \end{cases} \quad (11)$$

Интересно отметить, что система одномерных волновых уравнений (11) представляет систему дифференциальных уравнений для плоской волны, распространяющейся в направлении оси Ox со скоростью $v = v_x$, имеющих решения в виде уравнений для плоских волн, согласно выражениям (8). Для случая трёхмерного пространства имеем обобщённые волновые уравнения Гельмгольца (12):

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 E(x, y, z, t)}{\partial t^2} = v^2 \cdot \left(\frac{\partial^2 E(x, y, z, t)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 E(x, y, z, t)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 E(x, y, z, t)}{\partial z^2} \right) = v^2 \cdot \Delta E(x, y, z, t) (1) , \\ \frac{\partial^2 H(x, y, z, t)}{\partial t^2} = v^2 \cdot \left(\frac{\partial^2 H(x, y, z, t)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H(x, y, z, t)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H(x, y, z, t)}{\partial z^2} \right) = v^2 \cdot \Delta H(x, y, z, t) (2) . \end{cases}$$

$$\text{Откуда } \begin{cases} \Delta E(\vec{r}, t) - \frac{1}{v^2} \cdot \frac{\partial^2 E(\vec{r}, t)}{\partial t^2} = 0 \quad (1), \\ \Delta H(\vec{r}, t) - \frac{1}{v^2} \cdot \frac{\partial^2 H(\vec{r}, t)}{\partial t^2} = 0 \quad (2). \end{cases} \quad (12)$$

где $\vec{r} = \vec{r}(x, y, z)$ — это т.н. радиус-вектор, проведённый из начала координат (0,0,0) в точку с координатами (x,y,z), в которой производятся вычисления электромагнитных полей.

Причём фазовая скорость волны определяется, как

$$\begin{cases} \vec{v} = \vec{v}_{\text{фаз}} = \vec{v}_x + \vec{v}_y + \vec{v}_z, \\ \vec{v} = \vec{v}_{\text{фаз}} = \frac{\omega}{k} \cdot \frac{\vec{k}}{k} = \text{const}, \\ v = v_{\text{фаз}} = |\vec{v}_{\text{фаз}}| = \sqrt{(\vec{v}_x)^2 + (\vec{v}_y)^2 + (\vec{v}_z)^2}, \end{cases}$$

волновой вектор, как

$$\begin{cases} \vec{k} = \vec{k}_x + \vec{k}_y + \vec{k}_z; \\ k = |\vec{k}| = \sqrt{(\vec{k}_x)^2 + (\vec{k}_y)^2 + (\vec{k}_z)^2}, \text{ а волновое число через} \\ k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\omega}{v_{\text{фаз}}}. \end{cases}$$

Из обобщённых волновых уравнений Гельмгольца (12) получаем т.н. дисперсионное уравнение для искомого задачи, подтверждающее, что в структурах резистивного СВЧ аттенюатора всегда присутствуют джоулевые потери и переизлучения тепловых волн в ИК-диапазоне:

$$\omega^2(k^2) = v^2(\vec{r}) \cdot k^2 = v^2 \quad (13)$$

Пусть распределение электрического поля $\tilde{u} = \tilde{u}(x, y, z, t)$ напылённого, однородного, плёночного резистора (рис. 1), в момент времени t , в отсутствие внешних электромагнитных полей и токов [1 – 4], удовлетворяет обобщённому волновому уравнению Гельмгольца для плёночного резистора в трёхмерном пространстве:

$$\frac{\partial^2 \tilde{u}(x, y, z, t)}{\partial t^2} = v^2 \cdot \Delta \tilde{u}(x, y, z, t), \quad (14)$$

$$\text{т.е. } \begin{cases} \frac{\partial^2 \tilde{u}(x, y, z, t)}{\partial t^2} = v^2 \cdot \frac{\partial^2 \tilde{u}(x, y, z, t)}{\partial x^2} \quad (1), \\ \frac{\partial^2 \tilde{u}(x, y, z, t)}{\partial t^2} = v^2 \cdot \frac{\partial^2 \tilde{u}(x, y, z, t)}{\partial y^2} \quad (2), \\ \frac{\partial^2 \tilde{u}(x, y, z, t)}{\partial t^2} = v^2 \cdot \frac{\partial^2 \tilde{u}(x, y, z, t)}{\partial z^2} \quad (3). \end{cases}$$

Будем предполагать, что заданы следующие начальные условия Коши для данной задачи:

$$\begin{cases} \tilde{u}(x, 0) = f(x), \text{ при } 0 \leq x \leq \ell(1), \\ \tilde{u}(y, 0) = f(y), \text{ при } -\frac{b}{2} \leq y \leq \frac{b}{2}(2), \\ \tilde{u}(z, 0) = f(z), \text{ при } 0 \leq z \leq \Delta(3) \end{cases} \quad (15)$$

Предположим, что на конце плёночного резистора $x = \ell$ продольные компоненты электрических и магнитных полей для падающей и в начале $x = 0$ для отражённой волны, сильно затухают. Особенно этот эффект проявляется на СВЧ при увеличении частоты сигнала, подаваемого на вход СВЧ тракта. Таким образом, имеем простейшие краевые условия Коши искомого задачи:

$$\begin{cases} \tilde{u}_x(0, t) = 0, \quad (1) \quad \tilde{u}_x(\ell, t) = 0, \quad (2) \\ \tilde{u}_y(-\frac{b}{2}, t) = 0, \quad (3) \quad \tilde{u}_y(\frac{b}{2}, t) = 0, \quad (4) \quad \text{при } \forall t \geq 0. \\ \tilde{u}_z(0, t) = 0, \quad (5) \quad \tilde{u}_z(\Delta, t) = 0, \quad (6) \end{cases} \quad (16)$$

При данных начальных и краевых условиях Коши требуется найти распределение электрического поля $\tilde{u} = \tilde{u}(x, y, z, t)$ в резисторе для последующих моментов времени $t \geq 0$.

Для дифференциального уравнения (14) сначала будем искать «ненулевые» решения специального вида (17):

$$\begin{aligned} \tilde{u} = \tilde{u}(x, y, z, t) &= X(x) \cdot Y(y) \cdot Z(z) \cdot T(t) \Rightarrow \\ \begin{cases} \tilde{u}_x = X(x) \cdot T(t), \quad (1) \\ \tilde{u}_y = Y(y) \cdot T(t), \quad (2) \\ \tilde{u}_z = Z(z) \cdot T(t), \quad (3) \end{cases} \end{aligned} \quad (17)$$

где $X(x)$, $Y(y)$ и $Z(z)$ — это функция только соответственно переменной x , y , и z , а $T(t)$ — это функция только переменной t .

Так как

$$\frac{d^2 \tilde{u}(x, y, z, t)}{dt^2} = X \cdot Y \cdot Z \cdot T'' \Rightarrow$$

$$\begin{cases} \frac{\partial^2 \tilde{u}(x, t)}{\partial t^2} = X \cdot T'' \quad (1) & \frac{\partial^2 \tilde{u}(x, t)}{\partial x^2} = X'' \cdot T \quad (1) \\ \frac{\partial^2 \tilde{u}(y, t)}{\partial t^2} = Y \cdot T'' \quad (2) & \frac{\partial^2 \tilde{u}(y, t)}{\partial y^2} = Y'' \cdot T \quad (2) \\ \frac{\partial^2 \tilde{u}(z, t)}{\partial t^2} = Z \cdot T'' \quad (3) & \frac{\partial^2 \tilde{u}(z, t)}{\partial z^2} = Z'' \cdot T \quad (3) \end{cases}$$

то, подставляя эти выражения в уравнение (14), получим систему дифференциальных уравнений:

$$X \cdot Y \cdot Z \cdot T'' \equiv v^2 \cdot X'' \cdot Y'' \cdot Z'' \cdot T \Rightarrow$$

$$\begin{cases} X \cdot T'' \equiv v_x^2 \cdot X'' \cdot T \quad (1) \\ Y \cdot T'' \equiv v_y^2 \cdot Y'' \cdot T \quad (2) \\ Z \cdot T'' \equiv v_z^2 \cdot Z'' \cdot T \quad (3) \end{cases}$$

Отсюда, разделяя переменные (применяя метод разделения переменных или метод Фурье [1-4]), будем иметь систему дифференциальных уравнений (18):

$$\frac{X'' \cdot Y'' \cdot Z''}{X \cdot Y \cdot Z} \equiv \frac{T''}{v^2 \cdot T} \Rightarrow \begin{cases} \frac{X''}{X} \equiv \frac{T''}{v_x^2 \cdot T}, \quad (1) \quad \frac{Y''}{Y} \equiv \\ \frac{T''}{v_y^2 \cdot T}, \quad (2) \quad \frac{Z''}{Z} \equiv \frac{T''}{v_z^2 \cdot T}. \quad (3) \end{cases} \quad (18)$$

Левая часть тождеств (1), (2) и (3) системы (18) зависит соответственно только от x, y, z , а правая — только от t .

Так как x, y, z и t независимые переменные, то это возможно лишь тогда, когда обе части тождеств (1), (2) и (3) системы (18) равны некоторой постоянной величине. Обозначая эту постоянную для удобства дальнейших выкладок через $-\lambda^2$, получим систему дифференциальных уравнений (19) по переменной x для тождества (1):

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{X''}{X} &= -\lambda^2, & \frac{T''}{v_x^2 \cdot T} &= -\lambda^2 \end{aligned} \right. \quad (19)$$

Отсюда будем иметь следующие два уравнения:

$$\left\{ \begin{aligned} X'' + \lambda^2 \cdot X &= 0, & (1) & & T'' + v_x^2 \cdot \lambda^2 \cdot T &= 0 & (2) \end{aligned} \right. \quad (20)$$

Первое (1) из системы уравнений (20) есть линейное, дифференциальное, однородное уравнение с постоянными коэффициентами; корни его характеристического уравнения $k^2 + \lambda^2 = 0$ есть комплексно-сопряжённые, чисто мнимые числа $k_{1,2} = \pm \lambda \cdot i$. В конечном итоге, его общее решение принимает следующий вид (21):

$$X(x) = A \cdot \sin(\lambda \cdot x) + B \cdot \cos(\lambda \cdot x), \quad (21)$$

где $\forall A = const, \forall B = const$ — любые произвольные постоянные.

Второе (2) уравнение в системе (20) также легко решается методом разделения переменных (методом Фурье), оно линейное, дифференциальное, однородное с постоянными коэффициентами; корни его характеристического уравнения $k^2 + v_x^2 \cdot \lambda^2 = 0$ есть также комплексно-сопряжённые, чисто мнимые числа $k_{1,2} = \pm v_x \cdot \lambda \cdot i$. В итоге, общее решение принимает вид: $T(t) = M \cdot \sin(v_x \cdot \lambda \cdot t) + N \cdot \cos(v_x \cdot \lambda \cdot t)$, (22) где $\forall M = const, \forall N = const$ — любые произвольные постоянные.

Перемножая почленно функции (21) и (22), будем иметь:

$$\begin{aligned} \tilde{u} &= \tilde{u}(x, t) = X(x) \cdot T(t) = (A \cdot \sin(\lambda \cdot x) + B \cdot \cos(\lambda \cdot x)) \times \\ &\times (M \cdot \sin(v_x \cdot \lambda \cdot t) + N \cdot \cos(v_x \cdot \lambda \cdot t)) = \\ &= \underbrace{\sqrt{A^2 + B^2} \cdot \sqrt{M^2 + N^2}}_{\forall const = C \neq 0} \cdot \sin(\lambda \cdot x + \varphi_1) \cdot \sin(v_x \cdot \lambda \cdot t + \varphi_2) = \\ &= C \cdot \sin(\lambda \cdot x + \varphi_1) \cdot \sin(v_x \cdot \lambda \cdot t + \varphi_2) = \\ &= \frac{C}{2} \cdot \left[\underbrace{\cos(\lambda \cdot (x + v_x \cdot t) + \varphi_1 + \varphi_2)}_{g(x,t)} - \underbrace{\cos(\lambda \cdot (x - v_x \cdot t) + \varphi_1 - \varphi_2)}_{f(x,t)} \right], \end{aligned} \quad (23)$$

где начальные фазы волн определяются как

$$\left\{ \begin{aligned} \varphi_1 &= \arcsin\left(\frac{A}{\sqrt{A^2 + B^2}}\right) = \arccos\left(\frac{B}{\sqrt{A^2 + B^2}}\right), \\ \varphi_2 &= \arcsin\left(\frac{M}{\sqrt{M^2 + N^2}}\right) = \arccos\left(\frac{N}{\sqrt{M^2 + N^2}}\right). \end{aligned} \right.$$

Найденное выражение (23) представляет собой общее решение для одномерного волнового уравнения Гельмгольца (1) системы (14) применительно к плёнч-

ному резистору, в котором функция $f(x, t) = \cos(\lambda \cdot (x - v_x \cdot t) + \varphi_1 - \varphi_2)$ представляет падающую волну, бегущую вперёд, вдоль оси (Ox). Напротив, функция $g(x, t) = \cos(\lambda \cdot (x + v_x \cdot t) + \varphi_1 + \varphi_2)$ — есть отражённая волна, бегущая назад, вдоль оси (Ox).

Функции (23), образующие комбинацию гармонических составляющих (чётных гармоник), при любом выборе постоянных C и λ удовлетворяют одномерному волновому уравнению плёночного резистора (1) в системе (14), описывающего распределение электрического поля $\tilde{u}_x = \tilde{u}(x, t)$ в плёночном резисторе для последующих моментов времени $t > 0$.

Потребуем, чтобы они удовлетворяли также крайевым условиям задачи (16). Полагая $x = 0$, получим

$$\begin{aligned} \tilde{u}_x(0, t) &= \frac{C}{2} \cdot [\cos(\lambda \cdot (0 + v_x \cdot t) + \varphi_1 + \varphi_2) - \cos(\lambda \cdot (0 - v_x \cdot t) + \varphi_1 - \varphi_2)] = \\ &= \frac{C}{2} \cdot [\cos(\lambda \cdot v_x \cdot t + \varphi_1 + \varphi_2) - \cos(-\lambda \cdot v_x \cdot t + \varphi_1 - \varphi_2)] = 0, \Rightarrow \\ &\Rightarrow \lambda \cdot v_x \cdot t + \varphi_1 + \varphi_2 = \lambda \cdot v_x \cdot t - \varphi_1 + \varphi_2, \Rightarrow \varphi_2 = -\varphi_2 = 0, \end{aligned}$$

следовательно, $\forall C = const \neq 0$. В противном случае имеем тривиальный случай (нулевое решение!) $\tilde{u}_x(x, t) \equiv 0$. Тогда

$$\tilde{u} = \tilde{u}_x(x, t) = \frac{C}{2} \cdot [\cos(\lambda \cdot (x + v_x \cdot t) + \varphi_1) - \cos(\lambda \cdot (x - v_x \cdot t) + \varphi_1)]. \quad (24)$$

Полагая теперь $x = \ell$, в силу 2-го условия крайевых условий исходной задачи (16) имеем

$$\begin{aligned} \tilde{u} = \tilde{u}_x(\ell, t) &= \frac{C}{2} \cdot [\cos(\lambda \cdot (\ell + v_x \cdot t) + \varphi_1) - \cos(\lambda \cdot (\ell - v_x \cdot t) + \varphi_1)] = 0. \\ &\Rightarrow \lambda \cdot (\ell + v_x \cdot t) + \varphi_1 = \lambda \cdot (\ell - v_x \cdot t) + \varphi_1, \Rightarrow \ell + v_x \cdot t = \ell - v_x \cdot t, \Rightarrow \\ &\Rightarrow v_x \cdot t = -v_x \cdot t, \Rightarrow 2\ell \cdot v_x \cdot t = 0, \Rightarrow v_x = 0, \end{aligned} \quad (25)$$

т.е. на конце резистивной плёнки $x = \ell$ интенсивность и скорость падающей волны практически снижаются, по причине резкого затухания самой волны и отражения падающей волны от конца, при котором скорость волны меняет свой знак, согласно работам [14-18]. Поэтому из выражения (23) следует:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{A}{B} \cdot \operatorname{tg}(\lambda \cdot x) &= 0, & (1) & & \Rightarrow \left[\operatorname{tg}(\lambda \cdot x) = 0, & (1) \right. \\ \frac{M}{N} \cdot \operatorname{tg}(v_x \cdot \lambda \cdot t) &= 0, & (2) & & \left. \operatorname{tg}(v_x \cdot \lambda \cdot t) = 0, & (2) \right] \end{aligned} \right. \quad (26)$$

и, следовательно,

$$\left\{ \begin{aligned} \lambda \cdot x &= \pi \cdot n, & (n=0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, N, \dots) & (1) \\ \lambda \cdot x &\neq \frac{\pi \cdot (1 \pm 2n)}{2}, & (n=0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, N, \dots) & (2) \\ v_x \cdot \lambda \cdot t &= \pi \cdot n, & (n=0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, N, \dots) & (1) \\ v_x \cdot \lambda \cdot t &\neq \frac{\pi \cdot (1 \pm 2n)}{2}, & (n=0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, N, \dots) & (2) \end{aligned} \right. \quad (27)$$

Отсюда получим

$$\left[\begin{aligned} \lambda_n &= \frac{n \cdot \pi}{x} \Big|_{x>0}, \quad (n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, N, \dots), \quad (1) \\ \lambda_n &= \frac{n \cdot \pi}{v_x \cdot t} \Big|_{v_x \cdot t > 0}, \quad (n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, N, \dots), \quad (2) \end{aligned} \right. \quad (28)$$

Аналогичный подход применяется при решении тождеств (2) и (3) системы дифференциальных уравнений (14). В конечном итоге получаем систему решений (29):

$$\left[\begin{aligned} \lambda_n &= \frac{n \cdot \pi}{x} \Big|_{0 < x \leq \ell}, \quad \text{где } n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, N, \dots \quad (1) \\ \lambda_n &= \frac{n \cdot \pi}{v_x \cdot t} \Big|_{v_x \cdot t > 0} = \frac{n \cdot \pi}{x} \Big|_{0 < x \leq \ell}, \quad \text{м.к. } v_x = \frac{x}{t} \cdot \\ \lambda_m &= \frac{m \cdot \pi}{y} \Big|_{0 < |y| \leq \frac{b}{2}}, \quad \text{где } m = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, N, \dots \quad (2) \\ \lambda_m &= \frac{m \cdot \pi}{v_y \cdot t} \Big|_{v_y \cdot t > 0} = \frac{n \cdot \pi}{y} \Big|_{0 < |y| \leq \frac{b}{2}}, \quad \text{м.к. } v_y = \frac{y}{t} \cdot \\ \lambda_k &= \frac{k \cdot \pi}{z} \Big|_{0 < z \leq \Delta}, \quad \text{где } k = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots, N, \dots \quad (3) \\ \lambda_k &= \frac{k \cdot \pi}{v_k \cdot t} \Big|_{v_k \cdot t > 0} = \frac{n \cdot \pi}{z} \Big|_{0 < z \leq \Delta}, \quad \text{м.к. } v_z = \frac{z}{t} \cdot \end{aligned} \right. \quad (29)$$

Из соотношения (24) следует

$$\begin{aligned} \tilde{u} &= \tilde{u}_x(x, t) = \frac{C}{2} \cdot [\cos(\lambda \cdot (x + v_x \cdot t) + \varphi) - \cos(\lambda \cdot (x - v_x \cdot t) + \varphi)] = \\ &= \frac{C}{2} \cdot \left[\cos\left(\omega \left(t + \frac{x}{v_x}\right)\right) - \cos\left(\omega \left(t - \frac{x}{v_x}\right)\right) \right] = \\ &= \dots \tilde{u}_{x \max}(x) \cdot \cos\left(\omega \cdot \left(t - \frac{x}{v_x}\right)\right) = E_{\max} \cdot \cos\left(\omega \cdot \left(t - \frac{x}{v_x}\right)\right). \end{aligned}$$

Принимаем $\varphi = 0$.

Числа $\{\lambda_n, \lambda_m, \lambda_k\}$ представляют собой характеристические числа, а их совокупность определяет спектр задачи. Каждому характеристическому числу $\{\lambda_n, \lambda_m, \lambda_k\}$ соответствует «частное» решение обобщённого волнового уравнения Гельмгольца для плёночного резистора в трёхмерном пространстве $\{\tilde{u}_n, \tilde{u}_m, \tilde{u}_k\}$:

$$\left[\begin{aligned} \tilde{u}_n(x, t) &= E_n(x) \cdot \cos(\omega \cdot (t - x/v_x)), \\ \text{где } n &= 1, 2, 3, \dots, N, \dots \quad (1) \\ \tilde{u}_m(y, t) &= E_m(y) \cdot \cos(\omega \cdot (t - y/v_y)), \\ \text{где } m &= 1, 2, 3, \dots, N, \dots \quad (2) \\ \tilde{u}_k(z, t) &= E_k(z) \cdot \cos(\omega \cdot (t - z/v_z)), \\ \text{где } k &= 1, 2, 3, \dots, N, \dots \quad (3) \end{aligned} \right. \quad (30)$$

Заметим, что в качестве $\{n, m, k\} = 1, 2, 3, \dots, N, \dots$, достаточно брать лишь натуральные числа.

Итак, формулы (30) дают полный набор линейно независимых «частных» решений вида (17) обобщённого волнового уравнения Гельмгольца плёночного резистора в трёхмерном пространстве (14), удовлетворяющих крайевым условиям задачи (16).

Физически гармонические функции $\{\tilde{u}_n, \tilde{u}_m, \tilde{u}_k\}$ представляют собой моды – гармоники волны [1 – 6], графиками которых являются, затухающие при $t \rightarrow \infty$, косинусоиды. Заметим, что минимальный период равен $T_{\min x} = T_{0x} = \dots, T_{\min y} = T_{0y} = b/2$ и $T_{\min z} = T_{0z} = \Delta$

Осталось обеспечить начальные условия (15). Так как дифференциальное уравнение (14) линейное и однородное, то можно применить принцип наложения решений. Отсюда будем иметь, согласно работам [1–6], систему тригонометрических рядов Фурье:

$$\left[\begin{aligned} \tilde{u}_n(x, t) &= \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ E_n(x) \cdot \cos(\omega \cdot (t - x/v_x)) \right\}, \\ \text{где } n &= 1, 2, 3, \dots, N, \dots \quad (1) \\ \tilde{u}_m(y, t) &= \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ E_m(y) \cdot \cos(\omega \cdot (t - y/v_y)) \right\}, \\ \text{где } m &= 1, 2, 3, \dots, N, \dots \quad (2) \\ \tilde{u}_k(z, t) &= \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ E_k(z) \cdot \cos(\omega \cdot (t - z/v_z)) \right\}, \\ \text{где } k &= 1, 2, 3, \dots, N, \dots \quad (3) \end{aligned} \right. \quad (31)$$

Причём, ряды (31) сходятся на основании необходимого признака сходимости числового и функционального рядов, признаков сходимости Д’Аламбера и Коши (полученные функциональные ряды (31) однотипны с степенными рядами в решениях уравнения Фурье для теплопроводности!), следовательно, при известных начальных и граничных условиях Коши функции (31) является решениями уравнения (14). Полагая $t=0$ в формулах (31), в силу наличия начальных условий задачи (15) будем иметь систему рядов:

$$\left[\begin{aligned} f(x) &= \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ E_n(x) \cdot \cos\left(\frac{\omega \cdot x}{v_x}\right) \right\}, \\ \text{где } n &= 1, 2, 3, \dots, N, \dots \quad (1) \\ f(y) &= \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ E_m(y) \cdot \cos\left(\frac{\omega \cdot y}{v_y}\right) \right\}, \\ \text{где } m &= 1, 2, 3, \dots, N, \dots \quad (2) \\ f(z) &= \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ E_k(z) \cdot \cos\left(\frac{\omega \cdot z}{v_z}\right) \right\}, \\ \text{где } k &= 1, 2, 3, \dots, N, \dots \quad (3) \end{aligned} \right. \quad (32)$$

Ряды (32) представляют собой разложение на отрезках $x \in [0, \ell], y \in [-b/2, b/2], z \in [0, \Delta]$ соответственно функций $f(x), f(y)$ и $f(z)$ в тригонометрические ряды Фурье по косинусам кратных дуг, согласно работам [1–6]. Для коэффициентов разложения (32) справедливы формулы

$$\left\{ \begin{aligned}
 E_n(x) &= \frac{2}{\ell} \cdot \int_0^{\ell} f(x) \cdot \cos\left(\omega \cdot \left(t - \frac{x}{v_x}\right)\right) dx, \\
 \text{где } n &= 1, 2, 3, \dots, N, \dots \quad (1) \\
 E_m(y) &= \frac{2}{b} \cdot \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} f(y) \cdot \cos\left(\omega \cdot \left(t - \frac{y}{v_y}\right)\right) dy = \\
 &= \frac{4}{b} \cdot \int_0^{\frac{b}{2}} f(y) \cdot \cos\left(\omega \cdot \left(t - \frac{y}{v_y}\right)\right) dy, \\
 \text{где } m &= 1, 2, 3, \dots, N, \dots \quad (2) \\
 E_k(z) &= \frac{2}{\Delta} \cdot \int_0^{\Delta} f(z) \cdot \cos\left(\omega \cdot \left(t - \frac{z}{v_z}\right)\right) dz, \\
 \text{где } k &= 1, 2, 3, \dots, N, \dots \quad (3)
 \end{aligned} \right. \quad (33)$$

Таким образом, решение данной электродинамической задачи задаётся системой рядов (31), коэффициенты которых определяются формулами (32) и (33). Для обычной радиоинженерной практики достаточно использовать несколько первых членов этих рядов. Аналогично определяется распределение магнитного поля $\vec{p} = \vec{p}(\vec{r}) = \vec{p}(x, y, z)$.

Вычисление продольной составляющей гармоники в распределении электрического и магнитного полей в СВЧ тракте аттенюатора

В СВЧ тракте аттенюатора обязательно присутствуют распределения как поперечных, так и продольных составляющих электрических и магнитных полей. Рассмотрим распределение продольных составляющих гармоник (мод) электрического поля $E = E(\vec{r}) = E(x, y, z)$ в СВЧ аттенюаторе. Для удобства, представим распределение продольных составляющих электрического поля вдоль одного направления оси (Ox), описываемого одномерным дифференциальным уравнением гармонической волны:

$$\frac{\partial^2 E(x)}{\partial x^2} + \omega^2 \cdot E(x) = 0 \quad (34)$$

Его решением будет выражение для падающей (распространяющейся) волны:

$$E(x) = E_{\max} \cdot \cos(\omega \cdot x + \varphi_0), \quad (35)$$

где E_{\max} – амплитуда гармоники (моды) волны электрического поля, φ_0 – начальная фаза волны,

$$\omega = k \cdot v_{\text{фаз}} = \frac{2\pi}{\lambda_{\text{волн}}} \cdot v_{\text{фаз}} \quad \text{– циклическая (круговая) частота волны.}$$

Чтобы найти две постоянные $E_{\max} = \text{const} = ?$ и $\varphi_0 = \text{const} = ?$, а также возможные значения $\omega = ?$ и $E(x) = ?$, рассмотрим следующие граничные условия в СВЧ тракте аттенюатора:

1. при $x = 0$ и $E(x)|_{x=0} = E(0) = 0$. Подставляя эти два значения в решение (35), получаем $0 = E_{\max} \cdot \cos(0 \cdot \omega + \varphi_0) = E_{\max} \cdot \cos \varphi_0$. Физический смысл здесь имеет только одно значение $\cos \varphi_0 = 0$, откуда $\varphi_0 = \pi/2$;

2. при $x = \ell$ и $E(x)|_{x=\ell} = E(\ell) = 0$, с учётом того, что $\varphi_0 = \frac{\pi}{2}$, из выражения (35) имеем

$0 = E_{\max} \cdot \cos\left(\omega \cdot \ell + \frac{\pi}{2}\right) = -E_{\max} \cdot \sin(\omega \cdot \ell)$. Физический смысл здесь имеет только одно значение $\sin(\omega \cdot \ell) = 0$, или же $\omega \cdot \ell = \pm \pi = \pi \cdot n$, откуда следует соотношение (36):

$$\omega_n = \frac{n \cdot \pi}{\ell}, \quad \text{где } n = 1, 2, 3, \dots, N, \dots \text{ и } n \neq 0, \quad (36)$$

так как в противном случае значение электрического поля $E(x) \equiv 0$, при $\forall x: 0 \leq x \leq \ell$, т.е. $x \in [0, \ell]$.

Подставляя ω_n из соотношения (36) в решение (35) и учитывая, что $\varphi_0 = \pi/2$, получаем выражение

$$E_n(x) = E_{\max} \cos\left(\frac{nx\pi}{\ell} + \frac{\pi}{2}\right) = -E_{\max} \sin\left(\frac{nx\pi}{\ell}\right), \quad (37)$$

где $n = 1, 2, 3, \dots, N, \dots$, т.е. при $n = \overline{1, N}$.

Для нахождения коэффициента $E_{\max} = ?$ – амплитуды гармоники (моды) волны воспользуемся т.н. условием нормировки, записанным в виде (38):

$$\int_0^{\ell} \underbrace{E_n^*(\vec{r})}_{\text{отражённая волна}} \cdot \underbrace{E_n(\vec{r})}_{\text{падающая волна}} dV = \int_0^{\ell} E_n^*\left(x, \frac{y}{0}, \frac{z}{0}\right) \cdot E_n\left(x, \frac{y}{0}, \frac{z}{0}\right) \times \\
 \times dx \underbrace{dy}_{1} \underbrace{dz}_{1} = \int_0^{\ell} \underbrace{E_n^*(x)}_{\text{отражённая волна}} \cdot \underbrace{E_n(x)}_{\text{падающая волна}} dx = \\
 = \int_0^{\ell} E_{\max}^2 \cdot \left(-\sin\left(\frac{nx\pi}{\ell}\right)\right) \cdot \left(-\sin\left(\frac{nx\pi}{\ell}\right)\right) dx = \\
 = E_{\max}^2 \cdot \int_0^{\ell} \sin^2\left(\frac{nx\pi}{\ell}\right) dx = 1 \quad (38)$$

Заметим, что на концах промежутка интегрирования в выражении (38) подынтегральная функция обращается в нуль $\sin^2\left(\frac{nx\pi}{\ell}\right)|_{x=0} = \sin^2\left(\frac{nx\pi}{\ell}\right)|_{x=\ell} = 0$. Поэтому значение интеграла (38) можно получить, умножив среднее значение функции, стоящей под знаком определённого интеграла $\left\langle \sin^2\left(\frac{nx\pi}{\ell}\right) \right\rangle = \frac{1}{2}$, на длину промежутка $x = \ell$. В результате получим выражение

$$E_{\max}^2 \cdot \int_0^{\ell} \underbrace{\sin^2\left(\frac{n \cdot x \cdot \pi}{\ell}\right)}_{\left\langle \sin^2\left(\frac{n \cdot x \cdot \pi}{\ell}\right) \right\rangle \cdot \ell} dx = \quad (39)$$

$$= E_{\max}^2 \cdot \underbrace{\left\langle \sin^2\left(\frac{n \cdot x \cdot \pi}{\ell}\right) \right\rangle}_{\frac{1}{2}} \cdot \ell = 1, \Rightarrow E_{\max} = \sqrt{\frac{2}{\ell}}$$

В итоге, получаем выражение для продольной составляющей собственных гармониче-ских функций – мод падающей волны электрического поля, принимающих вид (40):

$$E_n(x)_{0 < x < \ell} = \sqrt{\frac{2}{\ell}} \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi \cdot x}{\ell}\right), \quad (40)$$

где $\forall n = \overline{1, N}$, т.к. $E_0(x)_{\forall x \in [0, \ell]} \equiv 0$

Продольная составляющая вырожденной «нулевой» гармоники (моды) падающей волны, есть «нулевое» тривиальное решение задачи, и поэтому условились считать, что $n \neq 0$.

Аналогичным методом, определяются продольные составляющие гармоник – мод в распределении магнитного поля $H = H(x)$ в СВЧ тракте аттенюатора.

Объёмная плотность энергии электромагнитного поля в СВЧ аттенюаторе

Объёмная плотность энергии электромагнитного поля СВЧ аттенюатора складывается из объёмных плотностей электрического и магнитного полей, в соответствии с формулой (41) и работами [1-21]:

$$w_V = w_{V_E} + w_{V_H} = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot \frac{E^2}{2} + \mu_0 \cdot \mu \cdot \frac{H^2}{2}. \quad (41)$$

Следует учесть, что электрическая и магнитная составляющие компоненты электромагнитного поля в диэлектрической подложке и воздухе энергетически равноправны:

$$\varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot E^2/2 = \mu_0 \cdot \mu \cdot H^2/2, \quad (42)$$

следовательно, объёмная плотность энергии СВЧ аттенюатора представима как (43):

$$w_V = 2 \cdot w_{V_E} = 2 \cdot w_{V_H} = \varepsilon_0 \cdot \varepsilon \cdot E^2 = \mu_0 \cdot \mu \cdot H^2 = \sqrt{\varepsilon_0 \cdot \mu_0 \cdot \varepsilon \cdot \mu} \cdot E \cdot H. \quad (43)$$

Тогда, согласно выражения (43), плотность потока энергии электромагнитных волн СВЧ аттенюатора, определяется как модуль вектора Умова – Пойтинга (44):

$$\Phi = |\vec{S}| = \frac{w_V}{\sqrt{\varepsilon_0 \cdot \mu_0 \cdot \varepsilon \cdot \mu}} = E \cdot H. \quad (44)$$

Причём, вектор Умова – Пойтинга характеризуется как векторное произведение двух взаимно ортогональных векторов \vec{E} и \vec{H} , согласно выражению

$$\left\{ \begin{aligned} &\vec{E} \perp \vec{H}, \quad (\vec{E}, \vec{H}) = 0, \Rightarrow S = |\vec{S}| = |[\vec{E} \times \vec{H}]| = \\ &= |\vec{E}| \cdot |\vec{H}| \cdot \sin \frac{\pi}{2} = |\vec{E}| \cdot |\vec{H}| \cdot \sin 90^\circ = |\vec{E}| \cdot |\vec{H}| \cdot 1 = E \cdot H \\ &|\vec{S}| = |[\vec{E} \times \vec{H}]|. \end{aligned} \right. \quad (45)$$

Плотность потока энергии \vec{S} вектор Умова-Пойтинга совпадает с направлением распространения электромагнитной волны в СВЧ аттенюаторе: $\vec{S} // \vec{v}, \Rightarrow [\vec{S} \times \vec{v}] = 0$. Средняя за период плотность потока энергии СВЧ аттенюатора численно равняется среднему значению за период модуля вектора Умова-Пойтинга, согласно выражениям

$$\langle w_{\vec{r}} \rangle = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T |\vec{S}| dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T E(\vec{r}, t) \cdot H(\vec{r}, t) \times \\ \times dt = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T E(x, y, z, t) \cdot H(x, y, z, t) dt = \\ \left\{ \begin{aligned} &\frac{1}{T} \cdot \int_0^T E_{\max_x} \cdot H_{\max_x} \cdot \sin^2 \left[\omega \left(t - \frac{x}{v_x} \right) \right] dt = \frac{E_{\max_x} \cdot H_{\max_x}}{2}, \\ &\frac{1}{T} \cdot \int_0^T E_{\max_y} \cdot H_{\max_y} \cdot \sin^2 \left[\omega \left(t - \frac{y}{v_y} \right) \right] dt = \frac{E_{\max_y} \cdot H_{\max_y}}{2}, \Rightarrow \\ &\frac{1}{T} \cdot \int_0^T E_{\max_z} \cdot H_{\max_z} \cdot \sin^2 \left[\omega \left(t - \frac{z}{v_z} \right) \right] dt = \frac{E_{\max_z} \cdot H_{\max_z}}{2}. \end{aligned} \right. \quad (46)$$

$$\Rightarrow \langle w_{\vec{r}} \rangle = \frac{1}{T} \cdot \int_0^T E_{\max} \cdot H_{\max} \cdot \sin^2 \left[\omega \left(t - \frac{\vec{r}}{v} \right) \right] dt = \frac{E_{\max} \cdot H_{\max}}{2}.$$

Поперечное распределение электромагнитного поля в СВЧ аттенюаторе

Электрическое поле в первой (верхней) зоне «воздушного» диэлектрика, убывает обратно пропорционально расстоянию между поверхностями нанесённой резистивной плёнки и металлического экранированного корпуса, тогда как электрическое поле во второй (нижней) зоне «воздушного» диэлектрика, убывает обратно пропорционально расстоянию между поверхностями диэлектрической подложки и металлического экранированного корпуса, согласно выражениям (47) для «нулевых» приближений и работам [1-21]:

$$\left\{ \begin{aligned} &H_{1\text{воздух}}(d_1) = \frac{I_{\sim R}}{d_1^2} + o(d_1), \quad (1) \\ &H_{2\text{воздух}}(d_2) = \frac{I_{\sim R}}{\sqrt{\varepsilon_n} \cdot [h^2 + \Delta^2 + d_2^2]} + o(h, \Delta, d_2), \quad (2) \\ &E_{1\text{воздух}}(a) = \frac{U_{\sim R}}{a^2} + o(a), \quad (3), \\ &E_{2\text{воздух}}(a) = \frac{U_{\sim R}}{\sqrt{\varepsilon_n} \cdot (h + \Delta) \cdot a^2} + o(h, \Delta, a), \quad (4), \end{aligned} \right.$$

$$\text{т.к.} \quad \left\{ \begin{aligned} &\varepsilon_{1\text{воздух}} = \varepsilon_{2\text{воздух}} = 1,00057 \approx 1, \\ &\mu_{1\text{воздух}} = \mu_{2\text{воздух}} \approx 1. \end{aligned} \right. \quad (47)$$

Электрическое поле внутри диэлектрической, теплоотводящей подложки в основном зависит от её диэлектрических свойств \vec{E} и $\text{tg} \delta$, т.к. $m_n \approx 1$. При переходе через толщину диэлектрической подложки само электрическое поле ослабевает на величину равную $\sqrt{\varepsilon_n} > 1$.

Электромагнитное поле резистивной плёнки определяется не столько диэлектрическими и магнитными свойствами самого материала металлической плёнки $\epsilon_R \approx \mu_R \approx 1$, сколько геометрическими размерами, формой, толщиной напыления, поверхностным сопротивлением, мощностью СВЧ сигнала и условиями эксплуатации. Кинетика электромагнитного поля в СВЧ тракте изображена на рис. 2.

Выводы

1. Из обобщённых волновых уравнений Гельмгольца (12):

$$\begin{cases} \Delta E(\vec{r}, t) - \frac{1}{v^2} \cdot \frac{\partial^2 E(\vec{r}, t)}{\partial t^2} = 0 & (1) \\ \Delta H(\vec{r}, t) - \frac{1}{v^2} \cdot \frac{\partial^2 H(\vec{r}, t)}{\partial t^2} = 0 & (2) \end{cases}$$

получаем т.н. дисперсионное уравнение (13): $|\omega^2(k^2) = v^2(x, y, z) \cdot k^2 = v^2(\vec{r}) \cdot k^2|$ для искомой задачи, подтверждающее, что в структурах резистивного СВЧ аттенюатора всегда присутствуют джоулевые потери и переизлучения тепловых волн в ИК-диапазоне.

2. Показана полная характерная динамика распространения электромагнитных волн в СВЧ аттенюаторе. Представлено математически корректное, трёхмерное, полное решение обобщённого волнового уравнения Гельмгольца в СВЧ аттенюаторе, с учётом начальных (15):

$$\begin{cases} \tilde{u}(x, 0) = f(x), \text{ при } 0 \leq x \leq \ell & (1) \\ \tilde{u}(y, 0) = f(y), \text{ при } -\frac{b}{2} \leq y \leq \frac{b}{2} & (2) \\ \tilde{u}(z, 0) = f(z), \text{ при } 0 \leq z \leq \Delta & (3) \end{cases}$$

и граничных условий (16)

$$\begin{cases} \tilde{u}_x(0, t) = 0, (1); \tilde{u}_x(\ell, t) = 0, (2) \\ \tilde{u}_y(-\frac{b}{2}, t) = 0, (3); \tilde{u}_y(\frac{b}{2}, t) = 0, (4) \\ \tilde{u}_z(0, t) = 0, (5); \tilde{u}_z(\Delta, t) = 0, (6) \\ \text{при } \forall t \geq 0. \end{cases}$$

Предположено, что на концах плёночного резистора $x=$ и $x=0$ продольные компоненты для электрических и магнитных полей, соответственно для падающей и отражённой волны, сильно затухают. Особенно этот эффект проявляется на СВЧ при увеличении частоты сигнала, подаваемого на вход СВЧ тракта.

Решение данной электродинамической задачи задаётся системой тригонометрических рядов Фурье (31):

$$\begin{cases} \tilde{u}_n(x, t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ E_n(x) \cdot \cos \left(\omega \cdot \left(t - \frac{x}{v_x} \right) \right) \right\}, \\ \text{где } n = 1, 2, 3, \dots, N, \dots & (1) \\ \tilde{u}_m(y, t) = \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ E_m(y) \cdot \cos \left(\omega \cdot \left(t - \frac{y}{v_y} \right) \right) \right\}, \\ \text{где } m = 1, 2, 3, \dots, N, \dots & (2) \\ \tilde{u}_k(z, t) = \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ E_k(z) \cdot \cos \left(\omega \cdot \left(t - \frac{z}{v_z} \right) \right) \right\}, \\ \text{где } k = 1, 2, 3, \dots, N, \dots & (3) \end{cases}$$

коэффициенты которых определяются формулами (32):

$$\begin{cases} f(x) = \sum_{n=1}^{\infty} \left\{ E_n(x) \cdot \cos \left(\frac{\omega \cdot x}{v_x} \right) \right\}, \\ \text{где } n = 1, 2, 3, \dots, N, \dots & (1) \\ f(y) = \sum_{m=1}^{\infty} \left\{ E_m(y) \cdot \cos \left(\frac{\omega \cdot y}{v_y} \right) \right\}, \\ \text{где } m = 1, 2, 3, \dots, N, \dots & (2) \\ f(z) = \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ E_k(z) \cdot \cos \left(\frac{\omega \cdot z}{v_z} \right) \right\}, \\ \text{где } k = 1, 2, 3, \dots, N, \dots & (3) \end{cases}$$

и (33):

$$\begin{cases} E_n(x) = \frac{2}{\ell} \cdot \int_0^{\ell} f(x) \cdot \cos \left(\omega \left(t - \frac{x}{v_x} \right) \right) dx, \\ \text{где } n = 1, 2, 3, \dots, N, \dots & (1) \\ E_m(y) = \frac{2}{b} \cdot \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} f(y) \cdot \cos \left(\omega \left(t - \frac{y}{v_y} \right) \right) dy = \frac{4}{b} \cdot \int_0^{\frac{b}{2}} f(y) \cdot \cos \left(\omega \left(t - \frac{y}{v_y} \right) \right) dy, \\ \text{где } m = 1, 2, 3, \dots, N, \dots & (2) \\ E_k(z) = \frac{2}{\Delta} \cdot \int_0^{\Delta} f(z) \cdot \cos \left(\omega \left(t - \frac{z}{v_z} \right) \right) dz, \\ \text{где } k = 1, 2, 3, \dots, N, \dots & (3) \end{cases}$$

Причём, ряды (31) сходятся на основании необходимого признака сходимости числового и функционального рядов, признаков сходимости Д'Аламбера и Коши (полученные функциональные ряды (31) однотипны с степенными рядами в решениях уравнения Фурье для теплопроводности!), следовательно, при известных начальных и граничных условиях Коши функции (31) являются решениями уравнения (14). Ряды (32) представляют собой разложение на отрезках $x \in [0, \ell], y \in [-b/2, b/2], z \in [0, \Delta]$ соответственно функций $f(x), f(y)$ и $f(z)$ в тригонометрические ряды Фурье по косинусам кратных дуг.

Физически гармонические функции $\{\tilde{u}_n, \tilde{u}_m, \tilde{u}_k\}$ представляют собой моды – гармонические волны, графиками которых являются затухающие при $t \rightarrow \infty$ косинусоиды, с минимальным периодом $T_{\min x} = T_{0x} = T_{\min y} = T_{0y} = b/2$ и $T_{\min z} = T_{0z} = \Delta$.

Решения электродинамической задачи, задающейся системой тригонометрических рядов Фурье (31), необходимы для определения распределения ЭМ полей при компьютерном моделировании волновых процессов СВЧ тракта и оптимизации основных технических характеристик конструкции СВЧ аттенюаторов, с целью их практического применения в серийном производстве измерителей повышенной поглощаемой мощности, типа «МЗ-108».

Выявлена специфика поперечного распределения электрического и магнитного полей в СВЧ аттенюаторе, с обязательным учётом температурного распределения над резистором и подложкой.

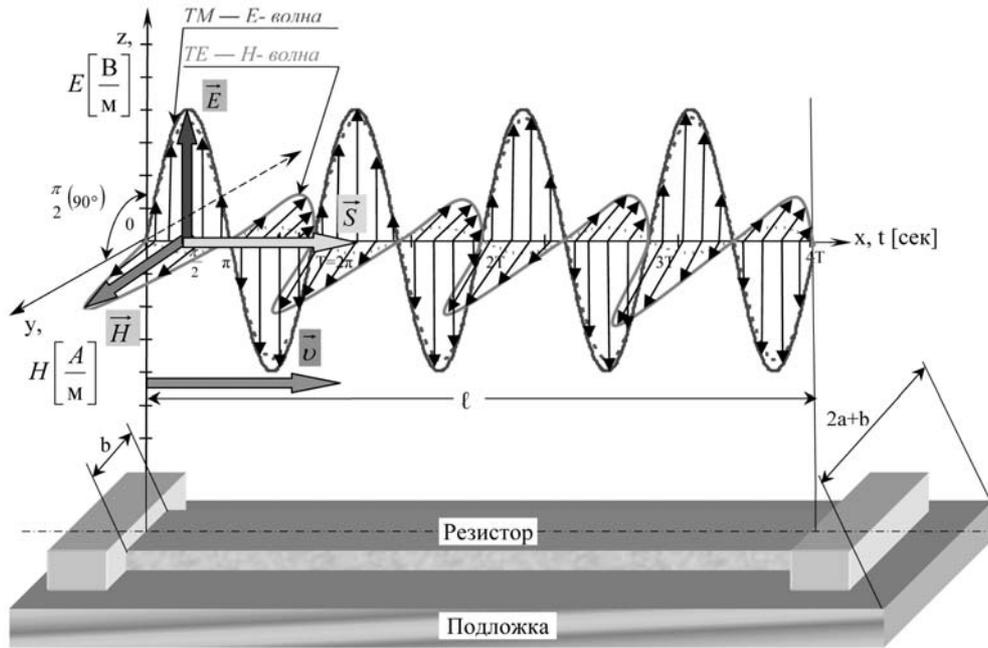


Рис. 1. Распределение электромагнитных полей и волн вдоль всей длины резистора и подложки СВЧ аттенуатора, где \vec{E} и \vec{H} — векторы напряжённостей соответственно электрического и магнитного полей; \vec{S} — вектор Умова-Пойтинга; \vec{v} — вектор скорости электромагнитной волны

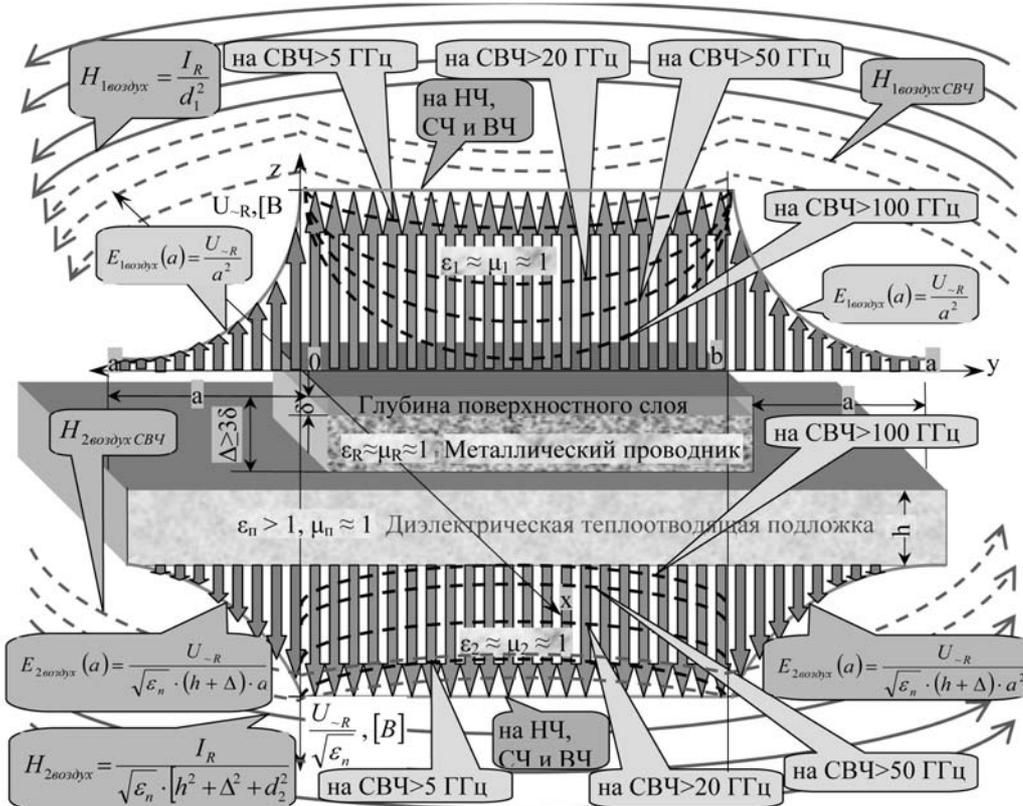


Рис. 2. Эпюры распределения электрического поля в 1-ой зоне — над резистором и подложкой и 2-ой — под подложкой, в зависимости от ширины охлаждающей области a и ширины резистивной плёнки b

Экспериментально обнаружена закономерность пленочных СВЧ резисторов ? почти полное совпадение областей распределения электромагнитных и тепловых полей, с характерным эффектом "провала" в центральной части, по причине вытеснения в боковые области резистивной структуры плотности СВЧ тока. Наглядное под-

тверждение сказанному следует при анализе представленной графической информации, согласно принципу "нет тока ? нет и выделения тепла". Доказано, что электромагнитные поля обязательно вызывают образование температурного поля над резистором и подложкой.

Литература

1. **Вайнштейн Л.А.** Электромагнитные волны. — М.: Радио и связь, 1988. — С. 11-196.
2. **Никольский В.В., Никольская Т.И.** Электродинамика и распространение радиоволн. — М.: Наука, 1989. — 544 с.
3. **Семенов А.А.** Теория электромагнитных волн. — М.: Изд. МГУ, 1968. — С. 201 — 264.
4. **Марков Г.А., Петров Е.Ю.** Лекции по курсу "Теория волновых процессов" // Распределение электромагнитных полей и распространение радиоволн: Труды ННГУ им. Н.И. Лобачевского. Кафедра "электродинамики". — Нижний Новгород, 2003. — С. 3-80.
5. **Неганов В.А.** Электродинамическая теория полосково-щелевых структур СВЧ. — Самара: СГУ, 1991. — 238 с.
6. **Сычев А.Н.** Приближенный аналитический метод для анализа многопроводных связанных экранированных МПЛ на слоистой подложке // Журнал радиоэлектроники. — 2001. — №8.
7. **Геворкян Е.А.** Распространение электромагнитных волн в волноводе с анизотропным модулированным заполнением // Журнал технической физики, 2006. — Т.76 — Вып. 5.
8. MIM Capacitor Modeling. A Planar Approach Giancarlo Bartolussi, Franco Gianuini, Ernesto Limiti and Steven Marsh. IEEE. Transactions on Microwave Theory and Techniques . — V. 43. — № 4, April. 1995.
9. Divergent Fields Charge and Capacitance in FDTD Simulations. C.L. Wagner and J.B. Schneider. IEEE. Trans. on Microwave Theory and Techniques. Vol. 46, № 012, December. 1998.
10. **Климов К.Н., Сестрорецкий Б.В.** Дифференциальные уравнения для решения задач рассеяния электромагнитных волн во временной области // Журнал радиоэлектроники — 2001. — № 2.
11. **Gevorkyan E.A.** Proc. of Int. Symp. on Electromagnetic Theory. Thessaloniki, Greece. 1998. V. 1. pp. 69, 70.
12. **Gevorkyan E.A.** Proc. of Int. Conf. on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory. Kiev. Ukraine. 2002. V. 2. pp. 373-375.
13. **Gevorkyan E.A.** Proc. of Int. Conf. on Mathematical Methods in Electromagnetic Theory. Dnepropetrovsk. Ukraine. 2004. pp. 370, 371.
14. **Семенов В.С., Дыбовский В.Г., Неведомский А.В.** Электромагнитное поле линейного переменного тока в плоскостойкой среде // Журнал радиоэлектроники. — 2000. — № 6
15. **Меркулов В.В., Синева И.С.** О многократных отражениях в неоднородной линии передачи // Журнал радиоэлектроники. — 2000. — №5.
16. **Исюмова Т.И., Свиридов В.Т.** Волноводы, коаксиальные и полосковые линии (серия "Массовая радиобиблиотека". — С.: Энергия, 1975. — Вып. 876. — С. 4-110.
17. **Шутенко М.С.** Элементы волноводных трактов (серия "Радиолокационная техника"). — М.: Воениздат, 1972. — С. 5-48, 79-105, 109-131.
18. **Гордон П.В.** Распространение и взаимодействие локализованных мод в нелинейных диссипативных средах. Диссертация канд. физ.-мат. наук: 05.13.16. — СПб.: 1999.
19. **Бахарев С.В., Вольман В.И., Либ Ю.Н.** и др. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств. — М.: Советское радио, 1982. — 328 с.
20. **Бушминский И.П., Морозов Г.В.** Конструирование и технология пленочных СВЧ микросхем (серия "Библиотека радиоконструктора"). — М.: Советское радио, 1978. — С. 12-28, 26, 29-141.
21. **Чернушенко А.М., Меланченко Н.Е., Малораций Л.Г., Петров Б.В.** Конструкции СВЧ устройств и экранов. — М.: Советское радио, 1983. — 400 с.

Избыточность и скрытность в элементах стеганографии

Бугаев В.С., Петраков А.В., МТУСИ

Избыточность мультимедийных данных и способы ее сокращения. Медиапродукт, представленный в цифровом виде, обладает значительной избыточностью, от которой стремятся избавиться с целью передачи его по существующим, ограниченным по полосе пропускания, каналам связи.

Различают три основных вида избыточности: пространственную, временную и психофизическую. Устраняя эти избыточности, удается достигать значительных коэффициентов сжатия.

Пространственная избыточность. Большая часть изображения одного кадра обычно приходится на области, имеющие постоянную или мало меняющуюся в пространстве яркость, а резкие световые переходы и детали малых размеров занимают малую долю площади изображения. Коэффициент корреляции соседних элементов изображения, описывающий статистическую связь между яркостями этих элементов, близок к единице. Зная яркость одного элемента, можно с высокой степенью вероятности предсказать яркость соседнего, например, полагая их просто равными. Такого рода избыточность можно назвать пространственной избыточностью изображения.

Временная избыточность. Изображения соседних кадров в телевидении обычно очень похожи друг на друга, даже при съемке движущихся объектов. Переходы от сюжета к сюжету встречаются редко [1]. Межкадровая разность на значительной части площади изображения обычно близка к нулю. Зная распределение яркости в одном кадре, можно с высокой степенью уверенности предсказать распределение яркости следующего кадра. Эта предсказуемость указывает на временную избыточность изображения.

Психофизическая избыточность. Психофизическая избыточность основана на том, что человеческое зрение более чувствительно к яркости, чем к цветовым составляющим. Можно выделить низкоуровневые (физиологические) и высокоуровневые (психофизиологические) свойства человеческого зрения [2]. К низкоуровневым свойствам относятся:

- частотная чувствительность,
- эффект маскирования
- чувствительность к изменению яркости изображения.

Высокоуровневые свойства проявляются "вторично". Например:

- чувствительность к размеру (большие участки изображения "заметнее" меньших размером, причем существует порог насыщения, когда дальнейшее увеличение размера не существенно);
- чувствительность к контрасту (высококонтрастные участки изображения, перепады яркости обращают на себя значительное внимание);
- чувствительность к форме (длинные и тонкие объекты привлекают большее внимание, чем круглые однородные);
- чувствительность к цвету (некоторые цвета, например, красный, "заметнее" других; этот эффект усиливается, если фон заднего плана отличается от цвета фигур на нем);
- чувствительность к внешним раздражителям (движение глаз наблюдателя зависит от конкретной обстановки, от полученных им

перед просмотром или во время него инструкции, дополнительной информации);

— чувствительность к местоположению (человек склонен в первую очередь рассматривать центр изображения, люди обычно внимательнее к изображениям переднего плана, чем заднего).

Если на изображении есть люди, в первую очередь человек обращает свое внимание на них. На фотографии человек обращает первоочередное внимание на лицо, глаза, рот, руки.

1. Устранение пространственной и временной избыточности. Для устранения избыточности в мире было разработано множество стандартов, позволяющих сжимать исходный мультимедийный файл в десятки раз. Широкое распространение получил стандарт JPEG для неподвижных изображений, представляющий собой алгоритм декодирования сжатого мультимедийного файла. Для видеопоследовательностей и телевизионных сигналов широкую популярность получил стандарт MPEG-2, известный также как DVD.

В основе устранения пространственной избыточности в формате MPEG-2 лежит кодирование с преобразованием, в качестве которого используется двумерное четное косинусное преобразование. Этот вид преобразования позволяет осуществить пространственную декорреляцию исходных отсчетов изображения и обеспечить психофизиологически обоснованное частотно-зависимое квантование спектральных отсчетов.

В основе устранения временной избыточности лежит кодирование с предсказанием, обеспечивающее временную декорреляцию, осуществляемое при помощи передачи межкадровой разности с векторами смещения, минимизирующими эту разность, названными векторами движения, а также кодирование с предсказанием вперед и в двух направлениях, и передачи межкадровой разности.

Устранение психофизической избыточности в стандарте MPEG-2 схоже со стандартом JPEG и состоит из нескольких этапов [3]:

Преобразование цветового пространства и дискретизация. На этом этапе осуществляется преобразование изображения из цветового пространства RGB в YCbCr (где Y — яркость, а Cb и Cr — цветоразностные компоненты точки изображения). Применение пространства YCbCr вместо привычного RGB объясняется физиологическими особенностями человеческого зрения, а именно тем, что зрение человека имеет значительно большую чувствительность к яркости (Y), чем к цветоразностным составляющим Cb и Cr. И уменьшение размеров плоскостей Cr и Cb, таким образом уменьшая размер изображения.

Дискретное косинусное преобразование (ДКП) и квантование. На этом этапе применяется прямое ДКП, которое позволяет перейти от пространственного представления изображения к спектральному. Идея квантования состоит в "отбрасывании" некоторого объема информации. Известно, что глаз человека менее восприимчив к высоким частотам. Таким образом, используя таблицы квантования, мы отбрасываем менее значимые высокочастотные коэффициенты. Коэффициенты квантования просто определяют, какое количество данных теряется и, следовательно, определяют диапазон сжатия и качество восстановленного изображения.

2. Стеганографические методы, основанные на избыточности мультимедиа. Стеганография (steganography) — метод скрытой коммуникации между двумя сторонами, само существование которой

неизвестно третьей стороне [4].

Развитие цифровых технологий позволило представлять аналоговый сигнал в цифровом виде. В силу особенностей человеческого зрения и слуха оцифрованные видео- и аудио-файлы обладают психовизуальной избыточностью, что позволяет незаметно для человека вносить незначительные изменения в эти файлы. На этом принципе развилось научное направление известное как цифровая стеганография.

Общую схему стеганографической системы можно представить как систему связи [5] (рис. 1).

Цифровые потоки сжимаются в соответствии с каким-либо форматом алгоритмом JPEG, MPEG-2 и др. и поэтому содержательную часть цифрового потока сопровождает управляющая (форматная) часть потока. Стеганографические системы строят таким образом, чтобы формат изображений мог позволить скрывать сообщения в цифровых данных и содержательной (контентной) неформатные системы и управляющей форматные системы частях информационного потока [6].

Форматные методы сокрытия в графических изображениях: в косвенных данных; с использованием маркеров комментариев; с использованием уменьшенного изображения; в палитре; после палитры; в нулевых байтах; дописывание данных в конец файла BMP.

Неформатные методы сокрытия в графических изображениях: в исходных данных изображения; с использованием таблиц квантования; в спектре изображения после квантования (замена наименее значимых бит — НЗБ); в графических изображениях с палитрой цветов (палитра цветов — условный набор цветов с интенсивностью цветовых составляющих в каком-либо фиксированном цветовом пространстве, причем каждая точка изображения содержит лишь номер цвета из палитры, а не информацию о ее цвете в цветовом пространстве).

Неформатные стеганографические системы в любом случае вносят дополнительные искажения в контент, это дополнительно к квантованию и различным форматным преобразованиям важны чутье и чувство меры разработчиков (и пользователей) стеганографической системы.

В области стеганографии имеется на сегодня более 100 запатентованных решений.

Стеганография не имеет своего конкретного подкласса, поэтому патенты, связанные со стеганографией, встречаются в разных классах и даже разделах. В основном они сгруппированы по видам носителей (изображение, звук, свет, ДНК) или методам встраивания [7].

Среди авторов наибольшую заинтересованность проявляют крупные корпорации, занятые в сфере мультимедиа (например, Digimarc Corporation), а также правительственные организации.

Широкое применение стеганография получила в области цифровых водяных знаков (ЦВЗ) для защиты авторских прав. Наибольшую популярность получили неформатные методы стеганографии

за большое количество подходящих контейнеров, за лучшее их использование и стойкость к возможным атакам.

3. Виды скрытности и стеганография.

Для защиты информации от несанкционированного доступа при ее передаче помимо шифрования рекомендуется использовать дополнительные способы защиты, такие как маскирование сигнала или скрытие самого факта передачи. Скрытием самого факта передачи информации занимается стеганография [2], маскированием сигналов более подробно занимаются в радиосвязи. С целью повышения безопасности передачи информации были исследованы различные виды скрытности [8,9].

Среди скрытностей сигналов различают пять основных видов: энергетическая, структурная, пространственная, временная и информационная скрытности.

Скрытность, зависящую от энергии сигнала, называют энергетической. Ее цель скрыть информационный сигнал среди передаваемых таким образом, чтобы его нельзя было выделить по энергетическому признаку. Так ШПС обладает высокой энергетической скрытностью, поскольку его энергетический уровень меньше шумового, что делает его отделение от шума очень трудоемким.

Энергетическая скрытность определяется неспособностью противника отличить полезный сигнал от шума по уровню и мощности сигнала.

Энергетическая скрытность — это основной показатель скрытности, так как в случае абсолютного значения противник не выявит сам факт передачи сообщения.

Цель стеганографии обеспечить "абсолютную" энергетическую скрытность. Модифицируя контейнер, основные показатели уровня и мощности сигнала кардинально не изменяются, что позволяет говорить о том, что стеганография обеспечивает "абсолютную" энергетическую скрытность

Скрытность, зависящую от структуры передаваемого сигнала, называют структурной или алгоритмической. Она задает правило, по которому из переданного сигнала можно извлечь нужную информацию.

Структурная скрытность определяется сложностью для противника отделения полезного сигнала от шума.

Роль структуры играет расширение или формат файлов. Стеганография использует для скрытия как форматную так и неформатную части файлов и скрытность определяется только методом стеганографического скрытия.

Пространственная скрытность определяется неизвестностью для противника последовательности использования спектра для передачи сигнала.

Стеганографическое скрытие применяется по всему контейнеру (контейнер изначально больше сообщения), тем самым обеспечивается и статистическое выравнивание и пространственная скрытность.

Временная скрытность сигнала определяется неосведомленнос-

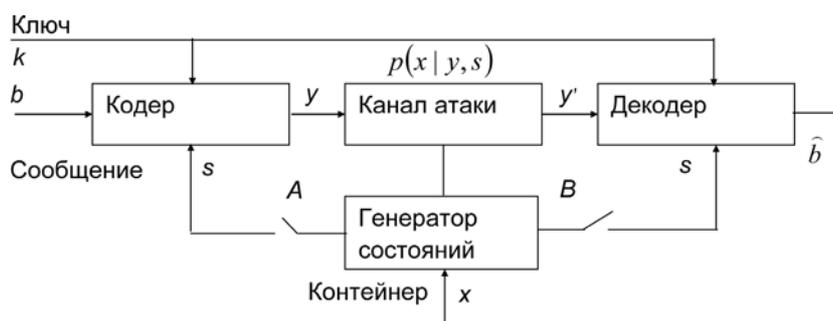


Рис. 1. Представление стеганосистемы как системы связи с передачей дополнительной информации

тью противника о моментах передачи полезного сигнала.

Стеганографическое скрытие информации возможно в различные контейнеры и в разной последовательности это и определяет временную скрытность

Информационная скрытность предназначена для скрытия истинного смысла сообщения от противника

Стеганография не отрицает элементы криптографии поэтому встраиваемое сообщение шифруется для большей надежности. Также "абсолютная" энергетическая скрытность стеганографии вносит дополнительную информационную скрытность.

Методы скрытия информации (в стеганографии)

Разновидности скрытия	Комментарий
Энергетическое	Модификация контейнера не меняет его энергетическую составляющую
Структурное	Определяется методом скрытия
Информационное	Шифрование как дополнительная защита
Пространственное	Встраивание информации по всему контейнеру
Временное	Встраивание информации в определенные контейнеры

О теории скрытности по З.М. Каневскому. В [8] З.М. Каневский затронул такие темы как: разведка, маскировка, оценка скрытности. Он понимал под скрытностью состояние объекта, которое скрыто во множестве себе подобных, и предлагает оценивать скрытность в двоичных измерениях — Дизах. Скрытность характеризует затраты (времени, средств), необходимые для выявления реасобытия с заданной достоверностью. В оценке скрытности объекта используется два подхода. В первом (вероятностном) скрытность определяется как вероятность успешного выявления реасобытия в заданное время. Второй подход предполагает оценивать скрытность объекта через затраты на выявление его состояния с заданной достоверностью. В.И. Тупота в [9] рассматривает скрытность сигналов средств радиосвязи и предлагает использовать конечные поля для решения фундаментальных вопросов помехозащищенности, направленных на обеспечение информационной, структурной и энергетической скрытности. Но он связывает скрытность с кодированием. В частности именно В.И. Тупота предлагает классифицировать скрытность на информационную, структурную и энергетическую.

Скрытность как оценка качества стеганосистемы. Стеганографическая система (стеганосистема) позволяет встраивать секретную информацию в цифровой носитель (контейнер), скрывая сам факт ее наличия. С другой стороны встраивание любой информации вносит дополнительные изменения в контейнер и тем самым сказывается на его качестве. Оценка количества вносимых изменений позволяет говорить об оценке качества стеганосистемы.

В большинстве случаев в качестве контейнера в силу своей избыточности выступает аудиовизуальный материал (изображение, видео, звук), который оценивается человеком, поэтому оценка качества стеганосистемы выходит на первый план. Основная характеристика стеганосистемы — уровень скрытности. Он определяет на-

сколько модифицированный контейнер отличается от исходного. Уровень скрытности можно оценить аналитическими исследованиями или стеганоанализом. Хорошо известны следующие тесты:

— статистические (тесты на запрещенные символы, 2, на длину цикла и т.д.);

— эмпирические (проверка на монотонность, "покер-тестом", тестом "собиранья купонов"; проверка серий, частот, перестановок, интервалов);

— спектральные тесты.

Для изображений и видео существуют показатели искажения, с помощью которых оценивают искажения, вносимые стеганосистемой. Их можно разделить на две группы: разностные показатели искажения, основывающиеся на отличии пустого и заполненного контейнеров и корреляционные показатели искажения, основанные на корреляции между оригинальным и искаженным сигналами. Одним из наиболее часто применяемых показателей для оценки уровня искажения является соотношение "сигнал/шум", вычисленное в децибелах.

Таким образом, оценка уровня скрытности позволяет оценить качество стеганосистемы [10].

Литература

1. **Бугаев В.С., Петраков А.В.** Новые возможности результатов исследования статистики длительности телекиносюжетов (сжатие и стеганография)//Труды 15-й Всероссийской научно-технической конференции "Современное телевидение" (март 2007 г.). — М.: ФГУП МКБ "Электрон", 2007. — С. 17-20.
2. **Грибулин В.Г., Оков И.Н., Туринцев И. В.** Цифровая стеганография. — М.: СОЛОН-Пресс, 2002. — 272 с.
3. **Романцов А.П., Бугаев В.С., Фролов М.А.** Комплекс лабораторных работ по стеганографии / Под редакцией Заслуженного деятеля науки РФ, д.т.н., профессора А.В. Петракова. — М.: РИО МТУСИ, 2005. — 92 с.
4. **Аграновский А.В., Девянин П.Н., Хади Р.А., Черемушкин А.В.** Основы компьютерной стеганографии: Учебное пособие для вузов. — М.: Радио и связь, 2003. — 152 с.
5. **Конахович Г.Ф., Пузыренко А.Ю.** Компьютерная стеганография. Теория и практика. — Киев: "МК-Пресс", 2006. — 288 с.
6. **Петраков А.В., Романцов А.П., Бугаев В.С.** Место стеганографии в преобразованиях цифрового телевидения//Труды 14-й всероссийской научно-технической конференции "Современное телевидение" (март 2006 г.). — М.: ФГУП МКБ "Электрон", 2006. — С. 23-26.
7. **Бугаев В.С., Петраков А.В.** О классификации и разнообразии патентов по стеганографии//Технологии информационного общества: Тезисы докладов московской отраслевой научно-технической конференции. — М.: Инсвязьиздат, 2007. — С. 136-137.
8. **Каневский З.М., Литвиненко В.П.** Теория скрытности. — Воронеж: Изд-во ВГУ, 1991. — 144 с.
9. **Тупота В.И.** Адаптивные средства защиты информации в вычислительных сетях. — М.: Радио и связь, 2002. — 176 с.
10. **Бугаев В.С., Петраков А.В.** О взаимозависимости избыточности и скрытности в элементах стеганографии//Труды Международной конференции "Телекоммуникационные и вычислительные системы" (МФИ-2008). — М.: Инсвязьиздат, 2008. — С. 212-217.

Оценка функциональной эффективности комплекса технических средств физической защиты

Горлач П.Г., ФГУП "Элерон"

Целью функционирования комплекса технических средств физической защиты (КТСФЗ) объекта является обнаружение, передача и отображение информации о попытках вторжения нарушителя. В качестве основной характеристики эффективности КТСФЗ используется вероятность обнаружения P_0 нарушителя, однако эта величина не вполне характеризует соответствие комплекса своему назначению.

В частности, в ряде случаев ставится задача классификации объектов обнаружения (человек, транспортное средство и т.д.), их подсчет, определение направления движения, чтобы выбрать адекватную меру противодействия. К сожалению, отсутствует общепринятый метод определения P_0 .

В техническом задании на разработку комплекса, как правило, указывается, что вероятность обнаружения нарушителя должна быть не менее заданного значения с учетом воздействия перечисляемых внешних помеховых факторов. При этом не учитывается, что вероятность обнаружения зависит как от способов преодоления, так и от интенсивности факторов. Кроме того, в процессе длительной эксплуатации комплексов нарушители могут "обучаться", т.е. отказываться от "простых" способов преодоления, обнаруживаемых достоверно, что приводит к падению реальной эффективности КТСФЗ.

В качестве показателя $P_{\text{КТСФЗ}}$ эффективности комплекса предлагается:

$$P_{\text{КТСФЗ}} = P_{\Pi} \cdot K_{\Gamma} \cdot P_0, \quad (1)$$

где P_{Π} — вероятность передачи и отображения сигналов тревоги без искажений и потерь; K_{Γ} — коэффициент готовности комплекса; P_0 — средняя вероятность обнаружения нарушителя. P_{Π} является характеристикой системы сбора и обработки информации (ССОИ), в современных системах благодаря применению помехоустойчивых методов кодирования и многократного опроса $P_{\Pi} \rightarrow 1$.

K_{Γ} отражает относительное время нахождения аппаратуры КТСФЗ в работоспособном состоянии:

$$K_{\Gamma} = \frac{T_0}{T_0 + T_B}, \quad (2)$$

где T_0 , T_B — соответственно средняя наработка на отказ и среднее время восстановления работоспособности КТСФЗ.

Для КТСФЗ особо важных объектов благодаря периодическому контролю работоспособности (период 1...5 час), малому времени восстановления работоспособности путем замены блоков ($T_B \sim 1$ час) и высокой наработке на отказ аппаратуры ($T_0 \sim 10^4$ час на 1 блок) коэффициент готовности $K_{\Gamma} \cong 0,99...0,999$.

В общем случае выражение для P_0 достаточно сложное и определяется: 1) $\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_k$ — параметрами интенсивности внешних воздействующих факторов; 2) $f(\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_k)$ — совместной плотностью

распределения интенсивностей внешних воздействующих факторов; 3) M — числом способов преодоления рубежа объекта; 4) γ_i — весовыми коэффициентами, отражающими вероятность использования нарушителем i -го способа вторжения; 5) $P_i(\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_k)$ — вероятностью обнаружения нарушителя, использующего i -й способ преодоления при соответствующих интенсивностях внешних воздействующих факторов.

Приближенная оценка значения P_0 может быть дана с помощью допущений в первом приближении. Учитывая, что при высоких интенсивностях внешних воздействий частота ложных срабатываний повышается настолько, что КТСФЗ практически неработоспособен, можно считать внешние воздействия независимыми и принять:

$$\begin{cases} P_i & \text{при } \eta_1 < \Theta_1, \dots, \eta_k < \Theta_k \\ P_i(\eta_1, \dots, \eta_k) = 0 & \text{при } \eta_i > \Theta_i \text{ для } \forall i = 1, \dots, k \end{cases} \quad (3)$$

где P_i — средняя вероятность обнаружения нарушителя по i -му способу вторжения, при интенсивностях внешних воздействий, лежащих в пределах $\eta_1 < \Theta_1, \dots, \eta_i < \Theta_i$; $\Theta_1, \dots, \Theta_k$ — граничные значения интенсивностей внешних воздействующих факторов.

Тогда выражение для вероятности обнаружения по (1) имеет вид:

$$P_0 \cong \prod_{j=1}^k K_{y,j} \sum_{i=1}^M \gamma_i P_i, \quad (4)$$

где коэффициенты $K_{y,j}$ ($j = 1, \dots, k$) характеризуют устойчивость КТСФЗ к воздействию j -го фактора, $f_j(\eta_j)$ — плотность распределения его интенсивности

$$K_{y,j} \cong \int_0^{\Theta_j} f_j(\eta_j) d\eta_j.$$

Используя предположение об эргодичности параметров внешних воздействий, можно оценить значения $K_{y,j}$, исходя из распределения интенсивностей внешних воздействий по времени.

На основе известных данных могут быть получены распределения климатических факторов по времени, откуда рассчитываются значения коэффициентов устойчивости КТСФЗ к внешним воздействиям:

$$K_{y,j} \cong \frac{T_j}{8760},$$

где T_j , час, — среднее суммарное время, в течение которого j -й фактор не превышает допустимого значения. Анализ временных распределений, например, для наиболее часто используемых в ТЗ факторам дождя и ветра (при максимально допустимых их значениях для некоторых районов РФ) позволяет определить, что чрезмерно высокие требования по интенсивности не оправданы, — вероятность их воздействия ничтожно мала, они не оказывают заметного влияния на эффективность КТСФЗ.

Современные КТСФЗ должны классифицировать объекты обнаружения по J различным классам. При обнаружении объекта, принадлежащего к одному из рассматриваемых классов, он может быть классифицирован правильно, либо ошибочно отнесен к одному из

остальных $J-1$ классов. Поэтому такой КТСФЗ характеризуется J вероятностями обнаружения объектов, принадлежащих к рассматриваемым классам P_{0j} ($j = 1, \dots, J$), а также вероятностями классификации P_{ij} ($i = 1, \dots, J; j = 1, \dots, J$) того, что обнаруженный объект i -го класса будет отнесен к j -му

$$\left(\sum_{j=1}^J P_{ij}^{kl} = 1\right).$$

Эффективность такого КТСФЗ следует оценивать, исходя из того, что кроме пропуска объекта (невыполнения задачи), возможно его обнаружение и ошибочная классификация, что с меньшим весом может считаться невыполнением задачи. В этой связи более целесообразен показатель:

$$P = K_I K_Y \sum_{j=1}^J \omega_j \nu_j P_{0j} \left(1 - \sum_{i=1}^J \sum_{j=1}^J \gamma_{ij} P_{ij}^{kl}\right) \quad (5)$$

Здесь γ_{ij} — вес, характеризующий относительный ущерб от классификации i -го объекта как j -го ($\gamma_{ij} = 0$); ω_i — вес, отражающий относительный ущерб от пропуска объекта i -го класса; ν_i — вес, характеризующий вероятность прохода объекта i -го класса.

Пусть материальный ущерб от действий нарушителя: 1) при обнаруженном проходе нарушителя i -го класса есть A_i ($i = 1, \dots, J$); 2) при его обнаружении и правильной классификации — 0 (полностью предотвращается); 3) при ошибочной классификации i -го как m -го есть $A_{i,m}^{kl}$ ($i, m = 1, \dots, J$).

Тогда средний ущерб при отсутствии КТСФЗ оценивается как:

$$A = \sum_{i=1}^J \nu_i A_i.$$

При введении КТСФЗ он составит:

$$A_{\text{КТСФЗ}} = \sum_{i=1}^J \left[\nu_i A_i (1 - P_{oi} P_{ii}^{kl}) + \sum_{m=1}^J \nu_m A_{im}^{kl} P_{im}^{kl} P_{oi} \right] \quad (6)$$

Эффективность КТСФЗ оценивается средним относительным предотвращаемым ущербом:

$$P_{\text{КТСФЗ}} = \frac{A - A_{\text{КТСФЗ}}}{A} = \frac{\sum_{i=1}^J \nu_i \frac{A_i}{\sum_{l=1}^J A_l \nu_l} \cdot P_{oi} \cdot P_{ii}^{kl} \times \left(1 - \sum_{m=1}^J \nu_m \frac{A_{im}^{kl}}{\sum_{l=1}^J A_l \nu_l P_{ol} P_{lm}^{kl}} \cdot P_{oi} \cdot P_{im}^{kl} \right)}{\quad} \quad (7)$$

Откуда, переходя к обозначениям

$$\omega_i = \frac{A_i}{\sum_{l=1}^J \nu_l A_l}, \quad \gamma_{im} = \frac{A_{im}^{kl}}{\sum_{l=1}^J A_l \nu_l P_{ol} P_{lm}^{kl}},$$

получим выражение (5). При этом наглядно иллюстрируется смысл величин ω_i, γ_{im} : первая — это отношение ущерба от действий объекта i -го класса к полному ущербу при отсутствии КТСФЗ, второй — отношение ущерба от ошибочной классификации i -го объекта как m -го к среднему суммарному ущербу, наносимому нарушителем при использовании КТСФЗ.

Предложенные показатели эффективности по (1) и (5) позволяют оценить вклад КТСФЗ в решение задачи охраны объекта в целом, проводить анализ и выбор наиболее перспективных вариантов.

Поиск металлических предметов при помощи феррозондового магнитометрического градиентометра

Звездинский С.С., Парфенцев И.В., МТУСИ

Магнитометрический поиск ценных (клады), промышленных (трубы, колодцы) и опасных (прежде всего взрывоопасных) металлических предметов в толще укрывающих сред (грунт, вода, снег) позволяет, в том числе, снизить уровень угроз криминального и террористического характера, ввести в оборот ранее непригодные территории (места боев, военные полигоны и пр.), найти ценные исторические реликвии и т.д. Например, проблема эффективного поиска взрывоопасных предметов (ВОП) в мире признается одной из самых актуальных, из-за этой угрозы каждый год гибнут и становятся инвалидами тысячи людей.

В мире существует ограниченное множество методов обнаружения оставленных предметов (ОП). При наличии у них ферромагнитных оболочек или частей применяется пассивное магнитометрическое обнаружение, иначе — метод поиска магнитных аномалий (MAD — Magnetic Anomaly Detection). Для этого чаще всего используются феррозондовые градиентометры, которые по "популярности" уступает только активным металлоискателям, обладая и преимуществами [1]: 1) большая (в среднем в 2,5...3 раза) глубина поиска ОП в стальных ферромагнитных оболочках; 2) независимость функционирования от проводимости грунта, климатических условий, присутствия воды; 3) потенциальная возможность достоверного прогнозирования глубины залегания, типа и ориентации предмета в пространстве; 4) возможность объединения в мультисенсорную измерительную систему, переносную или перевозимую (на колесной базе), обеспечивая большой темп поиска вследствие расширения зоны обнаружения.

Мировым лидером-производителем данного вида специальной техники является Институт им. доктора Форстера (Foerster) [2]. По характеристикам к ним приближаются изделия нескольких компаний Германии, Великобритании и США, в последнее время образцы градиентометров появились и в других странах (Китай) [3]. Но только Foerster гарантирует устойчивую работоспособность своих изделий для всех грунтов, в том числе железистых (латериты, магматические породы).

Существует 3 режима поиска ОП с различной достижимой пороговой чувствительностью S_{Γ} , выражаемой в единицах магнитного поля:

- динамический, при скорости поиска до 1,5 м/с, $S_{\Gamma} \geq 20$ нТл;
- квазистатический, или осторожного перемещения градиентометра (избегая по возможности раскачивания чувствительного модуля) со скоростью до 0,3 м/с, $S_{\Gamma} \approx 5$ нТл;
- статический, $S_{\Gamma} \approx 0,4$ нТл (для лучших изделий).

Типично динамический режим применяется для поиска ОП "с ходу" (например, при действии саперов), квазистатический предназначен в основном для "неспешного" гуманитарного разминирования, поиска кладов. Статический режим используется для наиболее

точного картографирования локального участка с целью уточнения места залегания ферромагнитного ОП, представляющего интерес.

Современные феррозондовые градиентометры, которые используются для поиска ферромагнитных ОП, можно условно разделить на 3 группы:

1) двойного назначения, предназначенные, прежде всего, для поиска ВОП на глубинах до 10 м; они отличаются повышенной чувствительностью и устойчивостью к механическим и климатическим воздействиям, работоспособностью в широком диапазоне температур (как правило, не уже $-35...+60^{\circ}\text{C}$), их управление рассчитано, в том числе и на малоквалифицированного оператора;

2) инструментальные, предназначенные преимущественно для научных или коммерческих целей — геофизики, археологии, поиске кладов и пр., отличающиеся наиболее высокой чувствительностью, суженным диапазоном рабочих температур, требующие высокой квалификации оператора и "осторожности" в обращении;

3) технологические, предназначенные для поиска металлических труб, колодцев и кабелей, отличающиеся низкой чувствительностью, но устойчивые к тряске, ударам и имеющие на порядок меньшую стоимость.

Дешевые технологические градиентометры выпускаются двумя американскими фирмами — Schontedt Instrument (модели GA-72Cd, GA-52Cx) и CST Corporation (модель Magna-Trak 102), их стоимость ~ 1000 долл. Фирма "АКА-Контроль" (г. Москва) производит градиентометр ФТ-601, предназначенный для поиска и локализации колодцев, труб и других ферромагнитных предметов [6,7]. Его чувствительность приблизительно на 2 порядка хуже, чем у современных изделий 1-й группы, что приводит к уменьшению $\sqrt[4]{100} \approx 3$ раза глубины обнаружения ферромагнитных предметов. Пользовательский интерфейс у них примитивный, запись результатов измерений отсутствует, диапазон рабочих температур $-10...+40^{\circ}\text{C}$. Стоимость современных зарубежных градиентометров 1-2 групп составляет от 5000 долл., полным требованиям военных стандартов на механические воздействия, климатическую пыль и радиацию удовлетворяют изделия Foerster, остальные — в той или иной степени [3].

"Сердцем" градиентометра является чувствительный модуль (ЧМ), который представляет собой 2 идентичных феррозонда (оси чувствительности совпадают), расположенных на расстоянии — база а друг от друга. Типично ЧМ под собственным весом устанавливается вертикально и измеряет градиент вертикальной составляющей индукции магнитного поля от предмета поиска, поскольку градиент магнитного поля Земли (МПЗ) ничтожен. Предмет хорошо аппроксимируется магнитным диполем с моментом M , величина которого в общем случае прямо коррелирована с массой ферромагнитного вещества [1,5]. Поэтому, определив величину M , можно в принципе оценить размер ОП.

Возникновение данного класса специальной техники напрямую связано с прогрессом в измерительной технике в начале 70-х гг. прошлого века, прежде всего, в улучшении характеристик феррозондов, известных с 30-х гг. прошлого столетия [4]. Это позволило создать на их базе "жесткие" дифференциальные конструкции ЧМ с

весьма малыми погрешностями, что в первом приближении позволило устранить влияние постоянного МПЗ (~50 мкТл) и реализовать чувствительность порядка единиц нТл.

Первый "концептуальный" градиентометр FEREX 4.021 был разработан в Институте им. доктора Форстера в середине 70-х гг. прошлого века, принят на вооружение стран НАТО под аббревиатурой МК-26. В начале 90-х гг. прошлого столетия он появился на коммерческом рынке и на протяжении 20 лет являлся лучшим в мире. Его конструкция стала базовой для последующих аналогов всех других фирм и предусматривала 4 основные части: 1) трубчатый алюминиевый конструктив; 2) блок электронный (БЭ) с индикатором величины аномалии, переключателем режимов и кнопками управления; 3) ЧМ-труба из алюминия с размещенными на базе $a = 40$ см феррозондами; 4) модуль питания в виде трубки под разный диаметр элементов: батарей типа А373, Li-батарей; NiCd-аккумуляторов. Угловая погрешность не хуже 0,010 обеспечивалась запатентованной конструкцией ЧМ на базе натянутой струны.

Индикация магнитной аномалии осуществлялась по стрелочному индикатору, в случае превышения 20% от шкалы раздавался предупредительный звук через встроенный динамик или наушники. Разрешающая способность или пороговая чувствительность составляла 0,3 нТл, при этом максимальная глубина обнаружения ВОП составляла [5,6]:

- противопехотная мина — 1 м;
- противотанковая мина (масса 4,6 кг, диаметр 0,3 м) — 1,5 м;
- артиллерийский снаряд 76 мм — 2...2,5 м;
- авиабомба 250 и 500 кг — соответственно 4 м и 5 м.

В начале 90-х гг. прошлого века для FEREX 4.021 был разработан дополнительный цифровой блок — Datalogger (DLG), предназначенный для запоминания результатов измерений, их интерполяции и визуализации. Блок позволял привязывать результаты измерений к пространственным координатам с помощью GPS, с целью дальнейшего построения карты магнитных аномалий местности. Данные по RS-232 перекачивались с блока на компьютер со специализированным программным обеспечением (ПО) DATALINE. На экране монитора отображалась цветная карта аномалий, производилась оценка дипольного момента M , его ориентации и глубины залегания. С направлением связывался максимальный линейный размер, с величиной M — предполагаемый тип ОП. Принципиальной новинкой стало то, что к одному блоку DLG можно было подключать три или четыре ЧМ, увеличивая скорость поиска и расширяя зону обнаружения с типовых $0,75 \pm 0,25$ м до 2...2,5 м.

В середине 80-х годов прошлого столетия в ГДР был разработан аналог FEREX 4.021 — изделие OGF-L — с худшими параметрами (например, по чувствительности — в 15 раз), что приводило к уменьшению предельной глубины поиска в ~2 раза; масса и энергопотребление были соответственно в 1,5 и 3,5 раза больше. OGF-L вплоть до конца 90-х годов прошлого века стояло на вооружении Российской армии, позволяя определять относительную величину аномалий по стрелочному индикатору, отклонение которого на 30 % вызывало звук в наушниках. Глубина поиска ОП составляла: ручная граната, противопехотная мина — до 0,5 м; мина до 80 мм — 1 м; артиллерийский снаряд, мина до 120 мм — 2 м; снаряды, авиабомбы 120 кг — до 3 м. В 2003 г. томский НИИ "Проект" разработал градиентометр "МБИ-П", который, по сути, также является аналогом FEREX 4.021, однако с меньшей чувствительностью и большими массогабаритами.

В середине 90-х гг. прошлого века Foerster выпустил на рынок новое концептуальное изделие — FEREX 4.032 (или МК-26 Mod.1), в 2002 г. осуществлена его последняя модификация [2]. Оно стало своего рода эталоном, по сравнению с FEREX 4.021 обеспечены:

меньший вес и энергопотребление; более высокая чувствительность благодаря большей базе ЧМ; большее время непрерывной работы; запись данных с 3-х или 4-х ЧМ одновременно с GPS; обнаружение близкорасположенных силовых кабелей (50 Гц, 60 Гц) на уровне 1 мкТл; большая скорость измерений и емкость памяти; удобный графический интерфейс. В нем могут использоваться 2 вида ЧМ: 1) стандартный CON 650 с базой $a = 65$ см; 2) высокочувствительный CON 1600 с базой $a = 160$ см. Чувствительные модули сконструированы так, что не требуют никакой механической подстройки в течение всего срока службы.

Линейка изделий при неизменности чувствительности и массогабаритов насчитывает 4 модели (FEREX 4.032 API, LCD — аналоговые регистраторы, FEREX 4.032 DLG, DLG GPS Cartography — цифровые). В "многомодульном" режиме к цифровому БЭ может подключаться 3 или 4 ЧМ, параллельно расположенных на типичном расстоянии 50 см друг относительно друга, при этом зона обнаружения расширяется соответственно до 1,5 и 2,0 м. Возможен вариант изделия с 4-я ЧМ на колесной базе. Штатное батарейное питание обеспечивает работоспособность FEREX 4.032 от 36 до 80 час в зависимости от модели.

Записанные в БЭ данные могут экспортироваться в компьютер, который с помощью специализированного ПО позволяет воспроизводить цветокодированную карту магнитных аномалий (в различных форматах) и привязывать ее к цифровой карте местности; импортировать и налагать на карту любые графики в форматах .bmp, .jpg и др.; пространственно фильтровать результаты измерений, например, не учитывая мелкие ФМП вблизи поверхности грунта; обнаруживать значимые диполи и формировать их списки; определять местоположение, размер, глубину залегания возможного ОП. На боковых полях экрана компьютера выводится информация о МПЗ (склонение, наклонение) в этом месте, географических координатах, максимуме и минимуме сигнала относительно фона; могут быть построены 3D — модели карты, магнитуды вдоль линии перемещения оператора, гистограммы. Наилучшие результаты по времени поиска и точности карты магнитных аномалий получаются, если изделие используется в комплектации с 3-я или 4-я ЧМ.

Обнаружительная способность FEREX 4.032 с ЧМ типа CON 1600 весьма высока — глубина обнаружения авиабомб массой 500 кг достигает 10 м (по данным производителя), его основные характеристики представлены в табл. 1.

В этой же таблице представлены характеристики аналогичных современных изделий двух немецких фирм — Ebinger и Vallon, которые производят аналогичные изделия, правда, с несколько худшими обнаружительными характеристиками, однако с меньшей ценой. Градиентометры "Magnex 120LW" и "EL 1302" приняты на вооружение НАТО, по конструкции незначительно отличаются от FEREX 4.032 их основные характеристики приведены в табл. 1. Данные с БЭ транслируются на ноутбук, на котором установлено специализированное ПО, обеспечивающее построение карты магнитных аномалий, определение местоположения, глубины залегания и величины диполя, пространственную фильтрацию. На карту может быть наложена реальная географическая карта, для привязки измерительных координат используется GPS. Для увеличения темпа поиска и точности измерений Ebinger и Vallon разработали 3-х, 4-х и 8-модульные измерительные системы -переносные и на колесной базе. Типично расстояние между ЧМ составляет 0,5 м, ширина зоны чувствительности — 1,5...3 м.

Schontedt Instruments (США) производит относительно дешевый градиентометр GA-72Cd (цена около 1000 долл.). За ограниченные возможности и низкую чувствительность (на 2 порядка меньше чем у FEREX 4.032) он относится к группе технологических, тем не

менее, используется в армии США при поиске ВОП "с ходу". Значимые магнитные аномалии регистрируются с помощью: 1) звукового сигнала при превышении порога; 2) ЖК-дисплея, на котором показывается величина и полярность магнитуды.

Известные зарубежные производители переносной измерительной магнитометрической аппаратуры — Geoscan Research и Bartington Instruments (Великобритания) сосредоточили усилия, в основном, на научном и коммерческом секторе — области геофизических измерений, археологии и т.д. По сравнению с изделиями двойного назначения, в инструментальных градиентометрах "FM-256" и "Grad 601-1" обеспечивается узкий диапазон рабочих температур, предельно максимальная чувствительность (0,1 нТл), интерфейс — разносторонним, поэтому их стоимость даже выше. Данные с БЭ поступают на компьютер, на котором установлено мощное специализированное ПО, предназначенное для обработки результатов магнитометрических измерений. Оно позволяет строить 2D и 3D магнитные карты, визуализировать магнитуды проходов, увеличить отношение сигнал/шум применением фильтров, имеются инструменты статистического и спектрального анализа. Стоимость изделий очень высока и составляет в Европе ~20...25 тыс. долл., дополнительная стоимость ПО — около 2...3 тыс. долл.. На базе 2-х ЧМ разработаны двоярные градиентометры с расстоянием между модулями 1 м, что увеличивает зону обнаружения до 2 м.

Анализ принципов построения современных градиентометров позволяет выявить тенденции развития данного вида специальной техники.

1. Обязательным является накопление цифровых данных измерений, обработка их на компьютере со специализированным ПО

для построения карты магнитных аномалий. При этом за счет пространственной фильтрации, определения параметров диполей, подключения интеллекта опытного оператора лучше интерпретировать результаты поиска — уменьшить вероятность ложной тревоги, увеличить вероятность распознавания ОП, оценить глубину их залегания, ориентацию в грунте и габариты.

2. Чувствительный модуль является наиболее сложной ("ноухау"), технологически трудно изготавливаемой составной частью градиентометра, измерительная база составляет 0,5...1,0 м. Меньшая величина (Schontedt), хотя и делает изделие более эргономичным и мобильным, приводит к уменьшению полезного сигнала. ЧМ с большей базой (Foerster, Vallon — 160...170 см) приводит к трудностям по эксплуатации изделия "с ходу".

3. Наилучшим вариантом построения современного градиентометра, с целью увеличения темпа поиска и его максимальной информативности, является многомодульный, с расстоянием между ЧМ до 1,0 м. Трехмодульный вариант (Foerster) более предпочтителен, т.к. с наибольшей вероятностью определяет наличие ОП непосредственно по линии движения оператора. Он является компромиссом между обеспечением жесткости конструкции и малым весом (2-х модульный, Bartington), и стремлением максимально расширить зону обнаружения (4-х модульный, Vallon).

4. Применяются алгоритмы электронной компенсации, пространственной фильтрации и др., обеспечивающие оператора полезной информацией по принятию решения в добавление к испытанным формам — стрелке прибора и величине магнитуды на ЖК-мониторе, а также звуку в наушниках. Оператор должен обладать достаточно высокой квалификацией, чтобы принимать решения в "по-

Таблица 1

Основные ТТХ градиентометров двойного назначения для поиска ОП

Производитель	Institute Dr. Forster (Reutlingen, Германия)			Ebinger (Германия)	Vallon (Германия)		НИИ «Проект» (г. Томск)
	FEREX 4.032 API	FEREX DLG	FEREX GPS	MAGNEX 120 LW	Vallon EL1302A1/D2	Vallon VET2	МБИ-П
ТТХ							
Штатное питание	элементы 4x LR20 (тип «D»)			6x LR20	6xLR14 («C»)	Лит. аккумуля.	8xА343 (А373)
Потр. мощн., Вт	1,5	2,5	2,5	3,3	2,3	2,8	0,6
Время непр. раб., час, не менее	60	36	36	40	20	40	30
Контроль магн. аномалии	Стрелка, наушники, цифр.	ЖК-дисплей, наушники, цифр. данные		Стрелка прибора, звук, цифр.	Стрелка /ЖК диспл.; звук, цифр. данные	ЖК-дисп., наушники, цифр. дан.	Стрелка, наушники
Масса, кг	4,2	4,6	4,9	4,2	4,0	7,4	8,0
ЧМ, габариты, см	CON 650 Ø3,5x 85			Ø4,3 x 60	Ø4,2 x 60	Ø3,5x 180	Ø4,5x 180
База, см	65 / 160			43	50	170	50
Порог. чувств., нТл	0,2			0,5	0,25	0,3	~1,5
Раб. темп., °С	-37...+70			-30...+55	-32...+60		-50...+50
Работа в желез. грунтах	Без ограничений			Ограничения	Ограничение		Нельзя
Установка нуля	Автомат.			Автомат.	Автомат.		Ручная
Калибр. во время работы	Не требуется			Да, авто	Да, автоматическая		Непрерывная
Регулировка чувствительности (диапазоны)	8 линейных (пределы 3; 10; 30; 100; 300; 1000; 3000; 10000 нТл), 1 логарифм.			6 линейных (10; 30; ... 3000 нТл/м)	8 линейных (2; 5; 20; 50; 200; 500; 2000; 20000 нТл)		4 линейных (относительные 1:2:10:20)
Цена, \$ (в США)	14000	18000	~20000	~5000	9800 / 11100		~14000

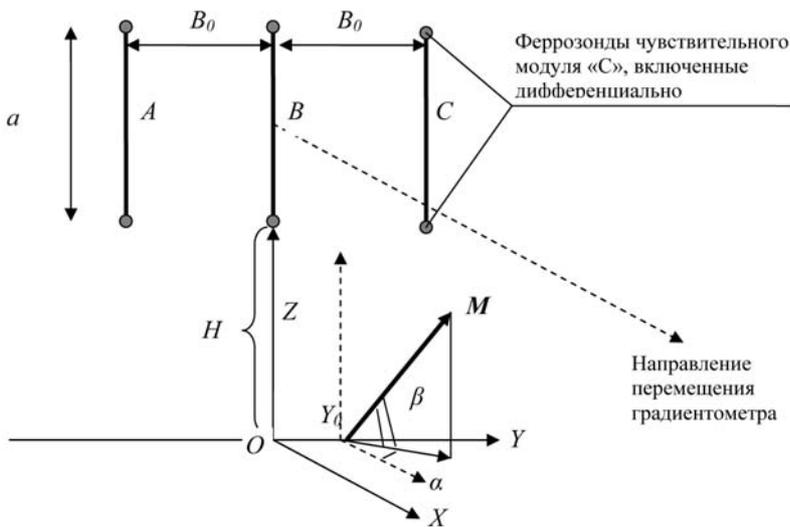


Рис. 1. Модель обнаружения в трехмодульном градиентометре (А, В, С)

луавтоматическом" формате.

5. Отечественная технология производства феррозондов с воспроизводимыми характеристиками, их "центрирования" и калибровки не соответствует современному уровню техники. Следствием этого является то, что отечественный градиентометр МБИ-П имеет значимые недостатки, главные из которых — сложная и непрерывная (в том числе, механическая) подстройка и калибровка, относительность и большая погрешность измерений, отсутствие выхода цифровых данных.

Эти выводы обуславливают актуальность разработки отечественного переносного феррозондового градиентометра с тремя чувствительными модулями. Для этого необходима разработка и исследование его модели сигналообразования, она рассматривается в соответствии с рис.1. Начало декартовой системы координат выбрано на глубине, где находится дипольный магнитный момент M , плоскость XOY параллельна плоскости поверхности грунта, коллинеарное перемещение чувствительных модулей "А", "В" и "С" происходит вдоль оси OX (измерительная база a , расстояние между модулями B). Диполь M располагается на расстоянии Y_0 от начала координат, его ориентация в пространстве задается углами α и β : $M_x = M \cos \alpha \cdot \cos \beta$; $M_y = M \sin \alpha \cdot \cos \beta$; $M_z = M \sin \beta$.

Магнитное поле от диполя описывается известными соотношениями [12]. Сигнал с любого ЧМ есть разница в показаниях поля в местах размещения соответствующих феррозондов, сдвинутых по

вертикали на базу a . При этом удобно выразить все координаты модели обнаружения (рис.1) в относительном виде — долях $\alpha: x = X/a, y = Y_0/a, h = H/a, b = B/a$. В этом случае выражения для сигналов с 3-х ЧМ (А, В, С) имеют вид (1), $N = 100 M/a^3$, где N имеет размерность нТл при $[a] = м, [M] = Ам^2$.

Сигналы моделировались по уравнениям (1) при различных реальных вариациях: α и β — в полном телесном угле; $-1,5 \leq y \leq 1,5; 0,2 \leq h \leq 10; 0,5 \leq b \leq 1,5$ с целью: 1) поиска закономерностей сигналообразования, чтобы отличить "малые" предметы-диполи ($M \ll 1$) на небольшом расстоянии $h \leq 1$ от крупных предметов-диполей ($M \geq 1$) на относительно большом расстоянии от ЧМ $h > 1$; 2) оптимизации соотношения между конструктивными параметрами a, b , чтобы обеспечить наилучший контраст между обнаружением (по п.1).

Полученные предварительные результаты говорят о том, что имеются устойчивые отличительные признаки полезных сигналов (от больших диполей) и помех.

Литература

1. Звездинский С.С., Парфенцев И.В. Метод магнитометрического обнаружения взрывоопасных предметов // Спецтехника и связь. — 2008. — № 2. — С. 8-17.
2. www.foerstergroup.de.
3. Metal detectors and PPE Catalogue 2007. — Geneva International Centre for Humanitarian Demining. — Geneva, Feb. 2007. — ISBN 2-940369-01-1. — 203 p. (www.gichd.org).
4. Афанасьев Ю.В. Феррозондовые приборы. — Л.: Энергоатомиздат, 1986. — 187 с.
5. Щербаков Г.Н. Обнаружение скрытых объектов. — М.: Арбат-информ, 2004. — 144 с.
6. Арбузов С.О. Магниточувствительные поисковые приборы // Специальная техника. — 2000. — № 6.
7. www.aka-control.ru.
8. www.ebingergmbh.com.
9. www.vallon.de.
10. www.geoscan-research.co.uk.
11. www.bartington.com.
12. Яроцкий В.А. Методы обнаружения и определения местоположения объектов по их магнитному полю // Зарубежная радиоэлектроника. — 1984. — № 7. — С. 45-56.

$$\begin{aligned}
 A(x) &:= N \cdot \left[\sin(\beta) \cdot \left[\frac{2h^2 - (y+b)^2 - x^2}{[x^2 + h^2 + (y+b)^2]^{5/2}} - \frac{2 \cdot (h+1)^2 - (y+b)^2 - x^2}{[x^2 + (h+1)^2 + (y+b)^2]^{5/2}} \right] + 3 \cos(\beta) [\cos(\alpha)x + \sin(\alpha)(y+b)] \cdot \left[\frac{h}{[x^2 + h^2 + (y+b)^2]^{5/2}} - \frac{h+1}{[x^2 + (h+1)^2 + (y+b)^2]^{5/2}} \right] \right] \\
 B(x) &:= N \cdot \left[\sin(\beta) \cdot \left[\frac{2h^2 - y^2 - x^2}{(x^2 + h^2 + y^2)^{5/2}} - \frac{2 \cdot (h+1)^2 - y^2 - x^2}{[x^2 + (h+1)^2 + y^2]^{5/2}} \right] + 3 \cos(\beta) (\cos(\alpha)x + \sin(\alpha)y) \cdot \left[\frac{h}{(x^2 + h^2 + y^2)^{5/2}} - \frac{h+1}{[x^2 + (h+1)^2 + y^2]^{5/2}} \right] \right] \\
 C(x) &:= N \cdot \left[\sin(\beta) \cdot \left[\frac{2h^2 - (y-b)^2 - x^2}{[x^2 + h^2 + (y-b)^2]^{5/2}} - \frac{2 \cdot (h+1)^2 - (y-b)^2 - x^2}{[x^2 + (h+1)^2 + (y-b)^2]^{5/2}} \right] + 3 \cos(\beta) [\cos(\alpha)x + \sin(\alpha)(y-b)] \cdot \left[\frac{h}{[x^2 + h^2 + (y-b)^2]^{5/2}} - \frac{h+1}{[x^2 + (h+1)^2 + (y-b)^2]^{5/2}} \right] \right]
 \end{aligned}$$

Электромагнитная совместимость систем обеспечения физической защиты генерирующих комплексов

Шелухин О.И., Руднев А.Н., МТУСИ

Введение

В настоящее время работа систем управления электротехническими комплексами обеспечивается за счет внедрения современных систем обеспечения безопасности, которые могут функционировать при высоком уровне помех.

На крупных генерирующих комплексах ввод в строй новых мощностей осуществляется поэтапно, что определяет порядок оснащения комплексов системами обеспечения безопасности.

Ввод нового оборудования влечет за собой проведение дополнительных дорогостоящих исследований.

Проблема электромагнитной совместимости (ЭМС) аппаратуры управления генерирующими комплексами и системами обеспечения безопасности стоит очень остро. Актуальность данного исследования заключается в разработке методики оценки ЭМС и рекомендаций по размещению оборудования, не требующего дополнительных измерений и аттестаций всего объекта в целом. При разработке методики оценки ЭМС систем обеспечения безопасности крупных комплексов и систем генерирования электроэнергии за основу были взяты методики Гостехкомиссии.

Разрабатываемая методика используется в следующих целях:

1) проведение оценки ЭМС, проверка защищенности технических средств и систем обработки, передача и хранение конфиденциальной информации путем определения возможных расстояний распространения информативных сигналов от основных технических средств и систем (ОТСС) и установления требуемого радиуса контролируемой зоны (КЗ);

2) проведение контроля защищенности технических средств, удовлетворяющих требованиям стандартов по электромагнитной совместимости (ГОСТ 22505-97, ГОСТ Р 50628-93);

3) выбор в пределах контролируемой зоны (при необходимости) оптимального места размещения технических средств и систем, удовлетворяющих требованиям стандартов по электромагнитной совместимости;

4) ежегодный контроль состояния защиты конфиденциальной информации на объекте информатизации.

Объект испытаний

Наименование испытаний: испытания комплекса устройств защиты информации по требованиям безопасности информации и ЭМС. Объектом испытаний является комплекс устройств защиты информации (КУЗИ) "Гриф", циркулирующей в системах сбора и обработки данных о состоянии датчиков охраны ядерно- и радиационно-опасных объектов (рис. 1).

Операционной средой (ОС) функционирования устройства обеспечения безопасности "Гриф-Ц" является операционная система MS DOS версии 6.22; аппаратная платформа — IBM-совместимые ПЭВМ. Для функционирования программного обеспечения (ПО) необходим компьютер, оснащенный как минимум двумя портами последовательной передачи данных с интерфейсом RS-232.

Устройства обеспечения безопасности "Гриф-К" разработаны на базе микроконтроллеров.

Испытания комплекса устройств обеспечения физзащиты проводятся на испытательном стенде с помощью программно-аппаратных средств, смонтированных в соответствии с требованиями эксплуатационной и конструкторской документации.

Испытательный стенд должен представлять собой специализированное автоматизированное рабочее место (АРМ) исследования программ и устройств, развернутое на платформе IBM PC, с характеристиками, не ниже следующих:

- 1) процессор Intel Pentium III — 700 МГц;
- 2) оперативная память — 128 Мбайт;
- 3) жесткий диск — 10 Гбайт.

На АРМ должна быть установлена ОС MS DOS версии 6.22.

Методика проверки защищенности

При проведении сертификационных испытаний комплекса устройств защиты применяются следующие методы: экспертный анализ; функциональное тестирование; мониторинг функционирования; опытная эксплуатация.

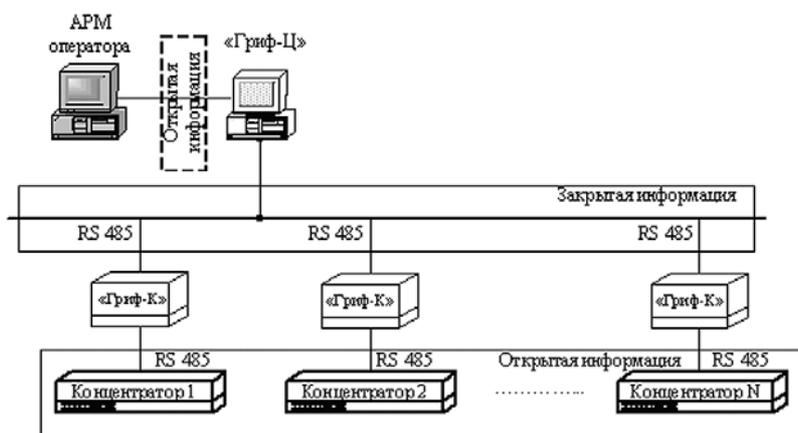


Рис. 1. Схема включения комплекса защиты информации "Гриф"

Экспертный анализ предусматривает проверку соответствия изделий функциональным требованиям на основании оценки полноты и достаточности информации в представленных документах.

Функциональное тестирование (по методу тестирования "черного ящика") состоит в выполнении требуемых нормативной документацией проверок, которые реализуются путем пробного запуска (на различных сочетаниях входных тестовых данных) программных средств и наблюдения за их выполнением с помощью штатных средств изделий, а также контроль целостности системных ресурсов с помощью дополнительных инструментальных средств.

Мониторинг функционирования ПО состоит в регистрации и последующем автоматизированном анализе операций обращения к системным, программным и информационным ресурсам.

В процессе тестирования и опытной эксплуатации на стенде предприятия-изготовителя проводится регистрация и аудит системных журналов с помощью штатных средств изделий, а также с помощью дополнительных инструментальных средств на предмет влияния системы на безопасность сетевых ресурсов.

В ходе испытаний производится проверка соответствия реальным и декларируемым функциональным возможностям.

Контроль исходного состояния ПО включает в себя анализ и оценку исходных данных; проверку этих данных на наличие компьютерных вирусов; идентификацию объекта испытаний.

Анализ и оценка исходных данных заключается в проверке полноты представленных аппаратных и программных средств, исполняемых файлов и инсталляционных комплектов.

Идентификация объекта испытаний заключается в фиксации исходного состояния и сравнении полученных результатов с результатами, приведенными в документации.

Проверка считается выполненной, если функциональные возможности ПО, выявленные при его функциональном тестировании и опытной эксплуатации на технических средствах испытательного стенда, отвечающего техническим условиям на изделие, в эксплуатационных режимах работы с использованием условно реальной информации и тестирующих средств, соответствуют функциональным возможностям, описанным в документации на изделие.

Защита информации, циркулирующей в системах обработки данных, от получения ее возможным нарушителем в результате перехвата сигналов по каналу связи осуществляется следующим образом:

- 1) эксперт осуществляет запись открытой информации;
- 2) производится преобразование ее с помощью алгоритма защиты и передачу по каналу связи;
- 3) эксперт осуществляет запись последовательности, передаваемой по каналу связи.

Положительным результатом является совпадение преобразованных с помощью алгоритма защиты открытых данных и данных, передаваемых по каналу связи. Проверка корректности реализации системы физической защиты осуществляется по следующим критериям:

- 1) проверяется качество предъявляемой последовательности в соответствии с программой и методикой и математическим программным обеспечением;
- 2) с помощью средств операционной системы проверяется соответствие случайной последовательности открытых данных и данных, передаваемых по каналу связи.

Эксперт осуществляет передачи без внешней защитной последовательности или при различных последовательностях на приемной и передающей сторонах. Положительным результатом является невозможность передачи без внешних защитных или при различных последовательностях на приемной и передающей сторонах.

Стирание из всех элементов памяти "Гриф-Ц" использованного объема защитной последовательности после завершения цикла опроса датчиков каждого концентратора производится путем сравнения элементов памяти до начала и после окончания цикла опроса концентратора. Положительным результатом является несовпадение областей элементов памяти.

Результаты экспериментальных исследований

Оценки ЭМС и защищенности систем обеспечения безопасности крупных комплексов и систем генерирования электроэнергии проводились на базе комплекса "Гриф" в следующих режимах работы:

- 1) режим вывода информации на экран монитора изделия "Гриф-Ц" и устройства генерации случайной последовательности;
- 2) режим обработки информации последовательным интерфейсом изделий "Гриф-Ц", "Гриф-К" и устройством генерации случайной последовательности;
- 3) режим ввода информации с клавиатуры изделия "Гриф-Ц" и с устройства генерации случайной последовательности.

Измерения проводились по электрической (Е) и магнитной (Н) составляющим КУЗИ отдельно. Результаты экспериментальных исследований приведены ниже на рисунках.

Измерения по электрической и магнитной составляющим электромагнитного поля проводились в полосе частот 9 кГц для диапазона 0,1-30 МГц и 120 кГц для диапазона свыше 30 МГц. Результаты измерений электрической составляющей электромагнитного поля в режиме вывода информации на экран монитора "Гриф-Ц" при работе технических средств в тестируемом и выключенном режиме приведены на рис. 2, а.

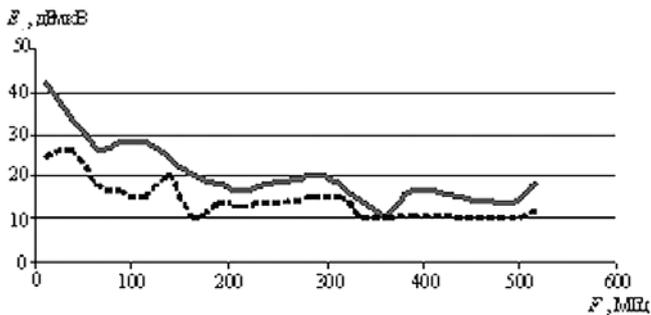
При исследовании изделия "Гриф-Ц" было установлено, что в режиме вывода информации на экран монитора на частотах 100 МГц побочное излучение в тестовом режиме в два раза выше, чем в выключенном, однако уже на частотах 300 МГц и выше уровни напряженности электромагнитного поля практически одинаковы. Этот факт позволяет сделать вывод: увеличение тактовой частоты процессора ПЭВМ до 300 МГц и выше практически не влияет на зону безопасного размещения средств информатизации. Исходя из данных, полученных в результате экспериментов на реальных объектах, можно рассчитать радиус необходимой контролируемой зоны.

Расчет показал, что для этапа вывода информации на экран монитора изделия "Гриф-Ц" при работе технических средств в различных режимах радиус требуемой контролируемой зоны должен быть не менее 3,8 м. В случае измерения магнитной составляющей электромагнитного поля радиус этой зоны должен быть не менее 1,8 м.

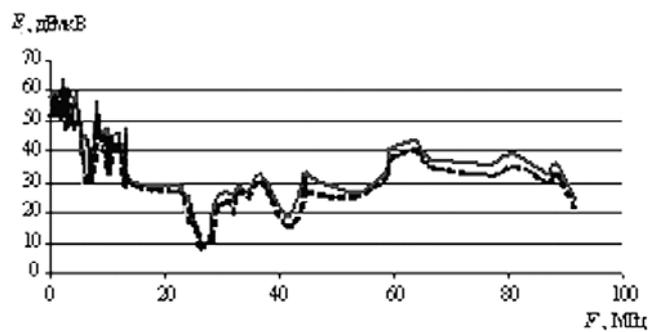
Рассмотрим режим обработки информации с использованием последовательного интерфейса при измерении электрической составляющей электромагнитного поля.

Зависимость уровней напряженности электромагнитного поля по электрической составляющей от частоты в режиме обработки информации последовательным интерфейсом изделия "Гриф-Ц" при работе технических средств в тестируемом и выключенном режиме изображена на рис. 2, б. В этом случае побочные излучения по электрической составляющей в диапазоне частот от 0 до 90 МГц практически идентичны. Расчет показал, что радиус требуемой контролируемой зоны не превысит 1,4 м.

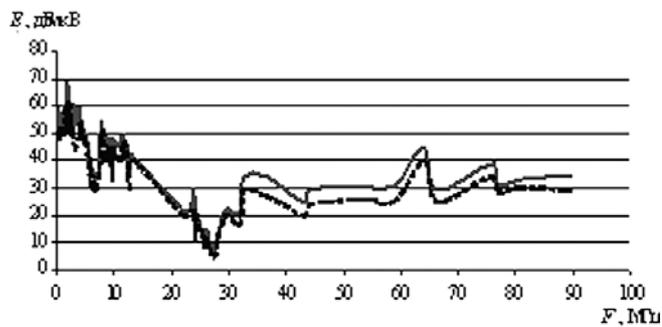
Эксперимент по измерению магнитной составляющей электромагнитного поля в данном режиме показал следующие результаты: в диапазоне частот от 0 до 10 МГц уровни напряженности электромагнитного поля по магнитной составляющей в режиме обработки информации последовательным интерфейсом отличаются в среднем на 20%. В диапазоне 10-30 МГц отличие составляет более 50%.



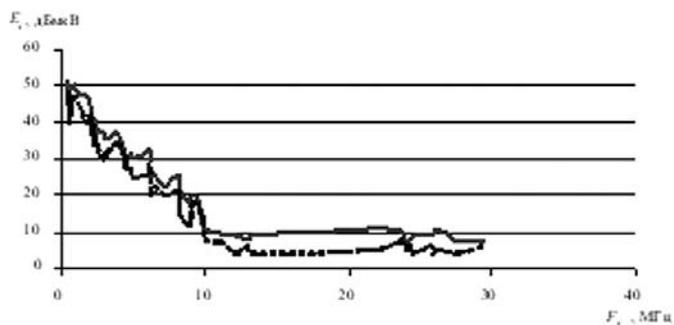
а)



б)



а)



б)

Рис. 2. Зависимость напряженности электромагнитного поля по электрической составляющей от частоты (— в тестовом режиме; - - - в выключенном состоянии): а — режим вывода информации на экран монитора изделия "Гриф-Ц"; б — режим обработки информации последовательным интерфейсом

Рис. 3. Зависимость уровней напряженности электромагнитного поля по электрической (а) и магнитной (б) составляющим от частоты: — в тестовом режиме; - - - в выключенном состоянии

Расчетное значение радиуса требуемой контролируемой зоны — 2,2 м.

В случае исследования режима ввода информации с клавиатуры, уровень напряженности электромагнитного поля по электрической составляющей при работе технических средств в тестируемом и выключенном режимах во всем диапазоне частот отличается не более, чем на 15%. Исходя из расчетов, радиус требуемой контролируемой зоны принят равным 1,8 м.

Результаты измерений

Результаты исследования изделия "Гриф-К" в режиме обработки информации последовательным интерфейсом при работе технических средств в тестируемом и выключенном режиме приведены на рис. 3,а. Зависимость уровней напряженности электромагнитного поля по электрической составляющей от частоты в диапазоне частот от 0 до 30 МГц отличаются на 5%, однако в диапазоне от 30 до 90 МГц отличие составляет 20%. При этом радиус требуемой контролируемой зоны принят, равным 1,4 м. Из зависимостей, представленных на рис.3,б, видно, что уровень напряженности электромагнит-

ного поля по магнитной составляющей в диапазоне от 0 до 10 МГц падает в пять раз, при этом радиус требуемой зоны равен 1,3 м.

Таким образом, полученные результаты дают возможность сформулировать требования по размещению аппаратуры и без дополнительных проверок обеспечить гарантированную защиту от побочных излучений систем обеспечения безопасности на объектах генерирования электроэнергии. Кроме того, можно определить зависимость уровней напряженности электромагнитного поля по магнитной и электрической составляющим от частоты в различных режимах для комплекса обеспечения безопасности "ГРИФ".

Литература

1. Clayton R. Paul. Introduction to Electromagnetic Compatibility (Wiley Series in Engineering) by Hardcover, 1999.
2. David Terrell, R. Kenneth Keenan. Digital Design for Interference Specifications, Second Edition : A Practical Handbook for EMI Suppression by Hardcover, 1999.
3. Don White. Electromagnetic Shielding Materials and Performance. Prentice-Hall, 2002.

Арифметические и биномиальные ряды в отображении распада, живучести развивающихся сетей

Птицын Г.А., Бакер А.А., МТУСИ

Препосылки. Если для некоторой последовательности чисел ее m -ые разности равны между собой, то эта последовательность есть арифметический ряд (АР) порядка m . Если $m = 1$, т.е. $p(x) = a_0 + a_1 x$, то получается арифметическая прогрессия с начальным членом a_0 и разностью a_1 . Установлено, что значения общих сумм длин путей, размещенные в порядке регулярного приращения топологической характеристики однородной сети, образуют арифметические ряды. Например, для звездообразной сети имеем АР второго порядка, для линейной сети — АР третьего порядка [1,2]. Напоминаем, что распад показывает сохранность элементов сети после повреждения. Живучесть — функциональные возможности сети после повреждения.

Постановка задачи. Сеть формализована графом, состоящим из узлов и дуг. Известна вероятность рабочего состояния дуг, узлов, одинаковая для каждого из них. Требуется установить числовые закономерности образования коэффициентов в формулах распада, живучести однородных сетевых структур. Сеть является развивающейся, т.е. она получает регулярное приращение топологической характеристики. Дуги, узлы — бинарные элементы.

Арифметические ряды в формулах распада сетей. Формула распада (математического ожидания числа выживших узлов) линейной сети при разрыве дуг (узлы неузвимы) имеет вид [3,4] двухчлена $M(U_p) = A_p + Bp^2$. (1)

Коэффициенты A , расположенные в порядке возрастания $n = 2, 3, 4, \dots$, образуют арифметическую прогрессию (АП), у которой первый член и разность равны двум. Расположенные таким же образом коэффициенты B образуют АП с первым членом, равным нулю, и разностью, равной (-1) , таким образом, $A = 2(n-1)$, $B = (n-2)$. (2)

В **кольцевой сети** формула математического ожидания числа выживших узлов при разрыве дуг также имеет вид квадратного двухчлена (1), однако $A = 2n$, $B = -n$. (3)

Распад звездообразной сети. При $n = 2, 3$ звезда вырождается в линейную сеть, поэтому зависимости $M(U_p), M(U_y)$ остаются прежними. Любая древовидная сеть, в том числе звездообразная, при разрыве m дуг распадается на $m+1$ фрагмент [3]. Из них в звезде m фрагментов имеют размер, равный одному узлу, и один фрагмент размером $(n-m)$ узлов. Выражение для $M(U_p)$ звезды имеет вид многочлена в степени $(n-1)$. Коэффициенты при p , расположенные в порядке возрастания $n = 2, 3, \dots$, образуют АП с первым членом и разностью, равными двум. Коэффициенты при p^2 образуют арифметический ряд квадратного многочлена с параметрами $a_1 = 1$, $b_1 = c = 1$. Коэффициенты при p^3 образуют арифметический ряд ку-

бического многочлена с параметрами $a_1 = 0$, $b_1 = 1$, $c_1 = 2$, $d = 1$ и т.д. В двухкаскадной звезде $1 \cdot a \cdot b$ (пусть $a = \text{var}$, $b = \text{const} = 2$) коэффициенты при p образуют АП с первым членом и разностью, равными b . Коэффициенты при p^2 образуют с АР второго порядка с параметрами $a_{11} = -3$, $a_{21} = -4$, $a_{31} = -1$. Коэффициенты при p^3 — арифметический ряд кубического многочлена с параметрами $a_{11} = a_{21} = a_{31} = a_{41} = 1$. Коэффициенты при p^4 образуют АР полинома четвертого порядка и т.д. Степень полинома соответствует значению a . Размер сети $n = 1 + a + 2a = 1 + 3a$. Исходя из свойств рядов выражения для $M(U_p)$, в общем виде (сеть $1 \cdot a \cdot 2$)

$$M(U_p) = (1 + 3a) - 2a(1 - p) - a(1 - p)^3 - (1 - p)^a.$$

Анализ формул распада других однородных развивающихся структур показывает, что коэффициенты при $p^i (i \geq 1)$, расположенные в порядке регулярного приращения топологической характеристики, также образуют арифметические ряды. Порядок ряда ограничен максимальным значением степени связности узла, например, для звездообразной и полносвязной сетей, максимальная связность равна $n - 1$.

Биномиальные ряды в формулах распада сетей. В ряде случаев, когда связности узлов в сети имеют большие значения и получить арифметические ряды коэффициентов при p^i в процессе развития сети не удастся, удобнее формулу $M(U_p)$ разложить на биномы [5].

Для **линейной сети** размером n узлов:

$$M(U_p) = 2(n-1)p - (n-2)p^2 = n - 2(1-p) - (n-2)(1-p^2). \quad (4)$$

Для **кольцевой сети** размером n узлов:

$$M(U_p) = n(2p - p^2) = n(1 - (1-p)^2). \quad (5)$$

Для звездообразной сети размером n узлов анализ выражений при $n \geq 2, 3, 4, \dots$ показывает, что все они содержат неполные биномы в степени единица и $n - 1$. Дополняя биномы, получаем

$$M(U_p) = n - (n-1)(1-p) - (1-p)^{(n-1)}. \quad (6)$$

В **полносвязной сети** размером n узлов выражение для $M(U_p)$ имеет вид многочлена в степени $(n-1)$

$$M(U_p) = (C_{n-1p} - C_{2n-1p^2} + C_{n-1p^3} - C_{4n-1p^4} + \dots \pm p^{n-1}). \quad (7)$$

Коэффициенты при p^i образуют неполный бином в степени $n-1$. Добавляя ± 1 , получаем

$$M(U_p) = n(1 - (1-p)^{n-1}). \quad (8)$$

Итак, зная размер и структуру сети, связность узлов, можно составить формулу распада ее при разрыве дуг по биномиальным коэффициентам в степени равной связности узлов. При гибели узлов в сети значения коэффициентов не меняются, а значение $M(U_p)$ уменьшается в p ($0 \leq p \leq 1$) раз по сравнению с $M(U_p)$. Однако, если в сети имеются сверхизбыточные дуги (одна дуга или более приложены параллельно существующим с обхватом двух узлов), то формула распада сети при гибели узлов составляется по другому правилу.

Построение формулы распада в сети со сверхизбыточными дугами при гибели узлов требует удаления сверхизбыточных дуг, и для нового состояния сети определяется связность узлов, что позволяет получить соотношения для математического ожидания числа выживших узлов как при разрыве дуг, так и при гибели узлов. Ни число, ни место прокладки сверхизбыточных дуг не влияют на формулу распада сети при гибели узлов, она соответствует сети при отсутствии сверхизбыточных дуг.

В качестве примера рассмотрим кольцо размером $n = 4$ (рис. 1а) с одной сверхизбыточной дугой (рис. 1б). Для получения формулы распада при разрыве дуг, используем метод связности узлов, согласно которому

$$M(U_p) = 4 - 2q^2 - 2q^3. \tag{9}$$

Интересно отметить, что формула распада при разрыве дуг не зависит от положения диагональной дуги. На рис. 1в изображена ячеистая сеть (ячейка — треугольник, контакт дугой, или проще, — квадрат с одной диагональю). Формула распада $M(U_p)$ будет одинакова для обеих структур рис. 1б и 1в.

Для вывода формулы распада структуры (рис. 1б) при гибели узлов воспользуемся методом полного перебора

$$M(U_p) = 4p^4 + 3 \cdot 4p^3q + 2 \cdot 4p^2q^2 = 4p^4 + 12p^3(1-p) + 8p^2(1-p)^2 = 4(1-(1-p)^2) = 4(1-q^2). \tag{10}$$

Эта формула соответствует распаду простого кольца (рис. 1а) при гибели узлов. А вот формула распада структуры (рис. 1в) при гибели узлов будет иметь вид

$$M(U_p) = 4p^4 + 3 \cdot 4p^3q + 2 \cdot 5p^2q^2 = p(4 - 2(1-p)^2 - 2(1-p)^3) = p(4 - 2q^2 - 2q^3). \tag{11}$$

Что соответствует обычной процедуре составления формулы распада $M(U_p)$ по методу связности узлов.

Арифметические ряды в отображении живучести сетей.

Живучестью сети — $D(\alpha)$ называется отношение математического ожидания числа выживших соединений (струй) $M(\alpha)$ к общему числу соединений — γ в нормальных условиях эксплуатации

$$D(\alpha) = M(\alpha) / \gamma. \tag{12}$$

Уязвимость сети — $D(\beta)$ — величина, противоположная живучести, характеризует потери соединений

$$D(\beta) = 1 - D(\alpha). \tag{13}$$

Для функции живучести и уязвимости произвольной древовидной сети должны выполняться следующие условия:

1. $D(\alpha) = 1$, если $p = 1$, соответственно $D(\beta) = 0$.
2. $D(\alpha) = 0$, если $p = 0$, соответственно $D(\beta) = 1$.
3. $D(\alpha), D(\beta) \in [0; 1]$ при $0 \leq p \leq 1$.
4. $D(\alpha), D(\beta)$ непрерывные функции $\forall p \in [0; 1]$.

В древовидной сети математическое ожидание числа выживших соединений $M(\alpha_p)$ при разрыве дуг равно сумме произведений числа соединений определенной длины на вероятность выживания этого соединения

$$M(\alpha_p) = A_{1p} + A_{1p}^2 + \dots + A_{ip}^d = \sum A_i p^i.$$

Коэффициент A_i отображает число соединений длиной i дуг. Степень i при p характеризует длину соединения.

Поскольку каждая дуга смежна двум узлам, то организация соединения по дуге эквивалентна выживанию двух узлов. Поэтому живучесть соединения длиной i дуг в древовидной сети при гибели узлов характеризуется соотношением

$$D(\alpha_p) = pD(\alpha_p). \tag{16}$$

В линейной сети размером n узлов $M(\alpha_p)$ равно

$$M(\alpha_p) = (n-1)p + (n-2)p^2 + 2p^{n-2} + p^{n-1}. \tag{17}$$

Коэффициенты при p^i , размещенные в порядке возрастания степени при p образуют убывающую арифметическую прогрессию с первым членом равным $(n-1)$ и разностью, равной единице. При любом значении $1 \leq i \leq (n-1)$ сумма значений коэффициента A_i и степени i дает n — размер сети. Если расположить коэффициенты при p в порядке регулярного возрастания $n \geq 2$, они образуют арифметическую прогрессию с первым членом и разностью, равными единице. Коэффициенты при p^2 образуют такой же ряд по соотношению $n-2$, начиная с $n = 3$, коэффициенты при p^3 образуются по соотношению $n-3$ при $n \geq 4$ и т. д.

Звездобразная сеть размером n узлов имеет формулу живучести при разрыве дуг в виде квадратного двучлена, содержащую переменную p (вероятность) в степени единица и два

$$D(\alpha_p) = (Ap + Bp^2) / \gamma. \tag{18}$$

Коэффициенты A при p , расположенные в порядке возрастания n , образуют АП с первым членом и разностью, равными двум ($n \geq 2$). Коэффициенты при p^2 — арифметический ряд квадратного многочлена $B = 0; 2; 6; 12; 20 \dots$. Параметрами этого ряда являются $a_1 = 0, b_1 = 2, c = 2$. После подстановки этих значений в биномиальную формулу k -ого члена, упрощения и перехода к топологической характеристике n (размеру сети), получаем: $M(\alpha_p) = 2(n-1)p + (n-1)(n-2)p^2$. Сумма коэффициентов A и B дает значение γ — общего числа соеди-



Рис. 1. Сеть размером 4 узла

нений в сети. Коэффициент A характеризует число соединений (струй) длиной в одну дугу, коэффициент B — число соединений длиной две дуги.

Кольцевая сеть размером n узлов имеет по сравнению с древовидными одну избыточную, и она приводит к изменению правил формирования коэффициентов при p^i . При разрыве дуг формула живучести имеет вид многочлена в степени n . Причем коэффициенты при p^i ($1 \leq i \leq n-1$) равны $2n$. Коэффициенты при p^i , расположенные в порядке возрастания ($n \geq 3$), образуют арифметический ряд квадратного многочлена, численно равного общему числу соединений $\gamma = n(n-1)$. В отличие от γ , они имеют отрицательный знак.

Итак, коэффициенты при p^i в формулах распада, живучести однородных сетей, расположенные в порядке регулярного приращения n , образуют арифметические ряды. Порядок и параметры ряда зависят от размера n и структуры сети, степени i при p -вероятности рабочего состояния дуги, узла.

Коэффициенты при p^i в формуле распада сети любых размера и структуры содержат разложения биномов, число которых равно размеру сети, а степень соответствует связности узлов. Для звездообразной сети формула распада при разрыве дуг содержит $(n-1)$

бином $(1-p)$ в первой степени и один бином в степени $(n-1)$. Для полностью связанной сети формула распада при разрыве дуг содержит n биномов $(1-p)$ — каждый в степени $(n-1)$.

Литература

1. **Птицын Г.А.** Арифметические ряды — отображение развивающихся сетей сообщений // Международная конференция и дискуссионный научный клуб "Нейросетевые технологии обработки информации Р+NN 97": Тезисы докладов. — 1997. — С. 25-31.
2. **Птицын Г.А.** Анализ строения деревьев кратчайших путей развивающихся сетей // Электросвязь. — 1996. — № 3. — С. 4-6.
3. **Птицын Г.А.** Вероятностные модели распада динамических сетей // Электротехнические и информационные комплексы и системы. — 2006. — № 4. — Т.2. — С. 54-58.
4. **Птицын Г.А., Кашкаш В.** Математическая модель распада сети связи // Электросвязь. — 1994. — № 4. — С. 8-10.
5. **Птицын Г.А., Бакер А.А., Сурский Е.А.** Оценка распада сети методом связности узлов // Труды Московского технического университета связи и информатики. — М.: ИД Медиа Паблшер, 2008. — Т. 2. — С. 98-100.

Ячеистые сети: развитие, динамика потоков

Птицын Г.А., Бакер А.А., МТУСИ

Области применения и реализация. В настоящее время современный мир все чаще сталкивается с понятием "ячеистые сети", все больше информационных и материальных потоков передаются по ячеистым сетям, или так называемым Mesh Networks. Хотя в градостроительстве ячеистые сети применяются уже давно для осуществления перевозок пассажиров, товаров. Другим примером использования ячеистых сетей являются системы жизнеобеспечения зданий. Отличительной особенностью ячеистых сетей является отсутствие в них центрального управляющего устройства. Вместо него каждый узел наделен возможностями связи и действует как прямопередающаяся точка или коммутатор для транзитных сообщений. Узел такой сети может посылать и принимать сообщения, действовать как маршрутизатор, выбирая кратчайший путь через своих соседей. Идея беспроводных ячеистых сетей успела получить распространение в промышленных распределенных системах сбора и обработки данных. В качестве узлов используются датчики со встроенной логикой или преобразователи, которые не только собирают данные, но и выполняют их предварительную обработку. Сетевой процессор, логика и беспроводной интерфейс сосредоточены внутри каждого узла-участника сети, поэтому необходимость в централизованной коммутации исчезает. Структурно-ячеистая сеть может строиться из колец,

которые могут иметь как одинаковый размер (сеть регулярна), так и отличный друг от друга (сеть нерегулярна). Вместе с тем имеется источник (Source), в котором определение ячейки радикально отличается. Под ячейкой понимается полностью связанный элемент размером три, четыре узла. Известны работы, посвященные исследованию ячеистых сетей, например, [1], где рассматривается распад сетей на фрагменты. Но оценка и анализ нагрузки дуг, длин путей в зависимости от размера и числа ячеек, способа их соединения еще не проводились.

Классификация ячеистых сетей. Сети сообщений состоят из двух элементов: узлов и дуг. Из них строят сети любого размера и разнообразной структуры. При создании ячеистых сетей предполагается, что основным строительным элементом ее является ячейка или одно кольцо. Минимальный размер — это три узла. Ячейка имеет одну избыточную по сравнению с деревом дугу. Присоединение любым способом еще одной ячейки одновременно означает, что в сети появляется одна избыточная дуга. Таким образом, число избыточных дуг в ячеистой сети равно числу ячеек. Внутри ячеек не может быть дуг-перемычек. Если таковая есть, то это означает, что в сети имеется две ячейки. Сеть будем называть развивающейся, если в ней происходит приращение числа ячеек.

Ячейки друг с другом при одномерном развитии могут соединяться либо через узел, либо контакт ячеек организуется через одну или более общих дуг (рис. 1). Наряду с одномерными сетями могут строиться и двумерные сети (рис. 2), т. е. совокупность ячеек может

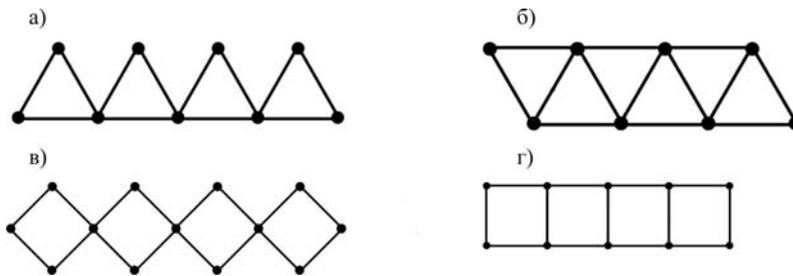


Рис. 1. Варианты построения одномерных ячеистых сетей: а), б) ячейка — треугольник; в), г) ячейка — квадрат; а), в) контакт ячеек узлом; б), г) контакт ячеек дугой



Рис. 2. Двухмерные ячеистые сети



Рис. 3. Двухмерные ячеисто-кольцевые сети: а) паутинка; б) цилиндр

наращиваться не только в длину, но и в ширину. Очевидно, что при двухмерном построении контакт ячеек организуется только через дугу. Нарращивание, развитие двухмерных сетей может происходить либо только в одном измерении, либо одновременно в обоих. Нельзя исключить и появление трехмерных сетей. Наиболее просто можно представить такую сеть, составленную из множества кубиков.

При смыкании концов одномерной (или двухмерной) разомкнутой ячеистой сети возникает ячеистое кольцо в виде бус или цилиндрической поверхности. В градостроительстве широкое распространение получили две ячеистых структуры: кварталная и паутинка. При кварталном построении улицы перпендикулярны друг другу. По этому принципу построены Пекин, Манхеттен (Нью-Йорк), Измайлово (Москва), Майкоп и многие другие. Паутинка лежит в основе построения Москвы.

Постановка задачи. Ограничения. Допущения. Принимаем, что в сети, независимо от ее размера и структуры, каждый узел является одновременно истоком и стоком. Узлы сети полноступны, т. е. от каждого узла-истока сообщения поступают во все остальные узлы-стоки. Длины дуг равны. Межузловые потоки одинаковы по интенсивности. При этих условиях однородная сеть становится симметричной, а в ней симметричные узлы имеют одинаковые деревья кратчайших путей, симметричные дуги — одинаковую нагрузку, что позволяет резко сократить объем вычислений [2, 3]. Выбор варианта пути осуществляется по минимуму его длины.

Необходимо установить динамику длин путей, нагрузки дуг для однородных развивающихся регулярно ячеистых сетей в зависимости от числа узлов, ячеек, габаритных размеров сети. Длину пути считаем в дугах. Нагрузка дуг характеризуется числом соединений (струй) [2]. Сеть является развивающейся. Под развитием понимаем приращение сети в виде целой ячейки от изначального состояния одной ячейки. После каждого прибавления рассчитываются характеристики потоков нового состояния сети. Полученные значения общих сумм длин путей, нагрузки дуг проверяются на свойство арифметических рядов (конечные разности исходного ряда чисел должны быть постоянны). Порядок многочлена определяется числом рядов разностей [2, 4].

Динамика длин путей по сети. Ограничимся треугольной и квадратной ячейками. Развитие сети одномерное. Контакт ячеек узлом или дугой. Приращение сети регулярное по одной ячейке. Арифметический ряд общих сумм длин путей для пилообразной сети получен построением деревьев кратчайших путей: 6; 28; 74; 152; 270; 436; 658... Эта последовательность имеет три ряда разностей, из которых последний имеет одинаковые значения, равные 8. Параметрами ряда являются $a_{11} = 6; a_{21} = 22; a_{31} = 24; a_{41} = 8$, что позволяет составить биномиальную формулу k-ого члена ряда a_{1k} . Получаем кубический многочлен. Значение D_{ij} — средней длины пути находится из отношения общей суммы длин путей $\sum \sum D_{ij}$ к общему числу соединений. Средняя длина пути по пилообразной сети

$$D_{ij} = l(2a^2 + 2d - 3) / (3(2d - 1)), \quad (1)$$

где d — диаметр (размер) сети по основанию (d = 2; 3; 4; ...).

Для сравнения напомним, что средняя длина пути по линейной разомкнутой сети равна $D_{ij} = l(n + 1) / 3$, где l — длина дуги, n — размер (число узлов) сети.

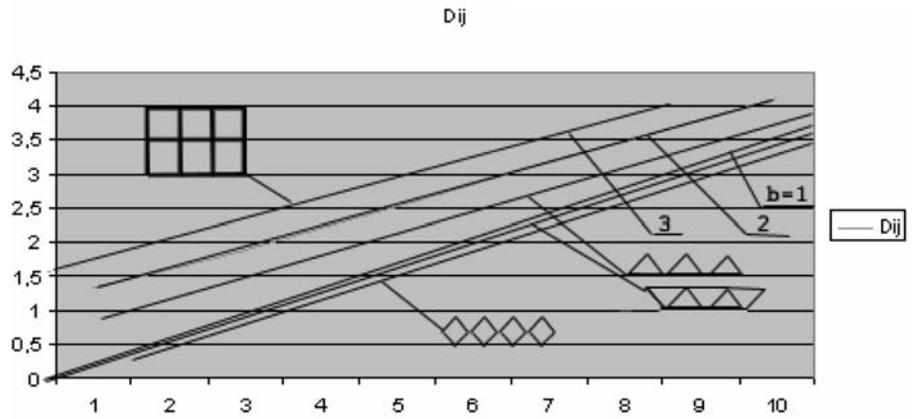


Рис. 4. Зависимость средней длины пути от диаметра сети (ячейка — треугольник, квадрат)

Зависимости средней длины пути для линейной и пилообразной сети показаны на рис. 4. Они практически параллельны.

Итак, значения общих сумм длин путей пилообразной сети, расположенные в порядке возрастания числа ячеек (контакт узлом) от одной и более, образуют арифметический ряд кубического многочлена.

При контакте треугольных ячеек ребром уменьшается диаметр сети, сокращается и длина сети. Ряд значений общей суммы длин путей 6; 14; 26; 44; 68; 100; 140... Поскольку при четных значениях числа ячеек ($R \geq 4$) сеть становится несимметричной, то необходимо рассматривать арифметические ряды общих сумм длин путей отдельно для четных и нечетных R. Графическая зависимость D_{ij} от диаметра сети показана на рис. 4. Она практически совпадает с зависимостью D_{ij} от размера линейной сети. Для нечетного числа ячеек $\sum \sum D_{ij} = d(d - 1)(4d + 3) / 3$. Тогда $D_{ij} = d(4d + 1) / (6(2d - 1))$.

Значения общих сумм длин путей для одномерной сети с треугольными ячейками при контакте их дугой также образуют кубические многочлены отдельно для четных и нечетных значений. При четном значении числа ячеек общая сумма длин путей

$$\sum \sum D_{ij} = d(d - 1)(4d - 5) / 3, \text{ тогда } D_{ij} = d(4d - 5) / (6(2d - 3)).$$

Переход сети от четного числа ячеек к нечетному не меняет диаметр сети. Например, если $R = 2$ или 3, то $d = 3$.

Наиболее широкое представление получили сети с **квадратной ячейкой**. По аналогии с предыдущим одномерная сеть может быть построена при контакте ячеек узлом или дугой. Общие суммы длин путей, расположенные в порядке приращения числа ячеек при **контакте узлом** образуют ряд кубического многочлена: 16; 80; 228; 496; 920; 1536; 2380... Параметры этого ряда $a_{11} = 16; a_{21} = 64; a_{31} = 84; a_{41} = 36$. Выразив k-ый член этого ряда через диаметр сети (при контакте ячеек узлом $d = 3; 5; 7; 8; 11 \dots$), получаем

$$a_{1k} = l(d - 1)(3d^2 + 5) / 4 = \sum \sum D_{ij}, \quad (2)$$

$$\text{разделив } \sum \sum D_{ij} \text{ на } \gamma = (3d - 1)3(d - 1) / 4, \quad (3)$$

$$\text{получаем } D_{ij} = l(3d^2 + 5) / (3(3d - 1)). \quad (4)$$

Графическая зависимость $D_{ij} = f(d)$ — это прямая при малых значениях $d = 3; 5; 7$, практически совпадающая с зависимостью $D_{ij} = f(n)$ для линейной сети. При значениях $d \geq 9$ функция $D_{ij} = f(d)$ проходит ниже зависимости $D_{ij} = f(n)$. Так, расхождения при $d, n = 9$ составляют 3,181-3,331; при $d, n = 11$ значения D_{ij} равны 3,831-41.

Характеристики двумерно развивающейся ячеистой сети (ячейка-квадрат)

a	3	4	5	6	7	8	9	10	11
b	1	2	3	4	5	6	7	8	9
n	3	8	15	24	35	48	63	80	99
γ	6	56	210	552	1190	2256	3906	6320	9702
$\sum \sum D_{ij}$	8	112	560	1840	4760	10528	20832	37920	64680
1-я разн.	104	448	1280	2920	5768	10304	17088	26760	
2-я разн.		344	832	1640	2848	4536	6784	8672	
3-я разн.			488	808	1208	1688	2248	2888	
4-я разн.				320	400	480	560	640	
5-я разн.					80	80	80	80	

A — размер сети по длине;
 B — размер сети по ширине;
 n — размер сети (число узлов).

При контакте **квадратных ячеек дугой** оценка общей суммы и среднего значения длин путей производится, исходя из габаритных размеров сети a и b (число узлов по длине и ширине). При одномерном развитии (a=var, b=const) общие суммы длин путей, расположенных в порядке регулярного приращения a (или b), образуют арифметический ряд кубического многочлена. Если b=2, a=var(1; 2; 3;...a), то этот ряд имеет значения 2; 16; 50; 112; 210; 352... Параметры ряда a₁₁=2, a₂₁=14, a₃₁=20, a₄₁=8. Средняя длина пути по сети D_{ij} = (a + 2)/3. В общем случае средняя длина по сети из квадратных ячеек размером a на b узлов равна одной трети произведения длины дуги l на сумму габаритных размеров сети. т.е.

$$D_{ij} = l(a + b)/3 \quad (5)$$

Эта функция справедлива и для линейной сети, если считать, что ширина ее b = 1. Зависимости D_{ij} от a = var, b = const проходят параллельно друг другу и выше, чем для линейной сети. При одновременном развитии сети с квадратной ячейкой как в направлении a, так и в направлении b арифметический ряд общих сумм длин путей имеет пять рядов разностей, т.е. является многочленом пятой степени. Пусть стартовая позиция размеров сети a = 3, b = 1. Приращение габаритов регулярное a+1, b+1. Числовые значения приведены в таблице. Поскольку n = ab, $\gamma = ab(ab-1)$, то зависимость D_{ij} от a и b является прямолинейной.

$\sum \sum D_{ij}$ — общая сумма длин путей между всеми парами узлов сети. Поскольку стартовое значение b = 1, то число членов ряда k равно ширине сети b. Обозначим ряд чисел $\sum \sum D_{ij}$ через a_{1i}. Члены первой разности ряда $\sum \sum D_{ij}$ через a_{2i}. Члены второй разности ряда $\sum \sum D_{ij}$ через a_{3i} и т.д. Всего рядов разностей пять, так как последний ряд a_{6i} имеет постоянные значения. Параметрами ряда являются первые члены ряда $\sum \sum D_{ij}$ и его разностей a₁₁=8, a₂₁=104, a₃₁=344, a₄₁=488, a₅₁=320, a₆₁=80. Относительно k-числа членов ряда $\sum \sum D_{ij}$ имеет вид

$$A_{1k} = a_{11} \cdot C_{k-1}^0 + a_{21} \cdot C_{k-1}^1 + a_{31} \cdot C_{k-1}^2 + a_{41} \cdot C_{k-1}^3 + a_{51} \cdot C_{k-1}^4 + a_{61} \cdot C_{k-1}^5$$

Здесь C_{k-1}ⁱ — число сочетаний из (k-1) по i.

Динамика нагрузки дуг. В пилообразной сети каждый узел независимо от его положения обслуживает собственные исходящие и входящие междуузловые потоки, число которых равно n-1 или 2R, где n — размер сети, R — число ячеек сети [2,4]. Дуги основания пила (за исключением концевых) обслуживают также транзитные потоки. Максимальная нагрузка наблюдается в дугах средней части основания "пила" $\beta_{max} = R^2$ (R-нечетное) или $\beta_{max} = R^2 - 1$ (R-четное) (6)

Нагрузка i дуги от центра основания пила

$$\beta_i = (R^2 - 4i^2) \text{ (R-нечетное) или } \beta_i = (R^2 - (2i+1)^2). \quad (7)$$

Нагрузка боковых сторон зубьев складывается из собственных исходящих и входящих потоков и n в сумме сторон равна

$$\sum \beta_{ис} = \sum \beta_{вх} = n-1 = 4R. \quad (8)$$

В сети с **квадратной ячейкой** размером a на b узлов выбор направления движения осуществляется по min длины пути. Если сеть позволяет организовать несколько одинаковых по длине альтернативных путей, то междуузловой поток распределяется поровну по каждому их вариантов ($\gamma_i = const$). В общем случае нагрузка всех дуг разреза сети (разрез параллелен одной из сторон, например, стороне b) определяется по правилу произведения сумм сторон относительно разреза дуг сети: на стороне, откуда идут сообщения, суммируются условные мощности истоков; на стороне куда идут сообщения, суммируются условные мощности стоков

$$\sum \beta_i = b^2 i(a-i), \quad (9)$$

где i-номер разрезанной дуги в направлении a (i=1,2,3...(a-1). Нагрузка одной из дуг разреза сети пропорциональна отношению общей нагрузки дуг разреза сети к числу разрезанных дуг:

$$\beta_i = b^2 i(a-i); \beta_i = ba^2/4; \beta_i = b(a^2 - 1)/4 \text{ (a — нечетное).} \quad (10)$$

Если b = 1, то имеем линейную сеть, для которой

$$\beta_i = i(n-i); \beta_{max} = n^2/4 \text{ (n — четное);} \quad (11)$$

$$\beta_{max} = (n^2 - 1)/4 \text{ (a — нечетное).}$$

Максимальное значение нагрузки наблюдается в средних краев дугах сети.

Литература

1. Гладкий В.С., Гуревич И.М., Кириченко Т.В. Характеристики связности сетевых систем из ненадежных элементов // Труды учебных институтов связи — Л.: ЛЭИС, 1990. — Вып. № 148. — С.57-64.
2. Птицын Г.А., Ивин Ю.Э. Динамика нагрузки дуг и живучести развивающихся сетей сообщений // Электросвязь. — 2003. — № 4. — С. 34-37.
3. Птицын Г.А., Ивин Ю.Э. Динамика средней длины пути сообщений и уязвимости развивающихся сетей // Электросвязь — 2003. — № 7. — С. 38-40.
4. Птицын Г.А., Ивин Ю.Э. Живучесть динамических сетей телекоммуникаций / Учебное пособие. — М.: МТУСИ, 2003. — 80 с.

Эффективность комплексов технических систем безопасности с учетом их куммулятивной цены

Иванов В.А.,

Калининградский пограничный государственный институт,

Сизов С.М., ФСБ России

Актуальность вопроса экономической оценки комплексов технических систем безопасности (КТСБ) различных объектов объясняется сложившейся практикой при проведении конкурсов на их оборудование техническими средствами охраны (ТСО). При этом стоимость комплекса определяется только на момент сдачи в эксплуатацию, а последующие эксплуатационные затраты не учитываются. Это приводит к тому, что относительно дешевые на начальном этапе, но возможно затратные в эксплуатации комплексы становятся предпочтительными при принятии решения по конкурсам.

В ходе эксплуатации таких "дешевых" комплексов зачастую выясняется, что необходимы существенные эксплуатационные затраты на техническое обслуживание (ТО), текущие (ТР), средние (СР) и капитальные ремонты (КР), а также значительный штат обслуживающего персонала. Это подводит к мысли о необходимости оценки КТСБ по факту списания и утилизации. Решение этой задачи возможно при введении на научно-технический оборот в области ТСО понятия "кумулятивная цена" и применения на практике в виде разработанной методики.

"Куммулятивная цена" — это суммарная стоимость всех затрат на разработку, проектирование, монтаж, пусконаладку и последующую эксплуатацию КТСБ вплоть до утилизации:

$$C = \sum_{i=1}^I C_i, i = \overline{1, I}, \quad (1)$$

где I — количество этапов формирования "кумулятивной цены" (жизненного цикла КТСБ); C_i — затраты на i -м этапе жизненного цикла КТСБ.

На каждом этапе жизненного цикла комплекса затраты также формируются по сумме всех составляющих:

$$C_i = \sum_{j=1}^J C_j, j = \overline{1, J}, \quad (2)$$

где J — возможное количество составляющих стоимости на всех I этапах жизненного цикла КТСБ; C_j — затраты j -й составляющей на i -м этапе жизненного цикла.

Полный жизненный цикл КТСБ включает этапы: разработка требований к КТСБ (1-2 месяца); разработка изделий (3-6 лет), отвечающих требованиям, или выбор из имеющихся на рынке; оборудование объекта КТСБ (1-2 года); гарантийная эксплуатация (1-2 года); послегарантийная эксплуатация по назначению (6-8 лет), в том числе текущие, средние и капитальные ремонты; списание и утилизация (1 год).

В свою очередь, этапы жизненного цикла могут включать частные этапы. Так, процесс разработки изделия включает: научно-ис-

следовательскую работу (НИР), опытно-конструкторскую работу (ОКР), предварительные и государственные испытания.

При этом в конечном итоге после окончания срока службы, прогнозируется зона допустимых значений "кумулятивной цены". Зона ниже допустимых значений считается зоной риска, когда участник конкурса скорее всего не выполнит взятые на себя обязательства. Зона выше допустимых значений означает излишние затраты без приращения функциональности КТСБ. Обоснование границ зоны допустимых значений может являться предметом дальнейших научных исследований.

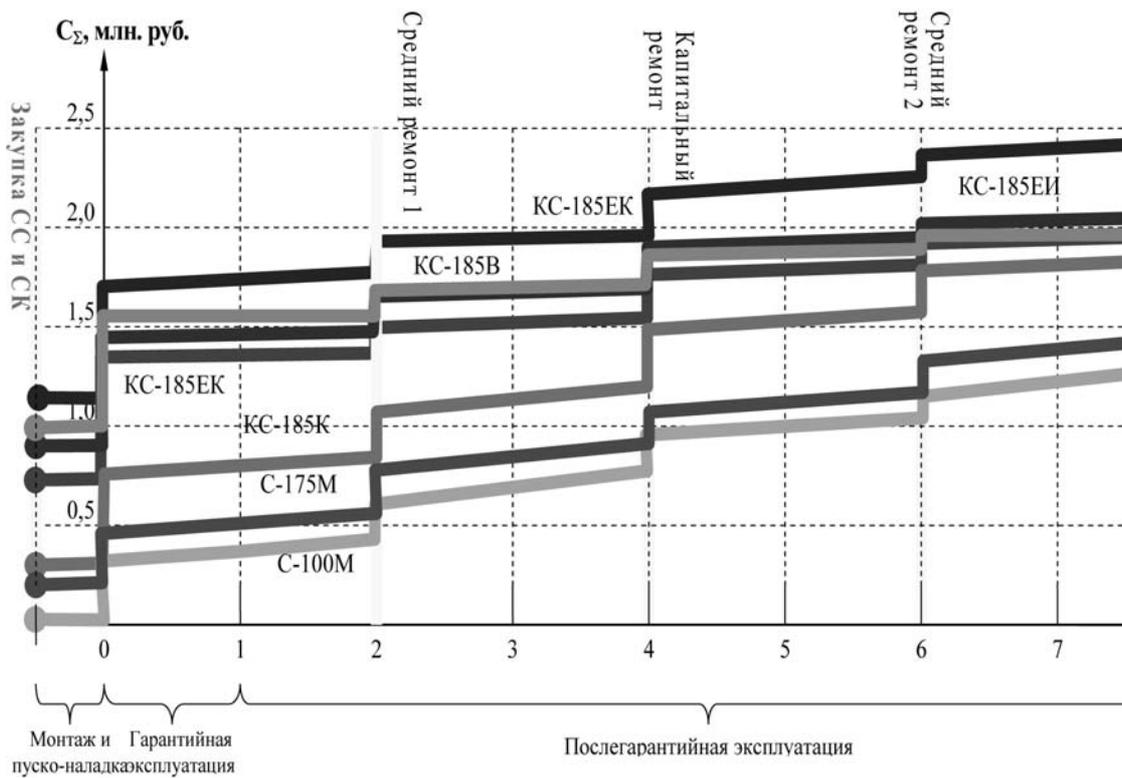
Для получения "кумулятивной цены" необходимо оценить (выявить) следующие показатели:

- $C_{НИР}$ — стоимость выполнения поисковой НИР по созданию перспективного изделия (системы);
- $C_{ОКР}$ — стоимость ОКР по созданию перспективного изделия;
- $C_{ПИ}$ — стоимость этапа предварительных испытаний изделия;
- $C_{ГИ}$ — стоимость этапа государственных испытаний;
- $C_{Изд}$ — стоимость серийного изделия;
- $C_{Изд}$ — суммарная стоимость КТСБ;
- $C_{МОНТ}$ — стоимость монтажных работ;
- $C_{ОЭ}$ — стоимость опытной эксплуатации;
- $C_{ЕТО}$ — стоимость ежедневного технического обслуживания;
- $C_{СТО}$ — стоимость сезонного технического обслуживания;
- $C_{Р}$ — стоимость ремонта в период гарантии;
- $C_{ЗИП-Г}$ — стоимость группового ЗИП-Г (запасного инструмента и принадлежностей);
- $C_{ЗИП-О}$ — стоимость одиночного ЗИП-О;
- $C_{ТР}$ — стоимость текущего ремонта;
- $C_{СР}$ — стоимость среднего ремонта;
- $C_{КР}$ — стоимость капитального ремонта;
- $C_{УТИЛ}$ — стоимость утилизации комплекса.

Такая работа может осуществляться по аналогии с известными изделиями (системами) либо на основании известных подходов [1,2]. Применение данной методики позволяет:

- отсеять от рынка ТСО паразитирующие организации типа ЧП "Рога и копыта", а также любителей "быстрых и легких денег";
- определять рациональные сроки эксплуатации КТСБ;
- определять момент, когда дальнейшая эксплуатация имеющегося КТСБ становится затратнее строительства нового сигнализационного комплекса;
- повысить качество изделий, безопасность объектов в целом.

Результаты расчета "кумулятивной цены" для семи сигнализационных систем (СС) и сигнализационных комплексов (СК) заградительного типа, стоявших на вооружении Пограничных войск и охранявших Государственную границу СССР с 1970 по 1991 г., представлены на рисунке. Расчет выполнен в ценах 1991 г., при этом не учитывался ущерб государству от неиспользования комплексов в охране границы и затраты на содержание дежурных смен (дежурного по связи и сигнализации). Также не учитывались капиталовложения государства в разработку СС и СК, которые были весьма существенными.



В результате расчетов кумулятивной цены за 8 лет эксплуатации установлено:

- затраты на содержание (включая СР, КР) электроконтактных К-комплексов и индуктивного (И) на деревянных опорах составляли 1,3...1,4 млн. руб.;
 - содержание комплексов ЕК (емкостного и электроконтактного), ЕИ (емкостного и индуктивного) за счет использования металлических унифицированных конструктивных элементов обходилось на 10...15% дешевле и составляло около 1,1 млн. руб.;
 - содержание вибрационного (В) комплекса было наиболее экономичным и составляло около 0,9 млн. руб., что объясняется низкими требованиями к характеристикам сигнализационного ограждения;
 - закупка изначально дешевых комплексов не означала такие же низкие расходы на содержание (которое ложилось на Пограничные войска), наоборот — содержание дешевых комплексов было дороже содержания дорогих на 10...30%;
 - в конце жизненного цикла стоимость комплексов (независимо от производителя, физического принципа обнаружения и ТТХ) практически сравнивалась и составляла 1,5...2,5 млн. руб.
- Следовательно, можно сделать выводы:

1. Кумулятивная цена стационарных комплексов для охраны ГТ СССР к концу жизненного цикла находилась в одном ценовом диапазоне и от функциональной эффективности практически не зависела.

2. Динамика нарастания кумулятивной цены для "дешевых" комплексов с ограждением из КЦП (колочей проволоки) на деревянных опорах была выше, чем для комплексов с унифицированными сигнализационным ограждением.

3. На трудоемкость, а следовательно, и на цену влияли требования к ограждению, поскольку значительное время и внимание уделялось всем видам ТО и ремонта.

Нарастание кумулятивной цены для сигнализационных комплексов и систем периода 1970-1990 г.

Литература

1. Гарсия М. Проектирование и оценка систем физической защиты / Пер. с англ. Под ред. Р.Г. Магауенова. — М.: Мир, 2002. — 322 с.
2. Report TCRP-86-4. Intrusion detection for public transportation facilities handbook. Transit Cooperative Research Program. Washington — 2003, November, 172 p.

Система на кристалле БиоМЭМС с радиочастотным интерфейсом

Зелевич Е.П., Рыбин Д.В., МТУСИ,
Машевич П.Р., ОАО "Ангстрем"

В настоящее время передовые лаборатории во всем мире производят исследования на стыке таких областей, как биология, микро/наномеханика и микроэлектроника. За последнее десятилетие к ряду традиционных СБИС (сверх большие интегральные схемы), осуществляющих преобразование обычных электрических сигналов, были разработаны и внедрены в производство различные классы сначала гибридных, а затем и интегральных схем, осуществляющих преобразование в электрические сигналы таких воздействий, как механические, химические, температурные, оптические, электромагнитные и др. Объединение микро/наномеханики с интегральными схемами (ИС) на одном кристалле образовали направления интегральные Микро- и Нано-электрохимические системы (iМЭМС и iНЭМС соответственно). Технологический процесс производства достиг такого уровня, который позволяет изготавливать на одном кристалле несколько сенсоров вместе со схемами обработки сигналов, их преобразования, а также со схемами проводной и беспроводной приема/передачи данных, включая антенну (для беспроводных) и независимый источник питания.

Используя данную технологию, стало возможным проектирование и производство сложных высококачественных устройств — систем на кристалле (СНК) миниатюрных размеров.

Для постоянного мониторинга состояния человека простейший набор датчиков включает в себя измеритель пульса, датчик температуры и датчик давления (рис. 1). В структуру СНК входят типовые блоки ИС, такие, как источники токов и напряжений, генератор, формирователи импульсов. Для передачи данных по радиочастотному интерфейсу система дополняется радиочастотным блоком.

Более сложная СНК (рис.2) дополняется блоками АЛУ и блоками памяти постоянной, оперативной, флэш, программируемой (ПЗУ, ОЗУ, Flash, EEPROM). Такая структура может производить синхронизацию, обработку и запись в память измеренных данных с последующей передачей на пункт контроля.



Рис. 1. Простейшая структура СНК с РЧИД для осуществления контроля состояния человека

Структура каждого из блоков датчиков включает в себя микро-механический сенсор, усилители сигнала, демодулятор, блоки управления сенсором, цифроаналоговый и аналого-цифровой преобразователи (ЦАП и АЦП соответственно) (рис.3).

Рассмотрим варианты реализации микрохимических сенсоров.

Датчик давления

Один из самых широко используемых датчиков в различных промышленных областях и медицине. Он является одним из первых микрохимических датчиков, с которых началось развитие МЭМС. По способу реализации механизма распознавания и съема информации датчики разделяются на емкостные, резонансные, пьезоэлектрические, пьезорезистивные. Датчики емкостного типа температурно независимы, их данные стабильны во времени, они не показывают начального смещения, имеют нулевое потребление при постоянном сигнале.

На рис. 4 показан принцип действия такого датчика давления. На рис. 5 сфотографированы варианты реализации датчика.

Первая отечественная технология изготовления преобразователей давления на пластинах диаметром 100 мм была разработана в Научно-производственном комплексе "Технологический центр" (НПК ТЦ) МИЭТ. [3]

Измеритель пульса

Частоту пульса позволяют фиксировать инерциальные датчики, разработанные на основе МЭМС-акселерометров. Здесь измерения производятся так же, как и в датчиках давления на основе преобразования изменения емкости в электрический сигнал.

Отличие конструкции инерциального сенсора от сенсора давления состоит в том, что концы подвижной массы свободны, сама масса висит на воздушной прослойке и закреплена на подложке через анкеры на гибких пружинах.

Конструкция инерциального МЭМС-сенсора представлена на рис. 6.



Рис. 2. Структура СНК с РЧИД для осуществления контроля состояния человека с возможностью синхронизации, обработки, хранения данных

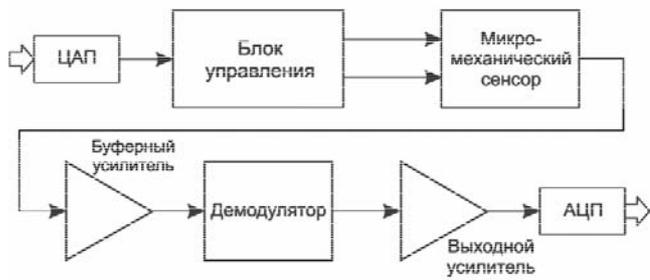


Рис. 3. Типовая структура блока датчика

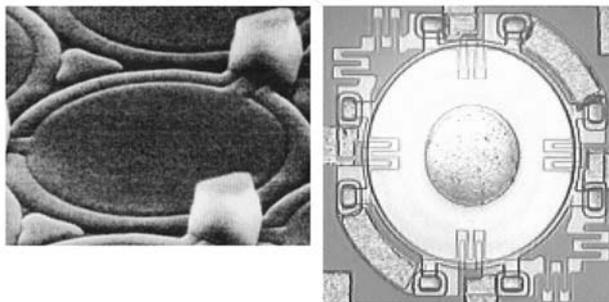


Рис. 5. Фотографии датчиков давления [1, 2]

На рис. 7 показан вариант реализации инерциального датчика, измеряющего колебания в плоскости Z. Съем полезного сигнала производится с гребенчатой структуры, располагающейся по периметру подвижной массы сенсора.

На территории России разработками интегральных инерциальных датчиков по технологии iМЭМС занимается ОАО "Ангстрем", единственный (на 2008 г.), достигший качественных результатов в данном направлении [4].

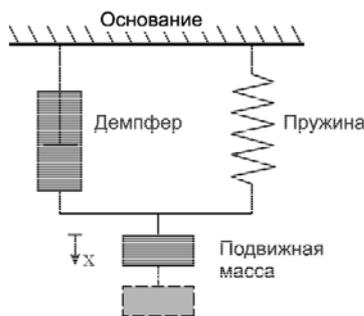


Рис. 6. Микромеханическая инерциальная структура

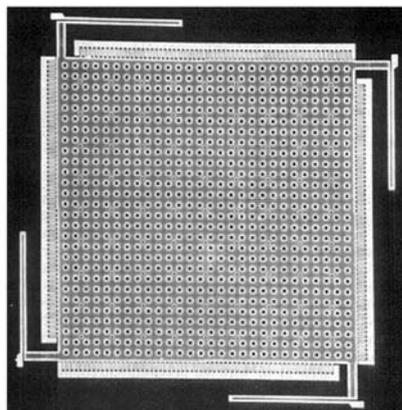


Рис. 7. Фотография инерциального датчика [1]

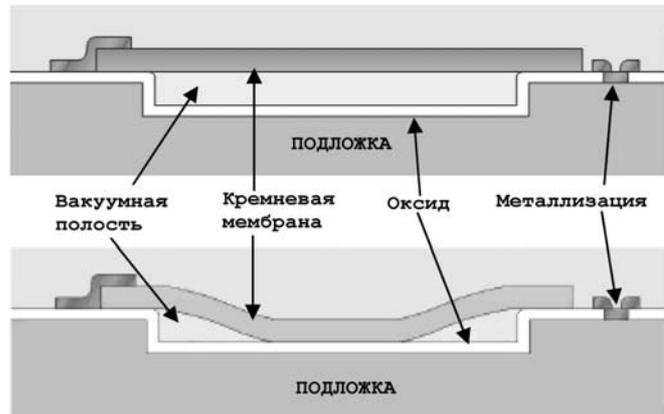


Рис. 4. Принцип действия емкостного датчика давления [1]

Температурный датчик

Датчик температуры может быть выполнен в виде терморезистора, термодиода, ИК-приемника в виде болометра или в виде конденсатора, время стекания заряда с которого обратно пропорционально температуре [5] и др. Вариантов реализации температурного датчика предостаточно в классической литературе по проектированию ИС. Оттого опустим рассмотрение типов и конструкций сенсорных элементов.

Заключение

Приведенный вариант реализации iМЭМС-структур СНК с РЧИД для обеспечения непрерывного мониторинга состояния человека — является наглядным примером. Такую структуру СНК с РЧИД можно дополнить другими датчиками, такими как анализаторы потока крови, биохимического состава, газового анализатора и всевозможных других.

Дальнейшие исследования и разработки в этой области ведут к созданию целой лаборатории на одном кристалле. С ее помощью станет возможным проводить биохимические анализы, производить сравнения ДНК, определять ошибки в нуклеотидной последовательности ДНК, считать антитела в крови, манипулировать отдельными клетками без их повреждения. Устройства на основе МЭМС, обладая малыми размерами, наносят меньший вред организму, что дает возможность непосредственного доступа к месту диагностики и терапии.

Разрабатываются структуры БиоМЭМС (BioMEMS), в которые входят биологические компоненты: нуклеиновые кислоты, антитела, клеточные рецепторы, а также углеродные структуры МЭМС (К-МЭМС — Carbon MEMS или C-MEMS) с помощью которых возможно получить микровольтные трехмерные источники питания [6].

iМЭМС-устройства успешно заняли и продолжают осваивать прочную нишу в коммерческих применениях, показав высокую надежность и точность, миниатюрность и дешевизну исполнения.

Литература

1. Springer Handbook of Nanotechnology — Bharat Bhushan edition. 2007.
2. MEMS Sensors for Biomedical Applications — Yu-Chong Tai. 2001.
3. Шелепин Н.А. Кремниевые микросенсоры и микросистемы: от бытовой техники до авиационных приборов // Нано- и микросистемная техника Рорпано RU/НИОКР/Обзор, 2008.
4. Лагун А.М., Трудновская Е.А., Рыбин Д.В., Машевич П.Р. Интегральные микроэлектромеханические системы (iМЭМС) — новое направление микроэлектроники // Успехи современной радиоэлектроники. — 2008. — № 7.
5. Лопатин В.Б., Лазаренко И.П., Машевич П.Р. Интегральный датчик температуры // Материалы XI Научно-Технической Конференция "Датчик-99". — Гурзуф, 1999. — С. 84-85.
6. "C-MEMS" — Dr. Ch.Wang, B.Y.Park, R.B.Zaouk, K.Malladi, G.T.Teixidor, FGJomet. University of California Irvine, 2005.

Разработка комплекта СБИС радиочастотной идентификации для паспортно-визовых документов

Машевич П.Р., Шишарин С.А., ОАО "Ангстрем-М",
Заболотнов И.В., Сухопаров А.И., Хромышев В.В.,
ОАО "Ангстрем-Т"

Трагические события 11 сентября 2001 г. привели к пересмотру мировым сообществом требований по обеспечению безопасности при пересечении границ государств, что явилось отправной точкой в процессе создания систем электронных паспортов. Инициатором создания единых спецификаций, обеспечивающих обращение электронных паспортов, выступила Международная организация гражданской авиации.

В Российской Федерации процесс создания государственной системы изготовления, оформления и контроля паспортно-визовых документов (ПВД) нового поколения начался в 2005 г. с утверждения концепции создания системы и формирования плана первоочередных мероприятий.

Требования по обеспечению информационной и экономической безопасности ставили задачу создания отечественного чипа для использования в составе паспорта нового поколения.

Основные требования к чипу электронного паспорта в основном определялись его функциями в системе и характером применения. Предполагалось, что чип будет встраиваться в книжку паспортно-визового документа, будет обладать достаточно большим объемом энергонезависимой памяти для хранения биометрических характеристик владельца паспорта и высоким уровнем защиты.

Требования к электронному паспорту изложены в спецификациях ИКАО:

- Biometric deployment of Machine Readable Travel Documents 2004.
- Logical Data Structure (LDS) version 1.7.
- PKI for Machine Readable Travel Documents offering ICC read-only access v1.1.

Спецификации в свою очередь базируются на международных стандартах:

- ISO/IEC 14443-1 Proximity cards — physical characteristics.
- ISO/IEC 14443-2 Proximity cards — Radio frequency power and signal interface.
- ISO/IEC 14443-3 Proximity cards — Initialization and anticollision.
- ISO/IEC 14443-4 Proximity cards — Transmission protocol.
- ISO/IEC 10373-1 Test methods: General characteristics tests.
- ISO/IEC 10373-6 Test methods: Proximity cards.

Спецификации ИКАО выдвигают следующие минимальные требования к чипу электронного паспорта:

- бесконтактный микропроцессорный чип,
- интерфейс ISO/IEC 14443-4 тип А или тип В,
- минимальный объем энергонезависимой памяти 32 Кбайт,
- программное обеспечение, "зашитое" в чип, должно удовлетворять требованиям спецификаций ИКАО и стандартам ISO/IEC 7816.

Однако в ходе внедрения реальных систем вносились изменения в рекомендации к чипам в части увеличения ресурсов энергонезависимой памяти.

Обобщенная схема бесконтактного чипа, ориентированного на применение в составе электронных паспортов, приведена на рис. 1.

Микроконтроллер включает в себя следующие основные блоки:

- Центральный процессор
- Сопроцессор криптографических операций
- Блок энергонезависимой памяти, предназначенный для размещения данных
- Блок энергонезависимой памяти, предназначенный для размещения программ
- Оперативное запоминающее устройство
- Блок ввода-вывода
- Набор аппаратных средств противодействия инженерным атакам.

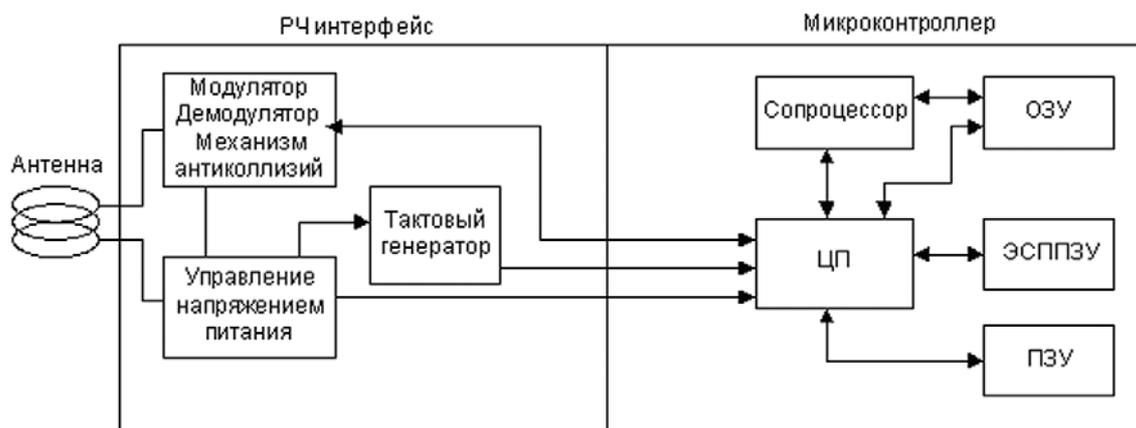


Рис. 1. Схема бесконтактного микропроцессорного чипа

Технические характеристики

Параметр	Характеристики
Микропроцессор	RISC, разрядность 8 бит
Аппаратная поддержка криптографических операций	Ускоритель операций модульной арифметики для реализации алгоритмов ЭЦП в соответствии ГОСТ 34.10-2001. RSA 1024
Тип и ёмкость энергонезависимой памяти	Память данных: ЭСППЗУ 64 Кбайт Память команд: ЭСППЗУ 128 Кбайт
ОЗУ	4 Кбайт Организация 4096×8
Коммуникационный интерфейс	ISO/IEC 14443-2,3,4 тип А. Протокол антиколлизии реализован в соответствии со стандартом ISO 14443-3
Скорость передачи данных	106 Кбит/с

В 2004 г. предприятия группы "Ангстрем" приступили к разработке чипа, ориентированного на применение в составе электронного паспорта. Ставилась комплексная задача разработки как самой микросхемы, так и встроенного программного обеспечения, т.н. операционной системы (далее ОС). Разработка включала 3 этапа:

- разработка макетной версии чипа;
- разработка отладочной версии чипа;
- разработка финальной версии чипа.

Задача этапа создания макетной версии чипа — отработка основных технических решений — была успешно решена уже в 2004 г.

Микросхема включает в себя следующие основные блоки:

- 8-разрядное микропроцессорное ядро с RISC архитектурой;
- блок энергонезависимой памяти 32 Кбайт;
- контактный интерфейс в соответствии с международным стандартом ISO/IEC 7818;
- блок статического ОЗУ 2 Кбайт;
- сопроцессор модульной арифметики, обеспечивающий исполнение криптографических алгоритмов.

Положительные результаты макетного этапа позволили приступить к разработке полнофункциональной версии чипа. Принципиальное отличие состояло в том, что это было законченное изделие, включающее в себя все необходимые блоки, а также средства отладки программного обеспечения. Технические характеристики приведены в табл. 1.

Внешний вид топологии кристалла приведен на рис. 2.

Результаты разработки позволили отладить все основные решения и создать аппаратные средства отладки программного обеспечения. Более того, данное изделие позволило реализовать ряд пилотных проектов с его использованием.

Изменившиеся за последнее время требования к функциональности электронных документов вынудили всех мировых производителей создать новые версии чипов с расширенными ресурсами энергонезависимой памяти, повышенным быстродействием и дополнительными мерами по обеспечению информационной безопасности. Те же процессы коснулись и отечественной разработки. В соответствии с техническими требованиями, представленными в конкурсной документации на поставку чипов для производства паспортно-визовых документов нового поколения, проведена разработка микросхемы со следующими техническими характеристиками, приведенными в табл. 2.

Внешний вид топологии кристалла приведен на рис. 3.

Новизна разработки заключается в следующих аспектах:

- объем энергонезависимой памяти позволяет обеспечивать хранение всего планируемого набора биометрических параметров владельца электронного документа;
- увеличена скорость приема и передачи данных по коммуникационному интерфейсу;
- реализованные ускорители исполнения криптографических алгоритмов повышают скорость проведения операции обмена данными с кристаллом;

Таблица 2

Технические характеристики

Параметр	Характеристики
Микропроцессор	RISC, разрядность 8 бит
Аппаратная поддержка криптографических операций	Ускоритель операций модульной арифметики для реализации алгоритмов ЭЦП в соответствии ГОСТ 34.10-2001. RSA 1024. Ускорители алгоритмов ГОСТ 28147-89, DES, AES
Тип и ёмкость энергонезависимой памяти	Память данных: ЭСППЗУ 128 Кбайт Память команд: Масочное ПЗУ 128 Кбайт
ОЗУ	4 Кбайт Организация 4096×8
Коммуникационный интерфейс	ISO/IEC 14443-2,3,4 тип А. Протокол антиколлизии реализован в соответствии со стандартом ISO 14443-3
Скорость передачи данных	848 Кбит/с

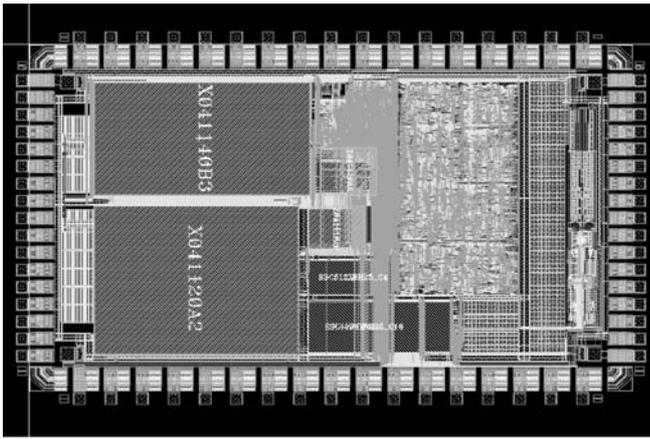


Рис. 2. Внешний вид топологии кристалла



Рис. 3. Внешний вид топологии чипа K5004XK8

— введены расширенные меры защиты от инженерного проникновения;

— технология производства — 0.25 мкм.

Встроенное программное обеспечение микросхемы ПВД НП, традиционно называемое операционной системой, регламентируется стандартами ISO/IEC 7816 и спецификациями ИКАО.

Основные функции ОС:

— самотестирование микросхемы при старте функционирования ОС;

— управление коммуникационным интерфейсом со считывающим устройством;

— организация хранения данных в виде иерархической файловой системы;

— реализация мер криптографической защиты информации, включая обеспечение средств;

— контроль подлинности электронного документа;

— реализация подсистемы разграничения доступа к информации, хранящейся в микросхеме;

— прием и исполнение команд операционной системы.

Операционная система имеет модульную организацию. Обобщенная структура ОС приведена на рис. 4.

В операционной системе данные, содержащиеся в энергонезависимой памяти, организованы в виде иерархической файловой системы.

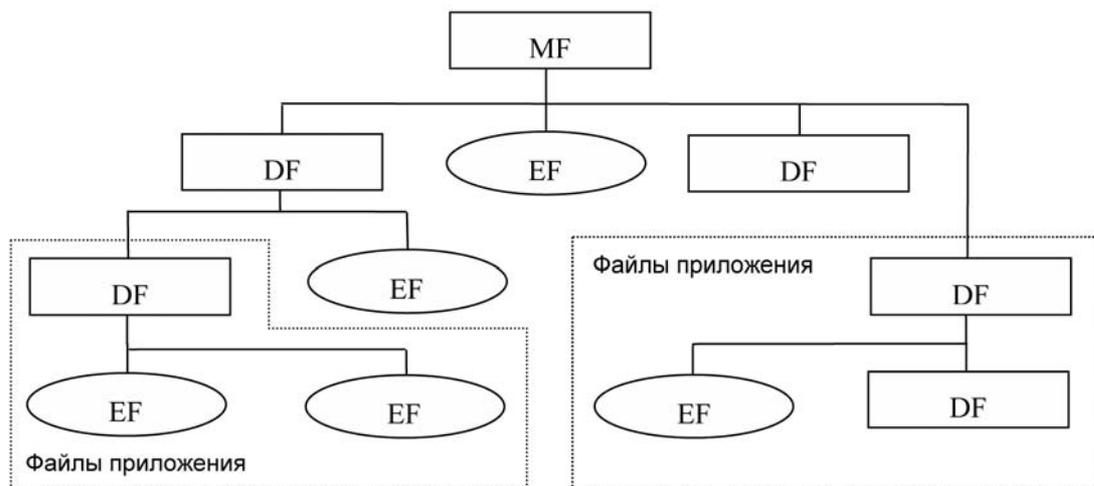
Файлы, входящие в иерархическую структуру, могут быть трех типов:

- Мастер-файл (MF) — корневая директория файловой системы.
- Файлы директории (DF) — логическое объединение файлов.
- Элементарные файлы (EF) — файлы данных.

Система разграничения доступа реализована с использованием компактного формата прав доступа с учетом принципов, изложенных в стандарте ISO/IEC 7816-4:2005.



Рис. 4. Структура ОС ПВД НП



ОС предоставляет возможность устанавливать правила доступа для любой директории и любого из файлов данных.

Базовый набор условий доступа к данным:

- доступ разрешен при любых условиях;
- доступ запрещен при любых условиях;
- доступ разрешен после предъявления пароля;
- доступ разрешен после проведения процедуры взаимной аутентификации;
- доступ к данным осуществляется в режиме защищенного обмена сообщениями

Функции криптографической защиты информации ОС реализованы в соответствии со спецификациями ИКАО и ГОСТ 28147-89, ГОСТ 34.11-94, ГОСТ 34.10-2001.

Основные криптографические протоколы ОС:

- внешняя аутентификация;
- взаимная аутентификация;
- защищенный обмен сообщениями;
- выработка сеансового ключа;
- формирование и проверка ЭЦП.

ОС включает два набора команд:

- набор команд фазы производства, обеспечивающих контроль работоспособности и организацию транспортной защиты на этапе производства.

— основной набор команд ОС фазы эксплуатации, включающий функции управления файловой системой, функции криптографической защиты информации и административные команды.

Тенденции развития систем обращения электронных паспортов сводятся в первую очередь к расширению набора биометрических параметров, хранящихся в непосредственно в чипе, что автоматически влечет за собой требование в повышению степени защищенности данных. ЕС уже сейчас принял решение о введении таких биометрических параметров, как отпечатки пальцев в состав данных электронного паспорта. Очевидно, что этот процесс затронет и отечественную систему обращения ПВД. Именно это и определяет дальнейшие шаги по расширению функциональности чипа электронного паспорта.

На текущий момент поставлено 2 основные задачи:

- расширение ресурсов энергонезависимой памяти данных до 256 Кбайт;
- введение расширенного механизма контроля доступа к данным (Extended Access Control).

Эти задачи решаются перепроектированием СБИС чипа электронного паспорта под новую технологию с проектными нормами 0,13 мкм под строящийся новый полупроводниковый завод — ОАО "Ангстрем-Т".

Библиотечно-модульные принципы построения рядов силовых полупроводниковых приборов

Алферов А.Н., Крицкая Т.Б., Машевич П.Р.,
ОАО "Ангстрем"

Прогресс в большинстве областей современной техники неразрывно связан с развитием приборов силовой электроники. Их значимость определяется все возрастающей потребностью в регуляторах и преобразователях электрической энергии. Основными представителями приборов силовой электроники являются мощные ДМОП-транзисторы, биполярные транзисторы с изолированным затвором (БТИЗ), а также быстро восстанавливающиеся диоды (БВД).

Для кристаллов приборов силовой электроники, таких, как ДМОП-транзисторы и БТИЗ, свойственны большие площади (до 100 мм² и более), а также большие площади подзатворного диэлектрика, что накладывает высокие требования по культуре производства и по чистоте процессов при их изготовлении.

Предприятие ОАО "Ангстрем" давно и успешно производит КМОП СБИС с большими площадями, обладает полным набором технологического оборудования для разработки и производства приборов силовой электроники и является конкурентоспособным в этой области по сравнению с другими предприятиями отрасли. Поэтому, с учетом возрастающей потребности силовых приборов на рынке, и, в частности, на рынке приборов специального назначения, на предприятии принято решение начать разработку и производство силовых приборов.

Силовые полупроводниковые приборы, в частности, мощные ДМОП-транзисторы, характеризуются такими потребительскими свойствами, как предельно допустимые напряжения в закрытом состоянии $U_{СИ, макс}$ (20 В-1200 В), сопротивление сток-исток в открытом состоянии $R_{СИ, отк}$ (0,003 Ом-10 Ом), предельно-допустимый ток стока, конструктивное исполнение корпуса, а также динамические параметры приборов. Причем потребителям требуется широкая номенклатура приборов с различными потребительскими свойствами. Возможны различные подходы к проектированию мощного ДМОП-транзистора с конкретными потребительскими требованиями.

Первый подход — проектирование ДМОП-транзистора непосредственно под заданные требования. Такой подход оптимален при массовом производстве этого транзистора. Однако он порождает значительную номенклатуру разнотипных приборов, отличающихся как толщиной и удельным сопротивлением эпитаксиального слоя, которые определяют предельно допустимое напряжение в закрытом состоянии $U_{СИ, макс}$, так и площадью кристалла транзистора, определяющей $R_{СИ, отк}$ транзистора. В соответствии со стандартами на полупроводниковые приборы для каждой конструкции требуется проведение комплекса испытаний.

Проведение квалификационных испытаний каждого типоминнала приборов приводит к большому объему работ, что значительно увеличивает сроки и стоимость разработки. Проведение при последующем производстве периодических испытаний этих приборов

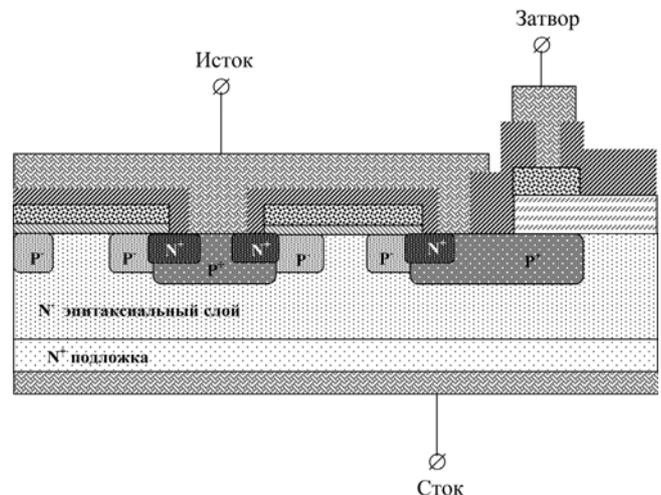


Рис. 1. Типовой разрез структуры ДМОП-транзистора первого типа

в условиях неритмичного и мелкосерийного производства, характерного для приборов специального назначения, приводит к существенному удорожанию продукции.

В работе рассматривается подход к проектированию силовых полупроводниковых приборов, позволяющий существенно уменьшить число вариантов различных конструкций и, тем самым, объем проводимых предприятием испытаний.

В зависимости от диапазона $U_{СИ, макс}$, типовую конструкцию кристалла мощного ДМОП-транзистора можно разбить на два типа с диапазонами 20 В-150 В и 200 В-1200 В. Первый тип не требует для обеспечения необходимых значений $U_{СИ, макс}$ делительных колец на периферии кристалла, в то время как для второго типа характерно обязательное использование этого конструктивного элемента.

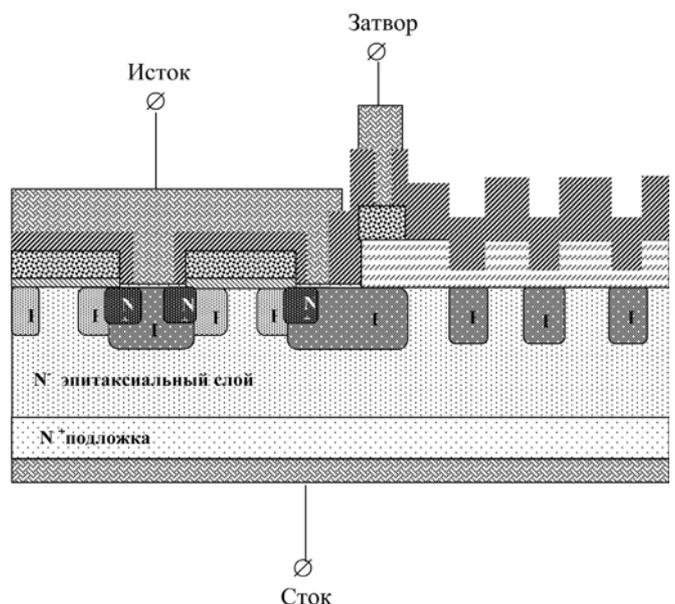


Рис. 2. Типовой разрез структуры ДМОП-транзистора второго типа

Таблица 1

Типовые значения удельного сопротивления в открытом состоянии для ряда приборов первого типа

$U_{СИ, макс}, В$	30	40	60	100
$R_{СИ, отк} \times мм^2, Ом$	0,14	0,18	0,27	0,35

Таблица 2

Типовые значения удельного сопротивления в открытом состоянии для ряда приборов второго типа

$U_{СИ, макс}, В$	200	400	600	800	1200
$R_{СИ, отк} \times мм^2, Ом$	1,45	4,5	8,0	11,0	25

Таблица 3

Типовые значения основных параметров ряда высоковольтных мощных ДМОП-транзисторов

Наименование	$U_{СИ, макс}, В$	$I_{С, макс}, А$	$R_{СИ, отк}, Ом$	Тип корпуса
2П830А	1200	7	1,6	КТ-43А
2П830Б	800	11	0,7	КТ-43А
2П830В	600	15,5	0,4	КТ-43А
2П830Г	500	22	0,25	КТ-43А
2П830Д	400	24	0,2	КТ-43А
2П830Е	200	45	0,05	КТ-43А

Вертикальный разрез структуры приборов первого и второго типов приведены на рис. 1 и 2 соответственно.

Для реализации необходимых значений $R_{СИ, отк}$ приборы первого типа можно разбить на две группы, единые по конструкции ячейки в части размеров с диапазонами $U_{СИ, макс}$ 20 В-40 В и 50 В-150 В, а приборы второго типа на группу с диапазонами $U_{СИ, макс}$ 200 В-1200 В.

Разбиение на эти группы обусловлено размерами ячейки в конструкции кристалла, обеспечивающими его работоспособность в диапазоне $U_{СИ, макс}$ и оптимальные параметры по $R_{СИ, отк}$.

Для примера в табл. 1 и 2 указаны типовые значения удельного сопротивления (приведенного на единицу активной площади кристалла 1 мм²) в открытом состоянии для приборов первого и второго типа с конкретными значениями $U_{СИ, макс}$.

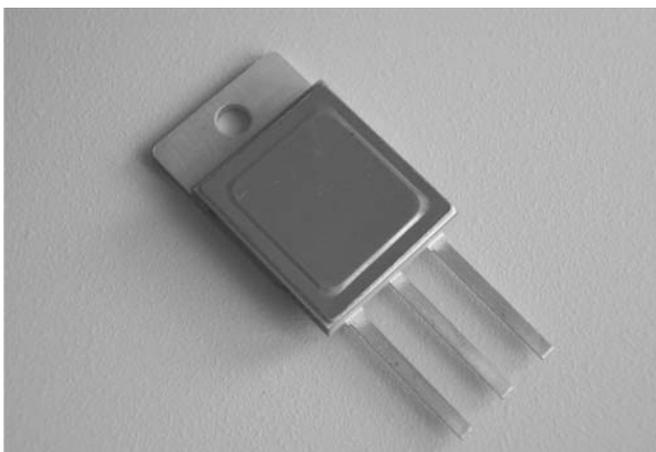


Рис. 3. Фото корпуса КТ-43А

С учетом изложенного, спроектировав кристаллы ДМОП-транзисторов с конкретными активными площадями для каждой группы, можно создавать ряды групп приборов с указанными выше диапазонами напряжений. Кристаллы каждой группы в каждом ряду едины по площади, конструкции и технологии изготовления. При изготовлении приборов каждой группы по единой технологии сборки в корпусе одного типа обеспечивается также одинаковое тепловое сопротивление кристалл-корпус. Это позволяет проводить квалификационные и периодические испытания на воздействие механических, климатических и специальных факторов, а также испытания на надежность на типовом представителе группы с распространением результатов испытаний на все типонималы группы.

Таким образом, описанный подход формирования рядов мощных ДМОП-транзисторов с определенными диапазонами предельно допустимых напряжений в закрытом состоянии позволяет резко уменьшить объем квалификационных испытаний при разработке и объем периодических испытаний в условиях неритмичного и мелкосерийного производства.

В частности, с использованием данного подхода в настоящее время в разработке находится ряд высоковольтных мощных

ДМОП-транзисторов с повышенной стойкостью к воздействию специальных факторов [1] с диапазоном $U_{СИ, макс}$ 200 В-1200 В, площадью кристалла 64 мм², активной площадью кристалла 45 мм², в металлокерамическом корпусе КТ-43А, типовые значения основных параметров которых в нормальных климатических условиях приведены в табл. 3. Фото корпуса приведено на рис. 3.

Аналогичный подход можно применять при разработке и производстве таких приборов силовой электроники, как биполярные транзисторы с изолированным затвором и быстро восстанавливающиеся диоды.

Заключение

Рассмотрены трудности, возникающие при разработке и производстве приборов силовой электроники, связанные с большим объемом квалификационных и периодических испытаний с учетом широкого диапазона параметров. Приведены конструкции и типовые параметры мощных ДМОП-транзисторов в зависимости от максимально допустимых значений напряжения сток-исток. Предложен принцип формирования рядов мощных ДМОП-транзисторов, позволяющий резко сократить объем квалификационных и периодических испытаний.

Литература

1. Алферов А.Н., Ищенко Л.А., Крицкая Т.Б., Машевич П.Р., Полосин А.Н., Уваркин Д.С. Ряд радиационно-стойких мощных МОП-транзисторов с рабочими напряжениями от 20 до 1200 В// Радиационная стойкость электронных систем — Стойкость-2008: Радиотехнический сборник. — М.: МИФИ, 2008. — С. 229-231.

Обзор вычислительных систем будущего

Коцев М.Б., Кисов Б.Д., МТУСИ

В настоящее время, когда каждый новый шаг в совершенствовании полупроводниковых технологий дается со все большим трудом, ученые ищут альтернативные возможности развития вычислительных систем. Естественный интерес ряда исследовательских групп (среди них Оксфордский и Техасский университеты, Массачусетский технологический институт, лаборатории Беркли, Сандия и Рокфеллера) вызвали природные способы хранения и обработки информации в биологических системах. Итогом их изысканий явился (или, точнее, еще только должен явиться) гибрид информационных и молекулярных технологий и биохимии — биокомпьютер. Идут разработки нескольких типов биокомпьютеров, которые базируются на разных биологических процессах. Это в первую очередь находящаяся в стадии разработки ДНК- и клеточные биокомпьютеры.

Квантовые компьютеры

Квантовый компьютер будет состоять из компонентов субатомного размера и работать по принципам квантовой механики. Квантовый мир обладает странными свойствами: объекты в нем могут занимать несколько положений одновременно. Но именно эта странность и открывает новые возможности.

Например, один квантовый бит может принимать несколько значений одновременно, т. е. находиться сразу в состояниях "включено", "выключено" и в переходном состоянии. 32 таких бита, называемых q -битами, могут образовать свыше 4 млрд. комбинаций — вот истинный пример массово-параллельного компьютера. Однако, чтобы q -биты работали в квантовом устройстве, они должны взаимодействовать между собой. Пока ученым удалось связать друг с другом только три электрона.

Уже есть несколько действующих квантовых компонентов — как запоминающих, так и логических. Теоретически квантовые компьютеры могут состоять из атомов, молекул, атомных частиц или "псевдоатомов" — искусственно созданных ячеек для "отлова" электронов. Ряд таких ячеек может служить проводником электронов, так как новые электроны будут выталкивать предыдущие в соседние ячейки. Компьютеру, построенному из таких элементов, не потребуется непрерывной подачи энергии! Однажды занесенные в него электроны больше не покинут систему.

Насколько близко мы подошли к действующему квантовому компьютеру? Прежде всего необходимо создать элементы проводников, памяти и логики. Кроме того, эти простые элементы нужно заставить взаимодействовать друг с другом. Наконец, нужно выстроить узлы в полноценные функциональные чипы и научиться тиражировать их. По оценкам ученых, прототипы таких компьютеров могут появиться уже в 2009 г., а в 2010-2020 гг. должно начаться их массовое производство.

Оптические компьютеры

По сравнению с тем, что обещают молекулярные или биологические компьютеры, оптические ПК могут показаться не очень впечатляющими. Однако ввиду того, что оптоволокно стало предпочтительным материалом для широкополосной связи, всем традиционным кремниевым устройствам, чтобы передать информацию на расстояние нескольких миль, приходится каждый раз преобразовывать

электрические сигналы в световые и обратно.

Целиком оптические компьютеры появятся через десятилетия, но работа в этом направлении идет сразу на нескольких фронтах. Например, ученые из университета Торонто создали молекулы жидких кристаллов, управляющие светом в фотонном кристалле на базе кремния. Они считают возможным создание оптических ключей и проводников, способных выполнять все функции электронных компьютеров.

Однако прежде чем оптические компьютеры станут массовым продуктом, на оптические компоненты, вероятно, перейдет вся система связи — вплоть до "последней мили" на участке до дома или офиса. В ближайшие 15 лет оптические коммутаторы, повторители, усилители и кабели заменят электрические компоненты.

Биокомпьютеры

Применение в вычислительной технике биологических материалов позволит со временем уменьшить компьютеры до размеров живой клетки. Пока это чашка Петри, наполненная спиральями ДНК, или нейроны, взятые у пиявки и подсоединенные к электрическим проводам. По существу, наши собственные клетки — это не что иное, как биомашинки молекулярного размера, а примером биокомпьютера, конечно, служит наш мозг.

Ихуд Шапиро из Вейцмановского института естественных наук соорудил пластмассовую модель биологического компьютера высотой 30 см. Если бы это устройство состояло из настоящих биологических молекул, его размер был бы равен размеру одного из компонентов клетки — 0,000025 мм.

Билл Дитто из Технологического института штата Джорджия провел интересный эксперимент, подсоединив микродатчики к нескольким нейронам пиявки. Он обнаружил, что, в зависимости от входного сигнала, нейроны образуют новые взаимосвязи. Вероятно, биологические компьютеры, состоящие из нейроподобных элементов, в отличие от кремниевых устройств, смогут искать нужные решения посредством самопрограммирования. Дитто намерен использовать результаты своей работы для создания мозга роботов.

Молекулярные компьютеры

Недавно компания Hewlett-Packard объявила о первых успехах в изготовлении компонентов, из которых могут быть построены мощные молекулярные компьютеры. Ученые из HP и Калифорнийского университета в Лос-Анджелесе объявили о том, что им удалось заставить молекулы ротаксана переходить из одного состояния в другое — по существу, это означает создание молекулярного элемента памяти.

Следующим шагом должно стать изготовление логических ключей, способных выполнять функции И, ИЛИ и НЕ. Весь такой компьютер может состоять из слоя проводников, проложенных в одном направлении, слоя молекул ротаксана и слоя проводников, направленных в обратную сторону. Конфигурация компонентов, состоящих из необходимого числа ячеек памяти и логических ключей, создается электронным способом. По оценкам ученых HP, подобный компьютер будет в 100 млрд. раз экономичнее современных микропроцессоров, занимая во много раз меньше места.

Сама идея этих логических элементов не является революционной: кремниевые микросхемы содержат миллиарды точно таких же. Но преимущества в потребляемой энергии и размерах способны сделать компьютеры вездесущими. Молекулярный компьютер раз-

мером с песчинку может содержать миллиарды молекул. А если научиться делать компьютеры не трехслойными, а трехмерными, преодолев ограничения процесса плоской литографии, применяемого для изготовления микропроцессоров сегодня, преимущества станут еще больше. Первые опыты с молекулярными устройствами еще не гарантируют появления таких компьютеров, однако массовое производство действующего молекулярного компьютера вполне может начаться между 2009 и 2015 г.

ДНК-компьютеры

Как известно, в живых клетках генетическая информация закодирована в молекуле ДНК (дезоксирибонуклеиновой кислоты). ДНК — это полимер, состоящий из субъединиц, называемых нуклеотидами. Нуклеотид представляет собой комбинацию сахара (дезоксирибозы), фосфата и одного из четырех входящих в состав ДНК азотистых оснований: аденина (А), тимина (Т), гуанина (G) и цитозина (С). Молекула ДНК образует спираль, состоящую из двух цепей, объединенных водородными связями. При этом основание А одной цепи может соединяться водородными связями только с основанием Т другой цепи, а основание G — только с основанием С. То есть, имея одну из цепей ДНК, всегда можно восстановить строение второй. Благодаря этому фундаментальному свойству ДНК, получившему название комплементарности, генетическая информация может точно копироваться и передаваться от материнских клеток к дочерним. Репликация молекулы ДНК происходит за счет работы специального фермента ДНК — полимеразы. Этот фермент скользит вдоль ДНК и синтезирует на ее основе новую молекулу, в которой все основания заменены на соответствующие парные. Причем фермент начинает работать только, если к ДНК прикрепился коротенький кусочек — затравка (праймер). В клетках существует также родственная молекуле ДНК молекула матричной рибонуклеиновой кислоты (РНК). Она синтезируется специальным ферментом, использующим в качестве образца одну из цепей ДНК, и комплементарна ей. Именно на молекуле РНК в клетке, как на матрице, с помощью специальных ферментов и вспомогательных факторов происходит синтез белков. Молекула РНК химически устойчивее, чем ДНК, поэтому экспериментаторам с ней работать удобнее. Последовательность нуклеотидов в цепи ДНК/РНК определяет генетический код. Единицей генетического кода — кодоном — является последовательность из трех нуклеотидов.

Ученые решили попытаться по примеру природы использовать молекулы ДНК для хранения и обработки данных в биокомпьютерах. Первым из них был Леонард Эдлмен из Университета Южной Калифорнии [4], сумевший решить задачу гамильтонова пути. Суть ее в том, чтобы найти маршрут движения с заданными точками старта и финиша между несколькими городами (в данном случае семью), в каждом из которых разрешается побывать только один раз. "Дорожная сеть" представляет собой однонаправленный граф. Эта задача решается прямым перебором, однако при увеличении числа городов сложность ее возрастает экспоненциально. Каждый город Эдлмен идентифицировал уникальной последовательностью из 20 нуклеотидов. Тогда путь между любыми двумя городами будет состоять из второй половины кодирующей последовательности для точки старта и первой половины кодирующей последовательности для точки финиша (молекула ДНК, как и вектор, имеет направление). Синтезировать такие последовательности современная молекулярная аппаратура позволяет очень быстро. В итоге последовательность ДНК с решением составит 140 нуклеотидов (7x20).

Остается только синтезировать и выделить такую молекулу ДНК. Для этого в пробирку помещается около 100 триллионов молекул ДНК, содержащих все возможные 20-нуклеотидные последователь-

ности, кодирующие города и пути между ними. Далее за счет взаимного притяжения нуклеотидов А-Т и G-С отдельные цепочки ДНК сцепляются друг с другом случайным образом, а специальный фермент лигаза сшивает образующиеся короткие молекулы в более крупные образования. При этом синтезируются молекулы ДНК, воспроизводящие все возможные маршруты между городами. Нужно лишь выделить из них те, что соответствуют искомому решению.

Эдлмен решил эту задачу биохимическими методами, последовательно удалив сначала цепочки, которые не начинались с первого города — точки старта — и не заканчивались местом финиша, затем те, что содержали более семи городов или не содержали хотя бы один. Легко понять, что любая из оставшихся после такого отбора молекул ДНК представляет собой решение задачи [5].

Вслед за работой Эдлмена последовали другие. Ллойд Смит из Университета Висконсин решил с помощью ДНК задачу доставки четырех сортов пиццы по четырем адресам, которая подразумевала 16 вариантов ответа. Ученые из Принстонского университета решили комбинаторную шахматную задачу: при помощи РНК нашли правильный ход шахматного коня на доске из девяти клеток (всего их 512 вариантов).

Ричард Липтон из Принстона первым показал, как, используя ДНК, кодировать двоичные числа и решать проблему удовлетворения логического выражения. Суть ее в том, что, имея некоторое логическое выражение, включающее n логических переменных, нужно найти все комбинации значений переменных, делающих выражение истинным. Задачу можно решить только перебором 2^n комбинаций. Все эти комбинации легко закодировать с помощью ДНК, а дальше действовать по методике Эдлмена. Липтон предложил также способ взлома шифра DES (американский криптографический), трактуемого, как своеобразное логическое выражение. Первую модель биокомпьютера, правда, в виде механизма из пластмассы, в 1999 г. создал Ихуд Шапиро из Вейцмановского института естественных наук. Она имитировала работу "молекулярной машины" в живой клетке, собирающей белковые молекулы по информации с ДНК, используя РНК в качестве посредника между ДНК и белком.

А в 2001 г. Шапиро удалось реализовать модель в реальном биокомпьютере [6], который состоял из молекул ДНК, РНК и специальных ферментов. Молекулы фермента выполняли роль аппаратного, а молекулы ДНК — программного обеспечения. При этом в одной пробирке помещалось около триллиона элементарных вычислительных модулей. В результате скорость вычислений могла достигать миллиарда операций в секунду, а точность — 99,8%.

Пока биокомпьютер Шапиро может применяться лишь для решения самых простых задач, выдавая всего два типа ответов: "истина" или "ложь". В проведенных экспериментах за один цикл все молекулы ДНК параллельно решали единственную задачу. Однако потенциально они могут трудиться одновременно над разными задачами, в то время как традиционные ПК являются, по сути, однозадачными.

В конце февраля 2002 г. появилось сообщение, что фирма Olympus Optical претендует на первенство в создании коммерческой версии ДНК-компьютера, предназначенного для генетического анализа. Машина была создана в сотрудничестве с доцентом Токийского университета Акирой Тояма.

Компьютер, построенный Olympus Optical, имеет молекулярную и электронную составляющие. Первая осуществляет химические реакции между молекулами ДНК, обеспечивает поиск и выделение результата вычислений. Вторая — обрабатывает информацию и анализирует полученные результаты.

Анализ генов обычно выполняется вручную и требует много времени: при этом формируются многочисленные фрагменты ДНК и

контролируется ход химических реакций. "Когда ДНК-компьютинг будет использоваться для генетического анализа, задачи, которые ранее выполнялись в течение трех дней, можно будет решать за шесть часов", — сказал сотрудник Olympus Optical Сатоши Икута.

В компании надеются поставить технологию генетического анализа на основе ДНК-компьютера на коммерческую основу. Она найдет применение в медицине и фармации. Ученые планируют внедрять молекулярные наноустройства в тело человека для мониторинга состояния его здоровья и синтеза необходимых лекарств.

Возможностями биокомпьютеров заинтересовались и военные. Американское агентство по исследованиям в области обороны DARPA выполняет проект, получивший название Bio-Comp (Biological Computations, биологические вычисления). Его цель — создание мощных вычислительных систем на основе ДНК. Попутно исследователи надеются научиться управлять процессами взаимодействия белков и генов. Для этого планируется создать мощный симулятор Bio-SPICE, способный средствами машинной графики визуализировать биомолекулярные процессы. Bio-SPICE планируется развивать на принципах открытых исходников (open source). Программа рассчитана на пять лет.

Клеточные компьютеры

Еще одним интересным направлением является создание клеточных компьютеров. Для этой цели идеально подошли бы бактерии, если бы в их геном удалось включить некую логическую схему, которая могла бы активизироваться в присутствии определенного вещества. Такие компьютеры очень дешевы в производстве. Им не нужна столь стерильная атмосфера, как при производстве полупроводников. И единожды запрограммировав клетку, можно легко и быстро вырастить тысячи клеток с такой же программой.

В 2001 г. американские ученые создали трансгенные микроорганизмы (т. е. микроорганизмы с искусственно измененными генами), клетки которых могут выполнять логические операции И и ИЛИ.

Специалисты лаборатории Оук-Ридж, штат Теннесси, использовали способность генов синтезировать тот или иной белок под воздействием определенной группы химических раздражителей. Ученые изменили генетический код бактерий *Pseudomonas putida* таким образом, что их клетки обрели способность выполнять простые логические операции. Например, при выполнении операции И в клетку подаются два вещества (по сути — входные операнды), под влиянием которых ген вырабатывает определенный белок. Теперь ученые пытаются создать на базе этих клеток более сложные логические элементы, а также подумывают о возможности создания клетки, выполняющей параллельно несколько логических операций.

Потенциал биокомпьютеров очень велик. По сравнению с обычными вычислительными устройствами они имеют ряд уникальных особенностей. Во-первых, они используют не бинарный, а тернарный код (так как информация в них кодируется тройками нуклеотидов). Во-вторых, поскольку вычисления производятся путем одновременного вступления в реакцию триллионов молекул ДНК, они могут выполнять до 10^{14} операций в секунду (правда, извлечение результатов вычислений предусматривает несколько этапов очень тщатель-

ного биохимического анализа и осуществляется гораздо медленнее). В-третьих, вычислительные устройства на основе ДНК хранят данные с плотностью, в триллионы раз превышающей показатели оптических дисков. И, наконец, ДНК-компьютеры имеют исключительно низкое энергопотребление.

Однако в разработке биокомпьютеров ученые столкнулись с целым рядом серьезных проблем. Первая связана со считыванием результата — современные способы секвенирования (определения кодирующей последовательности) не совершенны: нельзя за один раз секвенировать цепочки длиной хотя бы в несколько тысяч оснований. Кроме того, это весьма дорогостоящая, сложная и трудоемкая операция.

Вторая проблема — ошибки в вычислениях. Для биологов точность в 1% при синтезе и секвенировании оснований считается очень хорошей. Для ИТ она неприемлема: решения задачи могут потеряться, когда молекулы просто прилипают к стенкам сосудов; нет гарантий, что не возникнут точечные мутации в ДНК, и т. п. И еще — ДНК с течением времени распадаются, и результаты вычислений исчезают на глазах! А клеточные компьютеры работают медленно, и их легко "сбить с толку". Со всеми этими проблемами ученые активно борются. Насколько успешно — покажет время.

Биокомпьютеры не рассчитаны на широкие массы пользователей. Но ученые надеются, что они найдут свое место в медицине и фармации. Глава израильской исследовательской группы профессор Эхуд Шапиро уверен, что в перспективе ДНК — наномашинны смогут взаимодействовать с клетками человека, осуществлять наблюдение за потенциальными болезнетворными изменениями и синтезировать лекарства для борьбы с ними.

Биокомпьютеры не рассчитаны на широкие массы пользователей. Но ученые надеются, что они найдут свое место в медицине и фармации. Глава израильской исследовательской группы профессор Эхуд Шапиро уверен, что в перспективе ДНК-наномашинны смогут взаимодействовать с клетками человека, осуществлять наблюдение за потенциальными болезнетворными изменениями и синтезировать лекарства для борьбы с ними.

Наконец, с помощью клеточных компьютеров станет возможным объединение информационных и биотехнологий. Например, они смогут управлять химическим заводом, регулировать биологические процессы внутри человеческого организма, производить гормоны и лекарственные вещества и доставлять к определенному органу необходимую дозу лекарств.

Литература

1. <http://www.computer-museum.ru/technlgy/genecomp.htm>
2. http://klein.zen.ru/old/Nauka_PC_Fut.htm
3. <http://www.zdnet.ru/?ID=25089>
4. Molecular Computation of Solutions to Combinatorial Problems. Science, 1994, № 266, pp. 1021.
5. Боркус В. ДНК — основа вычислительных машин // PC Week/RE, № 29-30/99, с. 29.
6. Programmable and autonomous computing machine made of biomolecules, Nature, 2001, № 44, pp. 430.

Исследование производительности вычислительной техники в зависимости от природы элементной базы

Коцев М.Б., МТУСИ

Характерная особенность традиционной цифровой системы состоит в том, что алгоритмы обработки и хранения информации в ней жестко связаны со схемотехникой системы. Т. е. изменение этих алгоритмов возможно только путем изменения структуры системы, замены электронных узлов, входящих в систему, и/или связей между ними. Например, если нам нужна дополнительная операция суммирования, то необходимо добавить в структуру системы лишний сумматор. Или если нужна дополнительная функция хранения кода в течение одного такта, то мы должны добавить в структуру еще один регистр. Естественно, это практически невозможно сделать в процессе эксплуатации, обязательно нужен новый производственный цикл проектирования, изготовления, отладки всей системы. Именно поэтому традиционная цифровая система часто называется системой на "жесткой логике". Любая система на "жесткой логике" обязательно представляет собой специализированную систему, настроенную исключительно на одну задачу или (реже), на несколько близких, заранее известных задач. Это имеет свои бесспорные преимущества. Во-первых, специализированная система (в отличие от универсальной) никогда не имеет аппаратной избыточности, то есть каждый ее элемент обязательно работает в полную силу. Во-вторых, именно специализированная система может обеспечить максимально высокое быстродействие, так как скорость выполнения алгоритмов обработки информации определяется в ней только быстродействием отдельных логических элементов и выбранной схемой путей прохождения информации. А именно логические элементы всегда обладают максимальным на данный момент быстродействием. Но в то же время большим недостатком цифровой системы на "жесткой логике" является то, что для каждой новой задачи ее надо проектировать и изготавливать заново. Это процесс длительный, дорогостоящий, требующий высокой квалификации исполнителей. А если решаемая задача вдруг изменяется, то вся аппаратура должна быть полностью заменена. В нашем быстро меняющемся мире это довольно расточительно.

Специализированная система может обеспечить максимально высокое быстродействие, так как скорость выполнения алгоритмов обработки информации определяется в ней только быстродействием отдельных логических элементов и выбранной схемой путей прохождения информации.

Путь преодоления этого недостатка довольно очевиден: надо построить такую систему, которая могла бы легко адаптироваться под любую задачу, перестраиваться с одного алгоритма работы на другой без изменения аппаратуры. И задавать тот или иной алгоритм мы тогда могли бы путем ввода в систему некой дополнительной управляющей информации, программы работы системы. Тогда система станет универсальной, или программируемой, не жесткой, а гибкой. Именно это и обеспечивает микропроцессорная система. Но любая универсальность обязательно приводит к избыточности. Ведь

решение максимально трудной задачи требует гораздо больше средств, чем решение максимально простой задачи. Поэтому сложность универсальной системы должна быть такой, чтобы обеспечивать решение самой трудной задачи, а при решении простой задачи система будет работать далеко не в полную силу, будет использовать не все свои ресурсы. И чем проще решаемая задача, тем больше избыточность, и тем, менее оправданной становится универсальность. Избыточность ведет к увеличению стоимости системы, снижению ее надежности, увеличению потребляемой мощности и т.д. Кроме того, универсальность, как правило, приводит к существенному снижению быстродействия. Оптимизировать универсальную систему так, чтобы каждая новая задача решалась максимально быстро, попросту невозможно. Общее правило таково: чем больше универсальность, гибкость, тем меньше быстродействие. Более того, для универсальных систем не существует таких задач, пусть даже и самых простых, которые бы они решали с максимально возможным быстродействием.

Таким образом, можно сделать следующий вывод. Системы на "жесткой логике" хороши там, где решаемая задача не меняется длительное время, где требуется самое высокое быстродействие, где алгоритмы обработки информации предельно просты. А универсальные, программируемые системы хороши там, где часто меняются решаемые задачи, где высокое быстродействие не слишком важно, где алгоритмы обработки информации сложные.

Развитие элементной базы и ее широкое применение в изделиях, устройствах и системах управления самыми разнообразными объектами и процессами является в настоящее время одним из основных направлений научно-технического прогресса.

Нанoeлектроника является новой областью науки и техники, формирующейся сегодня на основе последних достижений физики твердого тела, квантовой электроники, физической химии и технологии полупроводниковой электроники. Ее содержание определяется необходимостью установления фундаментальных закономерностей, определяющих физико-химические особенности формирования наноразмерных структур (структур с размером от единиц до десятков нанометров, $1 \text{ нм} = 10^{-9} \text{ м}$), их электронные и оптические свойства. Исследования в области нанoeлектроники важны для разработки новых методов, а вместе с ними и нового поколения сверхминиатюрных быстродействующих систем обработки информации.

Понятие "информационные системы" включает все устройства, обеспечивающие получение, обработку и передачу информации. Это различные датчики, преобразующие внешние воздействия (звук, изображение в виде светового поля различной локальной интенсивности, давление, температура, химический состав среды и др.) в электрические сигналы, это электронные системы преобразования и обработки этих сигналов на основе компьютерной техники и, наконец, это средства радиосвязи и телекоммуникаций. Информация в этих системах дается либо в виде непрерывного электрического сигнала — аналоговая форма кодирования информации, либо в виде последовательности электрических импульсов — цифровая форма кодирования. При аналоговом кодировании необходи-

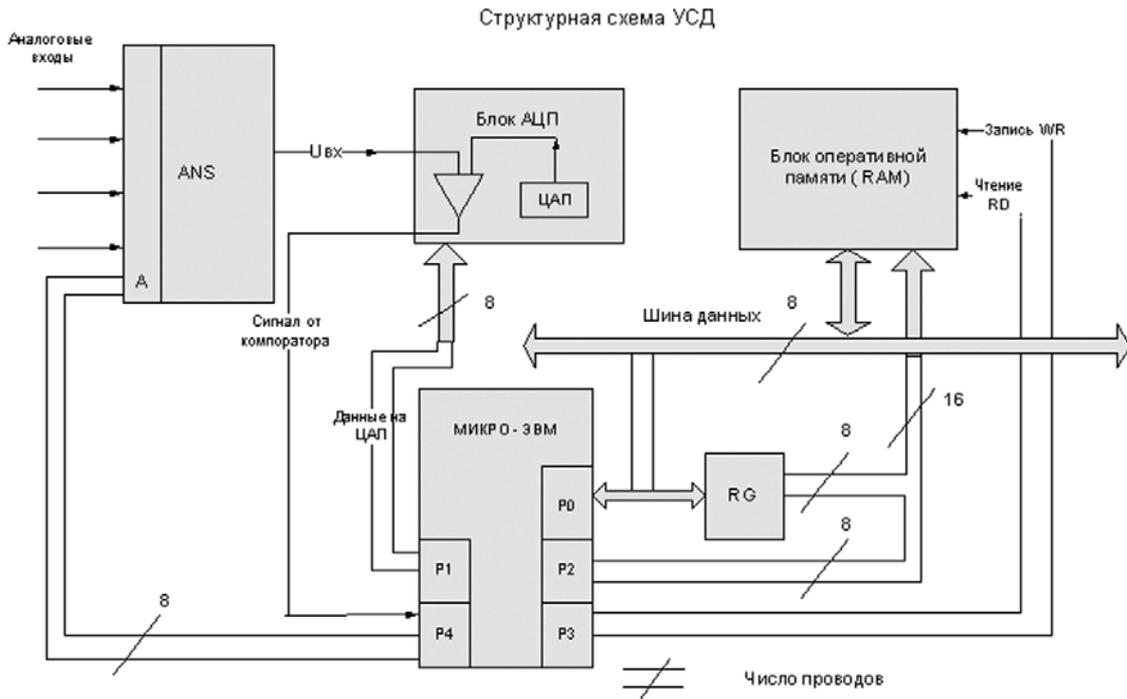


Рис. 1. Структурная схема электрического микроконтроллера

мая информация представляется соответствующей амплитудой или частотой колебаний непрерывного электрического сигнала. В цифровой форме информация выражается в виде двоичного кода, задаваемого электрическим импульсом, для которого логическому состоянию "0" соответствует отсутствие электрического напряжения (или тока), а состоянию "1" — его наличие. Цифровые коды благодаря хорошей защищенности от ошибок и помех, высоким скоростям обработки в вычислительных системах и высокой плотности передачи по каналам связи получили преимущественное распространение в современных информационных системах. Их основным элементом является электронный прибор с двумя устойчивыми электрическими состояниями, соответствующими логическому 0 и 1. Типичные конструкции таких приборов и их эволюция по мере развития электроники является механический ключ, который, размыкая и замыкая.

Структурная схема электрического микроконтроллера изображена на рис. 1.

В основе оптических методов обработки информации лежат явления преобразования пространственно — модулированных оптических сигналов в оптических устройствах и системах на принципах как геометрической, так волновой оптики. "Обработка информации" здесь означает преобразование, анализ и синтез многомерных функций, описывающих свойства и состояния объектов материального мира. Оптическая обработка информации осуществляется в

оптическом процессоре — аналоговом оптическом или оптоэлектронном устройстве, определенным образом изменяющем амплитуду и фазу пространственно — модулированного оптического сигнала, содержащего информацию об объекте. Системы оптической обработки информации, как правило, являются составной частью комплексной оптоэлектронной системы обработки информации или высоко производительного вычислительного устройства, включающих как электронные, так и оптические компоненты.

Основные достоинства системы оптической обработки информации:

- большая информационная емкость,
- многоканальность,
- высокое быстродействие,
- многофункциональность.

На рис. 2 представлена структурная схема оптического микроконтроллера.

Недавно был проведен анализ перспектив и фундаментальных ограничений на параметры существующих и будущих интегральных схем. Одни из наиболее важных параметров микрочипов — время и мощность, затрачиваемая на одно переключение в отдельном транзисторе. На рис. 3 приведена обобщенная картина предельных параметров CMOS-технологии. Линии а и б представляют собой термодинамический и квантово-механический пределы, линии с и d

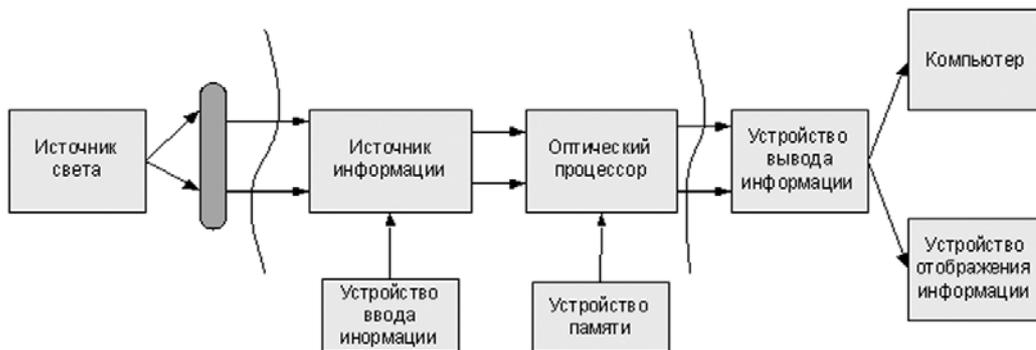


Рис. 2. Структурная схема оптического микроконтроллера

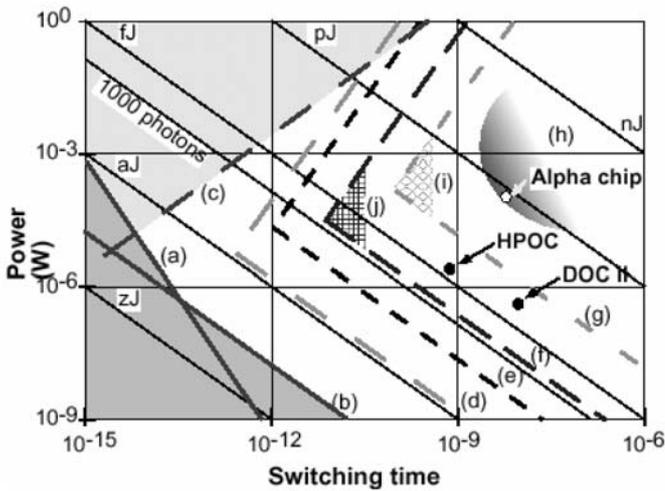


Рис. 3. Предельные параметры микроэлектронных и оптических компьютеров

обуславливают пределы материала (кремния), линия e — пределы транзистора как устройства, f — логической ячейки, g — системы из логических ячеек. Нижние границы линий e, f, g с обратной пропорциональной зависимостью мощности от времени переключения обусловлены наличием минимума энергии на переключение транзистора. Верхние границы с квадратичной зависимостью ($P \sim t^2$) обусловлены минимумом времени, требуемым на переключение транзистора. Системные ограничения (линия g) более жесткие и в основном связаны с наличием емкости электрических соединений между логическими ячейками. В работе предполагается, что предел характеристик микрочипов расположен в области i (см. рис. 3), с временем переключения 50 пс (20 ГГц) и средней мощностью 500 мкВт, что соответствует энергии 25 фДж на одно переключение.

Другое фундаментальное ограничение связано с зависимостью времени переключения от длины l ; соединений — чем больше логических ячеек, тем больше длина межсоединений, тем больше емкость, тем больше время на соединение одной ячейки с другой. Микрочипы должны будут обрабатывать все более значительный поток данных, использовать все большее количество межсоединений, что будет требовать уменьшения общего токового потребления и создания эффективных устройств отвода тепла. Передача потока данных от одного чипа к другому и его синхронизирование по всему устройству создаст дополнительные трудности. Исходя из вышесказанного, микроэлектроника, скорее всего, не сможет гарантировать прогресс в информационных технологиях, и необходимо искать альтернативные решения, обеспечивающие более плотную и более быструю информационную связь между логическими элементами.

В табл. 1 представлено сравнение технических характеристик электрического и оптического компьютеров.

Методика расчета количества микросхем памяти в блоке оперативной памяти выявляет число ячеек в микросхеме N:

$$N = 16K = 16 \times 2^{10} \text{ байт.}$$

Тип БИС составляют такие параметры, как:

a — число ячеек

v — число бит в 1 ячейке.

Рассчитаем емкость микросхемы:

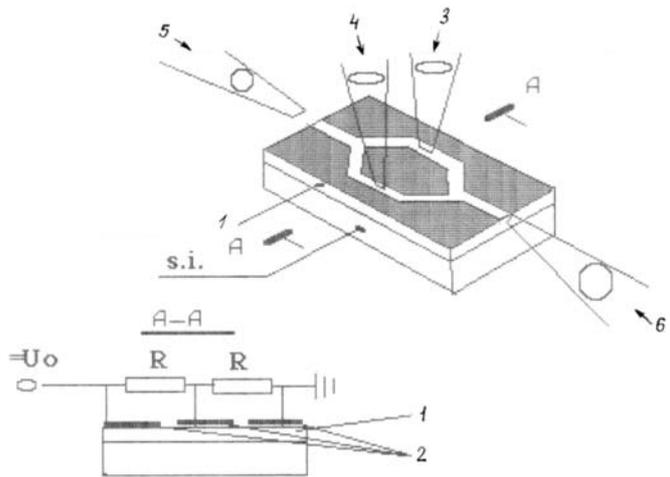


Рис. 4. Схема оптического транзистора: 1 — активный слой, 2 — металлические электроды, 3 — сигнал управления (вход), 4 — сигнал компенсации, 5 — сигнал опорный, 6 — сигнал выходной

$$N1 = (a \times v) \setminus 8 = 2^{11} \times 8 \div 8 = 2^{11} \quad (1)$$

n — число микросхем

$$n = N \setminus N1 = (16 \times 2^{10}) / 2^{11} = 2^{14} / 2^{11} = 2^3 = 8 \quad (2)$$

Таким образом, число микросхем в нашем блоке памяти будет 8.

Для расчета оптического транзистора необходимо ознакомиться с его принципом действия.

Оптический транзистор представляет собой планарный интерферометр Маха-Цендера на основе металлизированной полупроводниковой пластины с зазором в виде микроканальной структуры параллельных волноводов. Структура волноводов имеет Y-образные разветвители на входе и выходе, компенсатор фазы оптической волны и управляющий элемент, в качестве которых используются открытые зазоры микроканальных волноводов. Такие структуры могут найти широкое применение из-за простой и сравнительно недорогой технологии изготовления.

Общий вид оптического транзистора изображен на рис. 4.

Таблица 1

Технические характеристики электрического и оптического компьютеров

Характеристики	Электрический микроконтроллер	Оптический микроконтроллер
Число межсоединений	8192	8192
Частота передачи данных (скорость обработки информации)	10 Гбайт/с	100 Мб · с-1 или $0.8192 \cdot 10^{15}$ переключений в секунду
Энергия на одно переключение	-	7.15 фДж (~ $3 \cdot 10^4$ фотонов)
Число просматриваемых страниц в секунду	10000	80000
Входной поток	-	64 лазерных диода с длиной волны 837 нм
Объемная плотность записи информации	10^9 бит/см ²	10^{11} бит/см ³
Число процессоров	4-8	1
Объем памяти	128 Гбайт (DDR2)	-
Пропускная способность памяти	512 Гбайт/с	-
Число каналов ввода\вывода	55	64

В интерферометр через вход (торец) полупроводниковой подложки в микроканал волновода вводится опорное излучение.

С помощью непрерывного компенсирующего оптического излучения, падающего на одно из плеч интерферометра, изменяется концентрация носителей в волноводе и тем самым меняется показатель преломления в этом плече волновода. При этом создается необходимый фазовый сдвиг для обеспечения минимального значения выходной оптической мощности (транзистор закрыт). Через другое плечо интерферометра вводится управляющий (модулирующий) оптический пучок. За счет этого появляется сдвиг фаз между параллельными плечами интерферометра, отличный от опорного, и растет интенсивность излучения на выходе оптического транзистора. Вся структура металлических электродов связана с внешним источником электрического поля, обеспечивающего напряженность поля в зазоре $E = 10^4 \text{ В/см}$. При этом ширина зазора сравнима с шириной обедненной области полупроводника.

Зависимость показателя преломления n от концентрации носителей N имеет вид:

$$n = n_0 - (Nq^2 / 2\epsilon_0 m^* \omega^2), \quad (3)$$

где n_0 — показатель преломления в отсутствие неравновесной концентрации свободных носителей, q — заряд электрона, ϵ_0 — диэлектрическая проницаемость вакуума, m — эффективная масса и m_0 — масса свободного электрона в вакууме, ω — круговая частота света, N — концентрация неравновесных носителей в полупроводнике.

Для поддержания моды низшего порядка необходимо, чтобы $\Delta n \cong 10^{-4}$. Используя значения параметров, например, для n — GaAs: $m^* = 0,067m_0$, $\omega^2 = 3,6 \cdot 10^{30} \text{ Hz}^2$, $n_0 = 3,16$ получаем, что $\Delta n = 2,5 \cdot 10^{-27} N$ (в единицах СИ).

Для величины $\Delta n = 10^{-4}$ получаем значение:

$$N = 10^{23} \text{ м}^{-3} \text{ (или } 10^{17} \text{ см}^{-3} \text{)}.$$

В интерферометре Маха-Цендера модуляция оптического сигнала осуществляется через любое из плеч интерферометра. Поскольку модуляция света осуществляется с помощью Рвх, то коэффициент усиления оптического транзистора G будет определяться, как:

$$G = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}} = I_{\text{вых}} / I_{\text{вх}} = G_0 \sin^2(\Delta\Phi / 2), \quad (4)$$

где $G_0 = P_0(\eta\tau / \hbar\nu V\Delta N)$

— максимальное значение коэффициента усиления оптического транзистора; P_0 — мощность опорного сигнала, W ; η — квантовая эффективность фотоэлектрического преобразования; τ — время жизни неравновесных носителей тока в полупроводнике, \hbar — постоянная Планка, ν — частота света, ; V — поглощающий объем, м^3 ; ΔN — изменение концентрации носителей, м^3 ; $\Delta\Phi = 2\pi L\Delta n/\lambda$ — изменение фазового сдвига световой волны в управляющем плече интерферометра; L — длина плеча, м ; Δn — изменение показателя преломления; λ — длина волны света, м .

На рис. 5 приведены данные расчета коэффициента усиления оптического транзистора на n -GaAs при условии, что мощность опорного сигнала $P_0 = 0,1 \text{ W}$, длина плеча $L = 0,3 \text{ мм}$ (1) и 1 мм (2), длина волны света $\lambda = 1/\mu\text{м}$. При использовании управляющего сигнала мощностью в пределах $1,10 \text{ mW}$ коэффициент усиления для случая (1) составляет $13,14 \text{ dB}$ и имеет динамический диапазон 2.12 mW по управляющему сигналу.

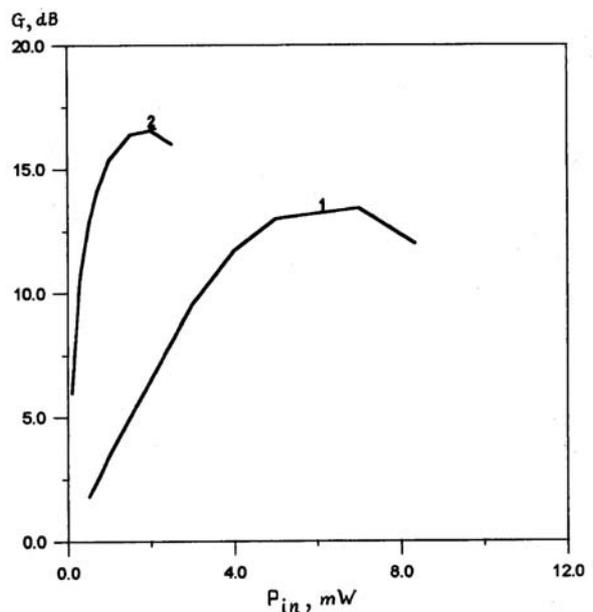


Рис. 5. Зависимость оптического усиления от входной оптической мощности

При этом поддинамическим диапазоном следует понимать пределы входной управляющей оптической мощности, при которой коэффициент усиления изменяется не больше, чем на 3 dB . Увеличение длины плеча до 1 мм при прочих равных условиях приводит к уменьшению мощности управляющего сигнала в $4,10$ раз, расширению динамического диапазона в $2,5$ раза и росту коэффициента усиления на $5,6 \text{ dB}$.

Таким образом, мы видим преимущество оптического компьютера перед электрическим в таких параметрах, как: частота и скорость обработки информации — 10 Гб/с , число просматриваемых страниц в секунду — 80000 , объемная плотность записи информации — 10^{11} бит/см^3 , число каналов ввода вывода — 64 и др.

Другое фундаментальное отличие, связано с зависимостью времени переключения от длины межсоединений — чем больше логических ячеек, тем больше длина межсоединений, тем больше емкость, тем больше время на соединение одной ячейки с другой. Микрочипы должны будут обрабатывать все более значительный поток данных, использовать все большее количество межсоединений, что будет требовать уменьшения общего токового потребления и создания эффективных устройств отвода тепла.

Литература

1. Сташин В.В., Урусов. Проектирование цифровых устройств на однокристалльных микропроцессорах. — М.: Энергоатомиздат, 2004.
2. Калабеков Б.А. МП и их применение в системах передачи и обработки сигналов. — 1999.
3. Капелин Г.Г., Тузов В.М. Функциональные модули микропроцессорных систем. — 1995.
4. Балашов Е.П., Пузанков Д.В. Микропроцессоры и микропроцессорные системы. — 2001.
5. Ушаков Н.М. Оптическое усиление. — М.: Институт радиотехники, 2003.
6. Ушаков Н.М., Кравцов К.Ю. Оптический транзистор. — 2004.
7. Свечников Г.С. Элементы интегральной оптики. — М.: Радио и связь, 2002.

О численном и аналитическом решении задачи дифракции плоской волны на многорядных решетках

Кюркчан А.Г., Смирнов В.И., МТУСИ

Введение

Задача дифракции плоской волны на однорядных и многорядных решетках в течение длительного времени вызывает интерес как с теоретической, так и с прикладной точки зрения [1, 2]. Причем в последнее время задача рассеяния волн на многорядных решетках привлекает все большее внимание в связи с возможностью создания искусственных структур, свойства которых аналогичны метаматериалам [3]. Поэтому разработка быстрого механизма расчета задач дифракции с последующим исследованием полученных результатов представляется весьма актуальной. В настоящей работе представлен метод решения поставленной задачи с применением метода диаграммных уравнений. Метод диаграммных уравнений ранее показал свою эффективность, скорость выполнения и минимальность объема вычислений в приложении к задачам дифракции волн на одном, нескольких телах, а также на однорядных решетках. Это и определило выбор данного метода для расчета указанной задачи. Подробно о методе диаграммных уравнений можно узнать из работ [4, 5]. Данный метод сводит поставленную краевую задачу к алгебраической системе относительно коэффициентов разложения диаграмм рассеяния центральных элементов каждой из рядов решетки по некоторому базису. Также для данной постановки задачи, используя метод суперпозиции, можно получить систему уравнений типа Тверского [6] относительно диаграмм рассеяния каждого ряда. После чего, воспользовавшись техникой, представленной в работе [5], и сделав соответствующие предположения, можно найти приближенные аналитические представления для диаграмм рассеяния.

Постановка задачи

Рассматривается задача дифракции плоской волны на многорядной бесконечной периодической решетке бесконечных цилиндров с направляющими S_j^k , $k = \overline{1, N}$, где k — индекс ряда, j — номер элемента k -того ряда. Обозначим первичное поле буквой U^0 , а дифракционное — U^1 . На поверхности элементов решетки выполнено условие Дирихле. Таким образом, мы имеем следующую краевую задачу относительно поля U^1 .

$$\begin{aligned} \Delta \overline{U^1} + k^2 \overline{U^1} &= 0; \quad (U^0 + \overline{U^1})|_{S_j^k} = 0, \\ k &= \overline{1, N}; \quad j = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{aligned} \quad (1)$$

Итак, рассмотрим N -рядную решетку, ряды которой расположены параллельно друг другу. Пусть оси Ox систем координат для каждого ряда совпадают с осью ряда решетки. Начало координат систем находятся внутри сечения элемента в каждом ряду, выбранного в качестве центрального для данного ряда. Каждый ряд решетки характеризуется своей формой сечения цилиндров $\rho_k(\varphi)$ и своим периодом b_k . Задано расстояние между центральными элементами

рядов $\overline{r_{ij}}$, а также их смещение относительно друг друга вдоль оси X . Первичное поле представляет собой плоскую волну, падающую под углом φ_0 к оси X :

$$U^0 = e^{-ikr \cos(\varphi_0 - \varphi)}. \quad (2)$$

На рис. 1 представлено схематичное описание поставленной задачи.

Исходя из теоремы Флоке, дифракционное поле каждого ряда решетки может быть представлено через диаграмму рассеяния центрального элемента этого же ряда следующим образом:

$$\begin{aligned} U^s(r, \varphi) &= \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2} - i\infty}^{\frac{\pi}{2} + i\infty} g_s(\varphi + \psi) e^{-ikr \cos \psi} d\psi + \sum_{j=-\infty}^{\infty} (1 - \delta_{sj}) e^{-ijkb_s \cos \varphi_0} \times \\ &\times \int_{-\frac{\pi}{2} - i\infty}^{\frac{\pi}{2} + i\infty} g_j(\varphi_j + \psi) e^{-ikr_j \cos \psi} d\psi, \end{aligned} \quad (3)$$

где g_j диаграмма рассеяния центрального элемента s -того ряда.

В соответствии с техникой метода диаграммных уравнений краевая задача (1) сводится к системе интегрооператорных уравнений относительно диаграмм рассеяния центральных элементов каждого ряда решетки, которые, в случае краевого условия Дирихле, имеют следующие представления:

$$\begin{cases} g_1(\alpha) = \int_0^{2\pi} v_1(\varphi_1) \exp[ik\rho_1(\varphi_1) \cos(\alpha - \varphi_1)] d\varphi_1, \\ g_2(\alpha) = \int_0^{2\pi} v_2(\varphi_2) \exp[ik\rho_2(\varphi_2) \cos(\alpha - \varphi_2)] d\varphi_2, \\ \dots \\ g_N(\alpha) = \int_0^{2\pi} v_N(\varphi_N) \exp[ik\rho_N(\varphi_N) \cos(\alpha - \varphi_N)] d\varphi_N, \end{cases} \quad (4)$$

где $r = \rho_k(\varphi)$ — уравнение контура S^k в полярной системе координат,

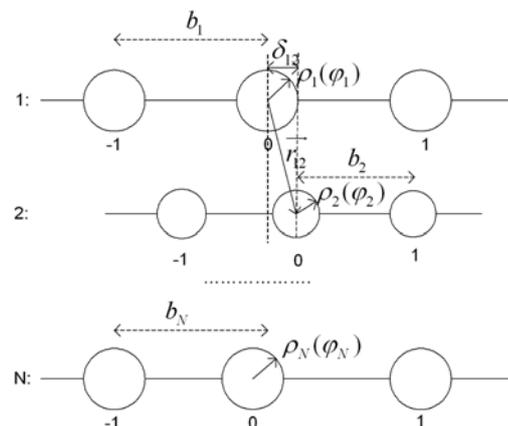


Рис. 1. Схематичное описание поставленной задачи

$v_k(\varphi)$ — поверхностный "ток" на S , т. е. величина, определяемая соотношением:

$$v(\varphi) = \frac{i}{4} \left[\rho(\varphi) \frac{\partial U}{\partial r} - \frac{\rho'(\varphi)}{\rho(\varphi)} \frac{\partial U}{\partial \varphi} \right] \Big|_{r=\rho(\varphi)} \equiv DU, \quad (5)$$

который для каждого ряда решетки можно представить в виде:

$$v_k(\varphi) = v_k^0(\varphi_k) + \sum_{j=-\infty}^{+\infty} v_{kj}(\varphi_k) + \sum_{s=1}^N (1 - \delta_{ks}) \sum_{m=-\infty}^{+\infty} v_{sj}(\varphi_k), \quad k = \overline{1, N}, \quad (6)$$

где 1-ое слагаемое — $v_k^0 = DU^0$, 2-ое — $v_{k0} = DU_0^k$ и 3-е — $v_{kj} = DU_j^k$.

Данные токи можно найти, исходя из того, что:

$$U^0 = \exp(-ikr \cos(\varphi_0 - \varphi)) \quad (7)$$

— падающая плоская волна, а

$$U_j^s = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}-j\varphi_0}^{\frac{\pi}{2}+j\varphi_0} g_s(\varphi_j + \psi) e^{-ijk_s \cos \varphi_0 - ikr_s \cos \psi} d\psi \quad (8)$$

— парциальное дифракционное поле j -ого элемента s -го ряда решетки.

Представим диаграммы рассеяния центральных элементов соответствующими рядами Фурье:

$$g_s(\varphi) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{sn} e^{in\varphi}, \quad s = \overline{1, N}. \quad (9)$$

Используя соотношения (4-9), получим следующие соотношения для токов:

$$\begin{aligned} v_s^0(\varphi_s) &= \frac{k}{4} \frac{d}{d\varphi} [\rho_s(\varphi_s) \sin(\varphi_s - \varphi_0)] \times \\ &\times e^{-ik\rho_s(\varphi_s) \cos(\varphi_s - \varphi_0)}, \quad s = \overline{1, N}; \\ v_{s0}(\varphi_s) &= \frac{i}{4} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{sn} (-i)^n \left[k\rho_s(\varphi_s) H_n^{(2)'}(k\rho_s) - \right. \\ &\left. - in \frac{\rho_s'(\varphi_s)}{\rho_s(\varphi_s)} H_n^{(2)}(k\rho_s) \right], \quad s = \overline{1, N}; \\ v_{sj}(\varphi_j) &= \frac{i}{4} e^{-ijk_s \cos \varphi_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{sn} (-i)^n \sum_{p=-\infty}^{\infty} H_{n-p}^{(2)}(k|j|b_s) \times \\ &\times [k\rho_s(\varphi_s) J_p'(k\rho_s) - ip \frac{\rho_s'(\varphi_s)}{\rho_s(\varphi_s)} J_p(k\rho_s)] \times \\ &\times e^{i(n-p)\varphi_{js}}, \quad s = \overline{1, N}, \quad \forall j \neq 0; \\ v_{sj}(\varphi_m) &= \frac{i}{4} e^{-ijk_s \cos \varphi_0} \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_{sn} (-i)^n \sum_{q=-\infty}^{\infty} H_{n-q}^{(2)}(kb_{jm}) [k\rho_m(\varphi_m) \times \\ &\times J_q'(k\rho_m) - iq \frac{\rho_m'(\varphi_m)}{\rho_m(\varphi_m)} J_q(k\rho_m)] \times \\ &\times e^{i(n-q)\varphi_{jm}}, \quad s, m = \overline{1, N}, \quad s \neq m; \end{aligned} \quad (10)$$

Подставив эти разложения в интегральные представления диаграмм центральных элементов и используя линейную независимость базиса Фурье, получим следующую систему линейных алгебраических уравнений относительно коэффициентов разложения диаграмм центральных элементов:

$$a_{sm} = a_{sm}^0 + \sum_{k=1}^N \sum_{n=-\infty}^{+\infty} G_{mn}^{sk} a_{kn}, \quad s = \overline{1, N}, \quad m = \overline{-\infty, \infty}, \quad (11)$$

где

$$\begin{aligned} a_{sm}^0 &= i^m \frac{k}{4} \int_0^{2\pi} [\rho_s(\varphi_s) \cos(\varphi_s - \varphi_0) + \rho_s'(\varphi_s) \times \\ &\times \sin(\varphi_s - \varphi_0)] J_m(k\rho_s) e^{-ik\rho_s(\varphi_s) \cos(\varphi_s - \varphi_0)} e^{-im\varphi_s} d\varphi_s; \\ G_{mn}^{ss} &= i^m (-i)^n \frac{i}{4} \int_0^{2\pi} [k\rho_s(\varphi_s) H_n^{(2)'}(k\rho_s) - in \frac{\rho_s'(\varphi_s)}{\rho_s(\varphi_s)} H_n^{(2)}(k\rho_s)] \times \\ &\times J_m(k\rho_s) e^{i\varphi_s(n-m)} d\varphi_s + \\ &+ \sum_{j=-\infty}^{\infty} (1 - \delta_{j0}) e^{-ijk_s \cos \varphi_0} \frac{i^{m-n+1}}{4} \sum_{p=-\infty}^{\infty} H_{n-p}^{(2)}(k|j|b_s) e^{i(n-p)\varphi_{js}} \times \\ &\times \int_0^{2\pi} [k\rho_s(\varphi_s) J_p'(k\rho_s) - ip \frac{\rho_s'(\varphi_s)}{\rho_s(\varphi_s)} J_p(k\rho_s)] \times \\ &\times J_m(k\rho_s) e^{i\varphi_s(p-m)} d\varphi_s, \quad s = \overline{1, N}; \\ G_{mn}^{st} &= \sum_{j=-\infty}^{\infty} e^{-ijk_s \cos \varphi_0} \frac{i^{m-n+1}}{4} \sum_{q=-\infty}^{\infty} H_{n-q}^{(2)}(kb_{js}) e^{i(n-q)\varphi_{js}} \times \\ &\times \int_0^{2\pi} [k\rho_s(\varphi_s) J_q'(k\rho_s) - iq \frac{\rho_s'(\varphi_s)}{\rho_s(\varphi_s)} J_q(k\rho_s)] \times \\ &\times J_m(k\rho_s) e^{i\varphi_s(q-m)} d\varphi_s, \quad t, s = \overline{1, N}, \quad t \neq s; \end{aligned}$$

Здесь b_{js} — расстояние от центрального элемента s -го ряда до j -го элемента t -го ряда и находится из соотношения:

$$b_{js}^2 = (jb_t)^2 + (r_{st})^2 - 2(jb_t)r_{st} \cos \varphi_{st}, \quad (12)$$

где φ_{st} — угол наблюдения центрального элемента t -го ряда из системы, с центром в O_s , причем $\varphi_{ts} = \varphi_{st} + \pi \cdot \varphi_{js}$ — угол, под которым точка O_s видна из O_t .

Решив эту систему, мы можем найти диаграммы рассеяния g_s .

Основной интерес представляет коэффициент отражения, который для многорядной решетки будет рассчитываться по формуле:

$$R_0 = \frac{2}{k \sin \varphi_0} \left[\frac{g_1(-\varphi_0)}{b_1} + \frac{g_2(-\varphi_0)}{b_2} e^{ikr_{12} \cos(\varphi_{12} + \varphi_0)} + \dots + \frac{g_N(-\varphi_0)}{b_N} e^{ikr_{1,N} \cos(\varphi_{1,N} + \varphi_0)} \right]. \quad (13)$$

Предложенный вариант расчета может быть применен и для случая возбуждения решетки нитью тока, решения трехмерной задачи или задачи о решетке, расположенной в плоскостой среде.

Уравнения типа Тверского

Используя уравнения (1-8), рассеянное поле центрального элемента i -ого ряда можно представить следующим образом:

$$\begin{aligned} U_I^1(r, \varphi) &= U_{0I}^1(r, \varphi) + \sum_{j=1}^N e^{-ijk_j \cos \varphi_0} \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\pi+i\infty} g_{0I}(-\alpha) e^{-ikr_{jI} \cos(\varphi_{jI} + \alpha)} d\alpha + \\ &+ \sum_{j=-\infty}^{-1} e^{-ijk_j \cos \varphi_0} \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\pi+i\infty} g_{0I}(\alpha) e^{-ikr_{jI} \cos(\varphi_{jI} - \alpha)} d\alpha + \\ &+ \sum_{R=I+1}^{N-1} e^{ik\bar{b}_{IR}} \sum_{v=-\infty}^{\infty} e^{ivb_R \bar{k} \bar{i}_v} \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}-i\infty}^{\frac{3\pi}{2}+i\infty} g_{0R}(\psi - \frac{\pi}{2}) e^{-ikr_{vR} \sin(\varphi_{0R} - \psi)} d\psi + \\ &+ \sum_{R=1}^{I-1} e^{ik\bar{b}_{IR}} \sum_{v=-\infty}^{\infty} e^{ivb_R \bar{k} \bar{i}_v} \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}-i\infty}^{\frac{\pi}{2}+i\infty} g_{0R}(\psi + \frac{\pi}{2}) e^{-ikr_{vR} \sin(\varphi_{0R} - \psi)} d\psi, \quad I = \overline{1, N} \end{aligned} \quad (14)$$

где g_{0R} — диаграмма рассеяния центрального элемента R -го ряда решетки.

Пусть $g_{0R}^{\infty}(\alpha, \varphi_0)$ — диаграмма центрального элемента R -го ряда при $bk = \infty$, когда на него падает единичная плоская волна под углом φ_0 , тогда, воспользовавшись принципом суперпозиции, имеем систему уравнений:

$$\begin{aligned}
 g_{0I}(\alpha, \varphi_0) &= g_{0I}^{\infty}(\alpha, \varphi_0) + \\
 &+ \sum_{j=-\infty}^{\infty} \left\{ e^{-ijkb_I \cos \varphi_0} \frac{1}{\pi} \int_{-i\infty}^{\pi+i\infty} g_{0I}^{\infty}(\alpha, -\psi) g_{0I}(-\psi, \varphi_0) e^{-ijkb_I \sin \psi} d\psi + \right. \\
 &+ \left. e^{ijkb_I \cos \varphi_0} \frac{1}{\pi} \int_{-i\infty}^{\pi+i\infty} g_{0I}^{\infty}(\alpha, \psi) g_{0I}(\psi, \varphi_0) e^{-ijkb_I \sin \psi} d\psi \right\} + \\
 &+ \sum_{R=I+1}^N e^{ikb_{IR} \cos(\varphi_0 - \varphi_{IR})} \sum_{v=-\infty}^{\infty} e^{ivkb_R \sin \varphi_0} \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{2}-i\infty}^{\frac{3\pi}{2}+i\infty} g_{0I}^{\infty}(\alpha, \psi - \frac{\pi}{2}) \times \\
 &\times g_{0R}(\psi - \frac{\pi}{2}) e^{-ikb_{IR} \sin(\varphi_{IR} - \psi)} e^{ikvb_R \cos \psi} d\psi + \\
 &+ \sum_{R=I}^{I-1} e^{ikb_{IR} \cos(\varphi_0 - \varphi_{IR})} \sum_{v=-\infty}^{\infty} e^{ivkb_R \sin \varphi_0} \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}-i\infty}^{\frac{\pi}{2}+i\infty} g_{0I}^{\infty}(\alpha, \psi + \frac{\pi}{2}) \times \\
 &g_{0R}(\psi + \frac{\pi}{2}) e^{-ikb_{IR} \sin(\varphi_{IR} - \psi)} e^{ikvb_R \cos \psi} d\psi.
 \end{aligned} \tag{15}$$

которую, при условии $kb_R \gg 1, R = \overline{1, N}$ можно упростить и найти в этом приближении аналитическое решение задачи. Данное решение будет представлять как самостоятельный интерес для широкого спектра параметров, так и для проверки численного решения задачи методом МДУ.

Литература

1. Галишников Т.Н., Ильинский А.С. Численные методы в задачах дифракции. — М.: Изд-во МГУ, 1987.
2. Шестопалов В.П., Кириленко А.А., Масалов С.А., Сиренко Ю.К. Дифракционные решетки. — Киев: Наукова думка, 1986.
3. Veselago V., Braginsky L., Shklover V., Hafner C.J. Negative refractive index materials. — Comput. and Theoret. Nanoscience, 2006, vol. 2, pp. 1-30.
4. Кюркчан А.Г. ДАН, 1996. — Т. 351. — № 5. — С. 624.
5. Кюркчан А.Г., Соловейчик А.Л. // Радиотехника и электроника. — 2000. — Т. 45. — № 4. — С. 389.
6. Twersky V. Journal of mathematical physics, 1967. — V.8. — № 4. — pp. 589-607.

Исследование полосковых линий передачи в сантиметровом и миллиметровом диапазонах волн

Калиничев В.И., Калошин В.А., Скородумова Е.А., МТУСИ

Введение

Как известно, микрополосковые линии (МПЛ) получили широкое применение в печатных схемах СВЧ-диапазона [1]. Потери в таких линиях растут почти линейно с увеличением частоты. В монолитных интегральных схемах, в силу их относительно небольших размеров, эти потери не так существенны. Однако при больших размерах печатных схем, например, в печатных антенных решетках, потери становятся недопустимо большими. В данной работе исследуются дисперсионные характеристики и потери в МПЛ, подвешенной микрополосковой линии (ПМПЛ) и однополосковой линии (ОПЛ) как в одномодовом, так и в многомодовом режимах для подложек с различной толщиной. ПМПЛ представляет собой МПЛ на двухслойной или многослойной подложках. ОПЛ была предложена сравнительно недавно [2], и потери в этой линии практически не исследованы.

Поперечные сечения МПЛ, ПМПЛ и ОПЛ приведены, соответственно, на рис. 1а, 1б и 1в. В качестве материала проводника и граунда использовалась медь толщиной 0.017 мм, а в качестве подложки — полистирол () различной толщины. Ширина проводника в исследованных линиях составляла 2 и 4 мм.

Дисперсионные характеристики и потери в линиях вычислялись методом конечных элементов путем прямого решения задачи на собственные значения для поперечного сечения и на основе резонаторной модели.

Результаты исследований

На рис. 2, 3 и 4 приведены зависимости замедления основной моды линии, т.е. отношения фазовой скорости волны в линии к скорости света в вакууме, от частоты в диапазоне от 6 до 60 ГГц для толщин подложек, соответственно, 1, 2 и 3.4 мм. Цифрами 1, 2, 3 и 4 на рисунках обозначены эти зависимости для расстояний между граундом и диэлектриком, соответственно, 0, 1 и 4.5 мм, т.е. первая и вторая кривые соответствуют двум предельным случаям ПМПЛ — ОПЛ и МПЛ.

Как видно из рисунков, максимальное замедление имеет МПЛ. Отличие ее замедления от замедления в других линиях тем больше, чем меньше толщина подложки. Разница в замедлениях ПМПЛ и ОПЛ даже при небольшом расстоянии между граундом и диэлектриком (для толстых подложек порядка 0.1 длины волны) практически отсутствует. На высоких частотах замедление МПЛ стремится к замедлению плоской волны в диэлектрике. При этом разница в замедлениях между различными линиями уменьшается.

Разница в ширине проводника по-разному влияет на замедление линий. Так, увеличение ширины с 2 до 4 мм увеличивает замедление МПЛ как на высоких, так и на низких частотах вне зависимости от толщины подложки. Для ОПЛ такое увеличение ширины проводника на низких частотах приводит к уменьшению замедления как для толстых, так и для тонких подложек. На высоких частотах увеличение ширины проводника ОПЛ при тонких подложках слабо влияет на замедление, а для толстых подложек приводит к его увеличению.

На рис. 5 приведены зависимости относительного замедления, т.е. отношения замедления линии к замедлению основной моды под-

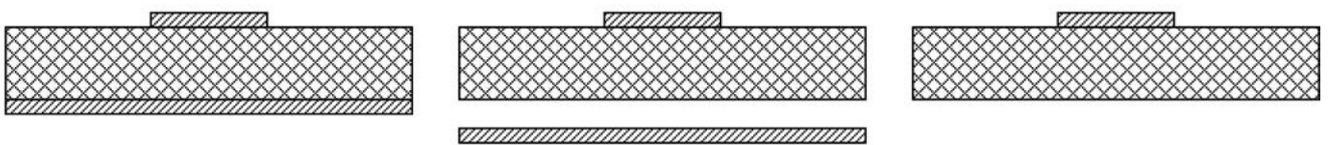


Рис. 1. Поперечные сечения линий: а — МПЛ, б — ПМПЛ, в — ОПЛ

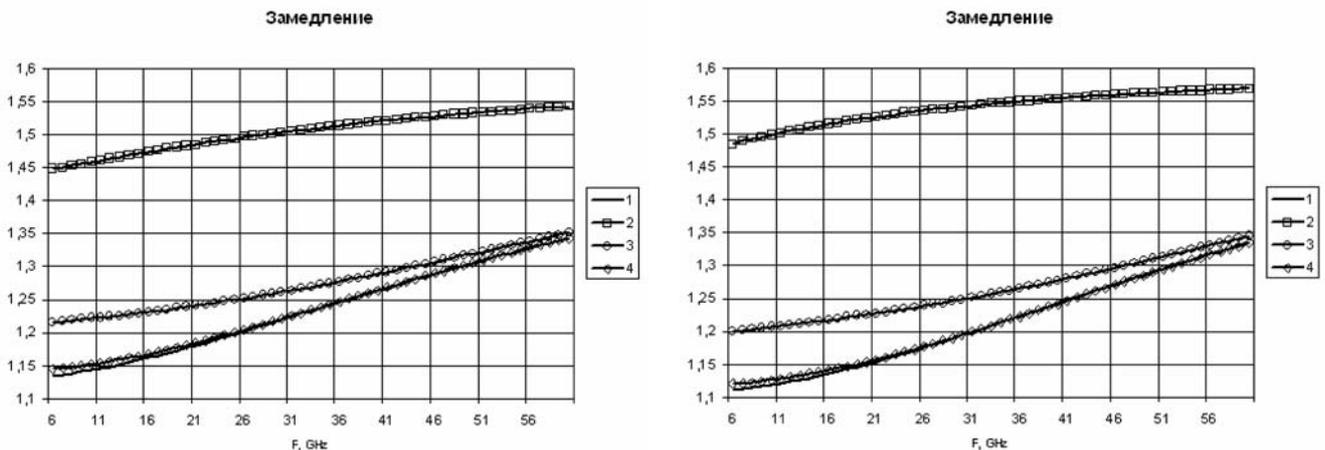


Рис. 2. Замедление основной моды для толщины подложки 1 мм: а — Ширина проводника 2 мм; б — Ширина проводника 4 мм

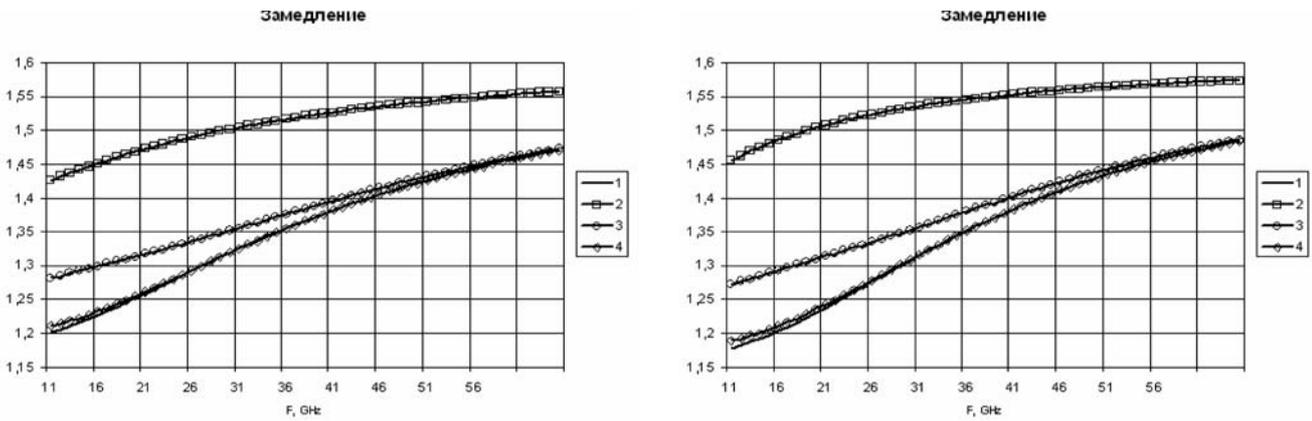


Рис. 3. Замедление основной моды для толщины подложки 2 мм: а — ширина проводника 2 мм; б — ширина проводника 4 мм

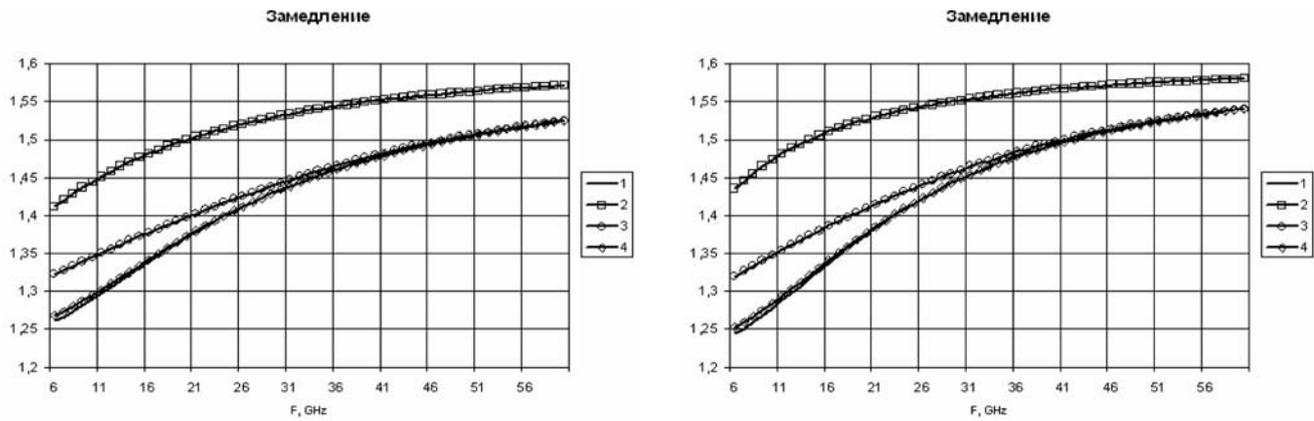


Рис. 4. Замедление основной моды для толщины подложки 3,4 мм: а — ширина проводника 2 мм; б — ширина проводника 4 мм

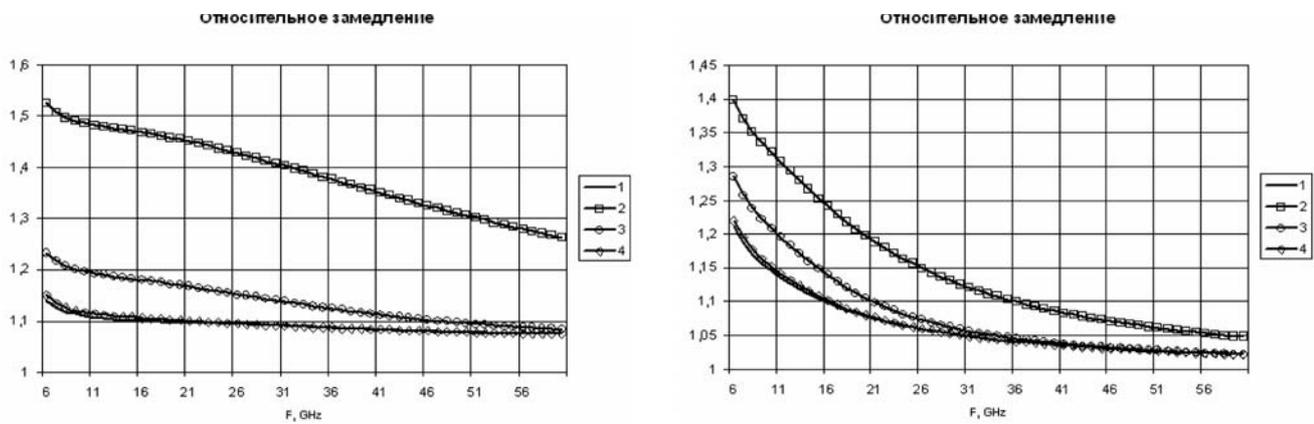


Рис. 5. Зависимости относительного замедления от частоты. Ширина проводника 4 мм: а — толщина подложки 1 мм; б — толщина подложки 3,4 мм

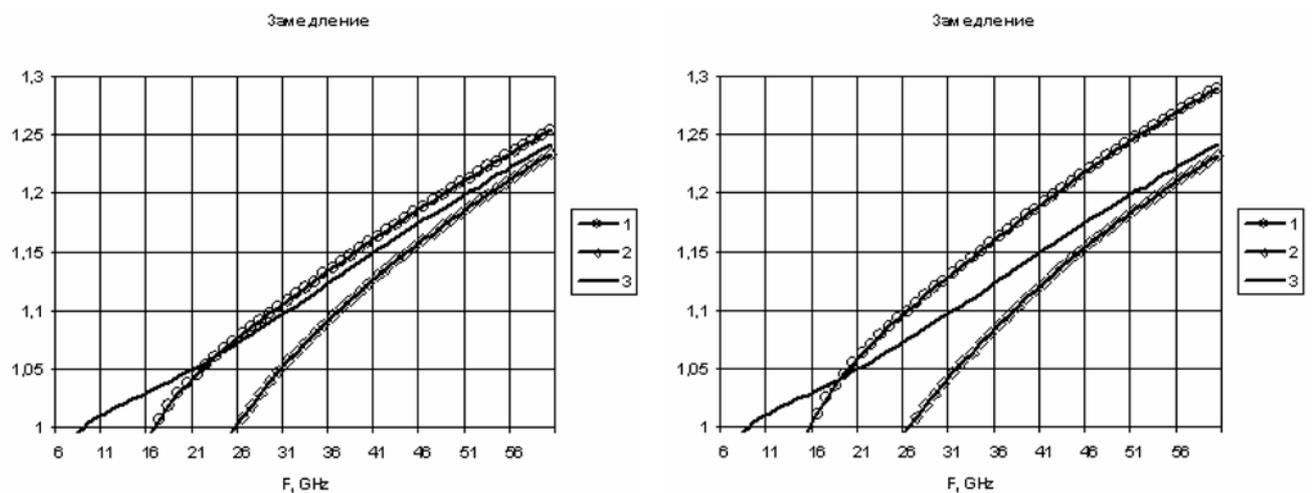


Рис. 6. Зависимости замедления второй и третьей моды ОПЛ от частоты для толщины подложки 1 мм: а — ширина проводника 2 мм; б — ширина проводника 4 мм

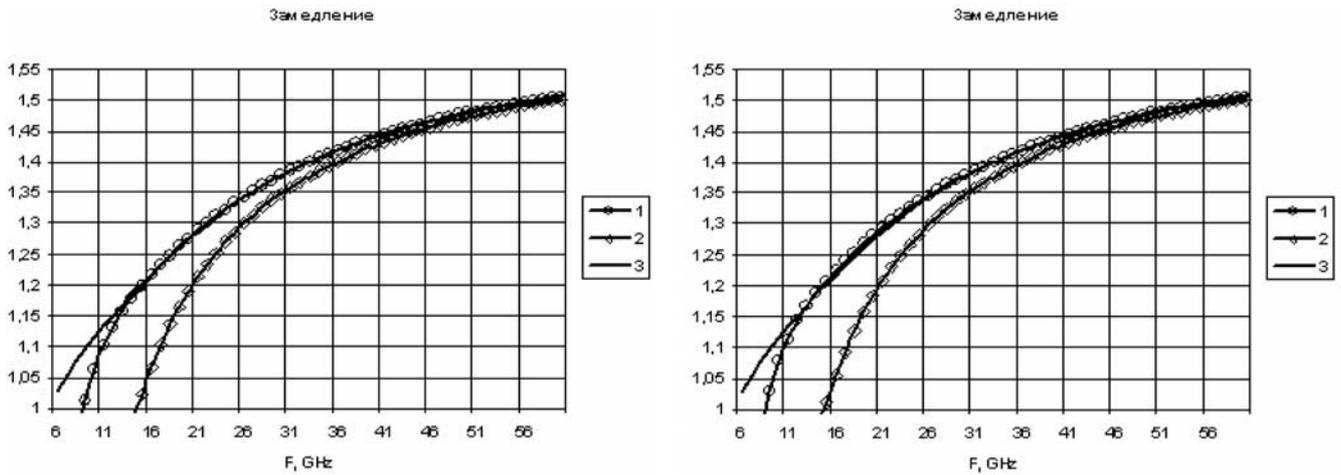


Рис. 7. Зависимости замедления второй и третьей моды ОГПЛ от частоты для толщины подложки 3,4 мм: а — ширина проводника 2 мм; б — ширина проводника 4 мм

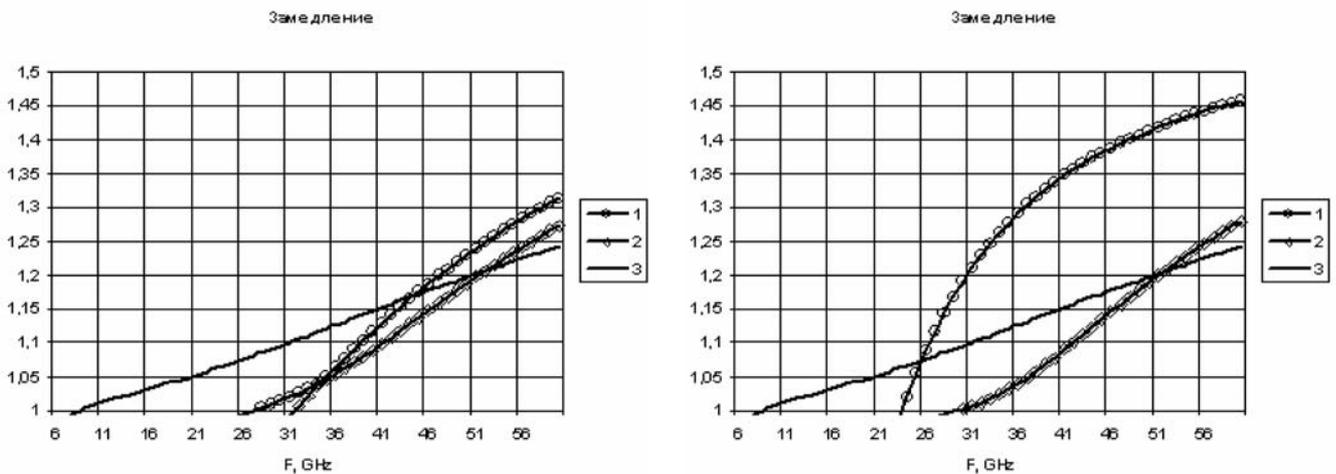


Рис. 8. Зависимости замедления второй и третьей моды МПЛ от частоты для толщины подложки 1 мм: а — ширина проводника 2 мм; б — ширина проводника 4 мм

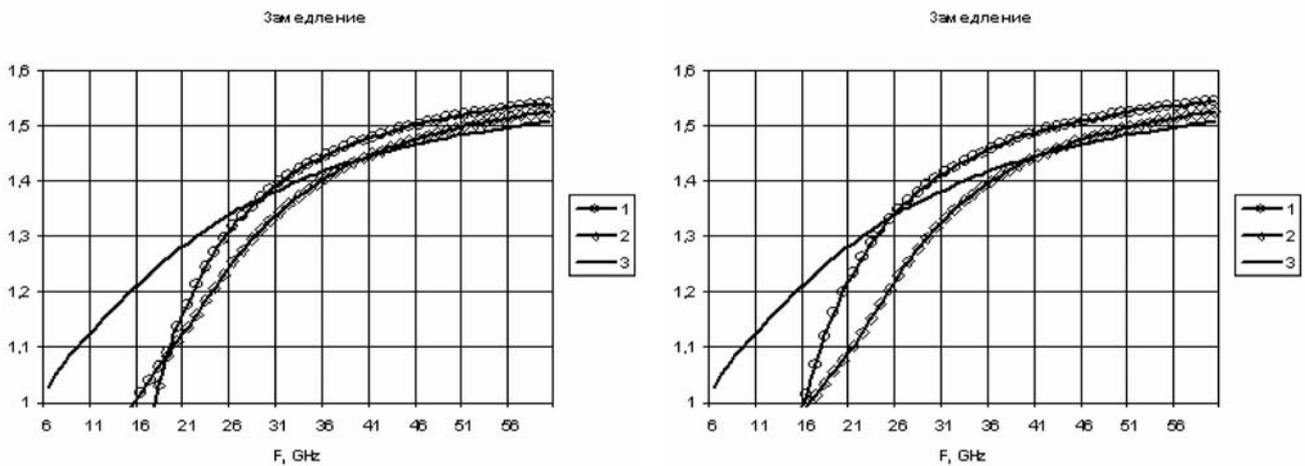


Рис. 9. Зависимости замедления второй и третьей моды МПЛ от частоты для толщины подложки 3,4 мм: а — ширина проводника 2 мм; б — ширина проводника 4 мм

ложки, от частоты. Этот параметр является существенным для построения элементов на базе линий (изгибов, переходов, делителей и т.п.). Из рисунков видно, что относительное замедление, в отличие от абсолютного, с ростом частоты падает для всех типов линий, причем тем быстрее, чем толще подложка.

Кривая 1 соответствует ОГПЛ, 2 — МПЛ, 3 и 4 — ПМПЛ с расстояниями между граундом и диэлектриком 1 и 4,5 мм

На рис. 6-9 кривые 1, 2 представляют собой зависимости за-

медления второй и третьей моды линий от частоты, где (а) и (б) соответствуют ширине ленты 2 и 4 мм. Кривая 3 описывает замедление основной моды подложки.

На рис. 6-7 представлены эти зависимости для ОГПЛ с толщиной подложки, соответственно, 1 и 3,4 мм, на рис. 8-9 аналогичные результаты для МПЛ.

Критическая частота второй моды определяется точкой пересечения кривых 1 и 3. Из рисунков видно, что для ОГПЛ с тонкой под-

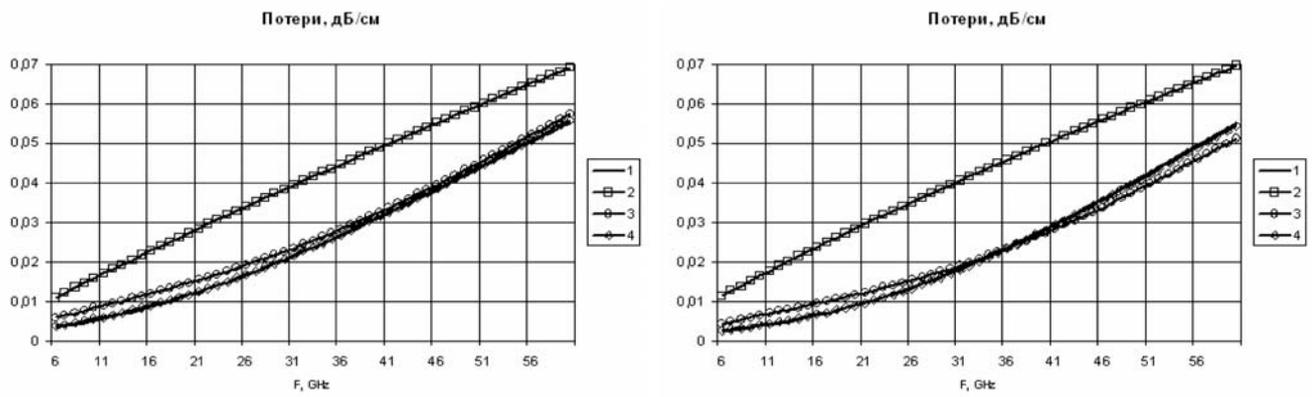


Рис. 10. Зависимость потерь от частоты для толщины подложки 1 мм: а — ширина проводника 2 мм; б — ширина проводника 4 мм

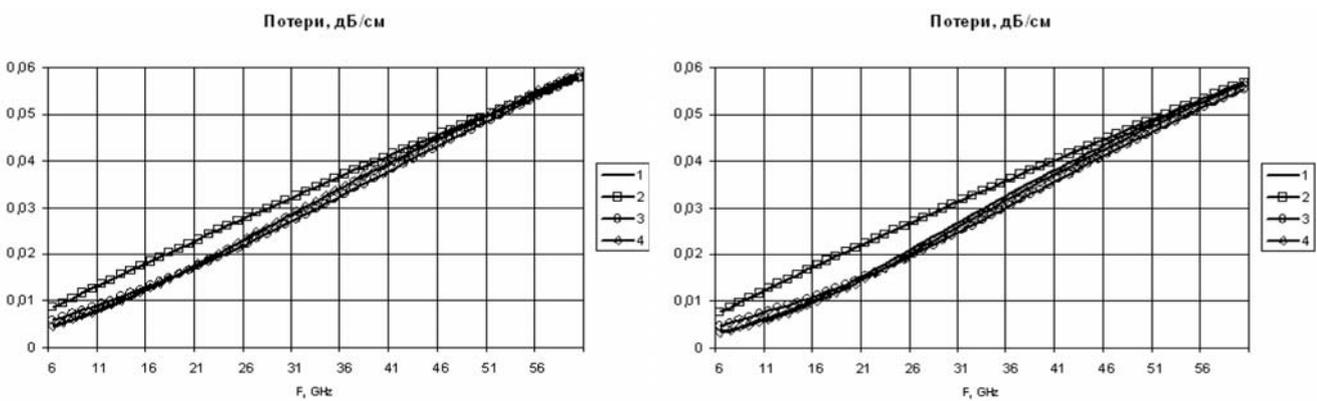


Рис. 11. Зависимость потерь от частоты для толщины подложки 2 мм: а — ширина проводника 2 мм; б — ширина проводника 4 мм

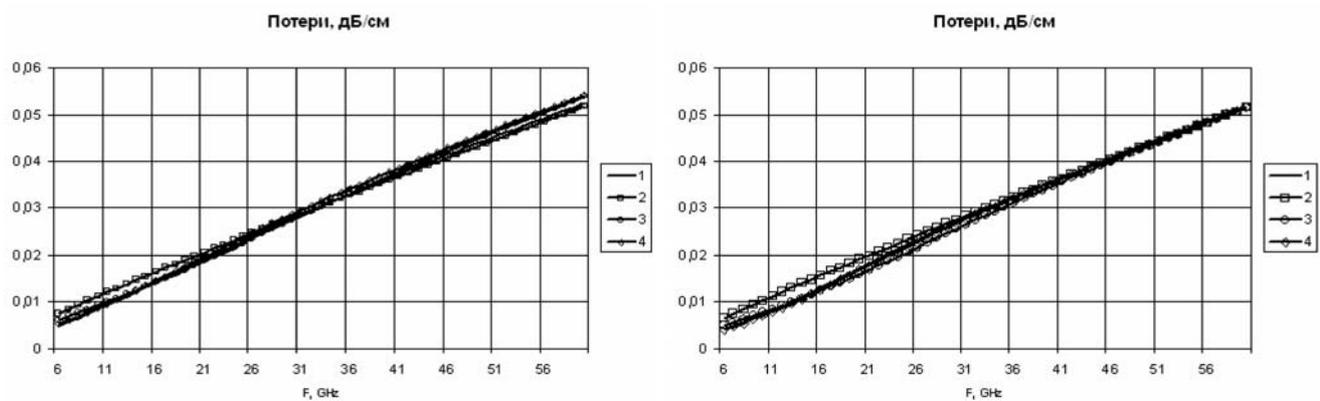


Рис. 12. Зависимость потерь от частоты для толщины подложки 3,4 мм: а — ширина проводника 2 мм; б — ширина проводника 4 мм

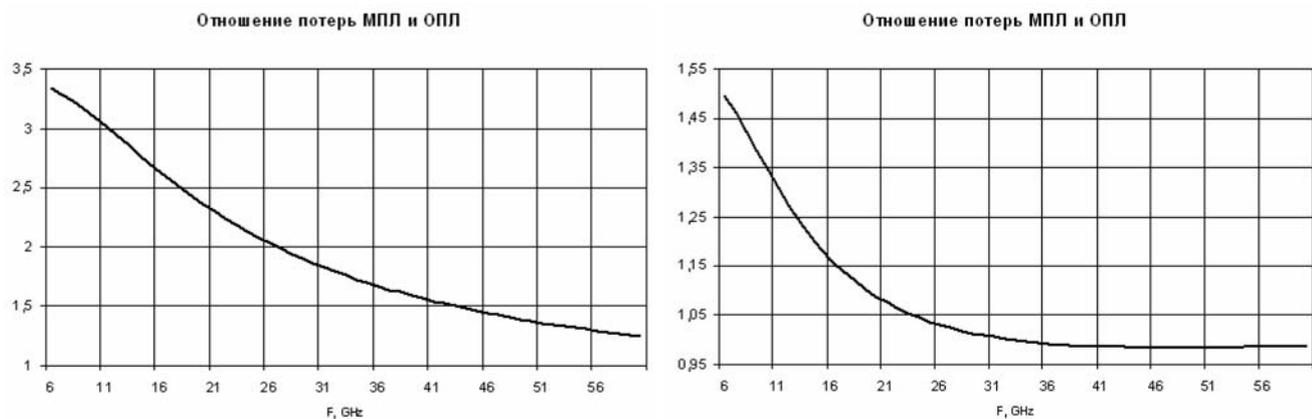


Рис. 13. Зависимость отношения потерь МПЛ и ОПЛ от частоты, ширина проводника 2 мм: а — толщина подложки 1 мм; б — толщина подложки 3,4 мм

ложкой критическая частота при увеличении ширины проводника с 2 до 4 мм уменьшается с 23 до 19 ГГц. Для толстой подложки дисперсионные кривые второй моды ОПЛ и основной моды подложки практически совпадают.

Для МПЛ такое же увеличение ширины проводника для тонкой подложки приводит к уменьшению критической частоты с 45 до 26 ГГц, а для толстой — с 29 до 26 ГГц, т.е. практически не меняется.

На рис. 10, 11 и 12 приведены зависимости потерь от частоты для ширины подложки, соответственно, 1, 2 и 3.4 мм. Кривой 1 обозначены потери для ОПЛ, 2 — МПЛ, 3 и 4 — ПМПЛ с расстоянием между диэлектриком и граундом, соответственно, 1 и 4.5 мм. Рис. 10а-12а соответствуют ширине ленты 2 мм, а 10б-12б — 4 мм. На рис. 13 приведены частотные зависимости отношения потерь МПЛ к потерям ОПЛ.

Из рисунков видно, что увеличение ширины ленты с 2 до 4 мм мало меняет величину потерь для всех рассмотренных типов линий. Результаты расчетов, которые здесь не приведены, показали, что потери в МПЛ начинают существенно возрастать только при ширине проводника менее 1 мм.

Следует отметить, что ОПЛ и ПМПЛ, в отличие от МПЛ, имеют нелинейную зависимость потерь от частоты. В результате для тонких подложек потери на низких частотах в ОПЛ и ПМПЛ существенно меньше потерь в МПЛ (примерно в 3 раза), а на высоких частотах, где эти линии становятся многомодовыми, потери в МПЛ лишь незначительно превышают потери в других линиях. Для толстых подложек потери в МПЛ на низких частотах примерно в 1.5 раза превышают потери в ОПЛ и ПМПЛ, а на высоких частотах потери во всех линиях практически совпадают.

Заключение

В работе [3] ОПЛ была предложена как альтернатива МПЛ для миллиметрового диапазона волн. Результаты, полученные в данной работе, показывают, что существенный выигрыш в потерях у ОПЛ и ПМПЛ перед МПЛ в одномодовой области при одинаковых геометрических параметрах линий наблюдается в длинноволновой части сантиметрового диапазона. При этом и относительное замедление этих линий больше, чем в миллиметровом диапазоне, хотя и остается существенно меньшим, чем у МПЛ. В связи с последним обстоятельством стандартные методы построения элементной базы для ОПЛ неприменимы и требуются новые подходы к решению этой задачи.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (проект № 08-07-00327).

Литература

1. **Гвоздев В.И., Нефедов Е.И.** Объемные интегральные схемы СВЧ. — М.: Наука, 1985. — 256 с.
2. **Шевченко В.В.** Микрополосковый волновод: Авт. свид. SU № 1626282 А1 СССР // Б.И. 1991. — №5. — С. 150.
3. **Шевченко В.В., Грачев Г.Г., Калинин В.И.** Исследование микрополоскового волновода // Радиотехника и электроника. — Т.50. — №2. — С. 162-170.

Формирование инструментальных средств для разработки и исследования систем дистанционного образования

Луняшин И.В., МТУСИ

На сегодняшний день взаимодействие процессов информатизации общества и развитие образовательных систем имеет двунаправленный характер. Так, с одной стороны, развитие современных информационных технологий и расширение информационного пространства сделали образование более доступным, открытым и востребованным широкими слоями общества. С другой стороны, образование, изначально связанное с накоплением, преобразованием и тиражированием знаний, органично вписалось в концепции современного информационного общества, обогатившись принципиально новыми возможностями, связанными с расширением образовательного коммуникационного поля, ростом числа электронных учебников, курсов и документов, а также расширением сетевых возможностей передачи и поиска информации.

Компьютеризация методических форм образования вместе с созданием новых информационных дисциплин вывело преподавание на качественно более высокий уровень. Принципиально новые возможности приобрело Дистанционное образование (ДО).

Внедрение современных информационных технологий, способствующих модернизации содержания форм и средств образования, во многом ускоряет рост информатизации общества и глобализацию образовательных услуг. В информационном обществе образование, не ограниченное рамками конкретных территорий, способно приобрести непрерывный характер.

Вместе с тем, в развитии образовательной системы, являющейся одной из главных сил формирования информационного общества, можно выделить и ряд трудностей, имеющих как объективный, так и субъективный (свойственный для текущего состояния отечественной экономики) характер.

Расширение образовательной базы, и в перспективе рост числа обучаемых, не могут быть компенсированы простым тиражированием учебных курсов. Далеко не все дисциплины одинаково хорошо допускают очное и заочное преподавание. Очевидно, что для среднего студента "книжное" заочное образование, осуществляемое даже с помощью электронных носителей информации, обладающих самыми изощренными возможностями гипертекстовой адресации, не может равняться с традиционными очными формами, построенными на взаимодействии ученика с преподавателем. Причина тому связана не столько с ограниченными интеллектуальными возможностями современных средств автоматизации обучения и контроля знаний, а в большей степени определяется гибкостью очной формы, проявляющейся в наличии постоянной возможности получения "живой" консультации по любому, связанному с дисциплиной, вопросу, а также — в возможности оперативной реорганизации курса в соответствии с ходом обучения.

Практика современной жизни, а также тенденции, господствующие в современном образовании, указывают и на бесперспективность решения, связанного с прямым увеличением числа лиц, веду-

щих преподавание, т.к. при этом в отсутствии единой методической базы снизится качество обучения. Увеличение же квалифицированного профессорско-преподавательского состава — процесс чрезвычайно медленный, а для нашей страны и неосуществимый без проведения кардинальной реформы в экономике образования.

Выходом из сложившейся ситуации должно стать решение, обеспечивающее увеличение производительности современных ведущих университетов путем расширения онлайн-овых дистанционных форм обучения [1].

Таким образом, не снижая важности вопросов создания и совершенствования автоматических программных систем обучения и контроля, в условиях быстрого изменения образовательных программ для достижения целей формирования информационного общества ключевой точкой приложения современных информационных механизмов, средств и решений должна стать автоматизация процессов преподавания современных дисциплин, обеспечивающая переложение методик очного обучения на случай дистанционного образования.

Техническими предпосылками для такого решения является расширяющееся применение и удешевление сервисов видеоконференций, видео- и аудио передачи данных.

Вместе с тем, расширение состава форм передаваемой в ходе обучения информации требует серьезного анализа и пересмотра производительности вузовских, а в перспективе — междувузовских, распределенных систем образовательного типа (РСОТ). Проведение дистанционного образования требует

- разработки концепций и уточнения моделей оценки эффективности функционирования РСОТ (в том числе и с учетом прогнозирования развития отечественной образовательной системы);
- определения условий согласованности организационно-технических ресурсов с образовательными программами;
- выделения путей повышения эффективности РСОТ.

Исследование перечисленных вопросов позволяет выделить в организации процесса ДО три основные задачи, совместное решение которых способно определить характер его функционирования и производительность образовательной системы в целом. Это

- 1) определение учебной нагрузки, т.е. качественного и количественного состава курсов и образовательных форм;
- 2) оценка количества студентов, обучение которых будет соответствовать производительности РСОТ;
- 3) установление состава технических средств РСОТ, обеспечивающих в заданном объеме процесс ДО.

Можно предположить, что в организации процесса ДО характер взаимосвязи указанных задач таков, что конкретные решения по любым двум из них позволяют с учетом основных принципов функционирования рассматриваемой системы определить решение в третьей (рис. 1). Вместе с тем, многопараметричность задач 1-3, а также сложный, неявно выраженный (или неопределенный) характер влияния параметров друг на друга не оставляют для решения указанных проблем никакого другого метода, кроме имитационного моделирования.



Рис. 1. Взаимосвязь составляющих организации процесса ДО

Проведение компьютерного моделирования предполагает осуществление четырех основных этапов [2], включающих построение модели, ее запуск, анализ полученных показателей эффективности, оценку и переход к альтернативным сценариям.

Моделирование работы РСОТ проводится в режиме сжатого времени при одновременном отслеживании статистических параметров, позволяющих на основе анализа соответствующих выходных данных построить оценку эффективности воспроизводимого процесса ДО.

Однако возможность эффективного использования имитационного моделирования для оптимизации функционирования РСОТ во многом зависит от наличия специальных средств взаимодействия с системой моделирования, позволяющих осуществлять контроль за

ходом исследуемого процесса на всех этапах его развития. Таким средством и является пользовательская среда, необходимость наличия которой в системе моделирования обуславливается:

- сложной структурой данных, описывающих оборудование РСОТ, свойства дисциплин процесса ДО и множество учащихся;
- сложной структурой взаимодействия архитектуры РСОТ и организации упорядоченности работ в процессе ДО;
- наличием разнообразных условий проведения имитационного эксперимента.

В основу проектирования инструментального комплекса имитационного моделирования реализации процесса ДО в РСОТ должны быть положены концептуальные требования к системе, вытекающие из анализа структуры РСОТ и ее деятельности, а также требования, учитывающие набор необходимых свойств пользовательской среды и системных ресурсов.

В функции основных блоков инструментального комплекса входят:

- определение конфигурации технической компоненты РСОТ;
- определение состава учебных дисциплин процесса ДО;
- библиотека характеристик технических/аппаратных средств РСОТ;
- библиотеки описания дисциплин процесса ДО и их составляющих;
- данные о составе учебных групп и преподавательском составе;
- модель конфигурации РСОТ;
- модели образовательных процессов;
- формирование расписания хода выполнения;

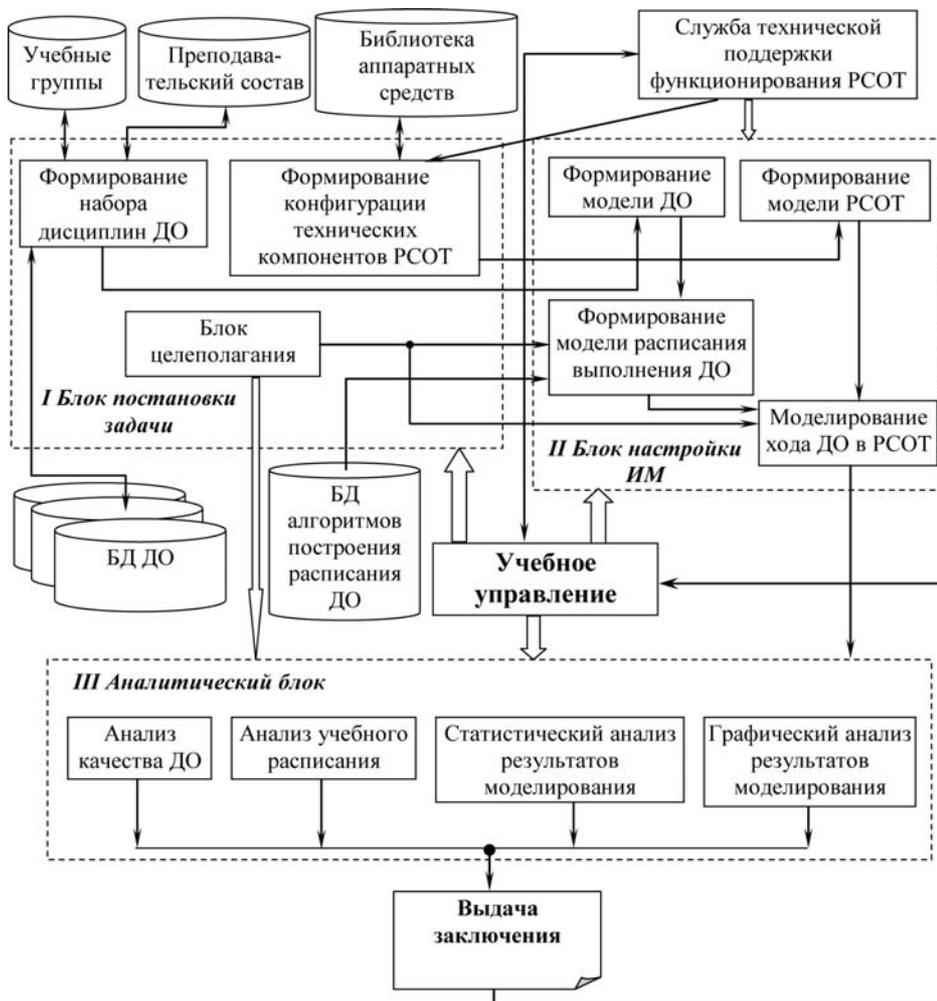


Рис. 2. Архитектурная схема инструментального комплекса

- моделирование функционирования РСОТ;
- анализ результатов моделирования;
- генерация отчета.

На рис. 2 представлена архитектура организации взаимодействия компонент инструментального комплекса. Пунктирными линиями выделены блоки, в которых выполняются: постановка задачи исследования и ввод начальных данных (блок I), построение моделей и проведение имитационного моделирования (блок II), анализ и экспертная оценка объектов, полученных в ходе проектирования конкретных решений, ориентированных на выполнение образовательных процессов с заданными значениями характеристик (блок III).

Координирующую роль человека, осуществляющего проектирование процесса ДО, выполняет Учебное управление (УУ), в функции которого входят составление учебных расписаний, контроль за ходом процесса ДО и поддержка его осуществления.

В блоке I с участием УУ происходит формирование набора дисциплин процесса ДО и определение значений характеристик технической компоненты РСОТ, а также определение цели проведения исследования и показателей качества (посредством блока целеполагания).

Формирование описания образовательного процесса предполагает получение из базы данных (БД) информации о количественном составе учебных групп и ведущих занятия профессорско-преподавательском составе (ППС). Помимо этого, должны быть доступны данные об учебных дисциплинах, т.е. из каких работ они должны состоять, сколько преподавателей должны быть задействованы и каков порядок следования учебных работ.

Сформированное описание конфигурации технической компоненты РСОТ и описание образовательного процесса передается в блок II. Результаты работы с блоком целеполагания попадают в блок

формирования модели расписания прохождения учебных работ и в блок имитационного моделирования хода процесса ДО в РСОТ.

Сформированный набор дисциплин передается в блок построения модели процесса ДО, где осуществляется преобразование полученных данных во внутреннее представление системы моделирования. Затем в блоке формирования модели расписания по определенному алгоритму происходит построение описания прохождения в заданный интервал времени образовательного процесса в РСОТ.

Через Учебное управление осуществляется обратная связь из блока II в блок I, что позволяет при необходимости скорректировать граничные значения показателей качества и эффективности.

В процессе имитационного моделирования определяются требуемые показатели эффективности функционирования РСОТ и качества организации процесса ДО.

По окончании процесса моделирования его результаты в виде набора значений заданных показателей передаются в блок III, где происходит анализ полученных данных моделирования, соответствующих исходным выбранным моделями процесса ДО и РСОТ. Результатом работы блока III являются аргументированные заключения о качестве/эффективности функционирования РСОТ при заданных внешних условиях и описании процесса ДО.

Литература

1. **Моисеева М.В.** Основные технологии дистанционного обучения // Институт ЮНЕСКО по информационным технологиям в образовании — ГОУ Институт развития дополнительного профессионального образования. Тезисы лекций.
2. **Головкин Б.А.** Расчет характеристик и планирование параллельных вычислительных процессов. — М.: Радио и связь, 1983. — 272 с.

Новое обобщение векторного исчисления

Евельсон Р.Л., МТУСИ

Введение

В настоящее время резко усложнились задачи связи, вызвав обострение проблемы создания математических моделей задач связи.

Известны требования, которые обычно предъявляются к математическим моделям того или иного явления. Обычно эти требования взаимно противоречивы и состоят в том, чтобы с одной стороны модель описывала бы все характерные черты явления, а с другой стороны – чтобы модель явления допускала бы математический обсчёт в реальном времени. Кроме того, модель должна быть легко обозримой и компактной так, чтобы все громоздкие рутинные расчёты можно было бы «поручить» ЭВМ.

Обычно такая цель достигается с помощью известных матричного, векторного и тензорного исчислений [1, 2, 3]. Именно так удаётся компактно изобразить большое число параметров и переменных, характеризующих математическую модель. При этом принято считать, что тензорное исчисление является обобщением векторного исчисления. Это действительно так, поскольку вектор определён только в трёхмерном пространстве, а тензор – в произвольном n -мерном пространстве. Но в обычном трёхмерном пространстве тензор нельзя считать обобщением вектора, так как вектор может быть разложен по произвольным базисам, а тензор – только по двум взаимно ортогональным базисам или только по двум одинаковым базисам. Эти базисы могут повторяться r раз, где r – ранг тензора. Подробнее о возникающих здесь трудностях тензорного исчисления рассказано в [3].

С точки зрения создания модели, ограниченность числа допустимых базисов означает сокращение числа параметров, допустимых для описания модели явления. В данной работе вводится новое понятие – понятие вектора произвольного ранга r , который может быть описан с помощью r произвольных базисов. Это понятие введено с помощью матричного исчисления в трёхмерном пространстве. Элементами матриц здесь могут быть не только числа, но и обычные векторы, обычные тензоры и даже векторы более низкого ранга.

Являясь подлинным обобщением обычных векторов ($r=1$) и тензоров ранга r в трёхмерном пространстве, векторы ранга r имеют в своём описании значительно большее число параметров, а потому могут служить хотя бы отдельными эффективными «кирпичиками» при построении грандиозного здания математической модели задач связи.

Вывод основных формул

Введем в рассмотрение матрицы-столбцы из скаляров и векторов

$$\vec{a} = \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{pmatrix}, \quad \vec{e} = \begin{pmatrix} \vec{e}_1 \\ \vec{e}_2 \\ \vec{e}_3 \end{pmatrix} \quad (1)$$

и соответствующие строки

$$\vec{a}^T = (a_1 \ a_2 \ a_3), \quad \vec{e}^T = (\vec{e}_1 \ \vec{e}_2 \ \vec{e}_3), \quad (2)$$

где индекс «Т» по существу означает матричное транспонирование. Тогда произвольный вектор \vec{a} можно записать в виде

$$\vec{a} = \vec{a}^T \vec{e} = \vec{e}^T \vec{a}, \quad (3)$$

откуда следует, что вектор \vec{a} можно представить в виде матричного произведения координаты (\vec{a} или \vec{a}^T) на базис (\vec{e} или \vec{e}^T) в соответствующем формулам (3) порядке.

Очевидно, что при данном векторе \vec{a} и при конкретном выборе базиса \vec{e} координата \vec{a} будет зависеть от этого базиса, что можно записать в виде равенства

$$\vec{a} = \vec{a}_{\vec{e}} \quad \text{или} \quad \vec{a}^T = \vec{a}_{\vec{e}}^T \quad (4)$$

Тогда вместо (3) более информативно имеем

$$\vec{a} = \vec{a}_{\vec{e}}^T \vec{e} = \vec{e}^T \vec{a}_{\vec{e}}. \quad (5)$$

Индикацию зависимости координат от базиса будем опускать для случая, когда базис является ортонормальным, т.е. когда его базисные векторы совпадают с осями $\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}$ прямоугольной декартовой системы координат:

$$\vec{e} = \begin{pmatrix} \vec{e}_1 \\ \vec{e}_2 \\ \vec{e}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \vec{i} \\ \vec{j} \\ \vec{k} \end{pmatrix}. \quad (6)$$

Если в соответствии с монографией [1] для произвольных векторов \vec{a} и \vec{b} выражения

$$\vec{a} \cdot \vec{b}, \quad \vec{a} \times \vec{b}, \quad \vec{a} \vec{b} \quad (7)$$

означают соответственно скалярное, векторное и тензорное произведения, то для базиса (6) можно легко получить

$$\vec{e}^T \cdot \vec{e} = 3, \quad \vec{e}^T \times \vec{e} = \vec{0}, \quad \vec{e}^T \vec{e} = \hat{E}, \quad \vec{e} \cdot \vec{e}^T = E, \quad (8)$$

где E – единичная матрица третьего порядка, а \hat{E} – единичный тензор второго ранга в трехмерном пространстве.

Рассмотрим теперь произвольные базисы

$$\vec{p} = P\vec{e}, \quad \vec{q} = Q\vec{e}, \quad (9)$$

где P, Q – произвольные невырожденные 3×3 числовые матрицы. В соответствии с (5) для вектора \vec{a} имеем

$$\vec{a} = \vec{a}_{\vec{p}}^T \vec{p} = \vec{a}_{\vec{p}}^T P \vec{e} = \vec{a}_{\vec{q}}^T \vec{q} = \vec{a}_{\vec{q}}^T Q \vec{e}. \quad (10)$$

Сравнивая (10) с (3), имеем

$$\vec{a}^T = \vec{a}_{\vec{p}}^T P = \vec{a}_{\vec{q}}^T Q \quad \text{или} \quad \vec{a} = P^T \vec{a}_{\vec{p}} = Q^T \vec{a}_{\vec{q}}. \quad (11)$$

Отсюда получаем

$$\vec{a}_{\vec{p}} = (P^T)^{-1} \vec{a}, \quad \vec{a}_{\vec{q}} = (Q^T)^{-1} \vec{a}, \quad (12)$$

т.е. совершенно произвольные координаты вектора \vec{a} в базисах \vec{p} и \vec{q} , так как матрицы P и Q здесь совершенно независимы друг от друга. В то же время для построения тензорного исчисления, которое считается обобщением векторного исчисления, совершенно необходимым оказалось дополнительное предположение, согласно которому матрицы P и Q в (12) должны удовлетворять соотношениям

$$Q^T = P^{-1}, \quad P^T = Q^{-1}. \quad (13)$$

В качестве примера с помощью введенных обозначений можно получить выражение для тензора инерции в инвариантном виде $\hat{J} = \sum m \left(E \vec{r} \cdot \vec{r} - \vec{r} \vec{r} \right)$, минуя тензорные обозначения в индексном виде [2] через компоненты радиуса-вектора \vec{r} точки твердого тела.

С помощью обозначений (1), (2), (6) можно ввести понятие вектора второго ранга ${}^2\vec{a}$, для которого получается зависящее от двух произвольных базисов (9) представление

$${}^2\vec{a} = \vec{p}^T \quad {}^2\vec{a}_{\vec{p}\vec{q}} \vec{q} = \vec{q}^T \quad {}^2\vec{a}_{\vec{q}\vec{p}} \vec{p} = \vec{e}^T \quad {}^2\vec{a}_{\vec{e}\vec{e}} \vec{e}, \quad (14)$$

где ${}^2\vec{a}_{\vec{p}\vec{q}}$, ${}^2\vec{a}_{\vec{q}\vec{p}}$, ${}^2\vec{a}_{\vec{e}\vec{e}}$ – некоторые взаимно связанные между собой 3x3 матрицы, представляющие собой координаты одного и того же 2-вектора ${}^2\vec{a}$ в трех различных парах базисов. Если базисы (9) в (14) удовлетворяют соотношениям:

$$\vec{p} \cdot \vec{q}^T = E \quad \text{или} \quad \vec{p} = \vec{q}, \quad (15)$$

то ${}^2\vec{a}$ совпадает со всеми принятыми в современном тензорном исчислении понятиями тензоров второго ранга.

Понятие вектора ранга n легко вводится рекуррентным способом с помощью столбцов из векторов ранга $n-1$:

$${}^n\vec{a} = \vec{e}^T \quad {}^{n-1}\vec{a} = \vec{e}_1 \quad {}^{n-1}\vec{a}_1 + \vec{e}_2 \quad {}^{n-1}\vec{a}_2 + \vec{e}_3 \quad {}^{n-1}\vec{a}_3. \quad (16)$$

В [3] вектор ранга n назван тензовектором ранга n .

Литература

1. Кочин Н.Е. Векторное исчисление и начала тензорного исчисления. – М.: Наука, 1965.
2. Ландау Л.Д. и Лифшиц Е.М. Механика. – М.: ГИФМЛ, 1958.
3. Евельсон Р.Л. Методические трудности современного тензорного исчисления и метод их устранения с применением в электродинамике // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2005. – Т. 10. – №0. – С. 3-20.

Оптимизация маршрутов проезда между предприятиями связи

Степанов В.П., Степанов П.В., МТУСИ

Постановка задачи. Известными для решения задачи являются: дорожная сеть города, место отправления и место назначения. Необходимо выбрать оптимальный и все близкие к нему маршруты проезда из места отправления до места назначения, которые учитывают реальную обстановку на дорогах: возможные заторы и варианты их объезда, задержки перед светофорами на перекрестках, различные скорости движения транспорта на отдельных участках дорожной сети города. В качестве критерия для выбора маршрута может служить время, пройденный путь и т. д. Свести эти критерии к одному весьма затруднительно.

Существует ряд реализованных программ, позволяющих искать кратчайший путь по карте [1-4]. В рассмотренных системах используются различные критерии оптимальности пути — от критерия кратчайшего расстояния до сложных критериев оценки времени с учетом информации о пробках. В отмеченных работах в основном рассматриваются алгоритмы поиска только оптимального пути. Только в работе [6] описан алгоритм поиска K маршрутов отклонения от оптимального на основе оптимального маршрута, проходящего через K вершин графа.

Математическая модель. Множество всех возможных трасс поездки по улицам города представляется в виде ориентированного графа $G = (A, W)$, где A — множество вершин, W — множество дуг. Вершинам этого графа соответствуют: перекрестки на улицах города, место отправления $i \in A$ и место назначения $j \in A$. Вершины графа — это места дорожной сети, где имеются возможности выбора дальнейшего маршрута поездки по городу. Ребрам графа соответствуют магистрали и улицы между двумя вершинами. Для ребер графа задаются матрица расстояний $L = |l_{sd}|$ и матрица возможных скоростей движения $C = |c_{sd}|$, $s, d \in A$. Для каждой вершины графа $s \in A$, с учетом наличия или отсутствия светофора, задаются значения z_s — время задержки на перекрестке. Тогда t_{sd} — время движения по ребру (s, d) — определяется по формуле

$$t_{sd} = l_{sd} / c_{sd} + z_s, \quad s, d \in A. \quad (1)$$

Для заданных начальных и конечных вершин графа i и j требуется определить маршрут проезда R_{ij} затрачивающего минимальное время, а также множество всех близких к оптимальному маршрутов, которые отличаются от оптимального на заданную величину E [5]. Определение множества близких к оптимальному решений позволяет при окончательном выборе учесть дополнительные неформализованные требования.

Алгоритм решения. Алгоритм решения задачи состоит из двух этапов. Определения кратчайшего по времени маршрута проезда R_{ij} сводится к решению известной задачи кратчайшего пути на неориентированном графе. Для ее решения применяются известный алгоритм [6], основанный на расстановке пометок на вершинах графа. Для определения множества близких к оптимальному решений применяется алгоритм, основанный на методе последовательного анализа вариантов [7] и использовании правила отбраковки бес-

перспективных вариантов до получения окончательного решения.

В алгоритме Дейкстры для поиска кратчайшего пути вершинам графа приписывают временные или постоянные пометки. Пометки определяют для вершины верхнюю границу длины пути от i вершины к текущей. Величины временных пометок вершин постепенно уменьшаются. Значение пометки определяет возможную длину пути от начальной до этой вершины. На каждом шаге алгоритма только одна из пометок с минимальным значением на рассматриваемом уровне выбирается в качестве постоянной. Это значит, что значение пометки является длиной кратчайшего пути из i вершины в текущую вершину.

Введем следующие обозначения: $V(s)$ — множество ребер, входящих или выходящих из вершины s ($V(s) \subseteq W$); $|V(s)|$ — мощность множества; p_{sj} — пометки вершины $s \in A$, $j = 0, 2, \dots, |V(s)| - 1$; B — множество вершин с постоянными пометками для $j = 0$.

Алгоритм первого этапа поиска оптимального маршрута состоит из шести шагов.

Шаг 1. Присвоить пометке начальной вершины $p_{i0} = 0$ и считать постоянной. Для всех остальных вершин $s \in A \setminus \{i\}$ установить $p_{s0} = \infty$ и считать эти пометки временными. Установить $d = i$; $B = \{i\}$. Обновить метки.

Шаг 2. Для всех вершин $s \in V(d)$ вычисляются новые значения

$$p_{sj} = p_{dj} + t_{ds}, \quad j = 0, 2, \dots, |V(s)| - 1. \quad (2)$$

Таким образом, для каждой вершины будет определено время проезда для всех возможных путей от исходной вершины i до вершины s .

Для $j = 0$ временные пометки вычисляются, используя выражение

$$p_{s0} = \min[p_{s0}, (p_{d0} + t_{ds})] \quad (3)$$

и превращаются эти пометки в постоянные.

Шаг 3. Среди всех вершин с временными пометками $s \in A \setminus B$ найти такую вершину k , для которой значение пометки минимально $p_{k0} = \min p_{s0}$.

Шаг 4. Считать пометку p_{k0} постоянной и установить $d = k$. В множество B добавить вершину k .

Шаг 5. Если $d \neq j$, то перейти к шагу 2. Если $d = j$, то p_{k0} является длиной кратчайшего пути R_{ij} из вершины i в вершину j .

Шаг 6. Если все пометки всех вершин постоянные, т.е. $B = A$, то на этом определение времени оптимального пути завершается.

После этого происходит восстановление маршрута проезда.

На втором этапе алгоритма задается допустимое значение отклонения от оптимального значения E . На первом этапе, в отличие от алгоритма Дейкстры, для каждой вершины в зависимости от мощности множества $V(s)$ вычисляются по формуле (2) и запоминается не одно, а ряд значений пометок. Затем для каждой вершины отбрасываются те значения пометок, для которых выполняется соотношение

$$p_{sj} > (p_{k0} + E), \quad s \in V(d), \quad j = 0, 2, \dots, |V(s)| - 1. \quad (4)$$

В случае дальнейшего продолжения получения вариантов путей из таких значений пометок, их значения будут только возрастать.

Таблица 1

Зависимость времени поиска от числа вершин в кратчайшем маршруте

Число вершин	35	67	88	117	172
Алгоритм Дейкстры	0,01	0,03	0,13	0,24	0,27
К маршрутов	3,94	7,41	27,34	66,41	117,63
Е близкие	0,36	0,99	4,37	5,78	6,93

ступны и для последующих запусков программы, их нужно сохранить в файле.

Вычисленные возможные варианты маршрутов проезда между этими пунктами различными цветами выделяются на карте.

На рис. 3 приведен пример представления результатов поиска маршрутов между двумя перекрестками для дорожной сети г. Москва.

Проведенные расчеты и анализ полученных результатов.

С помощью разработанного ПК проведены расчеты с целью исследования производительности алгоритмов и зависимости скорости поиска от входных данных. При проведении всех расчетов задавались параметры: $K = 5$, $E = 1$ км.

Расчеты зависимости времени поиска маршрутов от числа вершин в кратчайшем пути проводились на карте г. Москва, представляющей собой граф с 12214 вершинами и 35598 ребрами. Была выбрана одна начальная вершина и несколько конечных вершин на разных расстояниях от начальной вершины. Для каждой такой пары вершин произведен поиск маршрутов с помощью трех алгоритмов, причем каждый из алгоритмов запускался несколько раз, а время поиска, измеряемое в миллисекундах, было усреднено и сведено в табл. 1.

Результаты расчетов показывают, что алгоритм поиска всех E близких к оптимальному маршрутов имеет вполне приемлемую производительность. Эффективность алгоритма объясняется тем, что граф дорожной сети города является существенно неполным.

При этом полученное оптимальное решение позволяет эффективно отбрасывать те частичные решения, для которых не выполняются условия (4). Значительное возрастание времени поиска K маршрутов происходит потому, что алгоритм осуществляет поиск всех возможных отклонений по вершинам предыдущего маршрута и только после этого выбирает нужное число маршрутов.

Для реализованных алгоритмов исследовались зависимости времени поиска маршрутов от размерности графа. Для проведения этих расчетов использованы четыре карты Москвы разного размера:

- весь город — граф с 12214 вершинами и 35598 ребрами;
- центр города внутри третьего транспортного кольца — граф с 4756 вершинами и 14446 ребрами;
- центр города в пределах Садового кольца — граф с 2002 вершинами и 6116 дугами;
- южная часть центра города — граф с 186 вершинами и 453 дугами.

Для расчетов выбраны две вершины, присутствующие на всех

Таблица 2

Зависимость времени поиска маршрутов от размерности графов

Число вершин	186	2002	4756	12214
Алгоритм Дейкстры	0,005	0,006	0,009	0,012
К маршрутов	0,056	0,41	0,954	2,348
Е близкие	0,058	0,28	0,505	0,548

четырех картах. Произведен поиск пути между этими вершинами на каждой из четырех карт с помощью трех алгоритмов. Усредненное время поиска маршрутов при проведенных многочисленных расчетах, измеряемое в секундах, сведено в табл. 2.

Полученные расчеты показывают, что время работы всех трех алгоритмов зависит нелинейно от числа вершин графа. Результаты расчетов показывают, что изложенный в работе алгоритм нахождения всех E близких к оптимальному маршрутов является весьма эффективным для графов дорог значительных размеров.

Выводы

1. Предложена математическая модель задачи выбора оптимального и всех близких к нему маршрутов в виде задачи дискретного программирования и алгоритм ее решения. Определение близких к оптимальному решений позволяет при окончательном выборе маршрута учесть дополнительные неформализованные требования.

2. Предложенный алгоритм, являющийся модификацией известного алгоритма Дейкстры, реализован в виде программного комплекса на языке JAVA. Результаты проводимых расчетов представляются в удобном виде на электронной карте города.

3. Проведенные расчеты подтвердили, что алгоритм Дейкстры более эффективен для поиска оптимального пути. Предлагаемый алгоритм поиска всех близких к оптимальному маршрутов показывает хорошую производительность для графов дорог достаточно больших размеров.

Литература

1. www.mapquest.com
2. www.pocketgis.biz
3. www.mobimap.ru
4. www.auto-sputnik.ru
5. Степанов В.П. О математическом моделировании дорожной сети города для выбора маршрута проезда // Тезисы докладов научной конференции МГТУ имени Н.Э. Баумана. — М.: МГТУ, 2005. — С. 110-111.
6. Кристофидес Н. Теория графов. Алгоритмический подход. — М.: Мир, 1978. — 432 с.
7. Моисеев Н.Н. Численные методы в теории оптимальных систем. — М.: Наука, 1971. — 424 с.
8. www.mosmap.ru.

Структурная организация систем проектирования и управления

Артамонов Е.И., ИПУ РАН

Этапы развития средств автоматизированного проектирования и управления

Средства автоматизированного проектирования зародились практически с момента выпуска первых ЭВМ (50-60 гг. прошлого столетия), их развитие проходило по следующим основным этапам (рис. 1): пакетная организация прикладных программ, создание проблемно ориентированных систем проектирования, совершенствование средств взаимодействия пользователей с системами, интеграция систем, использование средств виртуальной реальности.

Пакетная организация прикладных программ. На первом этапе из-за малого быстродействия ЭВМ, а также отсутствия средств компьютерной графики, средства автоматизации проектирования ограничивались пакетами прикладных программ. Решение любой задачи сводилось к написанию общей программы с обращением к конкретным процедурам пакетов прикладных программ, компиляции программы и после этого, ввод исходных данных и решение конкретной задачи. В это время, в первую очередь, решались задачи расчетного характера. Например, в области автоматизированного проектирования под руководством академика А.Я.Матюхина [1] был разработан язык функционального моделирования дискрет-

ных систем (МОДИС). МОДИС создавался на ЭВМ М-220 и длительное время эксплуатировался на единой серии ЭВМ, вплоть до появления персональных компьютеров. С появлением графопостроителей в 60-х гг. прошлого столетия возникла компьютерная графика, внося революционные изменения в развитие всей вычислительной техники, в частности, программных средств геометрического моделирования. В разное время были созданы пакеты графических программ такие, как PLOT 10, Графор [2], Графал, ФАП КФ [3] и т.п. Идеология пакетов прикладных программ (ППП) сохранилась и до настоящего времени, несмотря на то, что в 70-х гг. прошлого века в промышленном применении наметился переход от ППП к проблемно ориентированным системам. ППП совершенствовались далее в направлении стандартизации, на их основе стали создаваться системы проектирования, отдельные алгоритмы стали реализовываться аппаратными средствами. Однако, на все это ушло около 40 лет.

К концу 70-х гг. прошлого столетия наступила эра проблемно ориентированных систем проектирования. Основными задачами, связанными с системной организацией средств проектирования, были разработка структур данных и их стандартизация, разработка принципов структурной организации систем и средств взаимодействия пользователей с системами. По структурам данных одним из первых стандартов обсуждался стандарт на графическое ядро GKS [4], затем IGES — 1982 г., ISO 10303 STEP — 1994 г. и т.п.

Средства взаимодействия пользователей с системами. Первые системы проектирования работали в пакетном режиме, т.е. в систе-

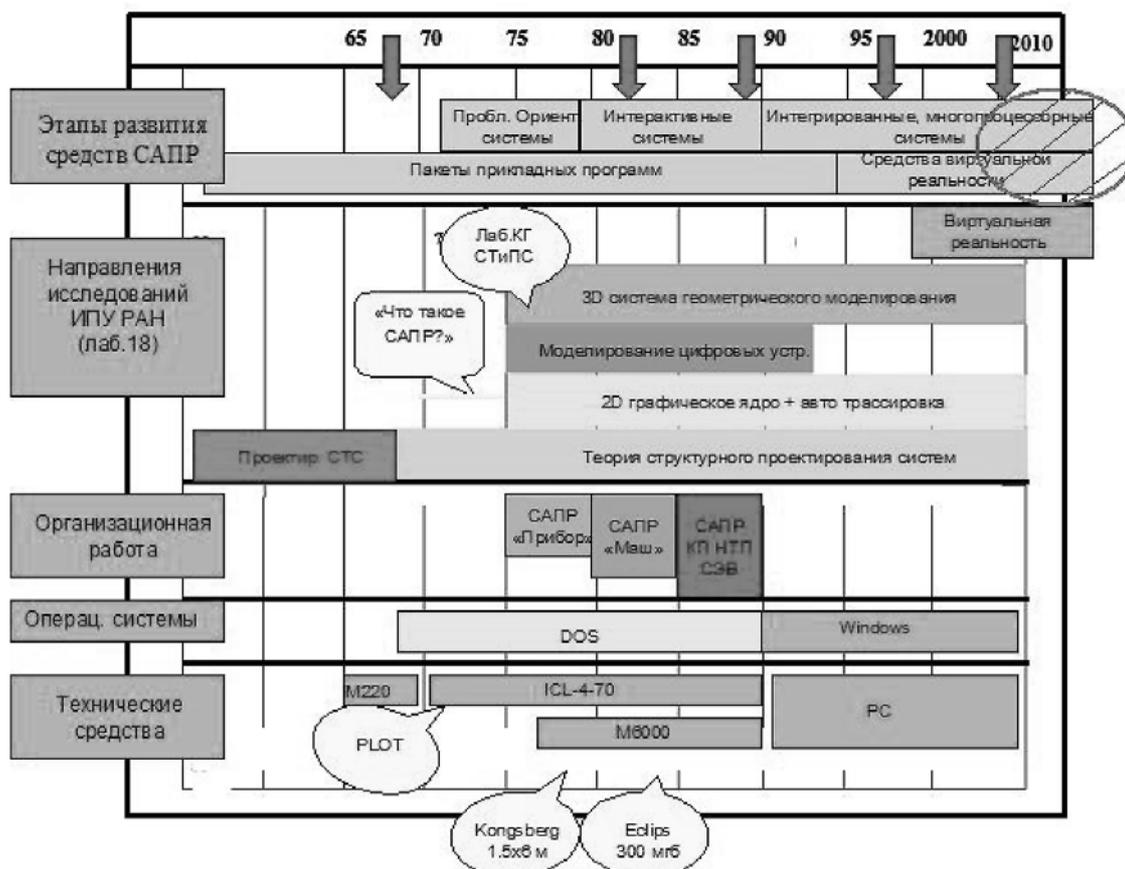


Рис. 1

му вводился пакет исходных данных. Анализировался результат и, если результат оказывался неудовлетворительный, то вся процедура повторялась. Каждая система имела собственный язык описания исходных данных [5], начали появляться специальные аппаратные средства, ускоряющие процесс ввода исходных данных, графопостроители постепенно заменялись графическими дисплеями. С начала 70-х годов прошлого века, с развитием средств взаимодействия пользователей с ЭВМ применительно к компьютерной графике и системам автоматизированного проектирования, появилось понятие "интерактивные системы (ИС)" [6], которые в реальном времени обрабатывали каждый оператор входного языка. С совершенствованием устройств ввода отпала необходимость вводить операторы входного языка в текстовом виде, достаточно было указать на значки, их заменяющие, в перечне, представленном на экране дисплея. В программном обеспечении наметился переход в структурной организации интерактивных систем от пакетов графических программ к программным системам. К этому времени в 80-х годах появились персональные компьютеры. Сформировалось понятие системной целостности программного обеспечения ИС, объединяющее процессорную часть, средства ввода-вывода информации и управления базами данных. Примерами таких систем являются: AutoCAD, SolidWorks, I-Deas и др.

Интеграция систем. С начала 90-х годов прошлого века появилось понятие CALS (Continuous Acquisition and Life-Cycle Support) — технологии непрерывного компьютерного сопровождения изделия на всех этапах его жизненного цикла от маркетинга до утилизации. CALS-технология отличается от традиционной технологии следующими особенностями: на всех этапах жизненного цикла изделия создается электронная документация, используется Единая обобщенная модель изделия и международные стандарты на форматы и структуры данных по обмену информацией об изделии. Кроме того, CALS-технология предусматривает параллельную и территориально распределенную работу над создаваемым изделием. В соответствии с этой технологией на рынке появились интегрированные системы, охватывающие несколько этапов жизненного цикла изделий, например, CAD/CAM, CAD/CAM/PDM и т.п.

В настоящее время области использования ИС существенно расширились, размерность решаемых задач резко возросла, а средства графического взаимодействия пользователя с ЭВМ (как технические, так и программные) стали более совершенными.

Сложность задач 3-D моделирования и анимации в реальном времени предъявляют все более высокие требования к производительности и объемам памяти вычислительных систем. Под эти требования быстрыми темпами совершенствуется архитектура процессорной части вычислительных систем, средства 2-D и 3-D визуализации высокого и сверхвысокого разрешения, графические процессоры и средства интерактивного взаимодействия пользователя с ЭВМ.

Средства виртуальной реальности (СВР). Развитие СВР позволило по-новому взглянуть на решение некоторых задач автоматизированного проектирования. Существующие системы автоматизированного проектирования не всегда удовлетворяют пользователей по части визуализации сложных объемных геометрических моделей в реальном времени, затруднено создание инструкций и технических руководств по сборке и эксплуатации изделий с использованием 3-D моделей. Поэтому некоторые задачи решаются с использованием языков виртуальной реальности VRML, Open GL, Direct X и др., или в комбинации языковых средств и стандартных структур данных, полученных из систем проектирования. Область использования многопроцессорных систем и СВР отмечена заштрихованным овалом на рис. 1.

Как выбрать лучшую реализацию задач автоматизированного проектирования и управления? Наличие множеств систем проектирования, различных структур данных и средств виртуальной реальности при решении конкретной задачи ставит проблему выбора лучшей реализации из множества известных [7, 8].

Характеристики программных систем проектирования и управления

В настоящее время на рынке существует большое количество универсальных и специализированных систем проектирования и управления. Они различаются по классам решаемых задач, общим принципам построения, структурной организации и используемым структурам данных. Примером универсальных систем являются AutoCAD, 3D STUDIO MAX, Inventor, SolidWorks и др. Примером

	Характерист.	Назначение	Средства взаимодей.	Структуры данных	Обменные файлы
GERBER	Программа	Управление 2D устройствами	Текстов. язык описания 2D графики	*.gbr	*.gbr
Open GL	Пакет графических подпрограмм	Расширение графическими функциями универсальных языков программирования	Текстовое описание функций языка	Определяет пользователь	-
Графика 01-Г	Система программ	2D графика, автотрассировка, проект. РЭА	Языковые и интеракт. средства	*.bmp, *.b, *.i,	*.dxf, *.bmp,
AutoCAD	— ” —	2D и 3D графика, машиностр и др.	— ” —	*.dwg, *.dxf, *.bmp,	*.dxf, *.bmp,
P-CAD	— ” —	2D графика, автотрассировка, проект. РЭА	— ” —	*.pcb, *.csh, *.plt, *.dxf, *.pdf, *.lib	*.dxf, *.pcb, *.csh, *.dxf, *.idf
Inventor	— ” —	2D и 3D графика, проект. РЭА и др.	— ” —	*.ipt, *.prt, *.iam, *.idw	*.dxf, *.ipt,
SolidWorks	— ” —	2D и 3D графика, проект. машиностр и др.	— ” —	*.sldprt, *.sldasm, *.slddrw, *.iges, *.stp, *.wrl, *.stl, *.ipt,	*.dxf, *.dwg, *.iges, *.stp, *.wrl, *.stl, *.ipt

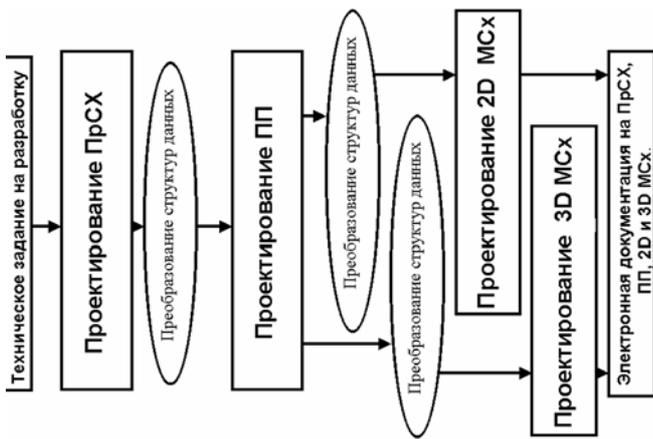


Рис. 2. Обобщенная структурная модель реализаций нескольких этапов проектирования РЭА

специализированных систем являются системы, реализованные на основе универсальных языков программирования и языков виртуальной реальности таких, как VRML, Open GL, Direct X и др., или в комбинации универсальных языков и стандартных структур данных, полученных из систем проектирования.

В таблице приведена классификация систем, их назначение, структуры генерируемых и обменных файлов. В последнее время универсальные системы широко используют стандартные структуры данных типа *.gbr (GERBER), *.dxf (AutoCAD), *.iges (IDGES), *.stp (STEP), *.vrl (VRML), что позволяет производить обмен данными между системами.

В первом столбце таблицы указаны только некоторые системы — представители конкретных классов. Классы систем выделены по назначению (третий столбец таблицы). Решение комплексных задач в областях проектирования и управления с использованием программных средств, указанных в таблице, приводит к необходимости формализации процесса выбора лучшей реализации комплекса средств из набора множеств вариантов реализации заданных алгоритмов и возможных структур данных. Для этого множество возможных реализаций представим в виде сети, в которой дуги соответствуют качественным показателям конкретной реализации, а вершины определяют входы и выходы (структуры данных) этих реализаций, по которым они могут быть связаны друг с другом. Структуры данных используемых программных систем (реализаций) и будут являться связующим звеном множества реализаций в сети. Выбор лучшей

реализации может быть сведен к решению задачи определения кратчайшего пути в сети такого рода [7, 8].

Покажем возможность выбора лучшей реализации специализированного программного комплекса на примере средств проектирования РЭА.

Структурная организация комплекса программных средств проектирования РЭА

Допустим, что реализуется алгоритм, представленный на рис.2. Алгоритм включает этапы проектирования принципиальных схем (ПрСх) РЭА, печатных плат (ПП), выпуска конструкторско-технологической документации на 2D и 3D монтажные схемы (МСх).

На рынке в настоящее время существуют достаточное количество отечественных и зарубежных систем, определенное сочетание из которых может решить поставленную задачу. Например, могут быть использованы такие системы, как AutoCAD, P-CAD, OrCAD, Protel, Inventor, Solid Works, I-Deas и т.п. Однако, следует заметить, что, с одной стороны, каждая из систем имеет собственные структуры данных, с другой стороны, имеются международные стандарты по обмену данными между различными системами, поэтому на каждом из этапов должна решаться задача преобразования структур данных. Таким образом, на основе рис. 2 должна быть построена обобщенная структурная модель (ОСМ) из набора систем и программ преобразования структур данных с указанием значений их качественных показателей (критериев), т.е. ОСМ представляет собой некоторую сеть (рис.2), в которой прямоугольники представляют собой часть сети с параллельно расположенными вершинами, обозначающими конкретные системы, а овалы — часть сети, соответствующая взаимным преобразованиям используемых структур данных. Задача выбора лучшей реализации может быть сведена к алгоритму определения кратчайшего пути в сети ОСМ.

На рис. 3 и 4 показаны соответственно два примера из всех возможных вариантов структурных реализаций.

Используемые структуры данных на рисунках отмечены знаком (*). На рис.3 показана реализация из набора существующих на рынке систем, на рис. 4 представлен вариант реализации на системе собственной разработки (Графика-01-Т) с добавлением элементов 3D монтажных схем, созданных на основе библиотеки Open GL. Последний вариант используется в процессе обучения студентов.

Следует заметить, что аналогичным образом формируются комплексы не только для проектирования в области РЭА, но и в машиностроении. Существенным моментом при выборе лучшей структур-

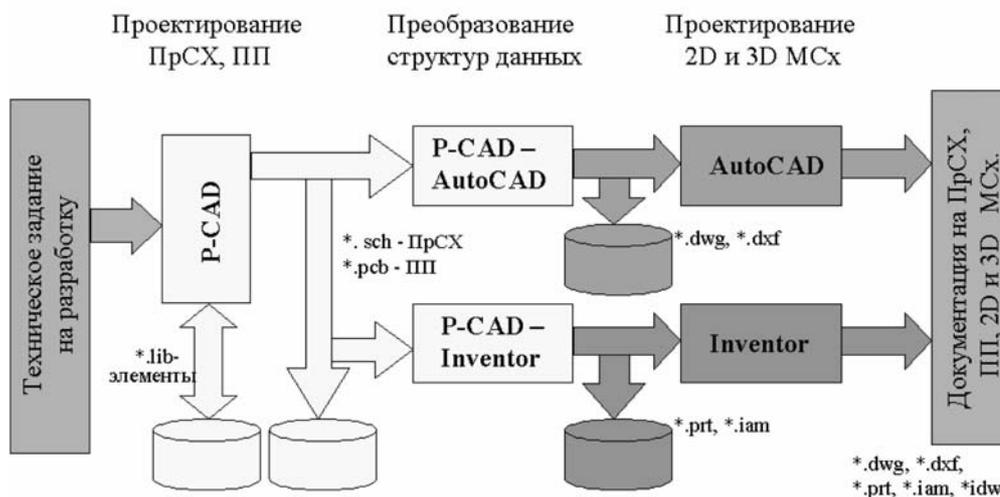


Рис. 3. Один из вариантов реализации комплекса проектирования РЭА

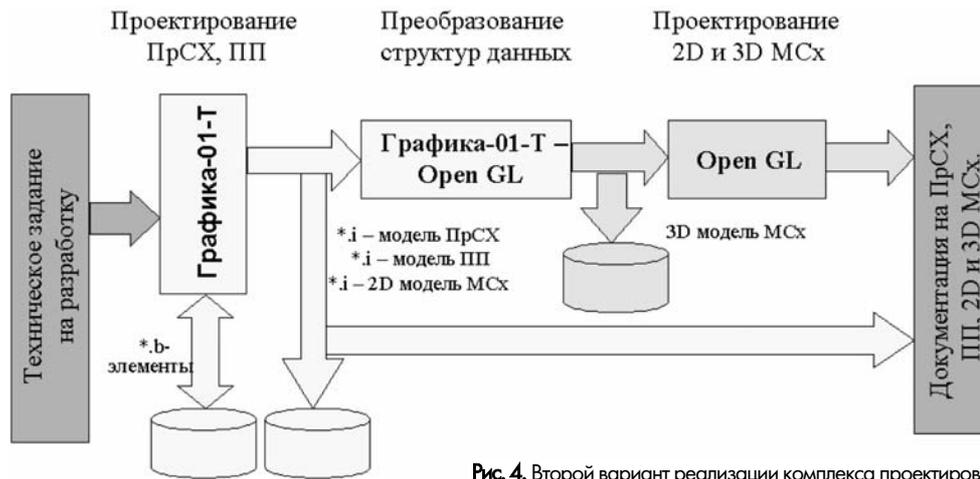


Рис. 4. Второй вариант реализации комплекса проектирования РЭА

ной реализации является определение типа критерия, на основании которого реализация считается лучшей.

При выборе лучшей структурной реализации систем могут использоваться самые различные критерии от простых таких, как стоимость, объем занимаемой памяти, быстродействие, цвет, вес и т.п., до комбинированных, учитывающих сумму нормированных показателей. Однако, когда речь заходит о больших комплексах, состоящих из систем, стоимость которых измеряется от \$2 тыс. до \$50 тыс. за одно рабочее место, то практика показывает, что преимущественно работает только один критерий — предпочтение "чиновника", то есть лица, распоряжающегося кредитами. Почему? Об этом хорошо написано в [9]: "Когда руководство поручает IT-отделу самому найти поставщиков речь обычно идет о 5-10% ("возврата инвестиций") от суммы контракта. А вот когда высокий руководитель сам навязывает своего поставщика, "возврат инвестиций" может достигать до 40-50%". По этой причине на крупных фирмах реализуется не один конкретный вариант построения программных комплексов, а некоторое множество в соответствии со структурой ОСМ (рис.2). Таким образом, теоретические работы [7,8] получили свое практическое подтверждение.

Электронная документация на этапах жизненного цикла изделий РЭА

Идеология CALS-технологий [10] подразумевает обмен электронными данными на всех этапах жизненного цикла создаваемого

изделия: от маркетинга, конструкторского проектирования, технологической подготовки производства и до информационной поддержки эксплуатации изделия.

На примере системы автоматизированного проектирования схемной документации (Графика-01-Т) [11] с реализацией алгоритма определения кратчайшего пути для автоматической трассировки соединений между элементами на принципиальных схемах и печатных платах покажем возможность создания электронной документации на основе компьютерных моделей. Введено понятие "обобщенной компьютерной модели изделия".

Обобщенная компьютерная модель (ОМ) содержит набор взаимосвязанных компьютерных моделей для всех этапов проектирования. На рис.5 показана упрощенная структура процесса проектирования РЭА. Основанием для проектирования является техническое задание, а результатом — документация на технологическую подготовку производства (ТПП) и изготовление РЭА. Выделены две стадии разработки РЭА: структурное и техническое проектирование. На этих стадиях, соответственно, решаются задачи, связанные с этапами проектирования схем электрических структурных (СЭС) и функциональных (СЭФ), а также принципиальных (СЭП) и монтажных (СЭМ). Обобщенная компьютерная модель (ОМ) содержит две основные составляющие: схемную и функциональную.

Схемная составляющая является некоторой статической программой, как бы отображающей физический внешний вид отдельных элементов, узлов и блоков проектируемой аппаратуры. Эта составляющая включает взаимосвязанные компьютерные модели

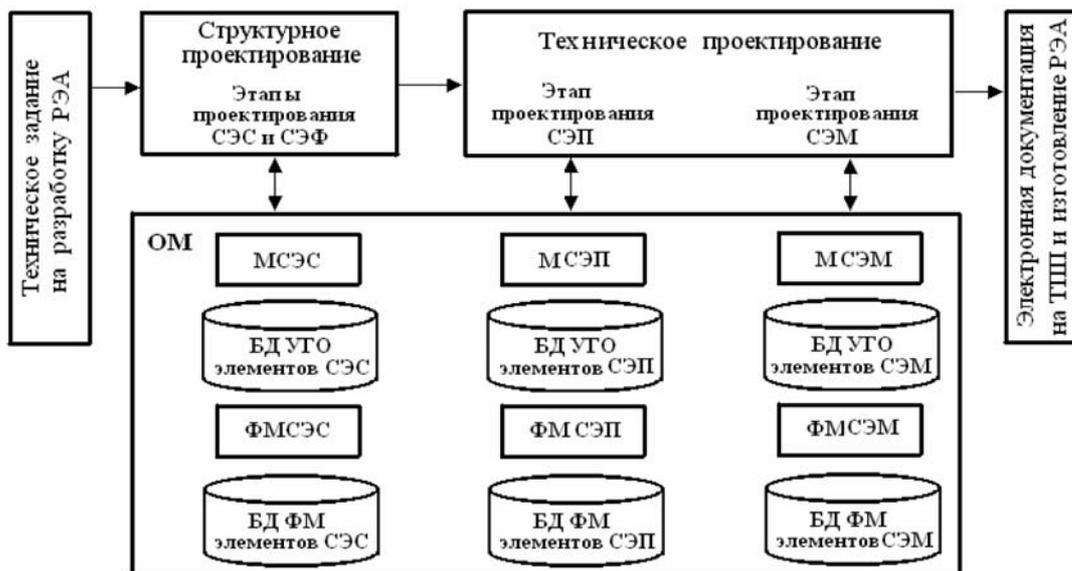


Рис. 5

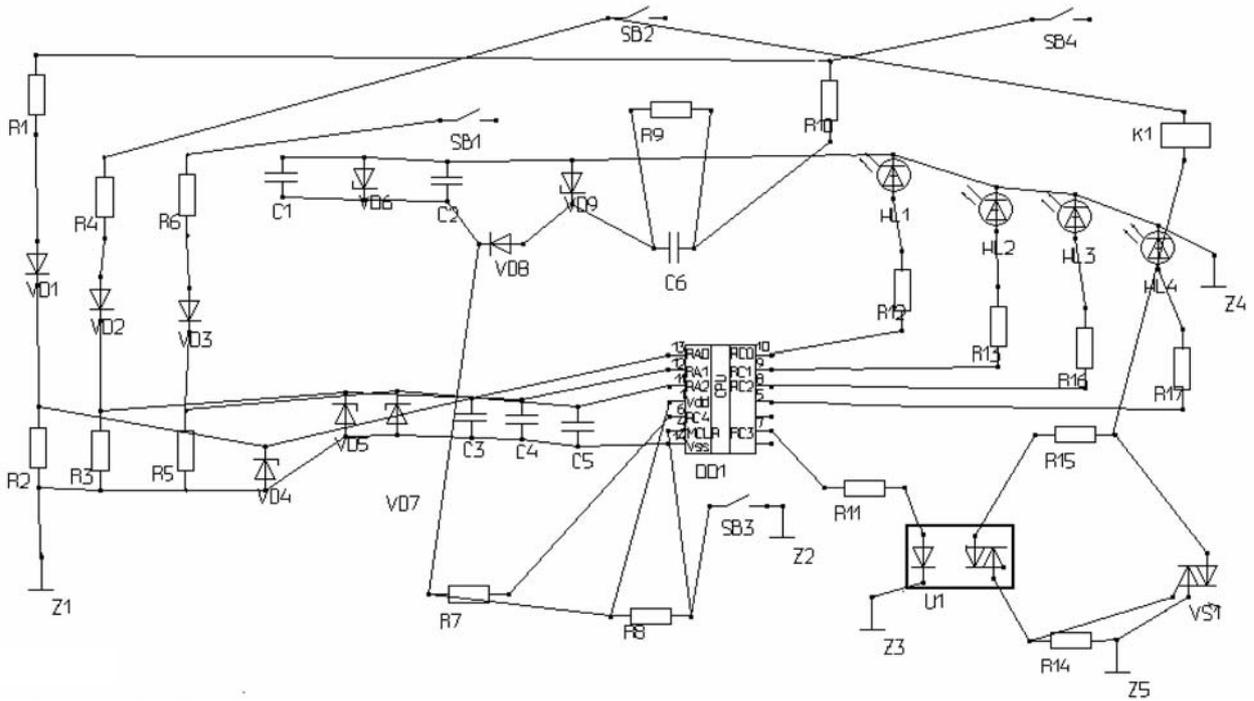


Рис. 6

МСЭС, МСЭП и МСЭМ, создаваемые на разных этапах проектирования, соответственно для схем электрических структурных (СЭС), принципиальных (СЭП) и монтажных (СЭМ) Под моделью схем будем понимать не только их единственное изображение с конкретными текущими значениями координат элементов и связей, а еще и некоторое математическое описание ее граф — схемы, вершинами которой являются отдельные функциональные части аппаратуры, а дугами — связи между ними. Такие модели легко преобразуются в электронный документ, а также в модели, которые используются на последующих этапах. Связи между контактами отдельных элементов схемы (основных функциональных частей изделия) создаются за счет специальных программных средств, используемых в системах автоматизированного проектирования. Например, в системе Графика-01-Т в описаниях элементов схемы вводится специальное понятие "контакт", определяющее координаты подсоединения внешних связей. Это позволило в моделях схем все связи представить в виде "резиновых нитей", что дает возможность легко перемещать и модифицировать отдельные элементы при переходе с

этапа на этап, сохраняя их связь. На рис.6 приведен пример модели принципиальной схемы (МСЭП). Такая модель, например МСЭП, модифицируется на этапе проектирования СЭМ в том смысле, что, во-первых, изображение каждого элемента заменяется на изображение его посадочного места на печатной плате, во-вторых, местоположение каждого элемента изменяется и подчиняется законам проектирования монтажных схем при неизменной связности между элементами на этих этапах.

Функциональная составляющая (функциональная модель), как правило, должна присутствовать на каждом уровне разработки схемной документации. Она также представляет собой программу, описывающую с меньшей или с большей степенью детализации динамические процессы функционирования всех элементов, узлов и блоков проектируемого изделия [12]. На рис.5 в составе ОМ показаны функциональные модели ФМСЭС, ФМСЭП и ФМСЭМ, а также базы данных функциональных моделей (БД ФМ) отдельных элементов, которые создаются на соответствующих этапах проектирования.

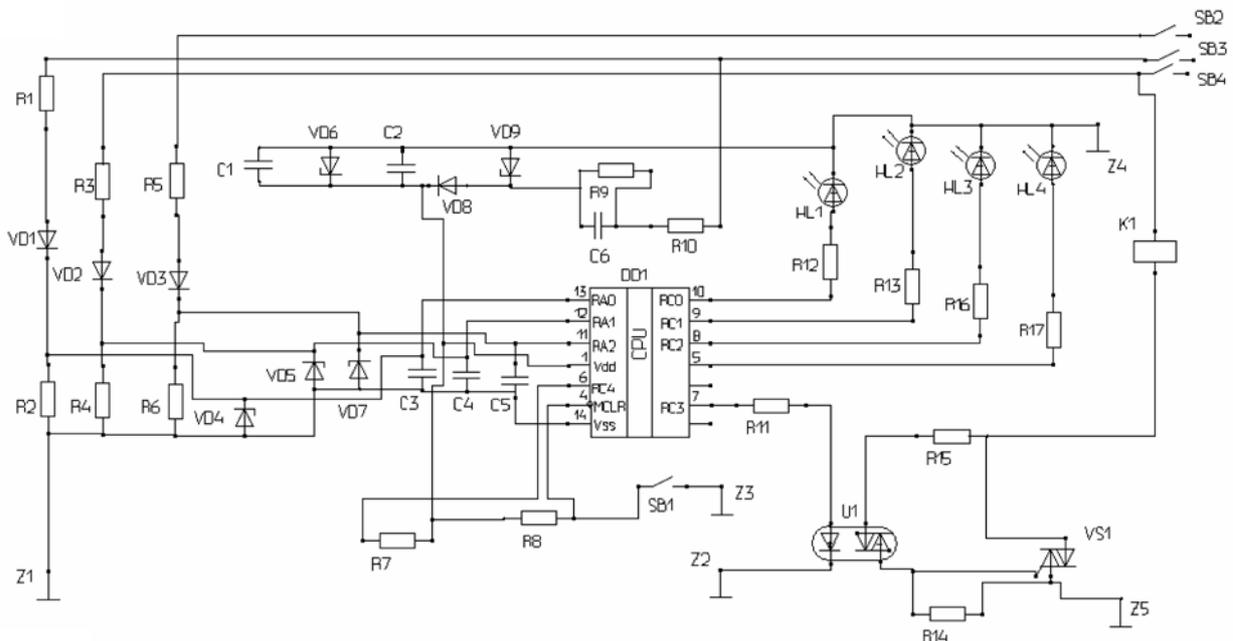


Рис. 7

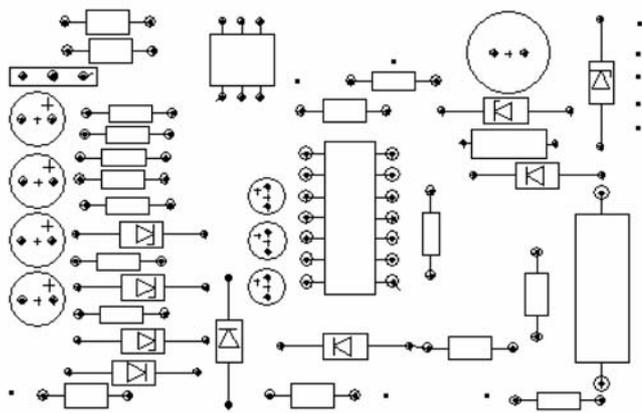


Рис. 8

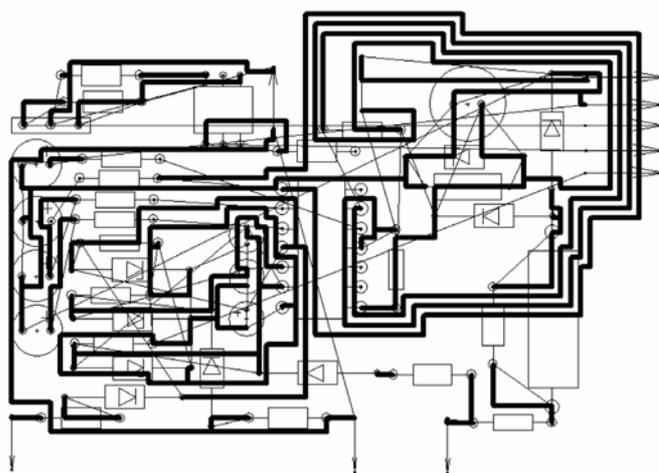


Рис. 9

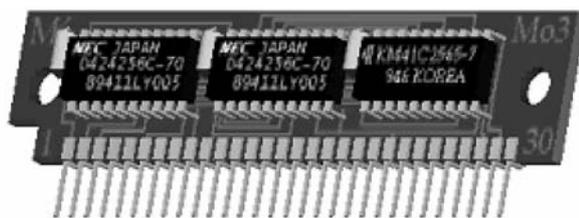


Рис. 10

Далее предлагается состав компьютерных моделей СЭС, СЭФ, СЭП, СЭМ и перечень электронных документов.

Компьютерная модель схемы электрической структурной (МСЭС) содержит:

- перечень условных графических обозначений (УГО) основных функциональных частей изделия СЭС;
- описания УГО основных функциональных частей изделия СЭС и описания относительных координат их контактов;
- описания связей между контактами частей СЭС;
- ссылки на компьютерную модель СЭФ.

Компьютерная модель схемы электрической принципиальной (МСЭП) содержит:

- перечень УГО элементов СЭП;
- описания УГО элементов СЭП и описания относительных координат контактов элементов;
- описания связей между контактами элементов схемы;
- ссылки на компьютерные модели СЭС, СЭФ, СЭМ.

На рис.7 показан электронный чертеж СЭП, выполненный на основе МСЭП (рис.5) с автоматической трассировкой связей между элементами.

Компьютерная модель схемы электрической монтажной (МСЭМ) содержит:

- перечень типовых графических изображений установочных мест элементов СЭМ;
- описания типовых графических изображений установочных мест элементов схемы с относительными координатами их контактов;
- описания типовых графических изображений внешнего вида элементов с относительными координатами контактов;
- описания связей между контактами установочных мест элементов СЭМ;
- ссылки на компьютерную модель СЭП;
- ссылки на 3D компьютерную модель используемых конструктивов, включая 3D модели элементов.

На рис.8 показан сборочный чертеж схемы монтажной для

МСЭП (рис.6), на рис.9 — чертеж МСЭМ, совмещенный с результатами автоматической трассировки для той же СЭП. На рис.10 представлен пример объемной геометрической модели печатной платы в сборе.

Таким образом, в работе рассмотрены возможности создания компьютерных моделей на отдельных этапах ЖЦ РЭА, перечислен набор электронных документов для каждого из этапов, показана возможность формирования обобщенной компьютерной модели (ОМ) для нескольких этапов ЖЦ.

Литература

1. Применение вычислительных машин для проектирования цифровых устройств. Под ред. Н.Я.Матюхина. — М.: Советское радио. -1968.
2. **Бажковский Ю.М., Галактионов В.А.** Графические протоколы (обзор)// Автометрия. — 1978. — № 5. — С. 3-11.
3. **Горелик А.Г., Буракова В.Я.** Автоматизация геометрического моделирования с помощью языка "ФАП-КФ"//Вестник машиностроения. — 1979. — № 10. — С. 66-69.
4. ISD/DIN 7942, GKS, VERSION 7.2, ISO TC 97/SC 5/WG2, 1982.
5. **Артамонов Е.И., Загвоздин В.А., Шурупов А.А., Щегольков М.Ю.** Языки взаимодействия пользователя с ЭВМ в системе "Графика-81".- М.: ИПУ. — 1993. — С. 256.
6. **Ньюмен и Спрулл.** Основы интерактивной машинной графики. — 1975.
7. **Artemonov E.I.** Automation of digital device structure design. B-215, ACTA IMEKO, 1973, pp. 561-570.
8. **Артамонов Е.И., Хачунов В.М.** Синтез структур специализированных средств машинной графики. — М.: МЦНТИ, 1991. — 145 с.
9. Автоматизация. Forbes, декабрь, 2006.
10. **Соломенцев Ю.М.** Информационно-вычислительные системы в машиностроении. CALS-технологии. — М.: Наука, 2003. — 292 с.
11. **Артамонов Е.И., Сизова Л.Н.** Автоматическая трассировка соединений (АТС). Свидетельство о государственной регистрации N2008613903 от 15 августа 2008 г.
12. **Уэйкерли Дж. Ф.** Проектирование цифровых устройств. Том 1. — М.: Постмаркет, 2002. — 544 с.

Интерактивная система диагностики печатных плат

Артамонов Е.И., Касаткин С.И., Ромакин В.А.,
Муравьев А.М., ИПУ РАН

Новым перспективным направлением диагностики печатных плат в приборостроении является диагностика по создаваемым ими поверхностным близлежащим магнитным полям. Своим появлением оно обязано с одной стороны большим успехам в развитии вычислительных методов и техники, а с другой стороны — новым возможностям, предоставляемым полупроводниковой и магнитной микро- и наноэлектроникой. Диагностировать печатные платы можно как с нанесенными компонентами, так и без них.

Для испытаний и диагностики отказов печатных плат с нанесенными компонентами в мире выпускается автоматизированное испытательное оборудование. Оно производит специальные испытания, интерпретирует результаты этих испытаний и автоматически определяет причины отказов. При этом диагностика причин отказов в настоящее время требует больших затрат времени, связанных с необходимостью учета разброса параметров проверяемых печатных плат, а использование многослойных печатных плат и сверхбольших интегральных схем усложняет процесс диагностики.

В существующих установках для контроля печатных плат при испытаниях используется большое количество специально сконструированных внешних контактов, через которые проверяется реакция расположенных на печатной плате электронных узлов на внешние тестовые воздействия. Такого рода принцип диагностирования требует достаточно сложной конструкции контактов для обеспечения надежного подсоединения к проводникам печатной платы. Использование этого принципа возможно только до момента покрытия всей платы лаком, что затрудняет диагностирование плат, бывших в употреблении. Из-за последовательного характера исследования отдельных узлов печатной платы на весь процесс диагностирования требуется сравнительно много времени.

Новый, более эффективный подход к диагностике состоит в интегральном анализе процесса функционирования электронной схемы без непосредственного контакта с проводниками печатной платы. При таком подходе исследуются различные поля, излучаемые электронной схемой.

В работе рассматривается интерактивная система диагностики печатных плат на основе анализа двумерного распределения магнитных полей, создаваемых работающей печатной платой. Система включает технические средства и программное обеспечение.

Технические средства включают многослойный тонкопленочный анизотропный магниторезистивный (АМР) датчик магнитного поля (далее просто датчик), устройство усиления, оцифровки, обработки и передачи сигналов датчика, плоттер, устройство крепления печатной платы и датчика на плоттере, персональный компьютер. Для позиционирования датчика в плоскости печатной платы используется плоттер, управляемый с помощью программного обеспечения системы. При этом печатная плата устанавливается на планшет плоттера, а датчик — на печатающую головку плоттера. Для связи персонального компьютера с плоттером и датчиком используется интерфейс RS-232.

Схема взаимодействия технических средств показана на рис. 1. Стрелки, входящие в блок слева направо, обозначают передачу данных; стрелки, входящие в блок сверху, обозначают управляющие сигналы (для позиционирования головки плоттера с помощью программного обеспечения системы); стрелки, входящие в блок снизу, обозначают механизмы крепления печатной платы и датчика на плоттере.

Программное обеспечение включает (рис. 2) блоки управления процессом перемещения датчика, приема сигналов датчика, визуализации результатов измерений, диагностирования мест неисправности, а также средства взаимодействия пользователя с программным комплексом диагностирования.

Блок управления процессом перемещения датчика генерирует код в формате языков Gerber с требуемым способом сканирования печатной платы и передает этот код на вход плоттеру. Для генерации кода необходимо предварительно создать модель печатной платы, которая представляет собой совокупность двумерного графического изображения печатной платы, размеров печатной платы и ее местоположения на планшете плоттера. Затем необходимо задать маршрут, шаг и другие параметры сканирования. Результатом сканирования печатной платы является модель электромагнитных полей платы.

Блок приема сигналов датчика работает совместно с блоком управления процессом перемещения датчика и считывает поступающие значения сигналов от датчика (с блока усиления и предварительной обработки). Для повышения точности сканирования в каждой точке сканирования считывается несколько показаний датчика, которые затем усредняются.

Блок визуализации результатов измерений создает графическое изображение модели электромагнитных полей в плоскости платы, различного рода сечения этих полей, а также графики распределений показаний датчиков.

Блок диагностирования определяет места неисправности печатной платы на основе сравнения модели электромагнитных полей исследуемой платы с эталоном (исправной платой) или на основе анализа структуры полей. Если усредненное показание датчика в какой-либо точке сканирования выходит за допустимые отклонения от эталона, программа сигнализирует о дефекте или разрыве в этой точке.

Блок взаимодействия пользователя с комплексом диагностирования включает языковой и интерактивный интерфейс.



Рис. 1. Технические средства системы

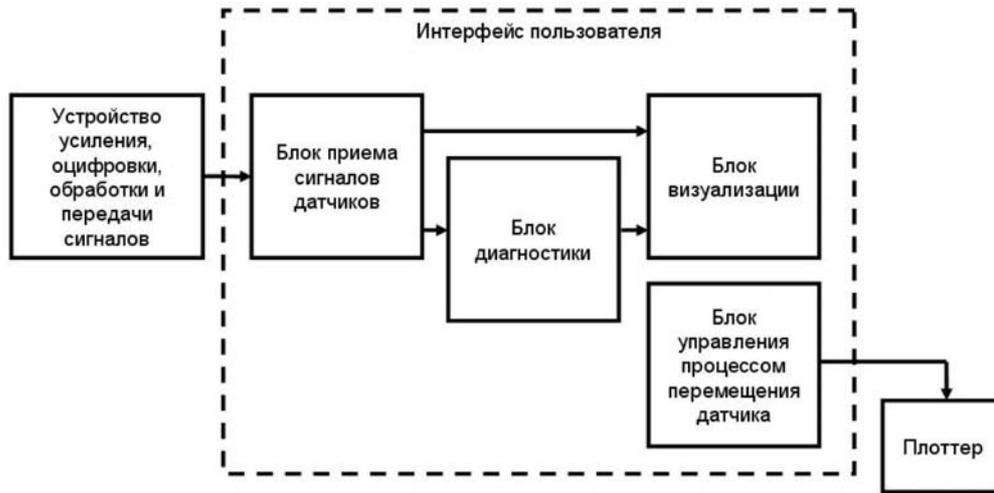


Рис. 2. Структура программного обеспечения

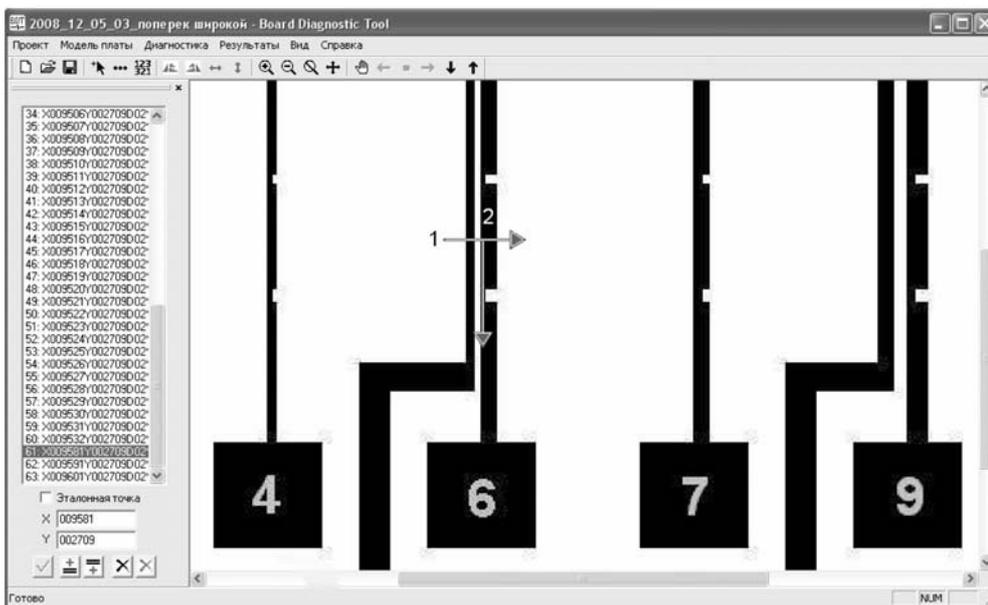


Рис. 3

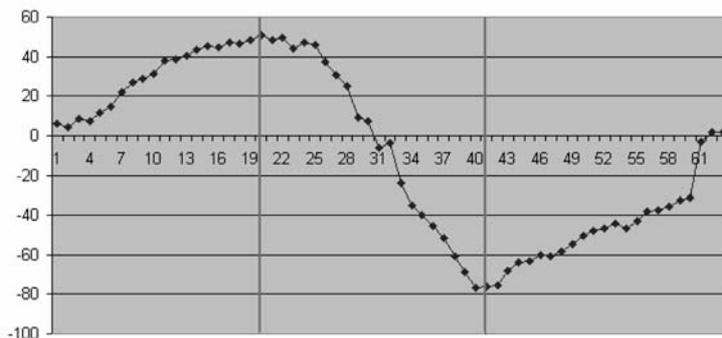


Рис. 4

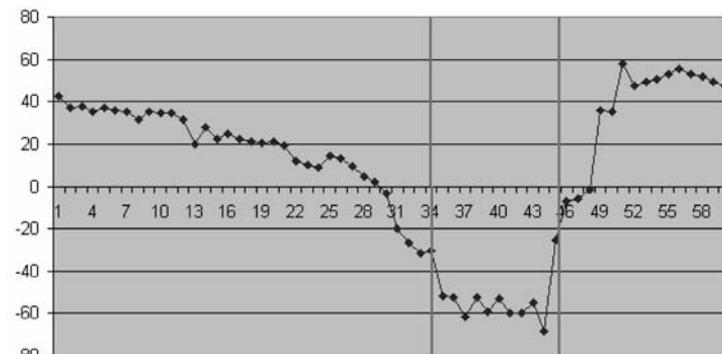


Рис. 5

Для тестирования системы диагностики была разработана специальная тестовая печатная плата, проводники которой имеют сужения в определенных местах. Рассмотрим процесс диагностики тестовой платы на примере проводника №6 (рис. 3). Если точные координаты данного проводника печатной платы неизвестны, необходимо осуществить его поиск. Для этого плата сканируется в горизонтальном направлении (стрелка 1) в предполагаемом месте расположения проводника. На рис. 4 показан график распределения усредненных показаний датчиков для этого маршрута; красными линиями отмечены левая и правая граница проводника, в которых достигается минимальное и максимальное значения показаний датчиков.

После определения положения проводника печатной платы, необходимо задать маршрут сканирования вдоль этого проводника с целью поиска возможного дефекта (рис. 3, вертикальная стрелка 2). На рис. 5 показан график распределения усредненных показаний датчиков для этого маршрута; красными линиями отмечены границы резкого скачка показаний датчика, который свидетельствует о наличии дефекта проводника в данном месте.

Таким образом, в работе рассмотрены математические модели и программное обеспечение для диагностики печатных плат путем исследования двумерного распределения магнитных полей и выделения полезной информации.

Синтез структур систем трассировки межстоечных соединений в автозалах цифровых телефонных станций

Артамонов Е.И., Тишкевич Е.В., ИГУ РАН

Введение

Системы трассировки соединений между элементами на плоскости (СТП) находят широкое применение при разработке принципиальных схем, топологии печатных плат, топологии интегральных схем. СТП могут быть использованы при прокладывании трасс соединительных кабелей, проводки и т.п. В настоящее время известно большое число алгоритмов трассировки, известны их различные реализации и эксплуатационные характеристики. Однако отсутствуют теоретические работы по организации интерактивного режима трассировки, выбору и обоснованию структуры программного обеспечения, что приводит к наличию обилия реализаций, трудно стыкуемых между собой, взаимозаменяемых. Из-за отсутствия теоретических работ по выбору структур ПО сложилась ситуация, когда разработчики СТП по-разному понимают состав системы, ее место в интегрированной системе проектирования, например, в системе проектирования РЭА.

Проблема трассировки соединений актуальна и в отрасли связи, а именно в проектировании автозалов городских и междугородных электронных автоматических телефонных станций (АТС). Компьютерная трассировка соединений кабеля в автозале значительно сокращает трудозатраты на проектировку прокладки межстоечного кабеля, а также дальнейшей эксплуатации ЭАТС.

Структура алгоритма функционирования системы трассировки (СТП).

Структуру алгоритма СТП представим в виде графа, основные блоки которого изображены на рис.1. Вершинами графа будем обозначать возможные структуры данных, дугами – программные реализации отдельных частей алгоритмов. Дуги графа имеют свой вес, оценивающий качество конкретной реализации. Этот граф, по сути, представляет собой обобщенную модель возможных реализаций алгоритма автоматической трассировки жгутовых соединений. Задача выбора лучшей реализации будет сводиться к поиску кратчайшего пути на таком графе.

Основными частями алгоритма являются:

1. Ввод описания геометрической модели трассируемого поля (ОМ), в данном случае ввод описания размещения отдельных блоков цифровых телефонных станций с указанием места (контакта) подсоединения жгутов.
2. Ввод описания цепей (ОС), соединяющих между собой контакты отдельных блоков станции.
3. Автотрассировка.
4. Вывод результата трассировки жгутовых соединений.

Исходными данными для выбора способа структурной реализации СТП будут являться структуры данных на входе и выходе системы, определяемые средствами взаимодействия с пользователем и внеш-

ними устройствами, а также основными алгоритмами решения задачи автоматической трассировки.

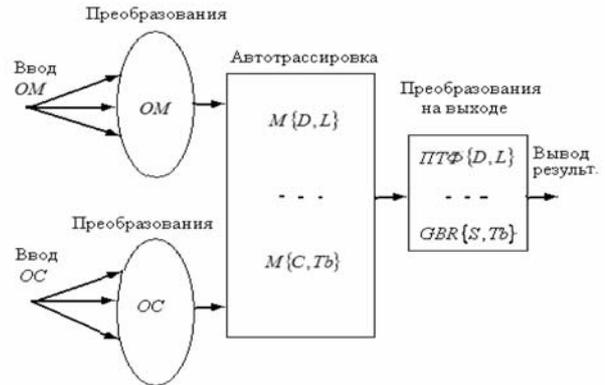


Рис. 1. Структуры данных на входе и выходе СТП

Далее структуры данных будем характеризовать через внешнее представление (фигурные скобки), способ и точность кодирования (квадратные скобки), максимальное значение параметра (круглые скобки).

В ОМ хранится протокол действий пользователя при работе с системой. Теоретически имеется несколько способов представления информации в ОМ. В первом способе информация поступает и хранится в виде символической таблицы. Структура данных ОМ записывается следующим образом:

$$OM\{S, Tb\}[a_{OM}, \delta_{OM}](r_{OM}) \Rightarrow Op^1; Op^2; \dots Op^n \Rightarrow Id^1, Pa_1^1, Pa_2^1 \dots Pa_k^1; Id^2, Pa_1^2, Pa_2^2, \dots Pa_l^2; \dots Id^n, Pa_1^n, Pa_2^n \dots Pa_m^n; \quad (1)$$

где $\{S, Tb\}$ - символическая таблица, Op^i - i -ый оператор в таблице описаний из общего числа n операторов, a_{OM} - способ кодирования, δ_{OM} - точность представления информации, r_{OM} - максимальная размерность вводимого описания. Каждый оператор представляется своим идентификатором Id^i и параметрами Pa^i . Этот способ представления практически соответствует международным стандартам NAPLS, IGES.

Во втором способе информация представляется в виде линейного списка с действительными значениями параметров:

$$OM\{D, L\}[a_{OM}, \delta_{OM}](r_{OM}) \Rightarrow x_1^1, y_1^1, x_2^1, y_2^1, \dots x_n^1, y_n^1, SI^1, x_1^2, y_1^2, x_2^2, y_2^2, \dots x_m^2, y_m^2, SI^2, \dots x_1^k, y_1^k, x_2^k, y_2^k, \dots x_l^k, y_l^k, SI^k, \quad (2)$$

где x_i^j, y_i^j - координаты i -ой вершины j -ой ломаной линии, SI^j - записи служебной информации.

В третьем и четвертом способах информация вводится аналогично (1) и (2) только в целых $\{C\}$ числах.

Описание списка (OC) цепей жгутовых соединений также имеет многовариантный характер. Один из вариантов выглядит следующим образом:

$$OC\{S, Tb\}[a_{OC}, \delta_{OC}](r_{OC}) \Rightarrow \\ Nm_i, Nk_j, Nm_k, Nk_l \dots Nm_m, Nk_n, P_c, \\ \dots \\ Nm_{ii}, Nk_{jj}, Nm_{kk}, Nk_{ll} \dots Nm_{mm}, Nk_{nn}, P_c, P_o, \quad (3)$$

где Nm_i, Nk_j - номера модулей и контактов цепи,

P_c - признак конца описания текущей цепи,

P_o - признак конца описания всех цепей.

На выходе СТП результаты работы алгоритма трассировки, с одной стороны представляются с точностью, определяемой дальнейшими технологическими процессами, с другой стороны, их структура зависит от используемых внешних устройств. В первом случае структура данных предтерминального файла ПТФ{D,L} соответствует (2), а во втором, например, для графопостроителей или фотоплоттеров, которые понимают языки GERBER (GBR{S,Tb}) или HPGL, соответствует (1). В любом случае на входе и выходе СТП должны присутствовать блоки взаимного преобразования данных, в общем виде представляемых на обобщенной модели полными графами (два овала на входе и блок «Преобразования» на выходе рис. 1).

Структуры данных, определяемые основными алгоритмами трассировки. На рис.1 показаны только два основных алгоритма, принципиально отличающиеся используемыми структурами данных: геометрический алгоритм на основе модели в виде линейного списка с действительными значениями параметров $M\{D,L\}$ и алгоритм на основе матричной целочисленной модели $M\{C,Tb\}$. Структура данных для первого алгоритма соответствует описанию (2). Для второго:

$$M\{C, Tb\}[\alpha_M, \delta_M](r_M) \Rightarrow \\ \begin{bmatrix} m_{11} & \dots & m_{1n} \\ \dots & \dots & \dots \\ m_{n1} & \dots & m_{nn} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где m_{ij} - ячейки матрицы.

Выбор лучшей структурной реализации системы трассировки жгутовых соединений

Как уже отмечалось, на рис.1 изображена обобщенная модель алгоритмов реализации структуры СТП, включающая множество возможных вариантов реализации каждого из блоков СТП¹. Лучший вариант будет соответствовать кратчайшему пути на графе

обобщенной модели. Проведем анализ возможных реализаций СТП.

Из рисунка видно, что основные варианты структурной реализации образуются из-за использования разных алгоритмов трассировки и существенную часть вариантов добавляют преобразования структур данных в зависимости от способов взаимодействия пользователей с системой и использования внешних устройств.

Достоинствами варианта системы на основе геометрического алгоритма является возможность использования одного типа структур данных от ввода исходных данных до вывода результатов, что позволяет экономить на дополнительных преобразованиях структур данных. Существенным недостатком этого варианта является сложность алгоритма трассировки.

Достоинствами варианта на основе матричной модели трассируемого поля является возможность использования традиционных волновых алгоритмов, а недостатками – необходимость преобразования геометрических структур данных в матричные и обратно, а также разбиение процесса трассировки на два последовательных этапа: определение пути прохождения трасс и их фиксация.

В работе отдано предпочтение второму варианту, в котором реализован алгоритм определения кратчайшего пути.

Реализация алгоритма трассировки

В основу алгоритма автоматической трассировки соединений между элементами на принципиальной электрической схеме положен широко применяемый в различных приложениях алгоритм определения кратчайшей цепи в ориентированных сетях в [3].

Рассмотрим его более подробно.

Пусть имеется сеть $G(B, A)$, где B - множество вершин сети, A - множество ориентированных дуг сети, соединяющих в любом порядке i -ую вершину с j -ой. Все вершины пронумерованы от 1 до N (общее число вершин сети). Всем дугам присваиваются значения $a(i, j) \geq 0$. Требуется найти кратчайший путь от вершины 1 до вершины N .

Алгоритм состоит из двух частей: вычисления минимального веса последней вершины сети и фиксации кратчайшей цепи.

1. $i = 1, j = 1$.
2. Вершине b_1 присваивается вес 0. Остальным вершинам b_2, \dots, b_N присваивается ∞ .
3. $j = j + 1$.
4. Вычисляется вес вершины $b_j = b_i + a(i, j)$. Определяется $b_{j \min}$. Если $j = N$, то $j = 1$ и переход на п.5, иначе переход на п.3.

5. Вершина $j \min$ помечается специальным маркером и в дальнейших расчетах в качестве конца дуги не используется, если $j \min = N$, то переход на п.6, иначе $i = j \min$ и переход на п.3.

¹ Здесь мы опускаем предшествующие операции с алгоритмами для формирования обобщенной модели, которые описаны в [1,2].

6. Таким образом, вершина N имеет минимальный вес, соответствующий кратчайшему пути. Восстановить путь можно в обратном порядке по номерам вершин, выбывавших из рассмотрения в п.5, начиная с вершины N до вершины 1 и контролируя соотношение весов между предыдущей и последующей вершинами и длиной соединяющей их дуги (см. п.4).

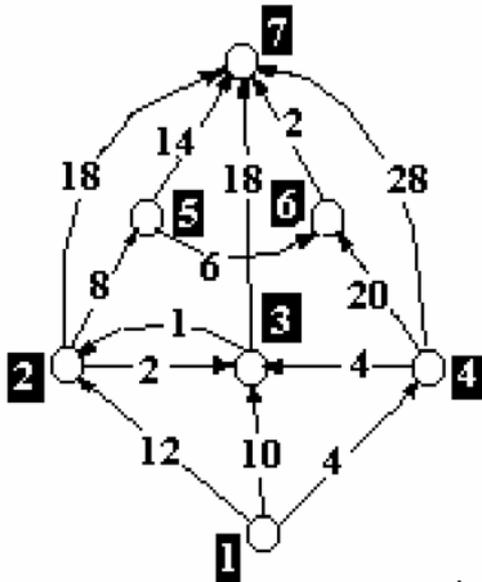


Рис. 2

Рассмотрим пример определения кратчайшего пути в сети (рис. 2) на основе вышеприведенного алгоритма. В сети вершины пронумерованы белым цветом на черном фоне. На дугах сети в разрыве указаны длина каждой дуги. В табл.1 указаны последовательные шаги алгоритма и значения вершин, вычисляемые на каждом шаге.

В рассматриваемом примере кратчайший путь проходит через вершины 1, 4, 3, 2, 5, 6, 7.

В программной реализации алгоритма трассировки применяется некоторая модификация вышеизложенного алгоритма. Кратчайший путь определяется в матрице, на которую проецируется геометрическая модель трассируемого поля (ОМ) и описания точек начала и конца цепей (ОС). Образуется дискретная модель трассируемого поля. Трассы проводятся последовательно от точки начала трассы до точки конца. При этом вокруг каждой i -ой ячейки матрицы вычисляются функции соседних j -ых ячеек матрицы следующим образом:

$$b_j = b_i + a(i, j), \tag{5}$$

$$\text{где } a(i, j) = w_1 f_{1i} + w_2 f_{2i} + w_3 f_{3i} + w_4 f_{4i}, \tag{6}$$

f_{1i} – расстояние до точки конца трассы:

$$f_{1i} = |Nx_K - Nx_i| + |Ny_K - Ny_i|, \tag{7}$$

Nx_K, Ny_K – координаты точки конца трассы в дискретах трассируемого поля;

Nx_i, Ny_i – координаты i -ой ячейки поля;

f_{2i} – расстояние до точки начала трассы:

$$f_{2i} = |Nx_i - Nx_H| + |Ny_i - Ny_H|, \tag{8}$$

Nx_H, Ny_H – координаты точки начала трассы;

f_{3i} – число изгибов трассы до i -ой ячейки трассируемого поля;

f_{4i} – число пересечений проводимой трассы с предыдущими трассами до i -ой ячейки трассируемого поля;

w_1, w_2, w_3, w_4 – весовые коэффициенты функций стремления к цели, длины пути, изгибов и пересечений трассы соответственно.

Использование различных соотношений коэффициентов позволяет получить требуемое качество трассировки.

Таблица 1

Шаг алгоритма	Веса вершин						
	1	2	3	4	5	6	7
Нач. уст.	0	∞	∞	∞	∞	∞	∞
1	-	12	10	4	∞	∞	∞
2	-	12	8	-	∞	24	32
3	-	9	-	-	∞	24	26
4	-	-	-	-	17	24	26
5	-	-	-	-	-	23	26
6	-	-	-	-	-	-	25

Пример решения задачи трассировки межстоечных соединений в цифровых телефонных станциях

Для станции Siemens EWSD создана база данных функциональных блоков стивов, кросса и мест операторов. С помощью этой базы данных возможно построение любой по сложности станции для дальнейшей трассировки соединений. В качестве примера рассмотрена станция ёмкостью 10000 соединительных линий. Результаты трассировки приведены на рисунке ниже. В зависимости от настроек параметров трассировки, таких как «стремление к цели», «цена шага», «цена поворота», «цена пересечений», получаются разные результаты.

Как видно из нижеследующего рисунка, в результате изменения значений параметров повысилась эффективность трассировки по сравнению с предыдущим вариантом.

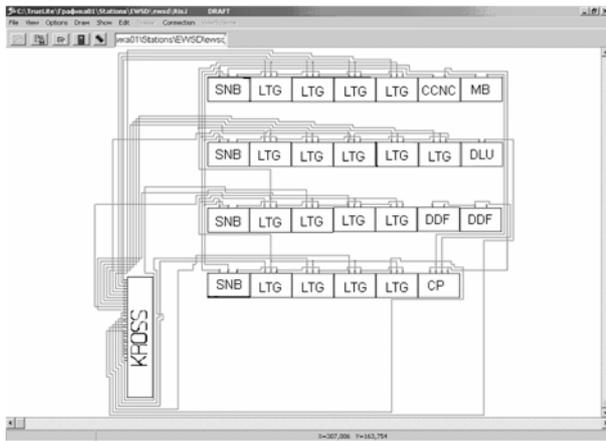


Рис. 3. Первый вариант проведения трасс

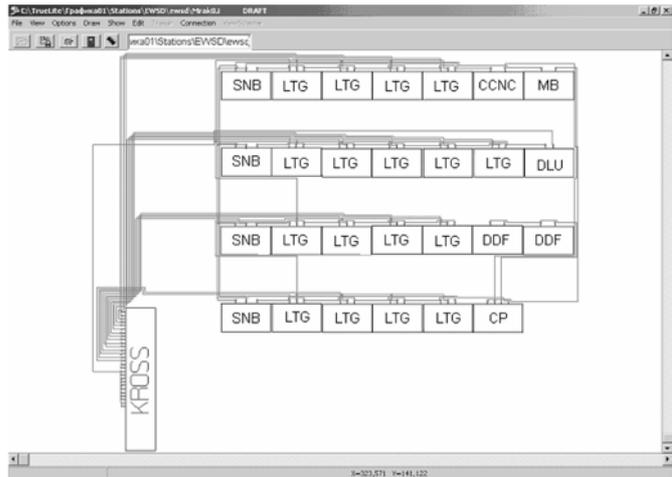


Рис.4. Второй вариант проведения трасс

Литература

1. Artamonov E.I. Automation of digital device structure design. В-215, АСТА ИМЕКО, 1973, pp. 561-570.
2. Артамонов Е.И., Ничипорович Т.А., Тенякшев А.М. Метод формирования обобщенных моделей построения систем//Материалы XXXШ международной конференции "Информационные технологии в науке, образовании, телекоммуникации и бизнесе" (IT+S&E*06)//Открытое образование, 2006.
3. Форд Л.Р., Фалкерсон В.Р. Поток в сетях. Решения задач с использованием теории графов. – М.: Мир, 1965.

Интерактивная система мониторинга и управления спутниковой сетью связи "Наблюдатель"

Артамонов Е.И., Тенякшев А.М., Ромакин В.А., ИГУ РАН

Введение

В последнее время идет интенсивное развитие и распространение спутниковых сетей связи (ССС) в различных областях: передача данных (Интернет, Интранет, IP-телефония, VPN-сети), цифровое телевидение, телефонная и телефаксная связь, организация телерепортажей и видеоконференций, дистанционное обучение и консультация персонала и т.д. Для повышения качества обслуживания клиентов компании-оператору СССР необходимо непрерывно отслеживать состояние СССР и, в случае сбоя, быстро и точно определять его причину и приступать к устранению неисправности.

В работе рассматривается интерактивная система контроля и управления СССР "Наблюдатель" (ИС "Наблюдатель"), предназначенная для настройки оборудования, анализа его состояния и мониторинга его параметров. Система периодически опрашивает оборудование СССР на предмет состояния заданных параметров и сохраняет результаты опроса в журнал. Данные журнала можно просматривать в виде числовых значений и графиков. Текущее состояние СССР и процесса мониторинга отображается на интерактивной графической карте. В случае возникновения тревожной ситуации система выдает сообщение с названием оборудования и конкретным параметром этого оборудования, значение которого является критичным. Кроме того, система оповещает о тревожной ситуации с помощью тревожного звукового сигнала и специальных обозначений на графической карте и схемах оборудования.

Структура технических средств СССР

ИС "Наблюдатель" предназначена для обслуживания спутниковых сетей с топологией "Звезда", которые содержат одну централь-

ную станцию и несколько периферийных станций пользователей (рис. 1).

Центральная станция содержит спутниковые модемы, трансиверы и усилители, количество которых соответствует количеству периферийных станций пользователей, а также два персональных компьютера (PC) с интерфейсами RS-485 и RS-232, на которых устанавливается ИС "Наблюдатель". С помощью указанных интерфейсов система управляет настройкой и анализирует состояние оборудования на центральной станции и через спутник связи или телефонную сеть на периферийных станциях.

PC2 управляет настройкой трансиверов и усилителей центральной станции, контролирует их параметры, дублирует при необходимости функции PC1. Трансиверы и усилители центральной станции резервируются.

Периферийные станции пользователей содержат пользовательские спутниковые модемы, трансиверы и усилители. Спутниковые модемы пользователей дополнительно через телефонную сеть связаны с центральной станцией.

В настоящий момент система может работать со следующими спутниковыми модемами: CDM600, CDM600L, CDM570, CDM570L. Для использования других модемов необходимо создать и подключить к системе специальные драйвера соответствующих модемов.

В настоящий момент ИС "Наблюдатель" успешно функционирует в двух ведомственных сетях связи, расположенных в Республике Казахстан и Республике Саха (Якутия). Схемы расположения модемов для этих территорий приведены соответственно на рис. 2 и рис. 3. Центральные станции расположены соответственно в г. Астана и г. Мирный.

Структура программного обеспечения

Структура программного обеспечения ИС "Наблюдатель" (рис. 4.) содержит вычислительный блок (ВБ), драйверы модемов и

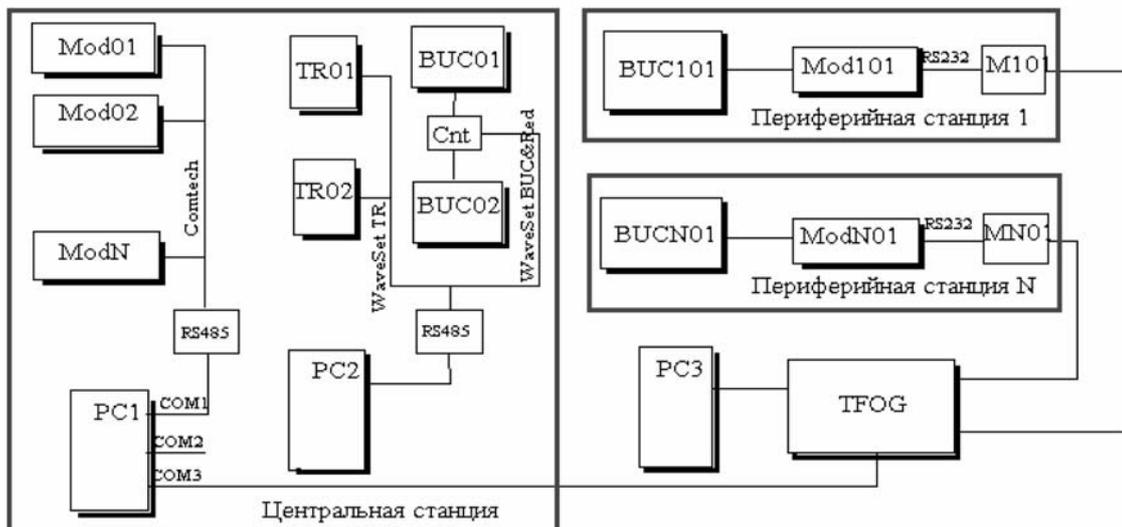


Рис. 1. Структура технических средств СССР



Рис. 2. Схема расположения оборудования (Казakhstan)

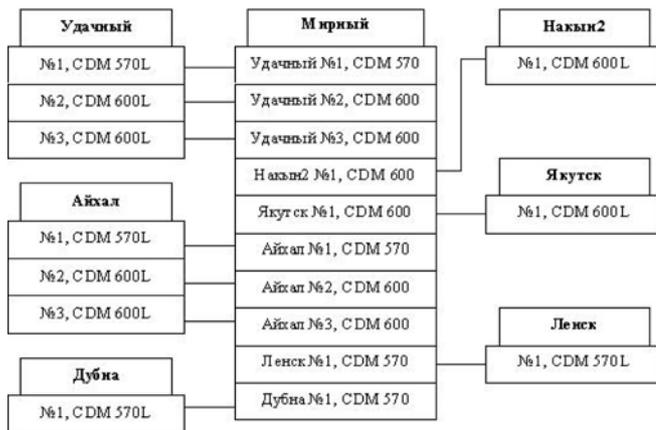


Рис. 3. Схема расположения оборудования (Якутия)

средства связи с вычислительным блоком (Д), блок визуализации (ВВ), блок экранных форм (БЭФ), блок архивирования последовательностей измеряемых параметров (БА), блок сигнализации об аварийном состоянии оборудования и предупреждения об ошибочных действиях операторов (БАС).

ВБ измеряет текущие значения параметров и состояния узлов оборудования, вычисляет и передает управляющую информацию. При этом для работы с модемами периферийных станций вычислительный блок использует соответствующие модемы центральной станции.

Драйверы модемов Д получают и передают информацию от ВБ, преобразуют коды управляющих и измеряемых параметров.

В качестве электрического интерфейса используется либо многоканальная шина RS-485 (для управления несколькими устройствами), либо соединение RS-232 (для управления одним устройством), данные передаются с помощью символов ASCII. Структура пакета данных определяется типом спутникового модема. В частности, для модемов CDM600, CDM600L, CDM570, CDM570L пакет данных включает символ начала команды (1 байт), адрес (4 байта), разделитель (1 байт), идентификатор команды (3 байта), спецификатор (1 байт), параметры команды (число байтов определяется идентификатором команды), символ конца команды (1 байт).

БЭФ хранит все экранные формы по картам обслуживаемой территории, местного территориального размещения станций, формам визуализации структур и технических характеристик установленного оборудования, формам визуализации текущих и интегральных значений измеряемых параметров, а также параметров настройки оборудования.

БА с заданной дискретностью по времени записывает и хранит на жестком диске значения измеряемых параметров отдельных узлов оборудования.

БАС сигнализирует об аварийном состоянии оборудования и предупреждает об ошибочных действиях операторов, для чего используется голосовая сигнализация, визуальная в любом активном окне и Smart-анализ (вывод параметров, связанных с аварийной ситуацией).

ВВ служит для отображения на экране дисплея экранных форм, вводимых и измеряемых параметров, текущих состояний узлов оборудования, а также отображает средства управления режимами функционирования ИС. Информация на блок визуализации поступает от блоков ВБ и БА.

Режимы функционирования ИС

В ИС "Наблюдатель" имеются следующие основные режимы функционирования: создание модели ССС, настройка оборудова-

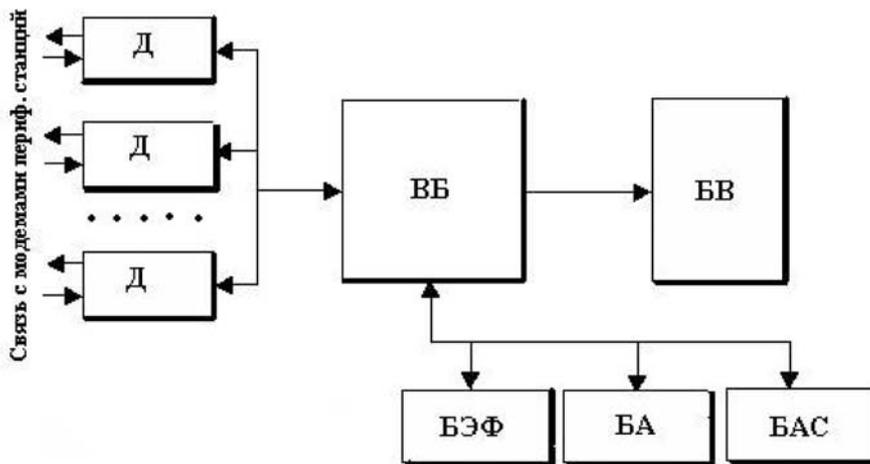


Рис. 4. Структура программного обеспечения



Рис. 5. Карта территориального размещения станций (Республика Казахстан)

ния, мониторинг и просмотр журнала.

В режиме создания модели ССС необходимо указать количество периферийных станций, подготовить схему оборудования на каждой станции (рис. 1), выбрать тип каждого оборудования и параметры подключения к нему, а также настроить территориальную привязку станций к географической карте (рис. 5).

В режиме настройки оборудования на центральной станции и по всем периферийным станциям с помощью экранных форм

(рис. 6) вводятся значения параметров оборудования центральной и периферийной станций. При этом система контролирует корректность вносимых изменений, что помогает избежать ошибок оператора, например, несогласованного изменения адреса спутникового модема на периферийной станции, которое может повлечь потерю связи центральной станции с этим модемом.

В режиме мониторинга состояние оборудования последовательно проверяется сначала на центральной станции, а затем на пе-

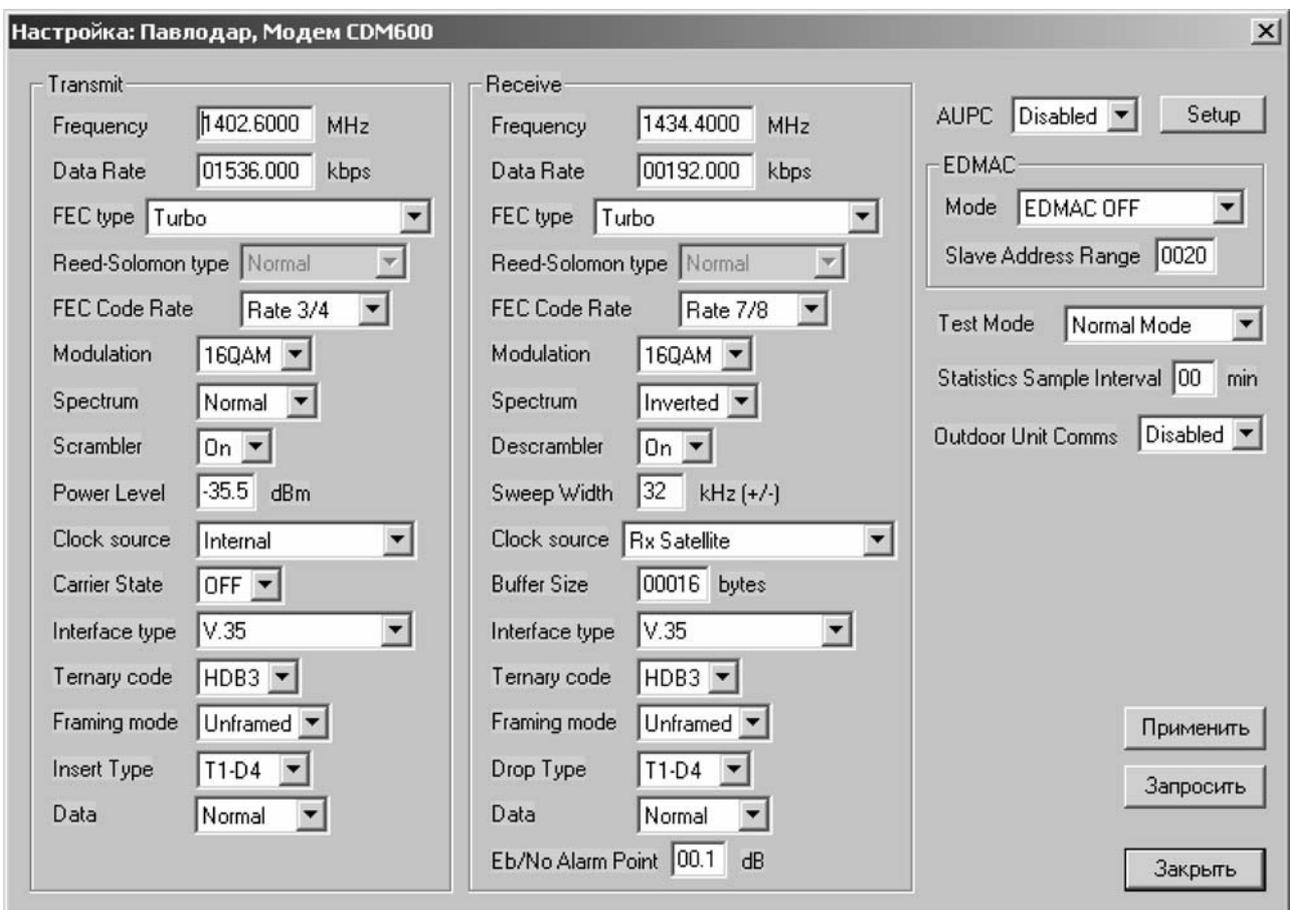


Рис. 6. Форма задания значений параметров оборудования



Рис. 7

риферийных станциях. Мониторинг состояния устройств может включать проверку состояния спутниковых модемов, трансиверов, ВУС-ов, системы резервирования и положения антенны.

Спутниковые модемы позволяют контролировать различные параметры, в частности отношение сигнала к шуму, уровень приема сигнала, температура модема и т.д. При этом выход значения хотя бы одного из опрашиваемых параметров какого-либо из модемов за заданные пределы или отсутствие связи с модемом считается тревожной ситуацией. При возникновении тревожной ситуации система оповещает о ней с помощью специальных обозначений на карте. На рис. 7 показан фрагмент интерактивной карты с изображением состояния опроса на центральной станции в г. Мирный. Каждый квадрат соответствует определенному оборудованию на этой станции, а цвет и символ внутри квадрата символизируют состояние этого оборудования. Зеленые квадраты с символом "+" обозначают рабочее оборудование, красные квадраты с символами "А", "С", "N" — оборудование, которое не отвечает на запросы системы ("А" — не задан адрес устройства, "С" — не открывается СОМ-порт, "N" — истекло время ожидания), желтые квадраты с символами "Е", "R", "Т" — оборудование с тревожными значениями параметров ("Е" — отношение сигнала к шуму, "R" — уровень приема сигнала, "Т" — температура), серые квадраты — еще не проверенное оборудование ("!" — оборудование опрашивается в данный момент). Система поз-

воляет настраивать некоторые параметры мониторинга: период запроса, время ожидания ответа от модема, список опрашиваемых параметров оборудования.

В режиме просмотра журнала можно отобразить графики изменения значений выбранных параметров для каждого оборудования за разные прошедшие промежутки времени: час, день, неделя, месяц, год. Для этого для каждого устройства в процессе мониторинга заводится специальный файл, в который последовательно записываются текущая дата и значения измеренных параметров в этот момент времени.

Заключение

Рассмотренная интерактивная система мониторинга и управления спутниковой сетью связи предлагает в удобной и надежной форме осуществлять мониторинг и анализ состояния оборудования, оценивать и оптимизировать настройки аппаратуры спутниковых сетей, а также осуществлять постоянный визуальный контроль их текущего состояния в удобной графической форме.

Отличительной особенностью предложенной системы является настраиваемая геометрическая модель спутниковой сети связи, обладающая дружественным интерфейсом и возможностями гибкого переконфигурирования оборудования сети связи, а также позволяющая просматривать состояние всего комплекса оборудования спутниковой сети связи и получать быстрый доступ к информации, управлению и настройке оборудования сети. Кроме того, новизна разработанной системы по сравнению с аналогами заключается в возможности вести опрос состояния оборудования сразу по нескольким каналам, что значительно увеличивает скорость и надежность результатов опроса, и как следствие, существенно повышает работоспособность сети спутниковой связи в целом.

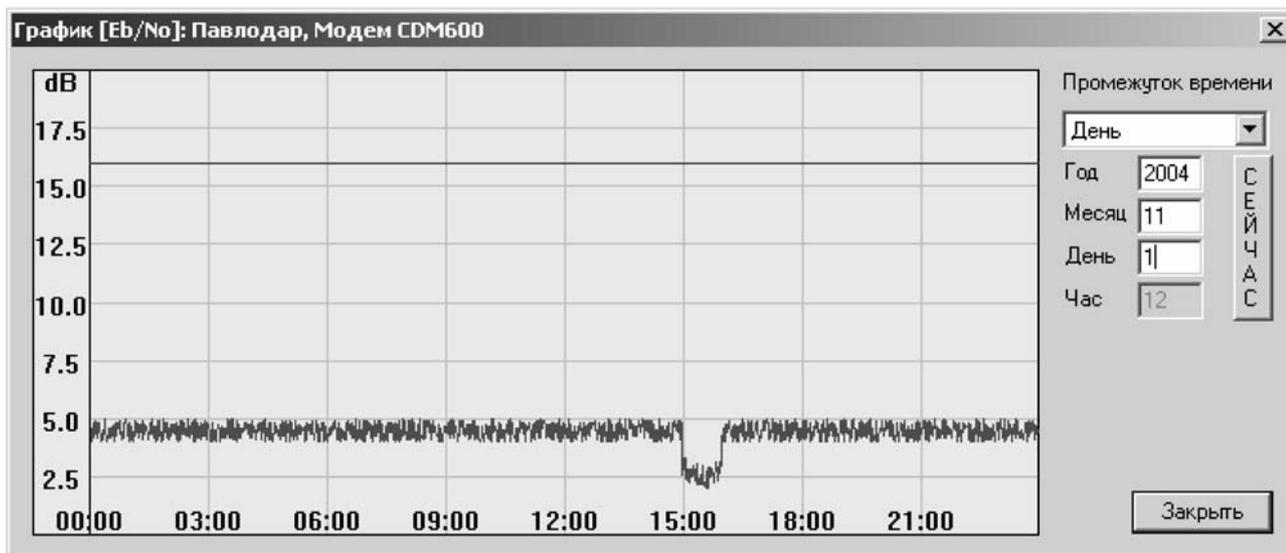


Рис. 8. Форма визуализации текущих и интегральных значений измеряемых параметров

Специфика разработки программного обеспечения для систем управления технологическим оборудованием в реальном времени

Мартинов Г.М., Мартинова Л.И., Григорьев А.С., МГТУ "Станкин"

Ключевые технологии разработки. Невозможно приступать к реализации сложного проекта, рассчитанного на несколько человек-лет, без проектной документации. Сегодня стандартом де-факто стал язык UML, который используют для создания программных моделей. В такие модели легко вносить функциональные изменения, связанные с эволюцией системы управления (рис. 2).

Повторное использование программного кода, независимого от конкретной аппаратной реализации, осуществляют с помощью компонентного COM-подхода, используемого согласно строго определенной схеме.

Используя готовые механизмы, предоставляемые MS XML и Internet-технологиями, можно расширить функциональные возможности системы управления, повысить ее надежность и при этом сократить время разработки системы.

Компонентная архитектура. Схему построения компонентной архитектуры рассмотрим на примере приложений логического анализатора (рис. 2), который отображает входы и выходы системы управления электроавтоматикой и используется для отладки PLC-программ. Здесь компонентный подход предполагает выделение двух уровней абстракции. Абстракция на уровне COM-сервера маскирует аппаратные особенности оборудования. Этот уровень обеспечивает совместимость модификаций и версий систем управления. Абстракция на уровне ActiveX маскирует способ интеграции в интерфейс пользователя системы управления. Приложение может



Рис. 1. Ключевые технологии разработки программного обеспечения ЧПУ

быть использовано самостоятельно или интегрировано в систему ЧПУ в качестве отдельного подрежима.

XML DOM-технологии. Высокое быстродействие MS XML-компилятора делает его привлекательным при организации внутренней структуры данных приложений системы ЧПУ. Внутреннюю базу данных приложения реализуют на основе XML-DOM документа.

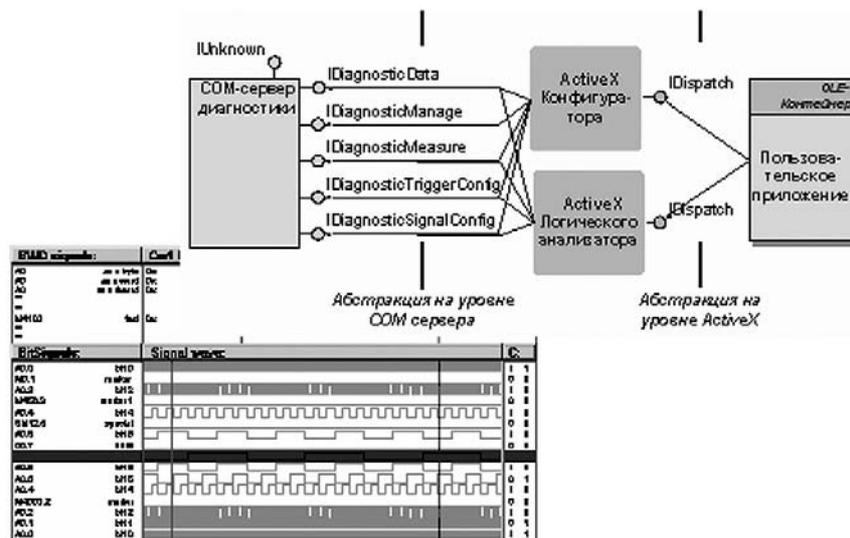


Рис. 2. Логический анализатор

Перспективные технологии разработки математического обеспечения систем управления

Практически каждые 1,5-2 года европейским разработчикам систем управления приходится осваивать новые технологии, менять компиляторы и среду разработки, переходить на новые программные платформы. Де-факто стандартом разработки ядра систем ЧПУ стал язык C++, и только в редких случаях остался язык C (рис. 3). При разработке терминальной части используют языки C++, VB, редко — Delphi, и довольно часто — смешанное решение, созданное на базе нескольких языков. В пользовательском интерфейсе, построенном на независимой платформе, стал очевиден отход от Java решения в пользу .NET, а доминирующим языком разработки стал язык C#.

С конца 90-х гг. прошлого века широко применяется компонентный (COM — Component Object Model) подход, позволяющий маскировать аппаратные особенности при создании программного обеспечения и реализовывать распараллеливание процесса разработки.

При организации машинных параметров систем управления нашла применение технология XML (eXtensible Markup Language). Ориентация на XML позволила использовать готовый программный инструментарий для работы с данными. В качестве иллюстрации можно привести пример системы ЧПУ, сконфигурированной с двумя каналами и восемью осями, которая имеет более 20 000 машинных параметров — и это не предел. Два года назад фирма Siemens презентовала на ЕМО систему ЧПУ с 64 осями, что вызывало непонимание специалистов из-за большого числа приводов, но таким образом фирма продемонстрировала возможности ядра системы. Современные системы обладают теоретически 12 каналами и 64 осями. Для работы с таким количеством данных применяются быстродействующие разборщики, как MSXML Parser, LibXML (Open Source) или разборщик, встроенный в .NET.

Технологию XSLT используют для генерации отчетов о состоянии машинных параметров или о сигналах проведенных диагностических измерений и настройках привода. С помощью XSLT также осуществляется конвертирование данных с одного формата в другой.

Сегодня Web-технологии используются для построения удаленного терминала системы управления. При этом с помощью скрипта

и встроенного Internet-сервера в ядре генерируются экраны пользовательского интерфейса в стандартных браузерах.

Применение регулярных выражений в системах управления позволило унифицировать решение таких задач, как проверка на корректность и фильтрация пользовательского ввода значения, автоматическая генерация имен, поиск с использованием wildcards.

С помощью нечеткой логики и нейронных сетей сегодня решаются задачи адаптивного управления и прогнозирования надежности инструмента.

Этот небольшой список иллюстрирует практически неограниченные возможности применения технологий смежных областей, и именно здесь следует ожидать новые научные прорывы.

Пример реализации подсистемы диагностики инструмента в реальном времени

Задача сводится к прогнозированию износа инструмента в процессе обработки изделия с целью избежать повреждения дорогих изделий при поломке инструмента.

При этом нужно учитывать, что параметры качества помимо износа инструмента зависят от других повреждений в технологической системе, поэтому максимально допустимая величина износа [hз] может быть различной, в зависимости от того, какова доля его влияния на качество обработки.

Одноразовое определение K позволило бы рассчитать Тост до отказа инструмента лишь в том случае, если точки измеренных износов hз1 и hз2 располагались на прямой АВ. В действительности, измеренные в реальных условиях работы данного инструмента, они относятся к неизвестной кривой, которая, как показано на рис. 4, колеблется при установившемся износе около прямой h = Кt. При расчете Ki на каждом временном отрезке Тзд производятся действия линейной интерполяции. Ki = tgαi на каждом отрезке ТЗД будут иметь различные случайные значения, а Kcp = ΣKi/i будет с ростом i приближаться к средней скорости нарастания износа работающего инструмента, которая определяется угловым коэффициентом K прямой h = Кt.

Следовательно, алгоритм прогнозирования Tост должен обеспечить действия по определению Ki и расчету Kcp в течение всего периода стойкости инструмента. Тогда по мере приближения износа k [hз] достоверность прогноза Tост будет повышаться.



Рис. 3. Перспективные технологии разработки

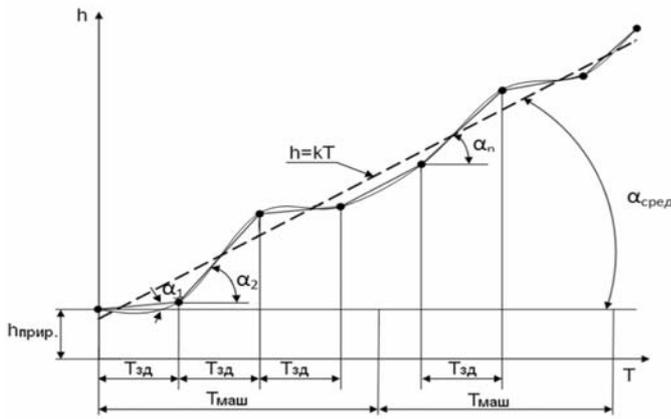


Рис. 4. Зависимость износ-время в стадии установившегося износа

В соответствии с описанной методикой, был разработан алгоритм прогнозирования остаточной стойкости.

Начальная инициализация алгоритма контроля инструмента подразумевает подготовительные операции по подключению к датчикам, а также получению данных от пользователя, к которым относятся:

- $[h_3]$ — максимальный допустимый износ инструмента;
- $T_{зд}$ — задержка опроса датчиков, определяющая частоту получения информации;
- S — количество импульсов сигналов от датчиков силы в группе.

В работе использовались тензометрические датчики измерения составляющих силы резания как диагностических признаков износа.

Далее запускается цикл снятия информации с датчиков системы контроля инструмента с заданным ТЗД. Однако в процессе получения данных можно выделить несколько зон: холостого хода (смена

заготовки, подвод инструмента), врезания, резания и выхода инструмента (рис. 5).

Для контроля износа инструмента должна использоваться только зона непосредственно резания. Учет данных из остальных зон не только не нужен, но и может привести к ошибке в прогнозировании остаточной стойкости инструмента. Для исключения данных из ненужных зон обработки вводятся алгоритмы определения момента начала процесса резания и определения момента окончания резания. Реализация данных этих алгоритмов идентична. Весь поток получаемых данных разбивается на группы из S последовательных импульсов сигнала (S задается на этапе начальной инициализации алгоритма контроля инструмента). Для каждой группы рассчитываются максимальное, минимальное и среднее значения. Далее сравниваются параметры последовательных групп и, в зависимости от их взаимного расположения, вырабатывается сигнал о начале или об окончании резания (рис. 6).

Таким образом, в случае, если получен сигнал о начале процесса врезания, а затем, после нескольких сигналов врезания, состояние стало неизменным, фиксируется момент установившегося процесса резания и начинается сбор данных для прогнозирования. Аналогично, в случае получения набора сигналов выхода инструмента, а затем их исчезновения, можно делать вывод о прекращении процесса обработки.

Однако получение сигнала может быть вызвано случайным выбросом данных, получаемых с датчика, а не реальным изменением состояния. С целью исключения подобных ситуаций, введен дополнительный уровень контроля сигналов. Последовательно рассматриваются 3-5 групп данных и, если сигнал в этих группах не повторяется (рис. 7), он считается ложным и игнорируется.

Все данные, получаемые в процессе холостого хода, не оказывают влияния на прогноз, но, тем не менее, собираются и анализи-

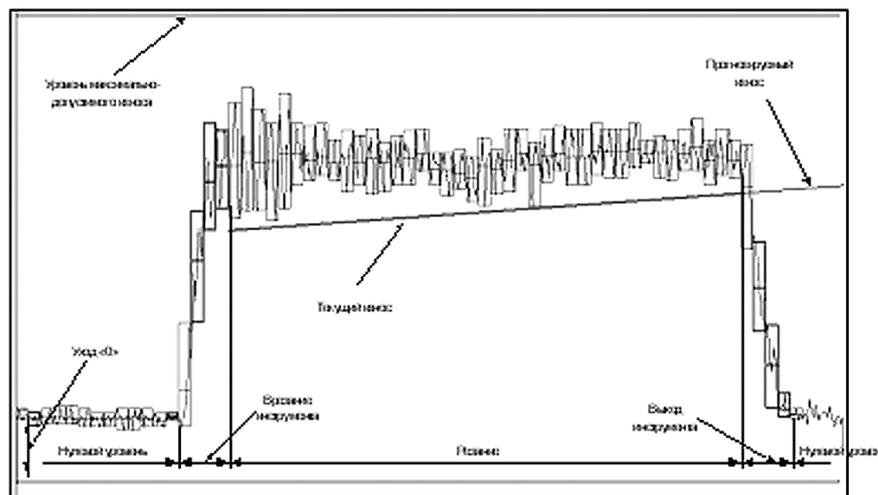


Рис.5. Виды сигналов датчика силы резания при обработке детали

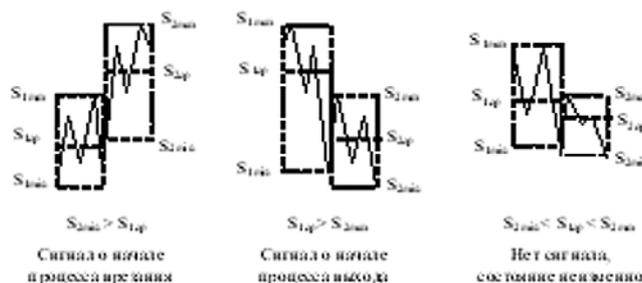


Рис. 6. Сигналы на изменение состояния процесса резания в зависимости от расположения групп данных

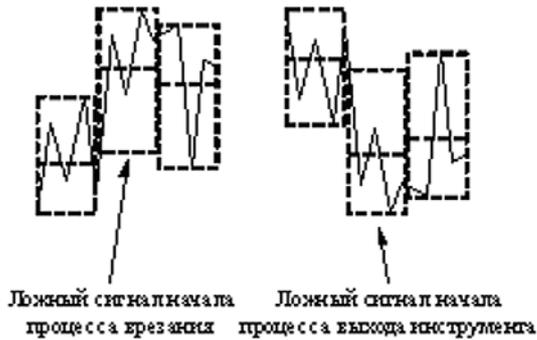


Рис. 7. Ложные сигналы смены состояния обработки

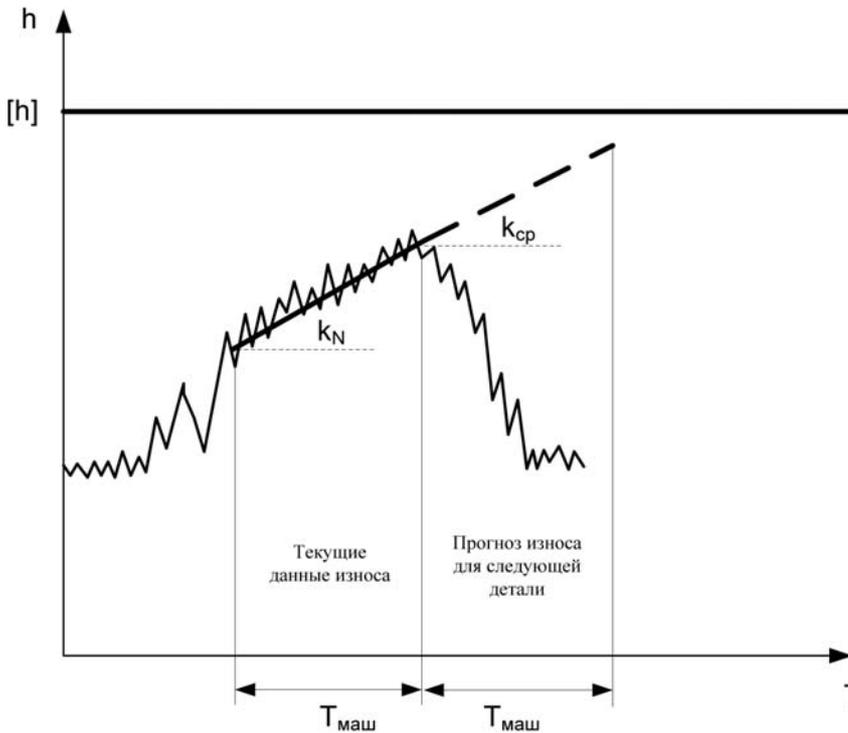


Рис. 8. Пример построения прогноза

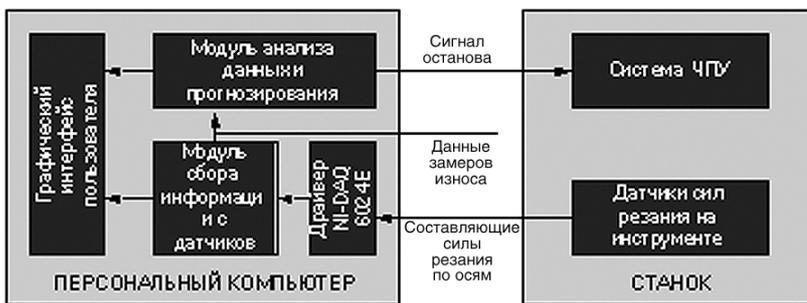


Рис. 9. Архитектура подсистемы прогнозирования остаточной стойкости инструмента

руются алгоритмом программной корректировки "нуля". Этот алгоритм вводится по той причине, что нулевой уровень сигнала может колебаться и для правильного анализа получаемых в процессе обработки значений это нужно учитывать. С этой целью рассчитывается среднее значение по всем данным, получаемым в процессе холо-

стого хода до момента врезания, и полученная величина вычитается или прибавляется к значениям, получаемым в процессе резания.

Следует также учитывать, что данные, полученные в процессе обработки первой детали, необходимо исключить из работы алгоритма прогнозирования в связи с тем, что инструмент проходит приработку, и прогноз по первой детали может оказаться неверным.

Данные об износе инструмента, полученные в процессе обработки второй и последующих деталей, используются в алгоритме прогнозирования остаточной стойкости инструмента. Алгоритм рассчитывает коэффициент k наклона прямой по данным износа инструмента, полученным при обработке последней детали, находит среднее значение коэффициента наклона с учетом коэффициентов, полученных при обработке предыдущих деталей, и продолжает прямую износа с коэффициентом наклона $k_{ср}$ на расстояние, соответствующее $T_{МАШ}$ (рис.8).

Если отрезок полученной прямой прогноза для $T_{МАШ}$ пересекает максимально допустимый для $T_{МАШ}$ уровень $[h_3]$, то выдается сигнал на прекращение процесса обработки.

Общая архитектура системы прогнозирования остаточной стойкости инструмента представлена на рис. 9.

Система прогнозирования включает: программные модули открытой системы ЧПУ, работающие на персональном компьютере под управлением ОС Windows XP, аппаратный модуль сопряжения с датчиками (платой ввода-вывода сигнала), датчики (силы, вибрации, акустической эмиссии и т.д.). Она может быть встроена в систему Т ЧПУ класса PCNC;

Данные об износе инструмента поступают с датчиков, расположенных на инструменте, в модуль сбора информации с датчиков. Из модуля сбора информации данные поступают в модуль анализа данных и отображаются графически в пользовательском интерфейсе программы. В свою очередь, модуль анализа данных отображает информацию о прогнозе в пользовательском интерфейсе и, в случае отрицательного прогноза, выдает сигнал на систему ЧПУ.

В качестве средства разработки программных модулей используется среда разработки Microsoft Visual Studio 2005 и API функции, поставляемые с платой National Instruments DAQ 6024E.

Заключение

Изложенные выше идеи позволили за короткие сроки реализовать подсистему диагностики инструмента с применением компонентного подхода, а также решить задачу получения с датчиков и обработки больших объемов данных в реальном времени.

Оптимизация структуры входных данных для программного обеспечения машинной графики

Балабанов А.В., ИПУ РАН

Введение

Оптимизация структуры входных данных для программного обеспечения машинной графики (graphics software) является в большинстве случаев трудной задачей. Решение задачи оптимизации, по сути дела, подразумевает решение задачи синтеза структур данных и, как результат, выбор такой структуры входных данных, которая давала бы возможность разработать программное обеспечение машинной графики за некоторую заданную стоимость и обеспечить заданные характеристики. Некорректный результат решения задачи синтеза может привести к увеличению исходного кода разрабатываемого программного обеспечения, необходимости разработки дополнительного программного обеспечения (например, конверторов или оптимизационного программного обеспечения), ухудшению функциональных характеристик и потребительских свойств разрабатываемого программного обеспечения, превышению заданной стоимости разработки.

Постановка задачи

Входные данные (I) (но и выходные тоже) для программного обеспечения машинной графики могут быть сгенерированы с помощью других программных обеспечений (ПО), количество которых, как правило, конечно и которые поддерживают конечное суммарное количество структур данных (Fi) (рис. 1).

Из рис. 1 видно, что алгоритм генерирования (E) входных данных для программного обеспечения машинной графики можно охарактеризовать при помощи пяти параметров

$$E = \{S, F, O, q, \tau\}, \quad (1)$$

где S — множество программных обеспечений для генерирования входных данных, F — множество структур данных, O — множество операций преобразования структур данных, выполняемых про-

граммными обеспечениями (S), q — множество связей между операциями, τ — последовательность выполнения операций.

Кроме того, как показано в [1], каждую Fi структуру данных, применительно к решению задачи синтеза, можно охарактеризовать при помощи трех параметров: 1) способа кодирования (α_i), 2) формы представления операндов (ϕ_i) и 3) точности представления операндов (δ_i)

$$F_i = (\alpha_i, \phi_i, \delta_i) . \quad (2)$$

Структура входных данных (I) для разрабатываемого программного обеспечения машинной графики должна иметь такие параметры α_i , ϕ_i и δ_i , которые позволяли бы удовлетворить требования технического задания на разработку программного обеспечения и минимизировать стоимость разработки.

Таким образом, решение задачи синтеза структур данных для программного обеспечения машинной графики сводится к решению задачи оптимизации параметров α_i , ϕ_i и δ_i для структуры входных данных (I), при условии конечности S множества имеющегося в наличии программного обеспечения и, соответственно, конечности F множества имеющихся в наличии структур данных.

Решение задачи синтеза

Решение задачи синтеза структур данных для программного обеспечения машинной графики основывается на теории синтеза, которая вводится в [1]. Следуя рекомендациям, приведенным в [1], представим структуру алгоритма, изображенную на рис. 1, в виде множества независимых ветвей. В результате получим множество локальных алгоритмов (рис. 2).

Несмотря на то, что количество структур данных является конечным, оно может быть довольно большим. Поскольку локальные алгоритмы должны отражать все возможные последовательности преобразования данных, то в итоге может получиться довольно большое количество локальных алгоритмов. Поэтому для того чтобы минимизировать объем поясняющих схем и рисунков, алгоритм генериро-

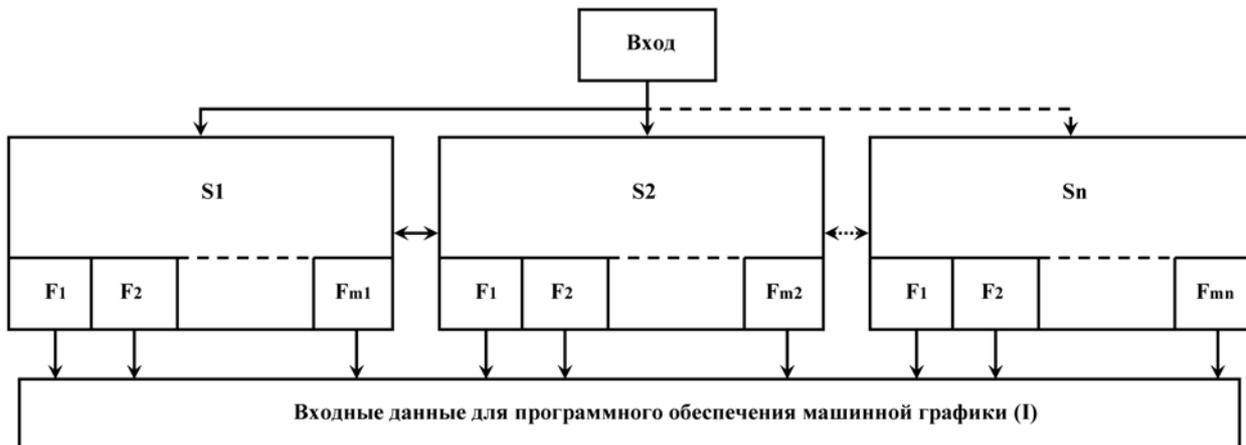


Рис. 1. Структура алгоритма генерирования входных данных для программного обеспечения машинной графики

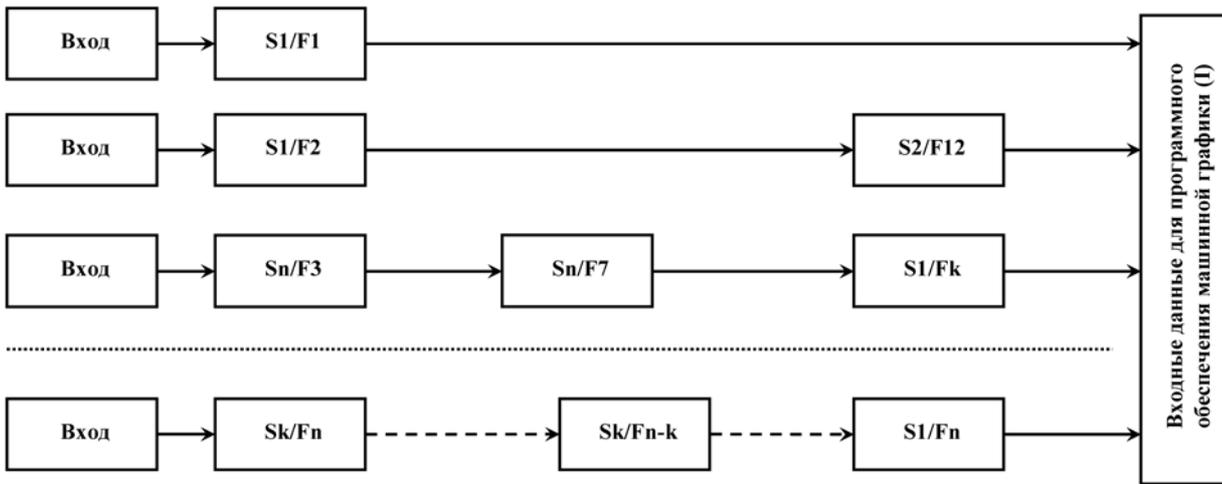


Рис. 2. Примеры структур локальных алгоритмов

вания входных данных для программного обеспечения машинной графики целесообразно представлять в виде графа (рис. 3). Узлами графа, изображенного на рис. 3, являются различные структуры данных, дугами — операции преобразования структур данных, нагрузки на дуги представляют собой программное обеспечение, посредством которого выполняется преобразование структур данных. Эллипсом обозначены преобразователи каждой структуры данных в каждую, а также в себя.

При определении F множества имеющихся в наличии структур данных часто обнаруживается, что не все из этих структур данных поддерживаются всеми имеющимися в наличии программными обеспечениями, принадлежащими множеству S . Следовательно, выражение (3) не является истинным.

$$\forall F_i, P_{F_i \in F} = 1, \quad (3)$$

где $P_{F_i \in F}$ — вероятность того, что структура данных F_i принадлежит множеству F .

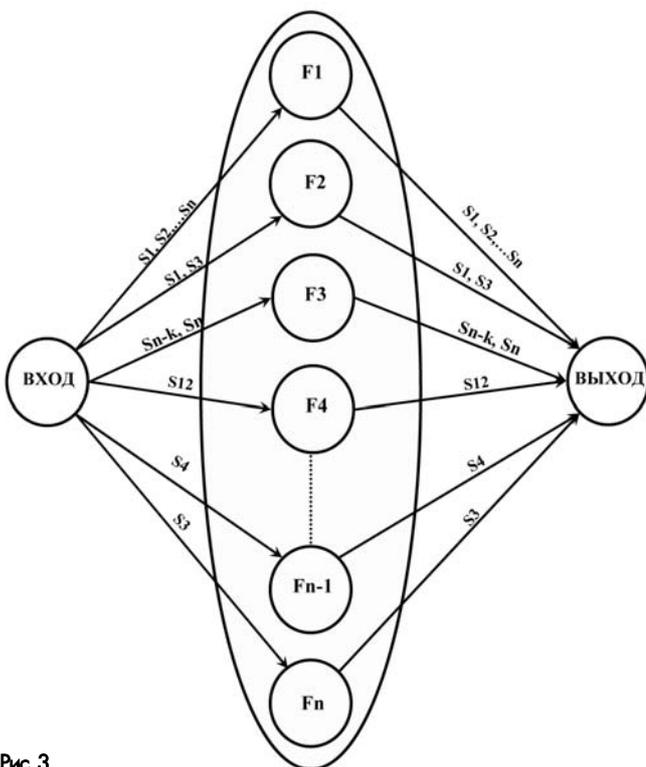


Рис. 3

Как видно, исходные данные, необходимые для решения задачи синтеза, имеют вероятностный характер. Поэтому, оптимизацию параметров α_i , ϕ_i и δ_i для структуры входных данных (I) программного обеспечения машинной графики следует выполнять с учетом значения параметра $P_{F_i \in F}$ (особенно, если речь идет о разработке универсального программного обеспечения).

Рассмотрим двухэтапную задачу стохастической комбинаторной оптимизации [2] применительно к синтезу структур данных программного обеспечения машинной графики.

$$\begin{aligned} \text{Min } cx + E[f(x, \omega)], \\ c \in X \\ x \in X \end{aligned} \quad (4)$$

где X — множество возможных решений; c — известная составляющая стоимости преобразования данных, $c \in X = f1(F)$; x — неизвестная составляющая стоимости преобразования данных, $x \in X = f1(F)$; E (уже было) — математическое ожидание; ω — многовариантная случайная величина с реализацией ω и вероятностью P_ω .

$$E[f(x, \omega)] = \sum_{\omega \in \Omega} p_\omega f(x, \omega), \quad (5)$$

$$f(x, \omega) = \text{Min } q(\omega), \quad (6)$$

где $q(\omega)$ — составляющая стоимости, $q(\omega) \in X$.

Таким образом, детерминированная эквивалентная задача для синтеза структур данных программного обеспечения машинной графики при условии, что (3) не является истинным, имеет следующий вид

$$\text{Min } cx + \sum_{\omega \in \Omega} p_\omega \text{Min } q(\omega). \quad (7)$$

Как показано в [2], задача (7) является широкой постановкой задачи для частично-целочисленного программирования (Mixed-Integer Programming, далее — MIP) и потенциально может быть решена с помощью MIP решателя, такого как, например, CPLEX 7.0.

Литература

1. Артамонов Е.И., Хачумов В.М. Синтез структур специализированных средств машинной графики. — М.: ИГУ РАН, 1991. — 148 с.
2. Ntairo L., Sen S. A comparative study of decomposition algorithms for stochastic combinatorial optimization. — Computational optimization and applications, 2008. — V.40. — №1. — P. 299-319.

Системы анализа рельефа местности "RELIEF STUDIO"

Разумовский А.И., Ромакин В.А., ИГПУ РАН

Введение

Моделирование движения по заданной траектории на основе анализа рельефа является насущной потребностью в исследовании и проектировании динамики сложных объектов и многоступенчатых процессов. Лежащий в основе моделирования анализ с использованием численных методов рельефа местности, представляет собой сегодня неотъемлемую часть научных исследований в гидрологии, тектонике, океанографии и климатологии. Компьютерная обработка пространственных данных находит все более широкое применение при анализе распространения участков загрязнений, в моделировании месторождений, а также во многих проектах по перспективному развитию территорий.

Начало исследований в области моделирования анализа рельефа местности было положено еще в XIX веке работами немецких ученых-географов. Сегодня результаты, полученные компьютерной обработкой массивов данных по территории, и цифровые модели рельефа (ЦМР) в корне изменили подход к трем основным функциям моделирования — топографическому анализу территории, геометрическому моделированию движения сложных объектов в заданных условиях среды и визуализации. Геоинформационные системы и технологии в настоящее время предоставляют исследователям широкие возможности синтеза результатов моделирования и нетопографических тематических данных [1].

Основным методом моделирования рельефа является построение триангуляционных моделей (TIN) с последующей линейной интерполяцией, или построение сеточных моделей (DEM) методом Кригинга. В качестве примера можно привести работы Р. Латтуада и Дж. Рейпера [2] и А.В. Скворцова [5]. Такие модели используются в проектах и приложениях исследовательской группы GeoFrance3D [3]. Главное свойство TIN-модели состоит в использовании ее при генерации дополнительных данных для интерполяции. Пример подобной техники представлен в работе Д. Хейцингера и Х. Кагера [4] о получении корректных ЦМР с использованием оцифрованных изолиний.

Однако насущной потребностью является создание специализированной интерактивной системы трехмерного моделирования и анализа рельефа местности, предназначенной в первую очередь для автоматизации решения выбранного круга задач, — от создания особо точных двухмерных и трехмерных атласов и карт местности до имитации полета по заданной траектории над выбранной местностью.

Основные функциональные задачи комплекса "Relief Studio"

Основные функциональные задачи разрабатываемой системы моделирования и анализа рельефа местности были сформулированы следующим образом:

- создание рабочего пространства моделирования;
- загрузка информации о высотах точек местности из различных форматов данных;
- создание TIN-модели рельефа по исходной информации о высотах точек местности;
- построение DEM-модели рельефа на основе TIN-модели либо с помощью метода Кригинга;
- построение профилей и горизонталей на основе TIN- и DEM-моделей рельефа;
- формирование трехмерного графического представления TIN- и DEM-моделей рельефа, горизонталей и профилей;
- оценка точности построения TIN- и DEM-моделей рельефа, горизонталей и профилей по опорным точкам;
- сглаживание TIN- и DEM-моделей рельефа методом Гримсона и сплайн-интерполяцией;
- разбивка DEM-модели на участки по номенклатурам, объединение нескольких DEM-моделей;
- сложение и вычитание DEM-моделей со статистической оценкой результата;
- конвертирование TIN- и DEM-моделей рельефа, горизонталей и профилей в различные форматы.
- построение траектории полета по рельефу для различных задач

В соответствии с этим разработана система Relief Studio, позволяющая обрабатывать значительные объемы исходных данных, формировать и визуализировать трехмерные карты, сочетая при необходимости изображения рельефа местности в различных форматах. Система позволяет решать основные задачи анализа построенной модели рельефа, включая оценку точности по контрольным точкам, построение профилей, изолиний, изоконтуров, и на основе

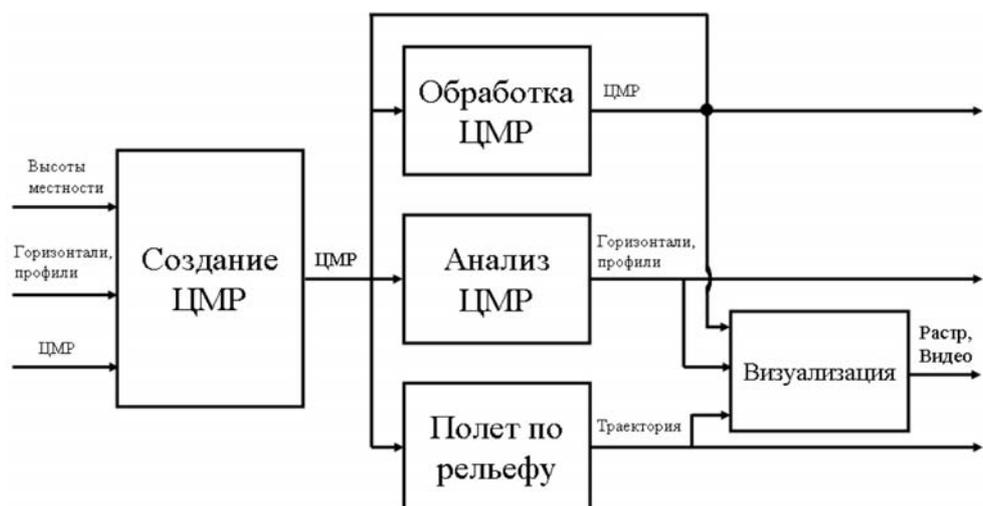


Рис. 1. Структура системы Relief Studio

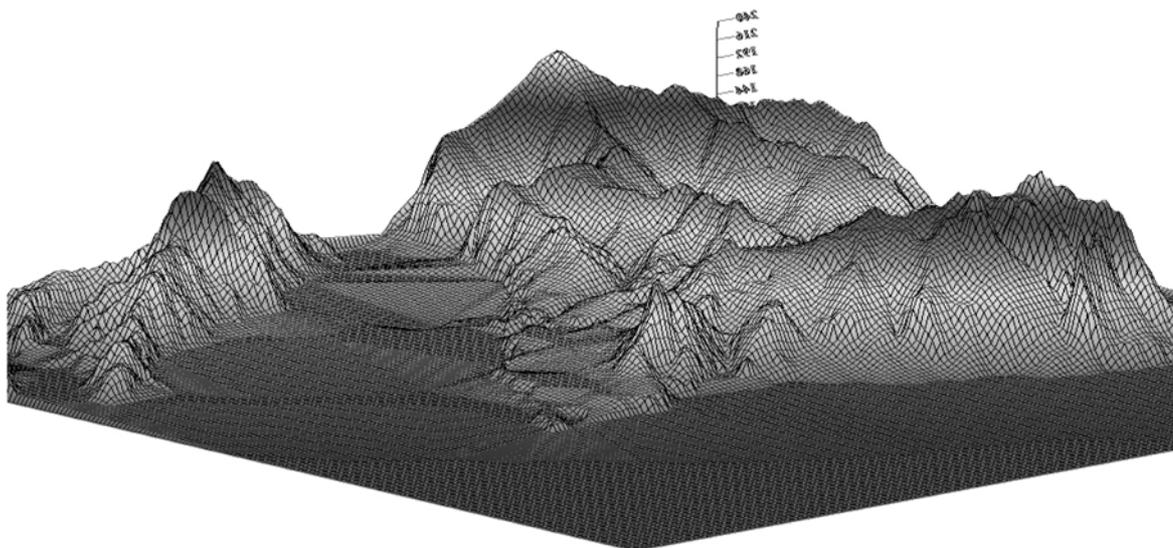


Рис. 2. Визуализация сеточной модели рельефа

этого строить траекторию движения для летательных аппаратов и имитировать полет по этой траектории. Все полученные результаты можно экспортировать в популярные графические форматы, в том числе форматы геоинформационных систем и САПР.

Структура системы "Relief Studio"

Структура системы Relief Studio включает блоки создания, обработки, и анализа модели рельефа, блок визуализации и блок моделирования полета по местности (рис. 1).

Блок создания ЦМР обеспечивает загрузку информации о высотах точек местности из различных форматов данных (включая DXF, DM, GRID) в рабочее пространство системы. В качестве исходных данных используются массивы отдельных точек местности, горизонталы, GPS-треки и пр. На основе исходной информации создается сеточная модель местности с использованием триангуляции Делоне с последующей линейной интерполяцией, либо методом Кригинга (рис. 2). Для триангуляционной модели используется структура данных "узлы и треугольники", в которой для каждого треугольника хранятся три указателя на образующие его узлы (исходные точки) и три указателя на смежные треугольники. Для построения триангуляции применяется один из трех итеративных алгоритмов (простой, с динамическим и статическим эашированием). Процесс построения сеточной функции сводится к вычислению значений в точках регулярной сети по значениям хаотически расположенных экспериментальных точек данных.

Блок обработки моделей рельефа служит для сглаживания построенных моделей рельефа методом Гримсона или сплайн-интерпо-

ляцией, разбивки DEM-модели на участки по номенклатурам и объединения нескольких DEM-моделей в одно целое, а также для сложения и вычитания DEM-моделей со статистической оценкой результата.

Блок визуализации предназначен для отображения различных типов данных (исходные точки, триангуляционная и сеточная модели, горизонталы, профили, изоконтур, подписи) и быстрой навигации по модели рельефа.

Блок анализа моделей рельефа позволяет оценить точность построения триангуляционных и сеточных моделей по массиву опорных точек, а также построить горизонталы, профили и изоконтур (рис. 3 и 4).

Моделирование полета по траектории

Одной из отличительных особенностей системы Relief Studio является наличие блока настройки и имитации передвижения наземных и летательных аппаратов по заданной траектории. Под траекторией аппарата понимается последовательность шагов, каждый из которых характеризуется положением аппарата в пространстве, направлением и скоростью полета. Каждому шагу соответствует определенный кадр (графическое изображение модели рельефа), формирующийся с учетом текущего шага траектории. Имитация полета по траектории представляет собой последовательную по шагам визуализацию кадров с необходимой скоростью.

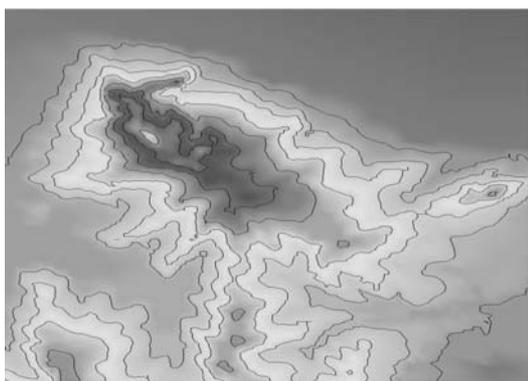


Рис. 3. Построение горизонталей

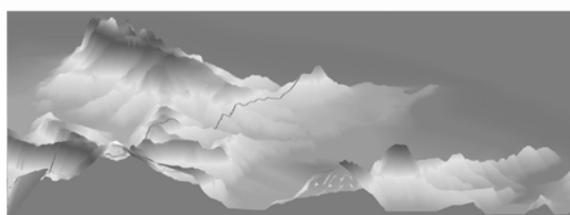


Рис. 4. Построение профилей

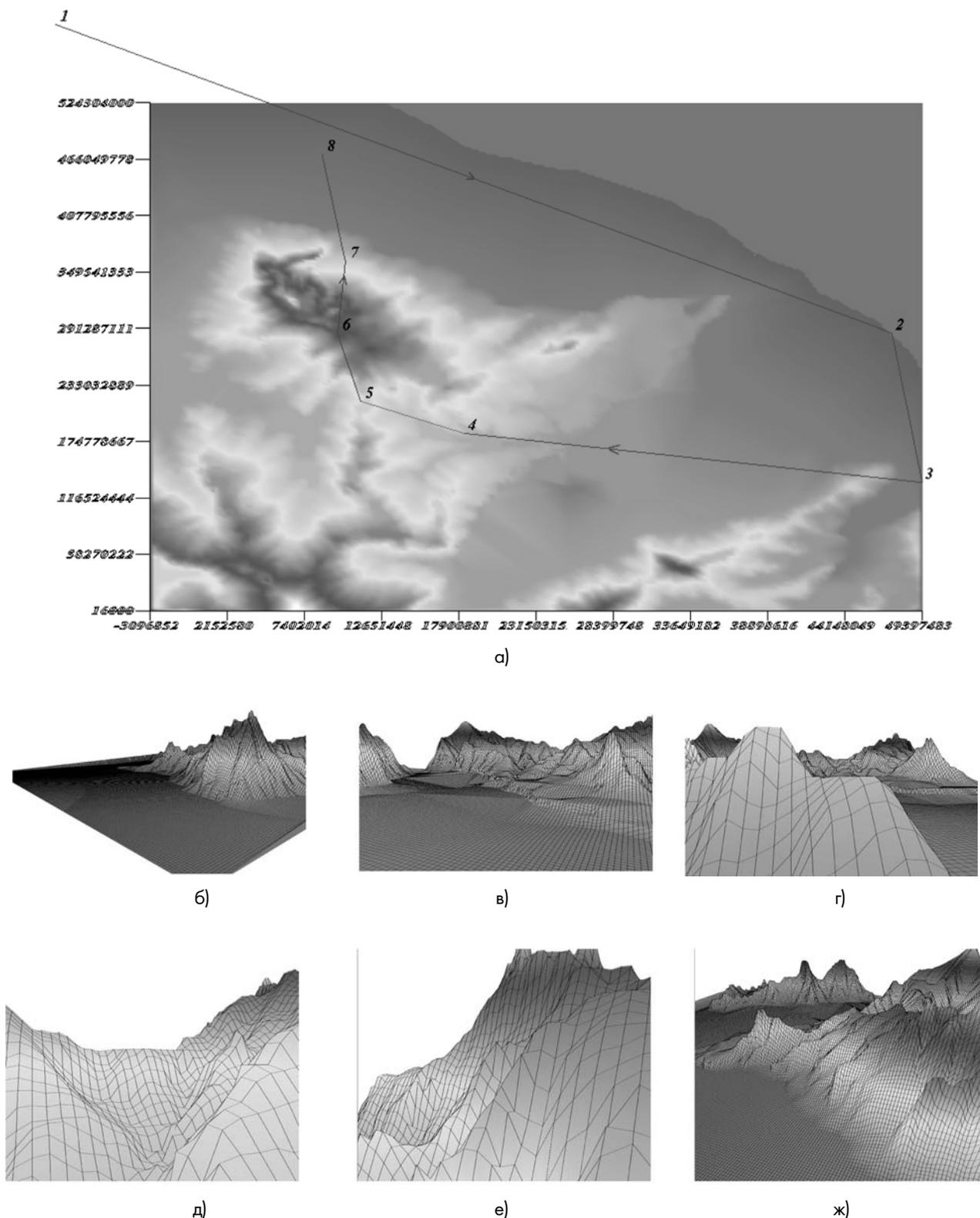


Рис. 5. Создание опорных шагов траектории (а) и отдельные кадры, снятые при полете (б-ж)

Функции данного блока включают добавление и удаление отдельных шагов траектории, редактирование шагов (в том числе в режиме просмотра результирующего кадра), сохранение и загрузка траектории полета из внешнего файла и собственно имитация полета по заданной траектории. Имитация полета по заданной траектории может производиться в интерактивном режиме (с возможностью ручного управления полетом), либо с помощью генерации и просмотра видеоролика (при этом способе ручное управление недоступно). Кроме того, имеется возможность быстрого создания типовых траекторий, включая полет вокруг заданной точки, полет вдоль ломаной линии с линейной интерполяцией ориентации камеры (рис. 5), сплайн-траектория, полет по траектории на заданной высоте над рельефом, облет заданной местности с целью поиска заданных объектов или артефактов рельефа местности.

Данный инструментарий позволяет не только имитировать полет авиационной или ракетной техники по заданной траектории, но и демонстрировать модель рельефа местности оператору или заказчику. Кроме того, в сочетании с методами распознавания образов

он может использоваться для управления беспилотными летательными объектами при поиске заданных объектов на местности.

Заключение

Программный комплекс "Relief Studio" предлагает готовые функциональные решения (сеточный фильтр, статистика, быстрая навигация по карте и пр.), которые легко доступны благодаря эргономичному интерфейсу и избавляют пользователя от необходимости выбора сложных путей решения отдельной задачи. В то же время удобные и гибкие средства среды исследователя позволяют легко адаптировать систему к множеству потребностей пользователя в различных отраслях производства, где имеется необходимость в геоинформационном автоматизированном управлении.

Литература

1. **Moore I.D., Grayson R.B., Ladson A.R.** Digital terrain modeling — a review of hydrological, geomorphological and biological applications // *Hydrol. Proc.*, 1991, № 5, pp. 3-30.
2. **Lattuada R., Raper J.** Applications of 3D Delaunay triangulation algorithms in geoscientific modeling [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.ncgia.ucsb.edu/conf/SANTA_FE_CD-ROM/sf_papers/lattuada_roberto/paper.html
3. Le programme national de recherche scientifique pour l'imagerie geologique et geophysique de la France en 3D [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.brgm.fr/geofrance3d/>
4. **Heitzinger D., Kager H.** Hochwertige Geländemodelle aus Höhenlinien durch wissensbasierte Klassifikation von Problemgebieten // *Photogrammetrie-Fernerkundung-Geoinformation*, 1999, № 1, pp. 29-40.
5. **Сворцов А.В.** Триангуляция Делоне и ее применение. — Томск: Изд-во Томского университета, 2002.