

ISSN 1818-0442

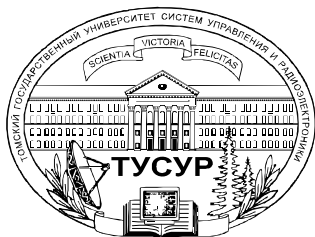
Доклады ТУСУРа. №4 (38), 2015

ДОКЛАДЫ

Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники

4(38) • 2015





Министерство образования и науки Российской Федерации

**ДОКЛАДЫ
ТОМСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ**

4 (38) • декабрь 2015

Периодический научный журнал

Выходит 4 раза в год

Основан в 1997 г.

ISSN 1818-0442

Гл. редактор:

А.А. Шелупанов, д.т.н., проф.

Зам. гл. редактора:

А.В. Кобзев, д.т.н., проф.

Р.В. Мещеряков, д.т.н., проф.

Ю.А. Шурыгин, д.т.н., проф.

Редакционный совет:

М.П. Батура, д.т.н., проф. (Минск)

Б.А. Беляев, д.т.н., проф.
(Красноярск)

Л.А. Боков, к.ф.-м.н., проф.

А.Г. Буймов, д.т.н., проф.

С.А. Гаврилов, д.т.н., проф. (Москва)

Ю.П. Ехлаков, д.т.н., проф.

В.М. Исаев, д.т.н. (Мытищи)

А.М. Кориков, д.т.н., проф.

Ю.Н. Кульчин, академик РАН

(Владивосток)

В.Ш. Меликян, чл.-корр. НАН

Республики Армения (Ереван)

Е.М. Окс, д.т.н., проф.

И.Н. Пустынский, д.т.н., проф.

В.К. Сарьян, академик НАН

Республики Армения (Москва)

В.В. Шайдуров, чл.-корр. РАН

(Красноярск)

С.М. Шандаров, д.ф.-м.н., проф.

Г.С. Шарьгин, д.т.н., проф.

Ответственный секретарь:

В.Н. Масленников, к.т.н., доцент

Адрес редакции:

634050, г. Томск,
пр. Ленина, 40, ТУСУР,
тел. (382-2) 51-22-43

Свидетельство
о регистрации МНС РФ
1027000867068
от 13 октября 2004 г.

Подписной индекс 20648
в каталоге Агентства
«Роспечать»: газеты и журналы

Издательство

**Томского государственного
университета систем управления
и радиоэлектроники**
634050, Томск, пр. Ленина, 40,
тел. (382-2) 51-21-21

Оригинал-макет выпуска подготовлен
и отпечатан тираж ИП В.М. Бочкаревой
Техн. редактор В.М. Бочкарева
Корректор В.Г. Лихачева

Подписано в печать 25.12.2015.

Формат 60×84 1/8.

Усл. печ. л. 12,25

Тираж 500. Заказ 27

Содержание

**ЭЛЕКТРОНИКА, ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА,
РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ**

Попков А.Ю., Гошин Г.Г., Фатеев А.В., Подлиннов С.А. Анализ модели направленного ответвителя на основе однородных нерегулярных полосковых линий с комбинированной связью	5
Сычев А.Н., Стручков С.М., Рудый Н.Ю. Трёхкаскадный транснаправленный ответвитель X-диапазона	12
Подстригаев А.С., Лихачев В.П., Ляпин М.В., Липаков Н.Е. Анализ вероятностных характеристик матричного приемника с учетом неоднозначности определения частоты на стыках каналов	17
Саяпин В.Ю., Тисленко В.И., Родионов В.В. Обзор и сравнительный анализ способов построения компенсаторов нелинейных искажений в усилителях мощности	26
Аникин А.С., Крутиков М.В. Эффективность фокусировки плоских активных фазированных антенных решеток вдоль оптической оси в ближней зоне	32
Кравец А.П., Лебедев В.Ю., Тисленко В.И., Филимонов В.А., Шаврин В.В. Поиск и обнаружение сигналов спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС в бортовом навигационном комплексе космического потребителя	351
Малютин Н.Д., Лощилов А.Г., Тренкаль Е.И., Федоров В.Н. Полосковые управляемые меандровые линии задержки	42
Красненко Н.П., Кудрявцев А.Н., Раков А.С., Раков Д.С. Исследование характеристик мощной излучающей акустической антенной решетки	47
Туев В.И., Малютин Н.Д., Лощилов А.Г., Артищев С.А., Здрок А.Е., Аллануров А.М., Бомбизов А.А., Караульных С.П., Макаров И.М., Убайчин А.В. Исследование возможностей применения аддитивной принтерной технологии формирования пленок органических и неорганических материалов электроники	52
Троян П.Е., Нагайчук С.Г., Аргунов Д.П., Змановский П.А., Пилипец И.В. Изучение электрофизических параметров пленок окислов титана применяемых при формировании мемристорных структур	64
Бобылев А.Н., Удовиченко С.Ю. Создание электронного запоминающего устройства, подобного по свойствам синапсу мозга	68
Сахаров Ю.В., Троян П.Е., Жидик Ю.С. Технология синтеза и свойства пористых оксидных пленок	72
Скубо В.В., Сим П.Е., Великовский Л.Э., Поливанова Ю.Н., Цацуньников А.Ф. Исследование свойств несплавных омических контактов к гетероструктуре AlGaIn/GaN	76
Пухова И.В. Влияние ионной имплантации на поверхностное сопротивление полимерных диэлектриков	79

Данилина Т.И., Попов А.А. Моделирование коэффициента оптического вывода светодиода на основе GaN при наличии микрорельефа на световыводящей поверхности	83
Безпальный А.Д., Верхотуров А.О., Шандаров В.М. Волноводные и дифракционные элементы устройств и приборов фотоники, оптически индуцированные в подложках ниобата лития с фоторефрактивным поверхностным слоем	86
Чуманов М.В., Паргачёв И.А., Серебrenников Л.Я., Краковский В.А., Шандаров С.М. Измерение фотоупругих коэффициентов кристалла РКТР методом статических деформаций	91

УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

Шабля Ю.В., Кручинин Д.В., Шелупанов А.А. Генератор критериев простоты натурального числа на основе свойств композиции производящих функций	97
Перминова М.Ю., Кручинин В.В., Кручинин Д.В. Алгоритм декомпозиции полиномов, основанный на разбиениях	102
Евсютин О.О., Кокурина А.С., Мещеряков Р.В. Алгоритмы встраивания информации в цифровые изображения с применением интерполяции	108
Козачок А.В., Туан Л.М. Подход к защите файлов документальных форматов от несанкционированного доступа на основе применения неразличимой обфускации программного кода	113
Бондаренко Д.О., Евсютин О.О., Ращупкина А.В. Непрерывная оптимизация с помощью клеточного автомата с адаптивным выбором правила развития	119
Иовлев Д.И. Выбор модели TCP для сетей MANET. Влияние одноуровневого принципа организации сетей на протокол TCP	123
Катаев М.Ю., Катаев С.Г., Бекеров А.А. Методика поиска изменений из анализа спутниковых данных спектрометра MODIS	128
Салов В.К., Джанбаев К.Э., Куксенко С.П. Использование графического ускорителя для вычисления элементов матрицы системы линейных алгебраических уравнений в системе TALGAT	134
Ахунوف Р.Р., Куксенко С.П., Газизов Т.Р. Простой способ ускорения вычисления емкостных матриц полосковой структуры при изменении её геометрического параметра	138
Газизов А.Т. Сравнение результатов измерения и моделирования временного отклика модального фильтра на воздействие сверхкороткого импульса	143
Газизов Р.Р., Заболоцкий А.М., Орлов П.Е. Локализация максимумов сигнала в многопроводных линиях передачи печатных плат с помощью системы TALGAT	147
Дмитренко И.В., Заболоцкий А.М. Анализ частотного отклика модальных фильтров для подавления излучаемых эмиссий бортовой аппаратуры космического аппарата	151
Катаев М.Ю. Анализ содержания метана атмосферы с помощью инфракрасных LED-диодов	155
Сарин К.С., Медовник А.В., Холашинский И.А. Нечеткий аппроксиматор значения плотности тока в пучке электронов форвакуумного плазменного источника	161
Бакеев И.Ю., Медовник А.В., Казаков А.В. Моделирование распространения электронного пучка, генерируемого форвакуумным источником на основе дугового разряда	166
Михальков Ф.Д. Инструментальные средства оценки быстродействия и эффективности алгоритмов выделения особых точек изображения	171
Капустин В.В. Коррекция координатных искажений в телевизионно-вычислительных системах	174
Замятин Н.В., Иванов Е.О. Нечеткая советующая система контроля артезианских скважин	178
Авдзейко В.И., Карнышев В.И., Парнюк Л.В., Мещеряков Р.В. Прогнозирование: формирование специализированных баз данных и построение временных рядов патентов	183

СООБЩЕНИЯ

Сухоруков М.П. Математические модели радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата	191
Памяти Льва Алексеевича Бокова	195
Новые требования с 2016 г.	196

**ЭЛЕКТРОНИКА, ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА,
РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ**

УДК 621.372

А.Ю. Попков, Г.Г. Гошин, А.В. Фатеев, С.А. Подлиннов

Анализ модели направленного ответвителя на основе нерегулярных полосковых линий с комбинированной связью

Проведено исследование направленного ответвителя на основе нерегулярных полосковых линий с комбинированной связью методом электродинамического моделирования. Метод позволил провести оценку воздействия геометрических параметров и топологий подводящих линий направленного ответвителя на его частотные характеристики. В результате исследования выявлено влияние на них высших типов волн и воздушного зазора вдоль линий. Сделан вывод о том, какие параметры следует учесть при разработке математической модели широкополосного направленного ответвителя.

Ключевые слова: нерегулярные полосковые линии, направленный ответвитель, направленность, коэффициент ответвления.

Направленный ответвитель (НО) – это пассивное устройство, предназначенное для разделения падающего и отражённого от испытываемого устройства сигналов [1]. Его широко применяют в радиоизмерительной аппаратуре: скалярных и векторных анализаторах цепей, рефлектометрах, радиометрах [2, 3] и других радиотехнических системах.

Для достоверной разработки любого СВЧ-устройства обычно используются два подхода. Первый подход основан на использовании современных систем автоматизированного проектирования и заключается в переборе параметров устройства до тех пор, пока не получатся удовлетворительные характеристики. Однако такой подход является весьма затратным по времени, поскольку не всегда очевидно, какие из параметров необходимо перебирать. А таких параметров может быть не один десяток. Кроме того, он требует наличия весьма дорогостоящего программного обеспечения.

Второй подход наиболее предпочтителен и заключается в использовании математической модели исследуемого устройства. Хотя подход и занимает немалое количество времени на этапе разработки, в дальнейшем его применение сводится к подстановке начальных данных в модель и получению готовых параметров и характеристик НО на выходе, что в долгосрочной перспективе даёт явные преимущества.

На данный момент в литературе отсутствуют достоверные математические модели НО на основе нерегулярных полосковых линий с комбинированной связью. Существующие подходы не принимают во внимание такие факторы, как высшие типы волн и технологические особенности производства устройства. Цель данной работы заключается в выявлении тех геометрических параметров, которые необходимо учесть в первую очередь, а какими можно пренебречь. В этом смысле проведённое исследование является актуальным и позволяет учесть полученные данные при разработке математической модели направленного ответвителя.

Характеристики и параметры направленного ответвителя. Для описания НО обычно используют такие характеристики, как переходное ослабление, направленность, потери в основном канале и потери на согласование. Направленный ответвитель можно рассматривать с точки зрения двух режимов работы. Чётный режим работы предполагает прохождение синфазных сигналов вдоль каждой из линий, в то время как нечётный – противофазных [4]. Каждому из режимов соответствует своё волновое сопротивление: Z^{++} – чётное и Z^{+-} – нечётное. При условии согласования связанных линий они удовлетворяют соотношению

$$\sqrt{Z^{++}Z^{+-}} = Z_0, \quad (1)$$

где Z_0 – волновое сопротивление подводящих линий.

Одной из ключевых характеристик НО является функция коэффициента связи (КС), которая определяет электромагнитную связь между двумя линиями. Отрезок линии, вдоль которого коэффициент связи не равен нулю, называется областью связи. Значение КС изменяется в пределах $0 \leq K \leq 1$ и определяется соотношением [5]

$$K = \frac{Z^{++} - Z^{+-}}{Z^{++} + Z^{+-}}. \quad (2)$$

На основании выводов, приведённых в [6, 7], для целей исследования были выбраны нерегулярные полосковые линии с комбинированной связью (рис. 1). Такие линии описываются рядом геометрических параметров, основными из которых являются: ширина W , длина L и высота b камеры связи; ширина w и толщина линий t ; расстояние между линиями по горизонтальной w_c и вертикальной s осям и ряд других параметров.

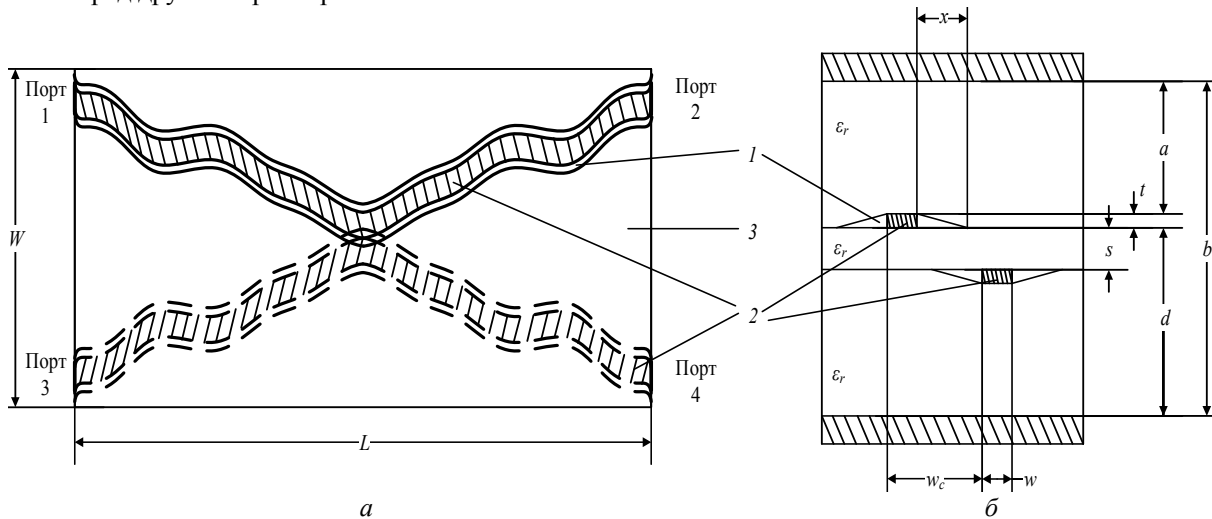


Рис. 1. Вид сверху (а) (пунктиром показана линия, выполненная на обратной стороне подложки) и поперечное сечение (б) топологии полосковых связанных линий с комбинированной связью:
1 – воздушный зазор вдоль линии; 2 – связанные линии; 3 – диэлектрик

Анализ параметров направленного ответвителя. С целью анализа влияния параметров был использован алгоритм анализа НО, описанный в [7]:

1. Вводятся входные данные в виде ряда геометрических параметров (W , t , b , s), а также диэлектрическая проницаемость (ϵ_r) материала, на котором изготавливается топология НО.

2. На основе входных данных рассчитываются волновые сопротивления для чётного и нечётного режимов работы в зависимости от параметров w и w_c , изменяющихся в пределах $w_{c1} \leq w_c \leq w_{c2}$ ($w_{c1} = 0$, поскольку данное значение обеспечивает максимальную связь, а w_{c2} подбирается таким образом, чтобы КС был равен нулю) и $w_1 \leq w \leq w_2$ (w_1 и w_2 подбираются в соответствии с граничными значениями w_{c2} таким образом, чтобы волновое сопротивление линии изменялось в пределах $Z_0 \pm \Delta Z_0$).

3. Массив данных в виде значений волновых сопротивлений связанных линий далее сортируется таким образом, чтобы соответствовать соотношению (1).

4. Значения w и w_c , соответствующие отсортированным величинам волновых сопротивлений, имеют зависимость от коэффициента связи K (рис. 2). На этом этапе можно судить о максимально возможном значении коэффициента связи линий с заданными параметрами (рис. 2, б).

5. Зависимости $w(K)$ и $w_c(K)$ далее аппроксимируются полиномами степени n типа

$$\sum_n a_n \cdot x^n, \quad (3)$$

где a_n – весовые коэффициенты полинома, n – их количество.

6. Рассчитываются коэффициенты функции КС, при которых обеспечивается заданный уровень ответвления во вторичный канал. На этом этапе можно оценить минимально требуемый уровень КС.

7. По полученным данным далее строится геометрическая объёмная модель НО.

8. Проводится электродинамическое моделирование НО.

По алгоритму возможно исследовать влияние каждого из геометрических параметров на характеристики НО независимо друг от друга. Для исследования была выбрана модель ответвителя с материалом с диэлектрической проницаемостью 2,2. В первую очередь было проведено исследование влияния топологий подводящих линий. Были выбраны 4 варианта: топология без подводящих линий; прямые линии; линии, изогнутые под углом 90° ; комбинация прямых и изогнутых линий.

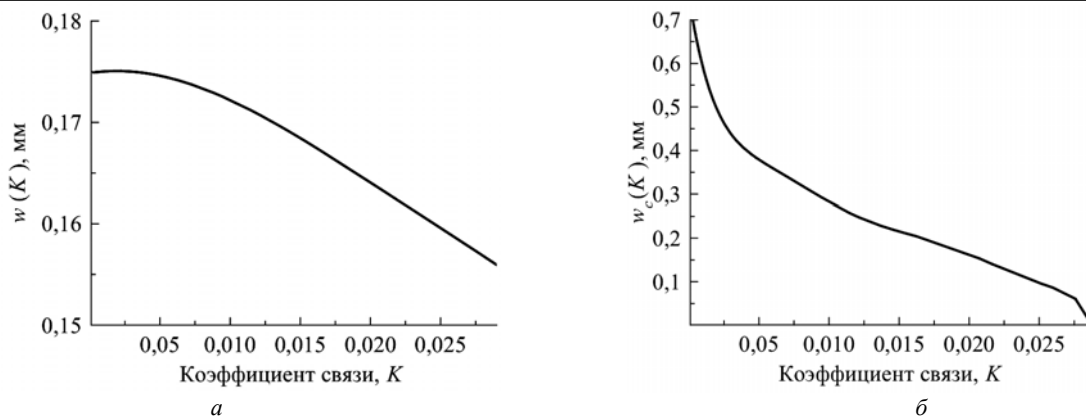


Рис. 2. Зависимости ширины линии (а) и расстояния между линиями в горизонтальной плоскости (б) от значения коэффициента связи

Результат моделирования показал, что степень влияния подводящих линий сводится к согласованию портов устройства. Модуль коэффициента отражения $|S_{11}|$ (рис. 3) минимален при отсутствии подводящих линий и максимален при использовании изогнутых линий в первичном и вторичном каналах. При этом различие в топологиях не вносит значительных искажений в модули коэффициентов ответвления в третий $|S_{31}|$ и четвертый $|S_{41}|$ порты.

Следующий исследуемый параметр – ширина камеры связи W – выбирался таким образом, чтобы искажения, вносимые боковыми стенками, были минимальными. При малых значениях этого параметра наблюдалось ухудшение согласования (рис. 4, а), а также проявление более высокого уровня осцилляций характеристики $|S_{41}|$ (рис. 4, б). На модуль коэффициента ответвления в третий порт $|S_{31}|$ влияние практически не оказывается. Основываясь на этом, можно заключить, что по ширине камеры связи есть некоторое ограничение на её минимально допустимое значение и его следует учитывать при разработке математической модели устройства.

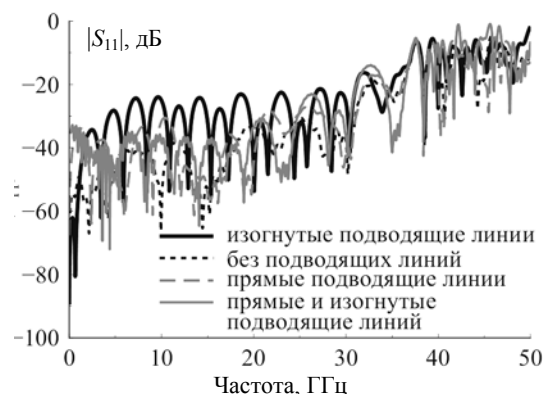


Рис. 3. Модуль коэффициента отражения НО при различной ширине камеры связи

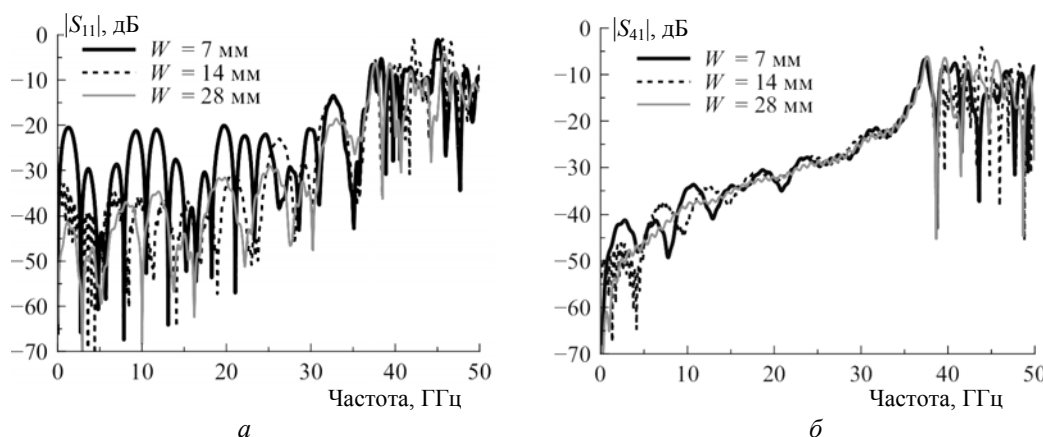


Рис. 4. Частотные характеристики НО при различной ширине камеры связи: а – коэффициент отражения от первого порта; б – коэффициент передачи в четвёртый порт

При изменении расстояния между линиями по вертикальной оси s брались только два варианта толщины диэлектрика 127 и 254 мкм, так как дальнейшее увеличение этого параметра приводит к уменьшению максимально возможного коэффициента связи и, следовательно, невозможности построения устройства с заданным уровнем ответвления; при $s = 254$ мкм уже наблюдается некоторое

уменьшение $|S_{31}|$ в рабочей области частот (рис. 5, *a*). Следствием изменения s является изменение расстояния от линии до нижней стенки камеры связи d . Расстояние до верхней стенки a остается неизменным. Как результат, становятся заметны искажения на частотах за пределами рабочей области устройства, вызванные появлением высших типов волн. Так, для $s = 254$ мкм они проявляются на частоте примерно 180 ГГц, в то время как для $s = 127$ мкм эта частота увеличилась примерно до 230 ГГц. Более наглядным их влияние на характеристики НО становится при рассмотрении модуля коэффициента $|S_{41}|$ (рис. 5, *б*). Из графика видно, что увеличение параметра d приводит к уменьшению частоты, на которой появляются высшие типы волн. При этом модуль коэффициента отражения $|S_{11}|$ изменяется незначительно.

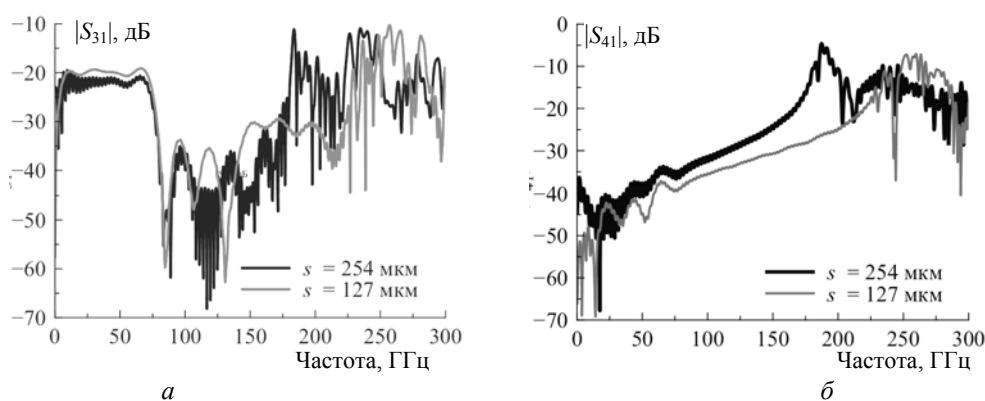


Рис. 5. Частотные характеристики НО при различной толщине центрального слоя диэлектрика: *a* – переходное ослабление; *б* – коэффициент передачи в четвертый порт

Аналогичное влияние на характеристики НО оказывает высота камеры связи b (рис. 6), изменение которой обеспечивалось изменением толщины верхнего и нижнего диэлектрических слоёв при неизменной толщине центрального слоя. Видно, что увеличение высоты камеры связи ведет к уменьшению частоты, на которой появляются высшие типы волн.

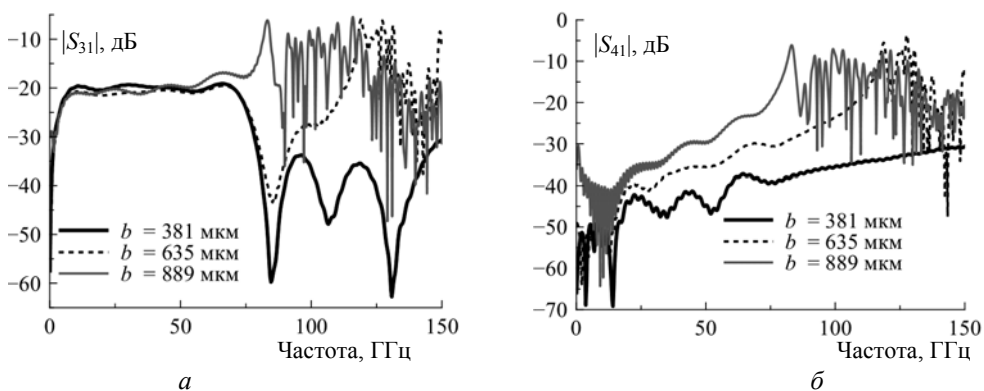


Рис. 6. Частотные характеристики НО при различной высоте камеры связи: *a* – коэффициент отражения от первого порта; *б* – переходное ослабление

При исследовании влияния толщины линий t рассмотрены типоразмеры 9, 17, 35 и 70 мкм. Изменение этого параметра при неизменных остальных параметрах приводит к изменению параметра a – расстояние от линии до верхней стенки камеры связи. По результатам моделирования (рис. 7) выяснилось, что изменение этого параметра оказывает такой же эффект, что и изменения высоты камеры связи и толщины центрального слоя диэлектрика, т.е. происходит смещение минимальной частоты появления высших типов волн. Следовательно, можно заключить, что частота, на которой начинают появляться высшие типы волн, зависит от расстояний от линий до верхней a и нижней d стенок камеры связи.

При производстве НО проявляется ряд технологических особенностей. Одной из них является наличие воздушного зазора вдоль связанных линий, обусловленного наложением диэлектрических слоёв и конечной толщиной самих линий. Геометрически описать такую неоднородность можно в виде треугольной трапеции, которая в сечении имеет вид треугольника с катетами t и x (см. рис. 1).

Для анализа влияния зазора были взяты различные варианты толщины линий, а x при этом изменялся от 5 до 300 мкм.

Результаты моделирования (рис. 8) показывают, что наличие зазора в конструкции НО влияет на конечные характеристики устройства. При этом, ухудшение происходит с ростом размеров зазора. Однако, при определённых значениях параметра x , можно наблюдать улучшение направленности НО. Заметим, что на характеристики согласования $|S_{11}|$ и коэффициент отвлечения в третий порт $|S_{31}|$ зазор оказывает минимальное влияние. Аналогично, наличие зазора не вносит изменений в появление высших типов волн.

Таким образом, возникает возможность использования воздушного заполнения вдоль линии с целью обеспечения компенсации неоднородностей в конструкции устройства для получения более высокого уровня направленности.

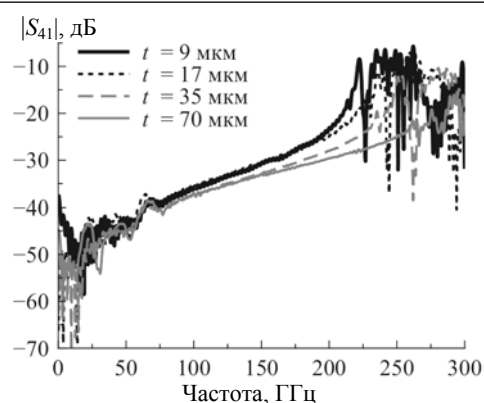
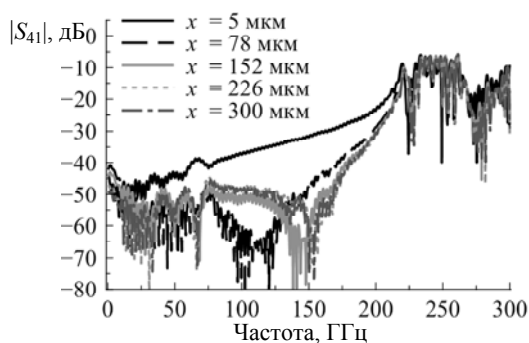
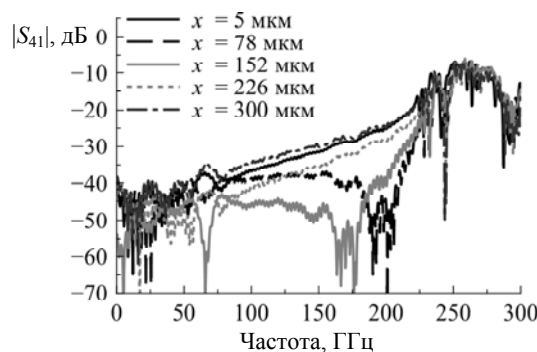


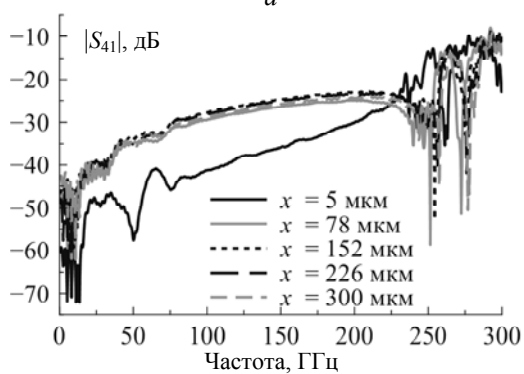
Рис. 7. Коэффициент отвлечения в четвёртый порт НО при различной толщине полосковых связанных линий



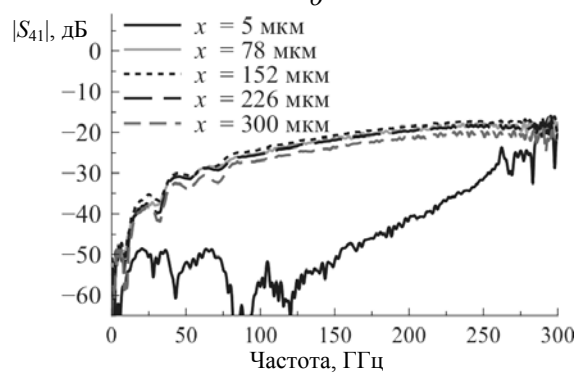
а



б



в



г

Рис. 8. Модули коэффициентов отвлечения в четвёртый порт $|S_{41}|$:
а – $t = 9$ мкм; б – $t = 17$ мкм; в – $t = 35$ мкм; г – $t = 70$ мкм

Заключение. По результатам проведённого исследования можно сделать вывод о том, что при построении математической модели следует учитывать все геометрические параметры НО, однако особое внимание следует уделить двум параметрам: расстояниям от линии до верхней a и нижней стенок камеры связи d . При этом улучшение характеристик наблюдается при условии, что эти размеры являются минимальными. Достичь этого возможно двумя способами: уменьшением толщины слоёв диэлектрика и увеличением толщины металлизации t . В первом случае мы ограничены возможностями производителя, во втором – технологией производства НО, поскольку на данный момент полосковая структура выполняется путем наложения диэлектриков друг на друга, что влечёт за собой образование вдоль линий воздушных зазоров, вносящих значительные искажения в характеристики НО.

Наличие зазора в большей степени оказывает влияние на модуль коэффициента передачи в $|S_{41}|$, а значит, и на направленность НО. Чем больше x , тем хуже характеристика. Однако при определенных размерах зазора можно наблюдать улучшение $|S_{41}|$, что обусловлено компенсирующим влиянием неоднородности в виде воздушного заполнения вдоль связанных линий. В свою очередь, характеристика ответвления и модуля коэффициента отражения незначительно изменяются при изменении параметра x . Так, например, $|S_{31}|$ не изменяется в рабочем диапазоне частот, а появление высших типов волн наблюдается на одних и тех же частотах при разных x .

Таким образом, значимость проведенного исследования заключается в выявлении таких геометрических параметров, которые необходимо учесть при разработке математической модели симметричного НО на основе нерегулярных полосковых связанных линий: расстояние от линий до стенок корпуса a и d ; наличие и размер x воздушного заполнения, обусловленного технологическими особенностями производства НО.

Литература

1. Сверхширокополосный направленный ответвитель с резистивными согласующими элементами / Е.В. Андронов, Г.Г. Гошин, О.Ю. Морозов и др. // 20-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо' 2010). Севастополь, 13–17 сентября 2010 г.: матер. конф. – Севастополь: Вебер, 2010. – С. 639–640.
2. Filatov A.V. A microwave four-channel null L-band radiometer / A.V. Filatov, A.V. Ubaichin, D.E. Paraev // Instruments and Experimental Techniques. – 2012. – Vol. 55, № 1. – P. 59–64.
3. Filatov A.V. A two-receiver microwave radiometer with high transfer characteristic linearity / A.V. Filatov, A.V. Ubaichin, A.A. Bombizov // Measurement Techniques. – 2013. – Vol. 55, № 11. – P. 1281–1286.
4. Mongia R. RF and Microwave Coupled-Line Circuits / R. Mongia, I. Bahl, P. Bhartia. – London: Artech House microwave library, 2007. – 521 p.
5. Мещанов В.П. Автоматизированное проектирование направленных ответвителей СВЧ / В.П. Мещанов, А.Л. Фельдштейн. – М.: Связь, 1980. – 144 с.
6. Анализ и моделирование сверхширокополосного направленного ответвителя СВЧ-диапазона / Г.Г. Гошин, С.Ю. Екимов, О.Ю. Морозов и др. // Доклады ТУСУРа. – 2011. – Вып. 2(24), ч. 1. – С. 201–208.
7. Design of the directional coupler based on offset coupled striplines [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=7147175>, платный (дата обращения: 2.12.2015).

Попков Александр Юрьевич

Ассистент каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники (СВЧКР) ТУСУРа
Тел.: +7-923-401-92-75
Эл. почта: rayu.9275@gmail.com

Гошин Геннадий Георгиевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. СВЧКР ТУСУРа
Тел.: +7-952-880-44-19
Эл. почта: goshingg@svch.tusur.ru

Фатеев Алексей Викторович

Канд. техн. наук, доцент каф. СВЧКР ТУСУРа
Тел.: +7-906-199-98-88
Эл. почта: fateev.alexey.v@gmail.com

Подлиннов Сергей Александрович

Аспирант каф. СВЧиКР ТУСУРа

Тел.: +7-952-808-17-35

Эл. почта: spodlinnov@gmail.com

Popkov A.Yu., Goshin G.G., Fateev A.V., Podlinnov S.A.

Model analysis of the directional coupler based on the irregular offset coupled striplines

Research on a directional coupler based on the offset irregular striplines by means of the electrodynamic simulation method is carried out. Selected method allowed to estimate the influence of geometrical parameters and feeders of the directional coupler on its frequency responses. Obtained outcomes showed that these responses are influenced by the higher order propagation modes and an air gap along the lines. The conclusion about what parameters should be taken into account when designing the mathematical model of the broadband directional coupler based on irregular uniform offset coupled lines is made.

Keywords: irregular striplines, directional coupler, directivity, coupling.

УДК 621.372

А.Н. Сычев, С.М. Стручков, Н.Ю. Рудый

Трёхкаскадный транснаправленный ответвитель X-диапазона

Исследуется каскадное соединение разнородных типов ответвителей. В моделируемом трехкаскадном ответвителе центральная секция с сильной связью (1 дБ) является транснаправленной, две крайние секции со слабой связью (12 дБ) – противонаправленные. Результирующий ответвитель становится транснаправленным с 3 дБ связью. В транснаправленной секции использовались линии, выполненные на вертикальной вставке из керамики с высокой диэлектрической проницаемостью. Был изготовлен прототип, предназначенный для работы в X-диапазоне (8–12 ГГц), показавший приемлемые характеристики.

Ключевые слова: связанные линии, транснаправленный ответвитель, вертикальная вставка.

В последнее время некоторые исследователи обратили своё внимание на малоизученный тип направленных ответвителей – транснаправленный, реализованный с использованием межлинейных шунтирующих конденсаторов [1]. И в этом году впервые была предложена новая конструкция транснаправленного ответвителя (ТРНО) на сильносвязанных линиях с вертикальной вставкой [2, 3] (рис. 1), несмотря на то, что противонаправленные ответвители с вертикальными элементами известны достаточно давно [4]. Уникальной особенностью ТРНО является то, что в полосе рабочих частот входной сигнал в нём почти не достигает дальнего конца основной линии, а поступает на ближний и дальний концы связанной линии. И как следствие, главное достоинство ТРНО – полная гальваническая развязка входного плеча 1 от двух выходных плеч 2 и 4 (см. рис. 1), что позволяет упростить схему и конструкцию ответвителя и избежать нежелательных перемычек в большинстве устройств, построенных на его основе.

Технология монтажа вертикальной вставки является достаточно отлаженной и относится к варианту технологии монтажа поверхностномонтируемых компонентов (ПМК, SMD).

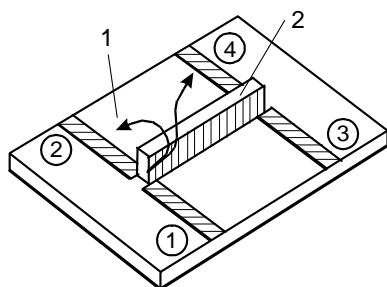


Рис. 1. Конструкция ТРНО на связанных линиях с вертикальной вставкой: 1 – горизонтальная плата; 2 – вертикальная вставка

Однако по ширине полосы рабочих частот ТРНО уступает обычным противонаправленным ответвителям (ПРНО) на связанных линиях с уравновешенной связью. Также известно, что каскадирование ПРНО ведёт к расширению их полосы частот. При этом использование такого же подхода к ТРНО (т.е. каскадного соединения) ранее не рассматривалось. По-видимому, главной причиной этого является невозможность создания ТРНО со слабой связью, требуемой для крайних секций секционированного ответвителя.

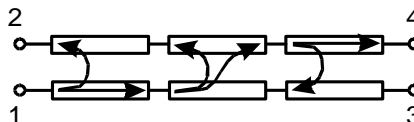


Рис. 2. Схема трёхкаскадного транснаправленного ответвителя

Исходя из этих соображений, в данной работе предлагается многокаскадная схема, содержащая как сильносвязанный ТРНО в центре, так и слабосвязанные ПРНО по краям (рис. 2). При этом не совсем очевидно, какие физические явления будут происходить при таком каскадировании ТРНО и ПРНО. Также возникает важный практический вопрос – насколько расширится полоса рабочих частот? И ещё, применима ли технология ПМК при создании ТРНО в довольно высокочастотном X-диапазоне (8–12 ГГц)?

Схемная модель ответвителя. Результаты численного моделирования. На предварительном этапе исследования достаточно продуктивный подход состоит в построении электрической схемы ТРНО и её анализе в частотной области. Схемное моделирование реализуется в коммерчески доступной системе AWR Microwave Office.

Взятые за базу для сравнения схемные проектные параметры одиночного ТРНО были следующими: длина отрезка связанных линий – 4 мм; характеристический импеданс – 41 Ом; электромагнитная связь – 2,8 дБ; диэлектрические проницаемости при чётном и нечётном возбуждениях – 3,5 и 31,5 соответственно. Рассчитанные амплитудно- и фазочастотные характеристики одиночного ТРНО при выбранных проектных параметрах дали следующие параметры частотного отклика: полоса рабочих частот 8,8–11,2 ГГц (24%), амплитудный баланс между выходными плечами 2 и 4 2,8–3,4 дБ, фазовый баланс между плечами 2 и 4 $\pm 1,2$ град, уровень развязки и возвратных потерь – не хуже 20 дБ.

Проектные схемные параметры трёхкаскадного ТРНО были взяты следующими (рис. 3). Параметры центральной секции: длина отрезка линии – 4 мм; характеристический импеданс – 60 Ом; электромагнитная связь – 1 дБ; диэлектрические проницаемости при чётном и нечётном возбуждениях – 3,5 и 31,5 соответственно. Параметры крайних секций: длина отрезка линий – 4 мм; характеристический импеданс – 60 Ом; электромагнитная связь – 12 дБ; диэлектрические проницаемости одинаковые для чётного и нечётного возбуждений – 3,5.

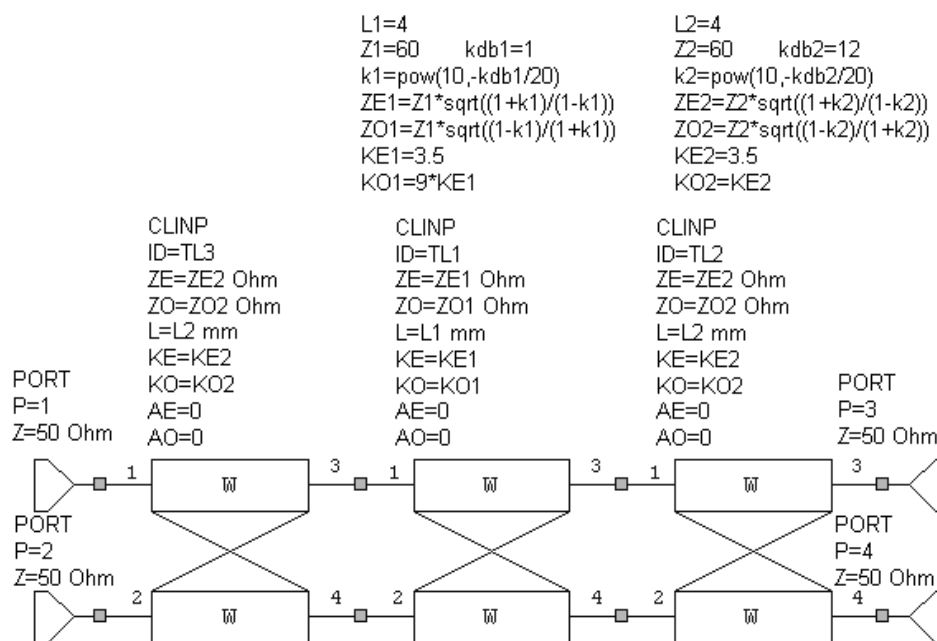


Рис. 3. Электрическая схема трёхкаскадного транснаправленного ответвителя

В результате при заданных проектных параметрах расчётные частотные характеристики трёхкаскадного ТРНО оказались следующими (рис. 4). Полоса рабочих частот 8–12 ГГц (40%), т.е. полоса в сравнении с одиночной ТРНО-секцией расширилась на 16%, амплитудный баланс между выходными плечами 2 и 4 составил 2,7–3,5 дБ, фазовый баланс между плечами 2 и 4 ($90 \pm 0,7$) град, уровень развязки и возвратных потерь – лучше 20 дБ.

Представленные расчёты характеризуют идеализированный схемный вариант построения трёхкаскадного ТРНО без привязки к параметрам конструкции связанных линий.

Моделирование конструкции связанных линий. Следующий шаг состоял в проектировании конструкции по отдельным каскадам. Заметим, что конструкция секции ТРНО для моделирования довольно сложна и является трёхмерной, поэтому коммерчески доступная САПР Microwave Office не способна осуществить её анализ. САПР 3D-моделирования CST Microwave Studio могла бы справиться с задачей, но с большими временными затратами, так как электромагнитные расчёты трёхмерных структур являются «долгоиграющими».

Исходя из этих соображений, применялся квазистатический подход в виде комбинированного метода частичных емкостей и конформных отображений [5]. Конформные отображения многоугольных областей поперечного сечения полосковых структур выполнялись с помощью интеграла Кристоффеля–Шварца, вычисление которого осуществлялось с использованием пакета SC-Toolbox [6].

Моделирование включало анализ и оптимизацию конструкции каждой секции по частотному отклику и проводилось в среде MATLAB. Методика компьютерного моделирования реализована как

для связанных линий с вертикальной вставкой, т.е. сильносвязанной центральной секции ТРНО [7], так и для микрополосковых слабо связанных крайних секций ПРНО [8–10].

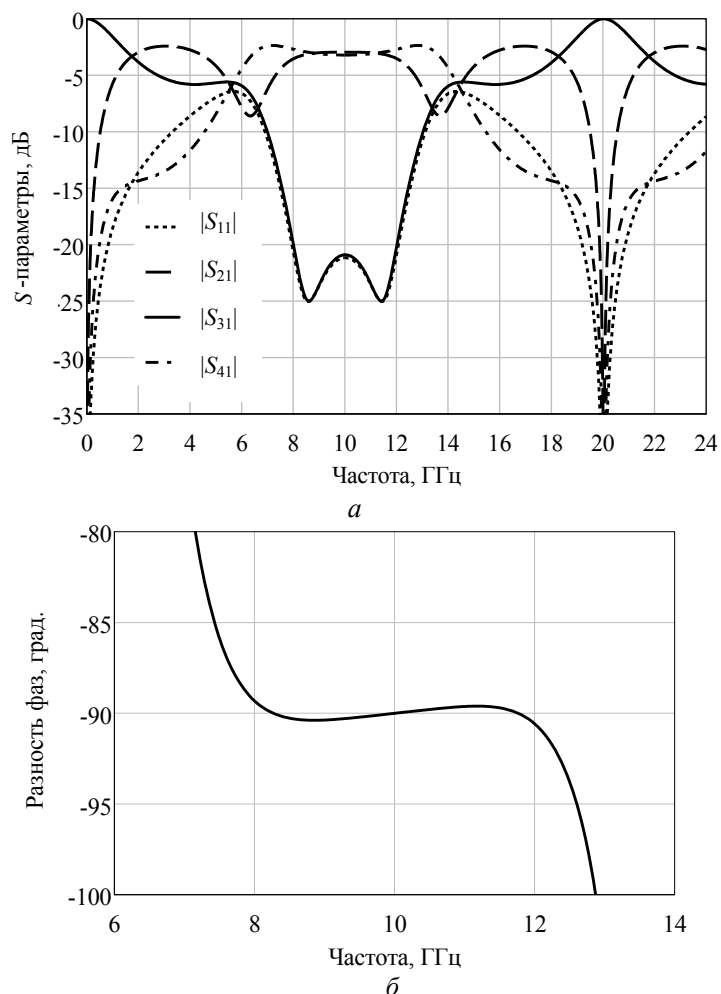


Рис. 4. Рассчитанные частотные зависимости параметров рассеяния схемной модели трёхкаскадного ТРНО:

a – модули комплексных S -параметров; b – разность фаз между портами 2 и 4

Результаты эксперимента. С целью экспериментальной проверки работоспособности и эффективности предложенного трёхкаскадного ответвителя был изготовлен прототип (рис. 5, a) со следующими параметрами конструкции. Габариты подложки – $12 \times 24 \times 1$ мм³; расстояние между осями высокочастотных разъемов 15 мм; материал горизонтальной диэлектрической подложки ФЛАН-5 (диэлектрическая проницаемость $\epsilon_r = 5$) от ЗАО «Завод «Молдавизолит». Ширина подводящих микрополосковых линий $w = 1,5$ мм. Размеры связанных линий, на которых построены крайние секции противонаправленных ответвителей: ширина линий $w_{\text{СЛ}} = 1,8$ мм; зазор между ними $s = 0,5$ мм; длина $\ell_{\text{СЛ}} = 4,7$ мм. Вертикальная вставка, на которой построена центральная секция трёхкаскадного ответвителя, имела следующие свойства: материал – керамика с высокой диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 44$; высота вставки (ширина линий) $w_{\text{ВП}} = 0,8$ мм; толщина $h_{\text{ВП}} = 0,5$ мм; длина $\ell_{\text{ВП}} = 4,1$ мм. Длина области пайки – по 0,5 мм с краёв.

Для этого макета измеренные зависимости S -параметров от частоты оказались следующими (рис. 5, b): в полосе рабочих частот 8,3–12,75 ГГц ($10,5 \pm 2,2$ ГГц ($\pm 21\%$), т.е. 42%), величина возвратных потерь $|S_{11}|$ лучше 13,3 дБ и развязка $|S_{31}|$ лучше 16,1 дБ; связь на ближнем и на дальнем концах – $|S_{21}| = 3,5$ дБ и $|S_{41}| = 5,5$ дБ соответственно, в которой; амплитудный и фазовый баланс между выходными плечами 2 и 4 – $(4,25 \pm 1,25)$ дБ и (90 ± 9) град соответственно.

При сопоставлении расчёта и эксперимента наблюдается качественное согласие результатов. Однако при этом следует иметь в виду то обстоятельство, что при моделировании не учитывались параметры коаксиально-полосковых переходов (разъемов) и результаты эксперимента приведены

без деэMBEDINGA, т.е. без исключения паразитного влияния коаксиальных соединителей и возможной несогласованности подводящих линий.

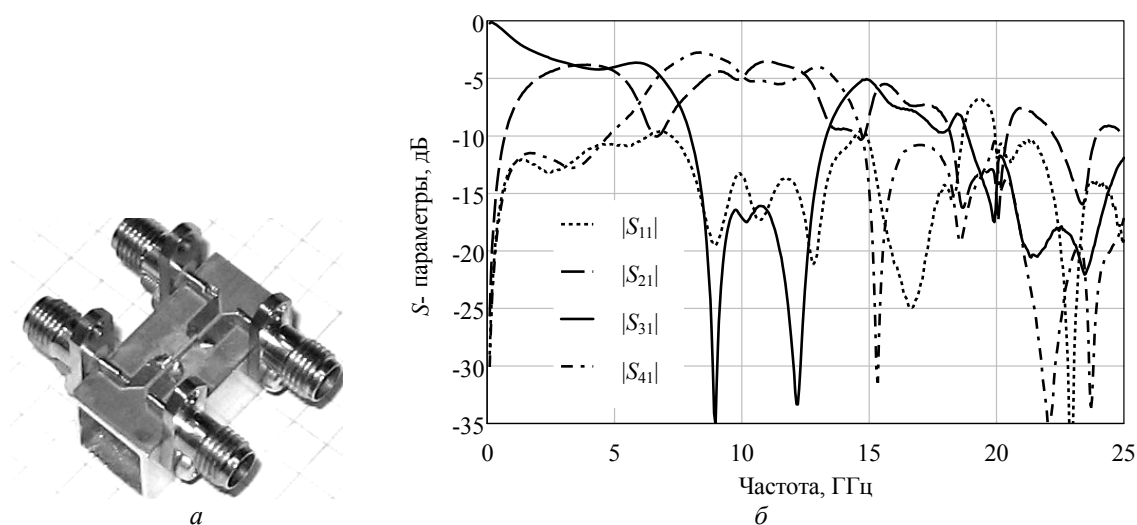


Рис. 5. Конструкция трёхкаскадного ТРНО (а) и измеренные его частотные зависимости параметров рассеяния (б)

Также следует учитывать высокую сложность трёхкаскадной структуры и чрезвычайную неравномерность электромагнитной связи центрального каскада, имеющего отношение модальных диэлектрических проницаемостей, близкое к девяти.

Поэтому эти первые результаты можно считать обнадеживающими, так как они показывают перспективность предлагаемого направления исследований – создания направленных ответвителей, построенных на явлении транснаправленности в связанных линиях с нечётно-кратным (троекратным и более) отношением модальных скоростей.

Заключение. Таким образом, в представленном исследовании были предложены схема и конструкция трёхкаскадного транснаправленного ответвителя на связанных линиях. Такой тип ответвителя имеет полную гальваническую развязку входного плеча и двух выходных плеч, при этом сами выходные плечи гальванически соединены и являются ближним и дальним концом одной и той же линии передачи.

При каскадировании центральной сильносвязанной транснаправленной секции и крайних слабосвязанных противонаправленных секций результирующий трёхкаскадный ответвитель сохраняет свойства центральной секции и является транснаправленным.

Компьютерное моделирование показало, что при заданном уровне развязки и возвратных потерь 20 дБ полоса рабочих частот трёхкаскадного ТРНО достигает 40%, т.е. на 16% шире, чем для одиночной секции ТРНО, взятой для сравнения.

Впервые экспериментально продемонстрирована возможность создания транснаправленного ответвителя, изготовленного по технологии поверхностного монтажа, с приемлемыми частотными характеристиками в сантиметровом X-диапазоне (8–12 ГГц).

Авторы выражают благодарность профессору Б.А. Беляеву за полезный информационный обмен и предоставленные керамические компоненты с высокой диэлектрической проницаемостью, а также И.М. Добушу за помощь в проведении измерений.

Литература

1. Shie C.-I. Trans-directional coupled-line couplers implemented by periodical shunt capacitors / C.-I. Shie, J.-C. Cheng, S.-C. Chou, Y.C. Chiang // IEEE Trans. – 2009. – Vol. MTT-57, № 12. – P. 2981–2988.
2. Sychev A.N. A novel trans-directional coupler based on vertically installed planar circuit / A.N. Sychev, S.M. Struchkov, V.N. Putilov, N.Yu. Rudyi // 18th European Microwave Week 2015.– Proc. of the 45th Eur. Microwave Conf., 6–11 Sept. 2015, Paris, France. – P. 283–286.
3. Sychev A.N. A transdirectional coupled-line coupler with a vertical insert / A.N. Sychev, S.M. Struchkov, N.Yu. Rudyi // 25th Int. Crimean Conf. “Microwave & Telecommunication Technology” (CriMiCo’2015), 6–12 Sept. 2015, Sevastopol, Russia. – P. 547–549.

4. Pat. 4150345 US, Int. Cl. H01P 5/18. Microstrip coupler having increased coupling area / M.V. Goldman, R.C. Simione. – Raytheon Co., appl. N 856839; filed 02.12.77; publ. 17.04.79. – 5 p.
5. Сычев А.Н. Комбинированный метод частичных емкостей и конформных отображений для анализа многомодовых полосковых структур. – Томск: Том/ гос. ун-т систем управления и радиоэлектрон., 2007. – 138 с.
6. Driscoll T.A. Schwarz–Christoffel mapping / T.A Driscoll, L.N. Trefethen. – Cambridge: Cambridge Univ. Press, 2002. – 132 p.
7. Sychev A.N. Analysis of the broad-side coupled lines on the vertical substrate using the numerical conformal transformations / A.N. Sychev, M.E. Dolgushin // 20th Int. Crimean Conf. “Microwave and Telecommunication Technology”, CriMiCo’2010 Conf. Proc., 13–17 Sept. 2010. – Sevastopol, Ukraine, 2010. – С.636–638.
8. Sychev A.N. Modeling of the coupled microstrip lines with using numerical conformal transformations / A.N. Sychev, M.A. Chekalin, V.A. Shestakov., S.M. Struchkov // 16th European Microwave Week 2013. – Proc. of the 43rd Eur. Microwave Conf., 7–10 Oct. 2013. – Nuremberg, Germany. – P. 1107–1110.
9. Sychev A.N. Combining the partial-capacitance and the conformal mapping techniques for analysis of the multiconductor microstrip lines / A.N. Sychev, M.A. Chekalin, S.M. Struchkov // 17th European Microwave Week 2014. – Proc. of the 44th Eur. Microwave Conf., 6–9 Oct. 2014. – Rome, Italy. – P. 410–413.
10. Сычев А.Н. Системы параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью / А.Н. Сычев, С.М. Стручков // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 1 (31). – С. 39–50.

Сычев Александр Николаевич

Д-р техн. наук, профессор каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) ТУСУРа
Эл. почта: ans@main.tusur.ru
Тел.: +7-961-887-16-21

Стручков Сергей Михайлович

Аспирант каф. КСУП
Эл. почта: struchkov.sm@gmail.com
Тел.: +7-923-427-60-08

Рудый Николай Юрьевич

Студент каф. КСУП
Эл. почта: nickolay0512@mail.ru
Тел.: +7-8-953-918-18-00

Sychev A.N., Struchkov S.M., Rudyi N.Yu.

Three-section trans-directional coupler of X-band

The cascade connection of dissimilar types of couplers is studied. In a simulated three-section coupler, central section with tight coupling (1 dB) is trans-directional; two external sections with loose coupling (12 dB) are contradirectional. The resulting coupler becomes trans-directional with 3 dB coupling. Transdirectional coupled-line section is formed by vertical insert of ceramics with a high dielectric permeability. A prototype was designed for operating in X-band (8–12 GHz) and measured. Its performance was evaluated as acceptable.

Keywords: coupled lines, trans-directional coupler, vertical insert.

УДК 621.396.62

А.С. Подстригаев, В.П. Лихачев, М.В. Ляпин, Н.Е. Липаков

Анализ вероятностных характеристик матричного приемника с учетом неоднозначности определения частоты на стыках каналов

Предложен способ оценки величины неоднозначности определения частоты, возникающей на стыках каналов матричного приемника. Представлены результаты численного эксперимента по оценке и сравнению вероятностных характеристик матричного приемника с учетом и без учета неоднозначности. Выполнен анализ полученных вероятностных характеристик.

Ключевые слова: неоднозначность, матричный приемник, стык каналов, вероятность ложной тревоги, вероятность правильного обнаружения, неоднозначность определения частоты, энергетический приемник, сложная сигнальная обстановка, интеграл вероятности.

Вероятности ложной тревоги и правильного обнаружения сигнала являются важными характеристиками приемного устройства. В средствах радиотехнической разведки (РТР), для которых параметры сигнала (частота, фаза, амплитуда) априорно неизвестны, целесообразно использовать энергетическое обнаружение и критерий Неймана–Пирсона. Согласно критерию при заданном уровне вероятности ложной тревоги минимизируется вероятность пропуска цели или, что то же самое, максимизируется вероятность правильного обнаружения.

Однако в широко используемых в средствах РТР матричных приемниках, имеющих несколько последовательных ступеней с параллельными частотными каналами в каждой, возникает неоднозначность определения частоты, которая приводит к увеличению вероятности ложной тревоги. Одной из причин неоднозначности [1] является наклон скатов амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) реальных каналов в отличие от используемой при расчетах идеализированной модели, в которой АЧХ каналов имеют прямоугольную форму. При попадании мощного сигнала в смежную область соседних каналов срабатывают детекторы в обоих каналах, и сигналу присваиваются два значения, одно из которых является ложным. Вероятность ложной тревоги, обусловленная перекрытием, в каждом отдельно взятом канале зависит от обнаружения сигналов, попавших на участки высокого коэффициента передачи за пределами полосы пропускания канала. При увеличении мощности принимаемого сигнала он может обнаруживаться соседним каналом все дальше от стыка каналов. Таким образом, растет ширина полосы на стыке каналов, при попадании в которую возникает неоднозначность.

Цель настоящей статьи – количественно оценить и сравнить вероятностные характеристики матричного приемника с учетом и без учета неоднозначности определения частоты на стыках каналов.

Для этого необходимо определить вероятность ложной тревоги приемника, рассчитанную с учетом неоднозначности определения частоты на стыках каналов, сравнить ее с той же величиной, рассчитанной без учета неоднозначности, а также оценить изменение вероятности правильного обнаружения с учетом неоднозначности определения частоты.

Расчет вероятности ложной тревоги без учета неоднозначности определения частоты на стыках каналов. Вначале рассмотрим выражения без учета неоднозначности для канала $l = \overline{1, L}$, где L – количество каналов в ступени (рис. 1).

Вероятность ложной тревоги в канале l определяется как [2]

$$P_{лтl} = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\frac{(h/N_0) - T_H \Delta f_{ш}}{\sqrt{2T_H \Delta f_{ш}}} \right) \right], \quad (1)$$

где $\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x \exp(-t^2/2) dt$ – интеграл вероятностей; h – порог обнаружения; N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности белого шума; T_H – время наблюдения входного процесса; $\Delta f_{ш} \approx 1,1 \Delta f_l$ – шумовая полоса канала l (Δf_l – полоса пропускания канала по уровню минус 3 дБ) [3].

Из выражения (1) видно, что вероятность срабатывания обнаружителя зависит от соотношения порога обнаружения h и энергии шума с плотностью N_0 в полосе $\Delta f_{\text{ш}}$, накопленного за время T_H .

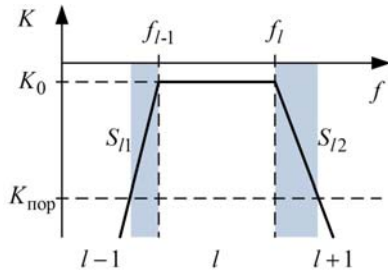


Рис. 1. Аппроксимированная АЧХ канала

В предположении, что ложные обнаружения сигнала в каналах одной ступени являются статистически независимыми совместными событиями, возможными в каждом канале, и каждое событие приводит к ложной тревоге, а также в соответствии с теоремой сложения вероятностей для нескольких совместных событий [4], вероятность ложной тревоги для одной ступени матричного приемника составит

$$P_{\text{лт } L\Sigma} = \sum_{i=1}^L P_{\text{лти}} - \sum_{j=1}^{L-1} \sum_{i=1+j}^L P_{\text{лти}} P_{\text{лтj}} + \sum_{k=1}^{L-2} \sum_{j=1+k}^{L-1} \sum_{i=1+j}^L P_{\text{лти}} P_{\text{лтj}} P_{\text{лтк}} - \dots + (-1)^{L-1} \prod_{p=1}^L P_{\text{лт}p}. \quad (2)$$

Далее можно принять частотные характеристики каждого канала одинаковыми, и соответственно вероятности ложной тревоги в каждом канале одной ступени будут равны. Тогда выражение (2) с учетом правил комбинаторики [5] преобразуется к следующему виду:

$$P_{\text{лт } L\Sigma} = L P_{\text{лт}l} - \frac{L!}{2!(L-2)!} P_{\text{лт}l}^2 + \frac{L!}{3!(L-3)!} P_{\text{лт}l}^3 - \frac{L!}{4!(L-4)!} P_{\text{лт}l}^4 + \dots + (-1)^{L-1} L P_{\text{лт}l}^L. \quad (3)$$

Соответственно вероятность ложной тревоги M -ступенчатого матричного приемника, содержащего L каналов в каждой ступени, рассчитанная без учета перекрытия каналов, равна

$$P_{\text{лт пр}} = \sum_{i=1}^M P_{\text{лт } L\Sigma i} - \sum_{j=1}^{M-1} \sum_{i=1+j}^M P_{\text{лт } L\Sigma i} P_{\text{лт } L\Sigma j} + \sum_{k=1}^{M-2} \sum_{j=1+k}^{M-1} \sum_{i=1+j}^M P_{\text{лт } L\Sigma i} P_{\text{лт } L\Sigma j} P_{\text{лт } L\Sigma k} - \dots + (-1)^{M-1} \prod_{p=1}^M P_{\text{лт } L\Sigma p}, \quad (4)$$

Очевидно, что вероятность ложной тревоги в каждой ступени будет отличаться. Поэтому упростить выражение (4), аналогично (3), нельзя.

Для широко используемого двухступенчатого матричного приемника выражение (4) будет выглядеть следующим образом:

$$P_{\text{лт пр}} = P_{\text{лт } L\Sigma 1} + P_{\text{лт } L\Sigma 2} - P_{\text{лт } L\Sigma 1} P_{\text{лт } L\Sigma 2}. \quad (5)$$

Расчет вероятности ложной тревоги с учетом неоднозначности определения частоты на стыках каналов. Теперь получим выражения для вероятности ложной тревоги с учетом неоднозначности.

Выражение для полезного сигнала с учетом его попадания за границы канала l :

$$s'_l(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{f_H}^{f_{l-1}} K_l(j\omega) S(\omega) e^{j\omega t} d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{f_l}^{f_B} K_l(j\omega) S(\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad (6)$$

где знак «штрих» означает рассмотрение характеристик канала и сигналов за пределами канала; f_H, f_B — нижняя и верхняя границы диапазона рабочих частот (ДРЧ) ступени; f_{l-1}, f_l — нижняя и верхняя границы канала l ; $K_l(j\omega)$ — частотный коэффициент передачи канала l .

Выражение (6) описывает мощность сигнала с учетом АЧХ канала за пределами его полосы пропускания, т.е. от нижней границы диапазона рабочих частот ступени f_H до нижней граничной частоты канала f_{l-1} и от верхней граничной частоты канала f_l до верхней границы ДРЧ f_B . Так как наличие сигнала в полосе пропускания l -го канала не приводит к ложной тревоге, то в полосе от f_{l-1} до f_l значение сигнала принято равным нулю.

Считаем, что время наблюдения T_H воздействия на входе приемника достаточно велико, и оценка мощности P_l^* входного процесса приобретает нормальное распределение. Тогда при оптимальном пороговом уровне обнаружения вероятность обнаружения сигнала вне полосы канала l составит [2]

$$P_{\text{обн}l}' = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\frac{\frac{h}{N_0} - T_H \Delta f_{\text{ш}} - \frac{Q_l'}{N_0}}{\sqrt{2 \left(T_H^2 \Delta f_{\text{ш}}^2 + \frac{Q_l'}{N_0} \right)}} \right) \right], \quad (7)$$

где $Q_l' = \int_0^{T_H} s_l^2(t) dt$ – энергия, выделяемая полезным сигналом на выходе канала l за время T_H .

В отличие от выражения (1) в выражении (7) вероятность срабатывания обнаружителя зависит не только от энергии шума, но и от энергии сигнала, попадающего за пределы частотного канала l .

Тогда определяемая выражением (1) вероятность ложной тревоги в канале l должна быть уточнена на величину $P'_{\text{обн}l}$. В предположении, что ложное обнаружение сигнала в канале l при его отсутствии и попадание сигнала за пределы канала l – статистически независимые совместные события, и возможны оба события, каждое из которых приводит к ложной тревоге [4]:

$$P'_{\text{лт}l} = P_{\text{лт}l} + P'_{\text{обн}l} - P_{\text{лт}l} P'_{\text{обн}l}. \quad (8)$$

Основываясь на свойстве комплементарности взаимно противоположных событий, полученное выражение можно также представить в следующем виде:

$$P'_{\text{лт}l} = 1 - P_{\text{но}l} P'_{\text{пр}l}, \quad (9)$$

где $P_{\text{но}l} = 1 - P_{\text{лт}l}$ – вероятность правильного необнаружения сигнала в канале l , $P'_{\text{пр}l} = 1 - P'_{\text{обн}l}$ – вероятность пропуска сигнала вне полосы канала l .

С учетом (1), (7) выражение (9) можно представить следующим образом:

$$P'_{\text{лт}l} = 1 - \frac{1}{4} \left[1 + \Phi \left(\frac{\frac{h}{N_0} - T_H \Delta f_{\text{ш}}}{\sqrt{2 T_H \Delta f_{\text{ш}}}} \right) \right] \left[1 + \Phi \left(\frac{\frac{h}{N_0} - T_H \Delta f_{\text{ш}} - \frac{Q_l'}{N_0}}{\sqrt{2 \left(T_H^2 \Delta f_{\text{ш}}^2 + \frac{Q_l'}{N_0} \right)}} \right) \right], \quad (10)$$

где h определяется критерием обнаружения.

Учитывая рассуждения, приведенные при выводе формул (2), (3), вероятность ложной тревоги для одной L -канальной ступени матричного приемника составит

$$P'_{\text{лт}L\Sigma} = L P'_{\text{лт}l} - \frac{L!}{2!(L-2)!} P_{\text{лт}l}^2 + \frac{L!}{3!(L-3)!} P_{\text{лт}l}^3 - \frac{L!}{4!(L-4)!} P_{\text{лт}l}^4 + \dots + (-1)^{L-1} L P_{\text{лт}l}^L. \quad (11)$$

По аналогии с выражением (4) вероятность ложной тревоги для M -ступенчатого матричного приемника, содержащего L_m каналов в каждой ступени ($m = \overline{1, M}$), составит

$$P'_{\text{лт пр}} = \sum_{i=1}^M P'_{\text{лт}L\Sigma i} - \sum_{j=1}^{M-1} \sum_{i=1+j}^M P'_{\text{лт}L\Sigma i} P'_{\text{лт}L\Sigma j} + \sum_{k=1}^{M-2} \sum_{j=1+k}^{M-1} \sum_{i=1+j}^M P'_{\text{лт}L\Sigma i} P'_{\text{лт}L\Sigma j} P'_{\text{лт}L\Sigma k} - \dots + (-1)^{L-1} \prod_{p=1}^L P'_{\text{лт}L\Sigma p}. \quad (12)$$

Для двухступенчатого приемника вероятность ложной тревоги с учетом неоднозначности определения частоты, связанной с попаданием сигнала на стыки соседних каналов, составит

$$P'_{\text{лт пр}} = P'_{\text{лт}L\Sigma 1} + P'_{\text{лт}L\Sigma 2} - P'_{\text{лт}L\Sigma 1} P'_{\text{лт}L\Sigma 2}. \quad (13)$$

При выводе выражений (11)–(13) вероятность ложной тревоги $P'_{\text{лт}l}$ была принята одинаковой для всех каналов. Это равносильно тому, что сигнал, увеличивающий $P_{\text{лт}l}$, попадает в каждый канал, что теоретически возможно в условиях сложной радиоэлектронной обстановки (РЭО). Данный случай можно считать предельным, поскольку количество сигналов, большее, чем количество каналов в ступени, без принятия специальных мер приведет к неоднозначности определения частоты в следующей ступени.

Однако на практике наиболее вероятным является попадание на вход приемника за время наблюдения T_H только одного сигнала. Поэтому при расчете величины $P'_{\text{лт } L\Sigma}$ по выражению (11) целесообразно принять вероятность ложной тревоги одного канала (например, первого, $l=1$) равной $P'_{\text{лт } l}$, определяемой по выражению (10), а для остальных каналов ($l=2, \dots, L$) вероятность $P_{\text{лт } l}$ определять по выражению (1). Аналогично, если требуется рассмотреть случай одновременного попадания на вход приемника двух сигналов (в разные каналы), вероятность ложной тревоги для двух каналов рассчитывается по выражению (10), а для оставшихся – по (1).

При приеме одного сигнала вероятность ложной тревоги для одной L -канальной ступени матричного приемника запишется в виде следующего ряда:

$$\begin{aligned}
 P'_{\text{лт } L\Sigma(1)} = & P'_{\text{лт } 1} + \sum_{i=2}^L P_{\text{лт } i} - \left(\sum_{j=2}^{L-1} \sum_{i=1+j}^L P_{\text{лт } i} P_{\text{лт } j} + \sum_{i=2}^L P_{\text{лт } i} P'_{\text{лт } 1} \right) + \\
 & + \left(\sum_{k=2}^{L-2} \sum_{j=1+k}^{L-1} \sum_{i=1+j}^L P_{\text{лт } i} P_{\text{лт } j} P_{\text{лт } k} + \sum_{j=2}^{L-1} \sum_{i=1+j}^L P_{\text{лт } i} P_{\text{лт } j} P'_{\text{лт } 1} \right) - \\
 & - \left(\sum_{n=2}^{L-3} \sum_{k=1+n}^{L-2} \sum_{j=1+k}^{L-1} \sum_{i=1+j}^L P_{\text{лт } i} P_{\text{лт } j} P_{\text{лт } k} P_{\text{лт } n} + \sum_{k=2}^{L-2} \sum_{j=1+k}^{L-1} \sum_{i=1+j}^L P_{\text{лт } i} P_{\text{лт } j} P_{\text{лт } k} P'_{\text{лт } 1} \right) + \\
 & + \dots + (-1)^{L-1} P'_{\text{лт } 1} \prod_{p=2}^L P_{\text{лт } p}. \tag{14}
 \end{aligned}$$

Принимая частотные характеристики каждого канала одинаковыми, после преобразования выражения (14) получим

$$\begin{aligned}
 P'_{\text{лт } L\Sigma(1)} = & P'_{\text{лт } 1} + (1 - P'_{\text{лт } 1}) \left[\frac{(L-1)!}{1!(L-2)!} P_{\text{лт } l} - \frac{(L-1)!}{2!(L-3)!} P_{\text{лт } l}^2 + \frac{(L-1)!}{3!(L-4)!} P_{\text{лт } l}^3 - \frac{(L-1)!}{4!(L-5)!} P_{\text{лт } l}^4 + \dots \right. \\
 & \left. \dots + (-1)^{L-2} \frac{(L-1)!}{(L-2)!!} P_{\text{лт } l}^{L-2} \right] + (-1)^{L-1} (L-1) P_{\text{лт } l}^{L-1}. \tag{15}
 \end{aligned}$$

Расчет вероятности ложной тревоги в M -ступенчатом матричном приемнике, содержащем L_m каналов в каждой ступени ($m=1, \dots, M$), будет зависеть от того, попадает ли сигнал на стыки каналов в следующих после первой ступенях. В общем случае если сигнал попадает на стыки каналов в каждой ступени, увеличивая вероятность ложной тревоги, выражение для вероятности ложной тревоги в приемнике имеет вид

$$\begin{aligned}
 P'_{\text{лт пр}} = & \sum_{i=1}^M P'_{\text{лт } L\Sigma i} - \sum_{j=1}^{M-1} \sum_{i=1+j}^M P'_{\text{лт } L\Sigma i} P'_{\text{лт } L\Sigma j} + \sum_{k=1}^{M-2} \sum_{j=1+k}^{M-1} \sum_{i=1+j}^M P'_{\text{лт } L\Sigma i} P'_{\text{лт } L\Sigma j} P'_{\text{лт } L\Sigma k} - \\
 & - \sum_{n=1}^{M-3} \sum_{k=1+n}^{M-2} \sum_{j=1+k}^{M-1} \sum_{i=1+j}^M P'_{\text{лт } L\Sigma i} P'_{\text{лт } L\Sigma j} P'_{\text{лт } L\Sigma k} P'_{\text{лт } L\Sigma n} + \dots + (-1)^{L-1} \prod_{p=1}^L P'_{\text{лт } L\Sigma p}. \tag{16}
 \end{aligned}$$

Для двухступенчатого приемника, в котором в обеих ступенях выполняется перенос частоты в общий (для ступени) диапазон промежуточных частот (ПЧ), вероятность ложной тревоги с учетом неоднозначности определения частоты, связанной с попаданием сигнала на стыки соседних каналов, составит

$$P'_{\text{лт пр}} = P'_{\text{лт } L\Sigma 1} + P'_{\text{лт } L\Sigma 2} - P'_{\text{лт } L\Sigma 1} P'_{\text{лт } L\Sigma 2}. \tag{17}$$

Если во второй ступени преобразование частоты не выполняется, и она построена по принципу многоканального приемника, то попадание сигналов на стыки каналов не приводит к неоднозначности и соответственно

$$P'_{\text{лт пр}} = P'_{\text{лт } L\Sigma 1} + P_{\text{лт } L\Sigma 2} - P'_{\text{лт } L\Sigma 1} P_{\text{лт } L\Sigma 2}. \tag{18}$$

Это же выражение описывает вероятность ложной тревоги в приемнике, если во второй ступени используется перенос частоты, но сигнал не попадает на стыки каналов (или его влияние настолько мало, что им можно пренебречь).

Расчет вероятности правильного обнаружения сигнала. При попадании сигнала в область граничной частоты канала происходит ответвление мощности в соседний канал. Однако поскольку сверхвысокочастотные делители и ответвители мощности имеют развязку не менее 20 дБ [6], при выводе выражений для вероятности правильного обнаружения утечкой мощности в соседние каналы можно пренебречь.

Вероятность правильного обнаружения сигнала в канале l на фоне аддитивного гауссова шума [2]

$$P_{\text{пол}} = \frac{1}{2} \left[1 - \Phi \left(\frac{\frac{h}{N_0} - T_H \Delta f_{\text{ш}} - \frac{Q_l}{N_0}}{\sqrt{2 \left(T_H^2 \Delta f_{\text{ш}}^2 + \frac{Q_l}{N_0} \right)}} \right) \right], \quad (19)$$

где $Q_l = \int_0^{T_H} s_l^2(t) dt$ – энергия, выделяемая полезным сигналом на выходе канала l за время T_H .

По аналогии с выражением (2) вероятность правильного обнаружения сигнала ступенью равна:

$$P_{\text{по } L\Sigma} = \sum_{i=1}^L P_{\text{по } i} - \sum_{j=1}^{L-1} \sum_{i=1+j}^L P_{\text{по } i} P_{\text{по } j} + \sum_{k=1}^{L-2} \sum_{j=1+k}^{L-1} \sum_{i=1+j}^L P_{\text{по } i} P_{\text{по } j} P_{\text{по } k} - \dots + (-1)^{L-1} \prod_{p=1}^L P_{\text{по } p}. \quad (20)$$

Учитывая, что неотъемлемой составляющей процесса обнаружения в РТР является селекция сигнала по частоте, для которой должны сработать обнаружители по всему пути прохождения сигнала, обнаружение сигнала приемником выполняется только при совместном обнаружении во всех ступенях. Соответственно вероятность правильного обнаружения сигнала M -ступенчатым матричным приемником составит

$$P_{\text{по пр}} = \prod_{i=1}^M P_{\text{по } L\Sigma i}. \quad (21)$$

Практическое применение выражений для оценки неоднозначности. Для количественной оценки вероятностных характеристик матричного приемника с учетом и без учета неоднозначности выполнено численное моделирование в программной среде MATLAB.

В качестве модели выбран двухступенчатый приемник с полосой рабочих частот 10 ГГц (рис. 2). Первая ступень приемника содержит 20 каналов, различающихся частотным исполнением. Полосы пропускания каналов $\Delta f_1 \dots \Delta f_{20}$ задаются входными полосовыми фильтрами. Для получения одного диапазона ПЧ $\Delta f_{\text{ПЧ}}$ подобраны частоты гетеродинов $\Delta f_{Г1} \dots \Delta f_{Г20}$. Вторая ступень включает 10 идентичных каналов. Соответственно полоса каждого канала первой ступени – 500 МГц, канала второй ступени – 50 МГц. В исходном состоянии каналы первой ступени принудительно закрыты и подключены к сумматору. Выход сумматора соединен со входом второй ступени. При обнаружении сигнала в одном из каналов он открывается и таким образом подключается ко второй ступени. Вторая ступень является детекторным многоканальным приемником без переноса спектра сигнала в диапазон промежуточных частот. С выходов десяти каналов второй ступени сигнал поступает на соответствующие входы устройства цифровой обработки (УЦО). Таким образом, неоднозначность определения частоты возникает только в первой ступени, так как во второй ступени отсутствует перенос в единый диапазон ПЧ. Соответственно в выражениях для расчета вероятностных характеристик неоднозначность во второй ступени не учитывается.

Для практики важное значение имеет случай, при котором для каждого канала учитывается влияние АЧХ только в двух смежных каналах (или в одном соседнем канале, если рассматриваемый канал является крайним в ДРЧ). Причем без существенных потерь в точности вычислений коэффициент передачи можно задать линейной аппроксимацией, учитывающей крутизну скатов частотной характеристики. На участке от f_{l-2} до f_{l-1} коэффициент передачи $K_l(\omega)$ описывается выражением $K_l(\omega) = K_0 + S_{l1}\omega$, на участке от f_{l-1} до f_l – выражением $K_l(\omega) = K_0$, на участке от f_l до f_{l+1} – выражением $K_l(\omega) = K_0 - S_{l2}\omega$, где K_0 – величина коэффициента передачи в полосе пропускания канала; S_{l1}, S_{l2} – значения крутизны левого и правого скатов АЧХ соответственно (см. рис. 1).

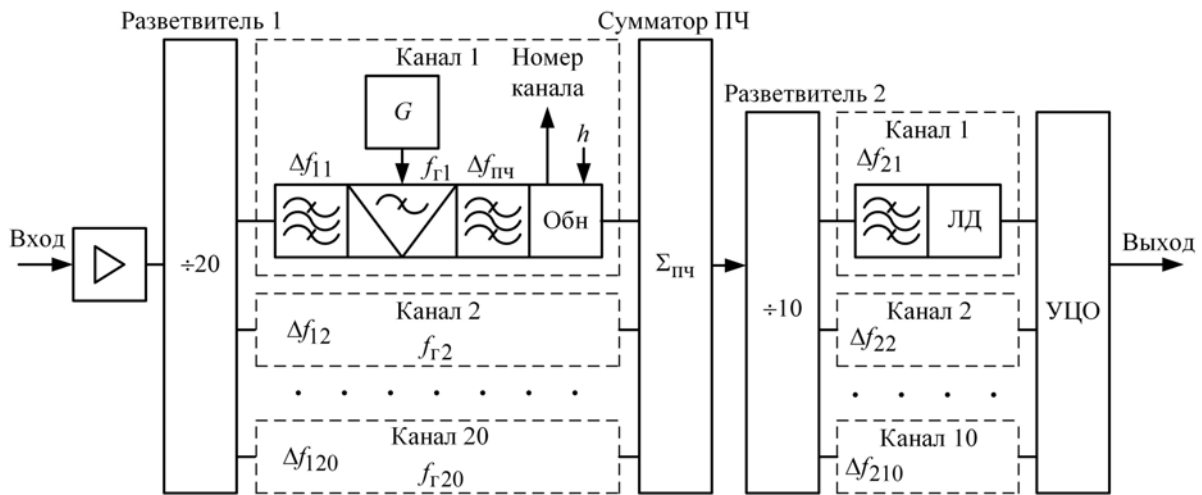


Рис. 2. Схема матричного приемника

При моделировании были заданы следующие параметры: время наблюдения $T_H = 50$ мс; спектральная плотность мощности шума $N_0 = 5 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц; крутизна скатов АЧХ первой ступени $S_{I1} = S_{I2} = 120$ дБ/Гц; крутизна скатов АЧХ второй ступени $S_{I1} = S_{I2} = 200$ дБ/Гц; коэффициент передачи в полосе пропускания $K_0 = -3$ дБ. Величина порога обнаружения h выбиралась так, чтобы вероятность ложной тревоги приемника в отсутствие полезного сигнала была равна $10^{-8} \dots 10^{-7}$.

Вероятность ложной тревоги приемника без учета неоднозначности была задана на уровне $P_{лт пр} = 6,632 \cdot 10^{-8}$. При этом пороги обнаружения в каналах первой и второй ступени, в соответствии с выражениями (1), (3), (5), выбраны равными $h_1 = h_2 = h = 8,5 \cdot 10^{-13}$ Дж. При заданном времени наблюдения этим порогам соответствуют пороги обнаружения по мощности $h_{p1} = h_{p2} = h_p = -107,7$ дБ(Вт).

В результате вычислений в MATLAB на основе полученных в настоящей работе выражений в соответствии с принятыми параметрами получены следующие характеристики:

- зависимость вероятности ложной тревоги приемника от мощности сигнала $P'_{лт пр}(P_c)$ при удалении несущей сигнала от границы канала Δf_{i-1} (рис. 3, а, б), рассчитанная по выражениям (10), (11), (13), (15), (18);

- зависимость вероятности ложной тревоги от удаления несущей от границы канала $P'_{лт пр}(\Delta f_{i-1})$ при заданных значениях мощности сигнала P_c (рис. 4), полученная по выражениям (10), (15), (18);

- зависимость вероятности правильного обнаружения от мощности входного сигнала в основном канале $P_{по пр}(P_c)$, рассчитанная по выражениям (19)–(21), при различных значениях порога обнаружения, соответствующего заданной вероятности ложной тревоги $P_{лт пр}$, рассчитанной по (21) при соответствующей мощности сигнала в соседнем канале, при фиксированной отстройке от границы канала $\Delta f_{i-1} = 50$ МГц (рис. 5).

Характеристики на рис. 3 и 4 позволяют оценить зависимость вероятности ложной тревоги от изменения мощности полезного сигнала на входе приемника и отстройки по частоте от границы частотного канала. При этом на рис. 3 рассмотрены два крайних случая: попадание сигнала на границу одного из каналов, рассчитанное по выражениям (10), (15), (18), и попадание во все 20 каналов первой ступени, рассчитанное по выражениям (10), (11), (13). Второе событие маловероятно на практике, однако его моделирование показывает незначительное увеличение вероятности ложной тревоги, что связано с близостью величин $P'_{лт пр} L \Sigma$ и $P'_{лт пр} L \Sigma(1)$. Как видно из рис. 3, для заданной вероятности ложной тревоги при попадании сигналов во все каналы достаточно уровня сигнала приблизительно на 2,75 дБ меньше, чем при попадании в один канал, причем независимо от вели-

чины отстройки. Во многих случаях этой величиной можно пренебречь и работать только с одной из двух характеристик, независимо от количества одновременно принимаемых сигналов.

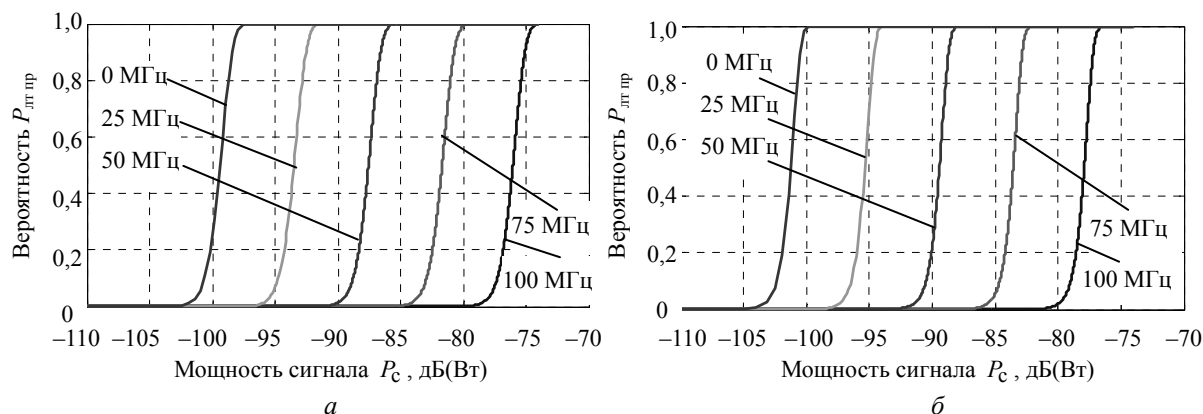
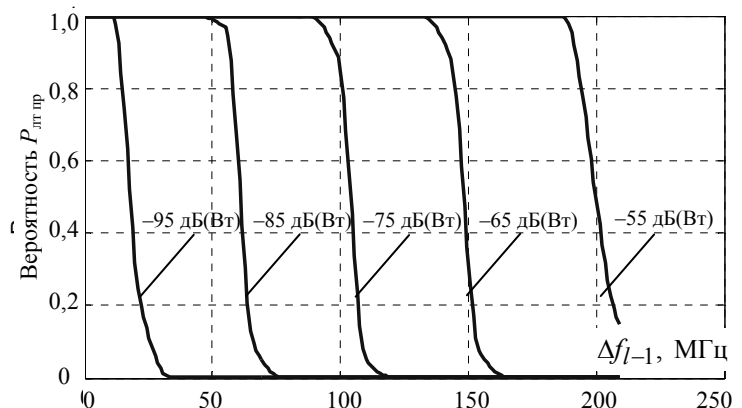


Рис. 3. Зависимость вероятности ложной тревоги от мощности сигнала при удалении несущей сигнала от границы канала: *а* – попадание в один канал первой ступени; *б* – попадание в 20 каналов первой ступени

Согласно рис. 3 и 4, приближенно учтенная неоднозначность определения частоты, возникающая при перекрытии соседних частотных каналов, для рассматриваемого приемника дает существенное увеличение вероятности ложной тревоги. Так, при отсутствии сигнала в канале $P_{лг пр} = 6,632 \cdot 10^{-8}$, а при его наличии в соседнем канале вероятность ложной тревоги может повышаться до единицы. Этот факт необходимо принимать в расчет при оценке характеристик проектируемого или имеющегося матричного приемника.

Рис. 4. Зависимость вероятности ложной тревоги от удаления несущей от границы канала при заданных значениях мощности сигнала

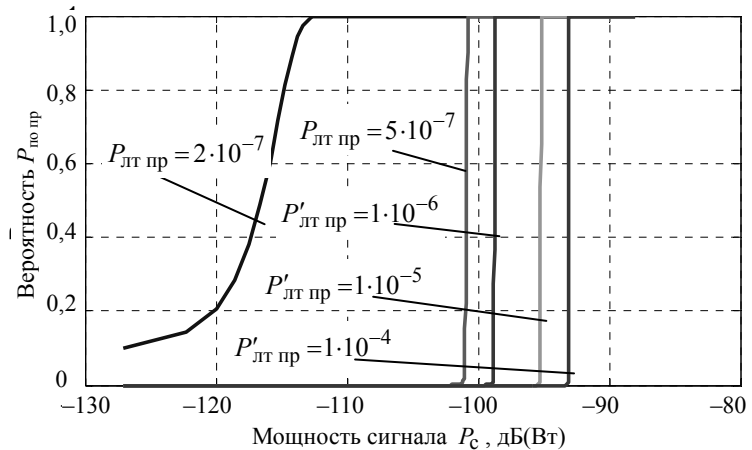


При отстройке по частоте от границы канала на 100 МГц для получения вероятности ложной тревоги $P'_{лг пр} = 1$ и соответственно безусловного ложного срабатывания обнаружителя достаточно уровня входного сигнала $P_c = -73$ дБ(Вт). А при отстройке на 50 МГц он уменьшается до $P_c = -85$ дБ(Вт). Учитывая, что для современных и перспективных приемников средств РТР динамический диапазон (ДД) принимаемых сигналов должен быть не менее 40 дБ от уровня чувствительности, а чувствительность не выше минус 90 дБ(Вт), подобные срабатывания являются недопустимыми. Поэтому для обеспечения заданного уровня вероятности ложной тревоги приемника $P'_{лг пр}$ при попадании сигнала в смежную область соседних каналов необходимо принимать специальные меры.

Одной из таких мер является повышение порога обнаружения. При этом вероятность правильного обнаружения сигнала приемником $P_{по пр}$ уменьшается. При наличии сигнала на входе приемника обеспечить $P'_{лг пр} = 10^{-8} \dots 10^{-7}$ становится практически невозможным, в связи с чем целесообразно поддерживать более высокое значение $P'_{лг пр}$. Для исследования получаемой при этом $P_{по пр}$ по зависимости на рис. 3, *а* для ряда значений $P'_{лг пр}$ получены значения мощности входного сигнала P_c в соседнем канале и соответствующие значения порога обнаружения h_p . Для приме-

ра выбрана отстройка сигнала от границы канала на $\Delta f_{-1} = 50$ МГц. При этом вероятность $P_{\text{лт пр}} = 2 \cdot 10^{-7}$ может быть получена при мощности сигнала в соседнем канале $P_c = -110$ дБ(Вт). Для той же отстройки вероятности $P_{\text{лт пр}} = 5 \cdot 10^{-7}$ соответствует мощность $P_c = -100,5$ дБ(Вт), вероятности $P'_{\text{лт пр}} = 1 \cdot 10^{-6}$ – мощность $P_c = -98,5$ дБ(Вт), вероятности $P'_{\text{лт пр}} = 1 \cdot 10^{-5}$ – мощность $P_c = -95,1$ дБ(Вт), вероятности $P'_{\text{лт пр}} = 1 \cdot 10^{-4}$ – мощность $P_c = -93$ дБ(Вт).

Рис. 5. Зависимость вероятности правильного обнаружения от мощности входного сигнала в основном канале при различных значениях порога обнаружения, соответствующего заданной вероятности ложной тревоги при соответствующей мощности сигнала в соседнем канале для фиксированной отстройки несущей сигнала от границы канала 50 МГц



Для приведенных значений на рис. 5 получена группа зависимостей вероятности правильного обнаружения от мощности входного сигнала в соседнем частотном канале приемника. Характеристики на рис. 5 позволяют оценить, насколько при повышении мощности сигнала в соседнем канале (на фиксированной частоте) повышение порога в исследуемом канале приводит к снижению чувствительности приемника.

При расчете группы зависимостей, представленных на рис. 5, принято во внимание отсутствие обнаружителей во второй ступени. То есть вероятность правильного обнаружения приемника в данном случае соответствует вероятности правильного обнаружения первой ступени.

Из рассмотренного численного эксперимента следует, что учет неоднозначности определения частоты приводит к существенному отклонению вероятности ложной тревоги от заданной при расчетах величины. Определяющее значение для вероятности ложной тревоги приемника $P'_{\text{лт пр}}$ имеет крутизна скатов АЧХ канальных фильтров. Зная порядок фильтра и соответственно приблизительное значение крутизны скатов его АЧХ, для заданного ДД входного сигнала по выражениям (1), (3), (6), (10), (15), (18) можно оценить полосу неоднозначности. Наличие сигнала в этой полосе приводит к ложному обнаружению в соседнем канале и, как следствие, к повышению $P'_{\text{лт пр}}$. Важно отметить возможность использования выражений (1), (3), (6), (10), (15), (18) для оценки $P'_{\text{лт пр}}$ в условиях сложной РЭО, когда за время наблюдения T_n могут быть приняты сигналы с различными несущими, в том числе совмещенные по времени. При попытке уменьшить неоднозначность путем повышения порога обнаружения снижаются вероятность правильного обнаружения сигнала и чувствительность приемника. В тех случаях, когда правильное определение частоты важнее высокой чувствительности, возможно повышение порога обнаружения в соответствии с уровнем входного сигнала. В заключение следует заметить, что более перспективным средством снижения неоднозначности определения частоты на стыках каналов матричного приемника может стать доработка схемы приемника [1, 7].

Литература

1. Подстригаев А.С. Неоднозначность определения частоты в матричном приемнике / А.С. Подстригаев, В.П. Лихачев // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. – 2015. – Вып. 2. – 19 с. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/feb15/13/text.pdf>, свободный (дата обращения: 15.10.2015).
2. Куприянов А.И. Радиоэлектронные системы в информационном конфликте / А.И. Куприянов, А.В. Сахаров. – М.: Вуз. книга, 2003. – 528 с.

3. Проектирование радиоприемных устройств: учеб. пособие для вузов / С.М. Клич, А.С. Кривенко, Г.Н. Носикова и др.; под ред. А.П. Сиверса. – М.: Сов. радио, 1976. – 488 с.
4. Вентцель Е.С. Теория вероятностей / Е.С. Вентцель, Л.А. Овчаров. – М.: Наука, 1969. – 368 с.
5. Бронштейн И.Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов / И.Н. Бронштейн, К.А. Семендяев. – М.: Наука, 1981. – 720 с.
6. Малорацкий Л.Г. Проектирование и расчет СВЧ-элементов на полосковых линиях / Л.Г. Малорацкий, Л.Р. Явич. – М.: Сов. радио, 1972. – 232 с.
7. Пат. 155553 РФ, МПК Н04В 15/06. Приемное устройство / А.И. Беззуб, А.С. Подстригаев; заявитель и патентообладатель Открытое акционерное общество «Брянский электромеханический завод». – № 2014151261/08; заявл. 17.12.2014; опубл. 10.10.2015. Бюл. № 28. – 11 с.

Подстригаев Алексей Сергеевич

Аспирант каф. «Электронные, радиоэлектронные и электротехнические системы»
Брянского государственного технического университета
Тел.: +7 (4832) 54-64-67
Эл. почта: ap0d@ya.ru

Лихачев Владимир Павлович

Д-р техн. наук, профессор Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил
«Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина», Воронеж
Тел.: +7 (473) 244-78-55
Эл. почта: lvp_home@mail.ru

Ляпин Максим Владиславович

Студент 4-го курса каф. «Электронные, радиоэлектронные и электротехнические системы»
Брянского государственного технического университета
Тел.: +7-920-862-91-88
Эл. почта: maksimlypin@ya.ru

Липаков Николай Евгеньевич

Ведущий инженер ордена Трудового Красного Знамени Всероссийского
научно-исследовательского института радиоаппаратуры, Санкт-Петербург
Тел.: +7 (812) 335-25-55, доб. 35-12
Эл. почта: lipakov_nikolai@mail.ru

Podstrigaev A.S., Likhachev V.P., Lyapin M.V., Lipakov N.E.

Numerical simulation of probabilistic characteristics of the matrix receiver subject to frequency determination ambiguity at joint of channels

Estimation method for the amount of frequency determination ambiguity emerging at joints of channels of matrix receiver is proposed. The results of numerical experiment on estimation and comparison of probabilistic characteristics of the matrix receiver subject to ambiguity and without it are described.

Keywords: ambiguity, matrix receiver, joint of channels, false-alarm probability, detection probability, frequency determination ambiguity, energy receiver, high interference signaling environment, erf-integral.

УДК 621.375.026

В.Ю. Саяпин, В.И. Тисленко, В.В. Родионов

Обзор и сравнительный анализ способов построения компенсаторов нелинейных искажений в усилителях мощности

Обсуждаются различные варианты построения систем компенсации интермодуляционных искажений, возникающих при работе усилителей мощности в нелинейном режиме. Используются материалы, представленные в зарубежных научных публикациях. Рассматриваются типовые структуры математических моделей нелинейных динамических звеньев, варианты архитектурного построения предистортера и алгоритмы адаптации его коэффициентов. Приводятся сравнительные характеристики систем.

Ключевые слова: нелинейные искажения, предистортер, усилитель мощности, модель нелинейной динамической системы, архитектура предистортера, алгоритм адаптации.

При работе усилителя мощности в нелинейном режиме возникают интермодуляционные искажения (ИМИ), которые проявляются в появлении комбинационных частотных составляющих, которые оказываются в полосе полезного сигнала и вблизи нее. При этом снижается отношение сигнал/шум в выходном сигнале усилителя, а в частотном спектре излученного сигнала появляются паразитные составляющие, кратные несущей частоте. В современных радиопередающих устройствах широкое применение находят цифровые системы компенсации нелинейных комбинационных искажений, в которых путем введения расчетных предискажений полезного сигнала, обеспечивается линеаризация характеристик тракта и снижение уровня ИМИ. Система предискажения полезного сигнала называется *предыскажателем*. Распространен и другой термин – предистортер, от английского слова *predistorter*.

Математическая модель радиопередающего тракта совместно с системой компенсации искажений включает модели формирователя тестового сигнала, усилителя мощности, предистортера, квадратурного модулятора и демодулятора, и фильтра нижних частот [1, 3]. Для подавления только интермодуляционных составляющих, образующихся в полосе полезного сигнала и вблизи нее, достаточно осуществить предискажение только комплексной огибающей, без переноса сигнала на несущую частоту (рис. 1).



Рис. 1. Структурная схема радиопередающего тракта с компенсацией ИМИ

В общем случае, идея внесения предискажений во входной сигнал для снижения интермодуляционных искажений выходного сигнала усилителя мощности (УМ) заключается во включении дополнительно блока перед усилителем мощности (предистортера), осуществляющего искажение сигнала обратное УМ. Иначе говоря, амплитудная и фазовая характеристики (АМ–АМ, АМ–РМ) блока «Предистортер» являются обратными к характеристикам УМ (рис. 2).

Параметры реального усилителя могут изменяться под действием ряда факторов: температура и влажность окружающей среды, старение элементов и, что более важно, переключение усилителя мощности для работы в другом диапазоне. Очевидно, что эффективность компенсации нелинейных

комбинационных искажений, которую обеспечивает предистортер, может понизиться. В этой связи параметры предистортера должны измениться, т.е. режим его работы должен предусматривать адаптацию к возможным изменениям параметров усилителя мощности. Такая адаптация может быть выполнена путем сравнения входного сигнала с линеаризованным сигналом, полученным за счет ответвления части сигнала после УМ (рис. 2).

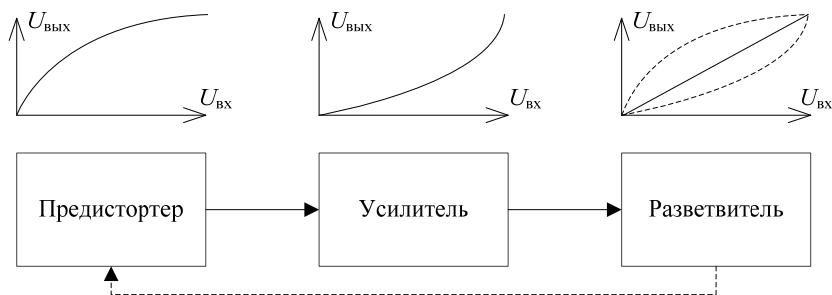


Рис. 2. Концепция линеаризации УМ

Разработка системы с компенсацией искажений предполагает выбор и обоснование варианта построения системы. При этом должны учитываться не только технические требования к системе в плане параметров, определяющих ее функциональное назначение (уровень подавления НКИ и паразитных гармоник, степень улучшения отношения сигнал/шум при усилении полосового сигнала, время установления процесса адаптивной подстройки параметров предистортера), но и ограничения, которые обусловлены факторами доступности и универсальности используемой элементной базы и технологичности используемых моделей и алгоритмов [1, 2].

Модели нелинейных динамических систем. Вопрос выбора математических моделей нелинейных динамических систем при моделировании нелинейных систем с компенсацией ИМИ широко обсуждается в научной литературе [2–6, 8, 12]. Подавляющее количество работ опубликовано в зарубежных источниках. При этом основное внимание уделяется математическим моделям четырех типов: модель Винера, Гаммерштайна, Вольтерра и полиномиальная модель с памятью.

Классически используемыми моделями являются математические модели Винера, Гаммерштайна, Вольтерра, полиномиальная модель с памятью.

Основная идея моделей Винера и Гаммерштайна состоит в представлении реальной нелинейно динамической системы в виде последовательного соединения нелинейного блока «без памяти» и линейной системы с памятью [2, 3, 8]. Математическая модель Винера представляет собой последовательное соединение линейной системы с памятью и следующего за ней нелинейного безынерционного блока (рис. 3, а).

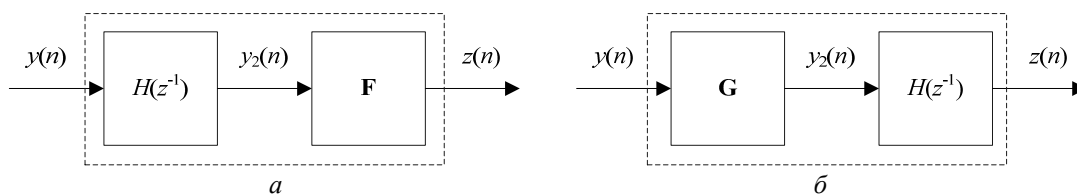


Рис. 3. Блок-схема математической модели Винера (а) и Гаммерштайна (б)

Таким образом, в модели Винера дискретные сигналы связаны следующими соотношениями [8]:

$$y_2(n) = H(z^{-1})y(n) = \frac{B(z^{-1})}{1 - A(z^{-1})}y(n) = \sum_{m=0}^{m_b} b_m y(n-m) + \sum_{m=1}^{m_a} a_m y_2(n-m) \quad (1)$$

$$z(n) = f_1 y_2(n) + f_2 y_2^2(n) + \dots + f_{mf} y_2^{mf}(n) = \mathbf{F}^T \mathbf{Y}_2(n), \quad (2)$$

где $\mathbf{F} = (f_1 \ f_2 \ \dots \ f_{mf})^T$; $\mathbf{Y}_2(n) = (y_2(n) \ y_2^2(n) \ \dots \ y_2^{mf}(n))$, где $H(z^{-1})$ – передаточная функция дискретного линейного фильтра. Модель Гаммерштайна так же, как и модель Винера, представляет собой последовательное соединение двух звеньев. Различие состоит в порядке их следования (рис. 3, б).

$$y_2(n) = g_1 y(n) + g_2 y^2(n) + \dots + g_{mg} y^{mg}(n) = \mathbf{G}^T \mathbf{Y}(n), \quad (3)$$

$$z(n) = H(z^{-1})y_2(n) = \frac{B(z^{-1})}{1-A(z^{-1})}y_2(n) = \sum_{m=0}^{m_b} b_m y_2(n-m) + \sum_{m=1}^{m_a} a_m z(n-m), \quad (4)$$

где $\mathbf{G} = (g_1 \ g_2 \ \dots \ g_{mg})^T$; $\mathbf{Y}(n) = (y(n) \ y^2(n) \ \dots \ y^{mf}(n))$.

Особенность применения данных моделей при моделировании усилителя мощности и предискажающего элемента состоит в том, что модели блоков усилителя и предистортера должны быть различными. Это означает, что если усилитель мощности представлен математической моделью Винера, то предистортер должен быть представлен в виде модели Гаммерштайна и наоборот [8].

Представление нелинейной динамической системы на основе рядов Вольтерра q -го порядка определено [2, 8] соотношением, связывающим вход $y(n)$ и выход $z(n)$ системы:

$$z(n) = \mathbf{H}^T y(n) = \sum_{k=1}^q \mathbf{H}_k^T y_k(n) = \sum_{k=1}^q \left(\sum_{i_1=1}^{M_k-1} \dots \sum_{i_k=1}^{M_k-1} \mathbf{H}_k(i_1, \dots, i_k) y(n-i_1) \dots y(n-i_k) \right), \quad (5)$$

где $\mathbf{H} = (\mathbf{H}_1^T \ \mathbf{H}_2^T \ \dots \ \mathbf{H}_q^T)^T$, а $\mathbf{H}_k = (h_k(0, \dots, 0) \ \dots \ h_k(i_1, \dots, i_k) \ \dots \ h_k(M_k-1, \dots, M_k-1))^T$ – вектор-столбец импульсных реакций для различных ядер.

Система предистортер–усилитель в данном случае представляется в виде двух последовательно соединенных звеньев, математические модели которых представлены рядами Вольтерра. Применение предистортера порядка q позволяет устранить нелинейность системы вплоть до порядка q . Задание ядер, определяющих модель усилителя, предполагает предварительное обучение. При этом ядра, определяющие модель предистортера, могут быть рассчитаны с использованием соответствующих алгоритмов адаптации.

Несмотря на высокое качество линеаризации, обеспечиваемое применением данного алгоритма, требуется высокая вычислительная мощность устройства, работающего в режиме реального времени [8]. Причем с ростом количества ядер требуемая вычислительная мощность растет экспоненциально. По этой причине практическое применение данного алгоритма ограничено.

Полиномиальная модель с памятью – наиболее популярная и широко используемая модель для разработки различных вариантов реализации устройств предискажения. Фактически она представляет простую форму модели в виде рядов Вольтерра или «усеченный» ряд Вольтерра, поскольку коэффициенты, используемые в полиномиальной модели с памятью, являются диагональными коэффициентами из рядов Вольтерра аналогичного порядка [8].

Полиномиальная модель (рис. 4) может быть представлена в виде соотношения [5]

$$z(n) = \sum_{j=0}^{m-1} \sum_{i=1}^q h_{ij} y(n-j) |y(n-j)|^{i-1}, \quad (6)$$

где совокупность $[q \times m]$ параметров модели образует q векторов размерностью m вида $\mathbf{H}_i = (h_{i0} \ h_{i1} \ \dots \ h_{i(m-1)})^T$, $i = 1, 2, \dots, q$, m – глубина памяти; q – степень полинома; h_{ij} – коэффициенты полинома.

В [5] отмечается, что применение техники предискажений на основе полиномиальной модели с памятью обеспечивает более простой способ учета инерционных свойств усилителя (памяти) и получение при этом приемлемой степени линеаризации. Полиномиальная модель с памятью более других ориентирована на практическое применение, поскольку в сравнении с другими вариантами имеет меньшее количество коэффициентов, описывающих систему.

Архитектура построения систем с предистортером. Способ адаптации параметров зависит от архитектуры построения систем с предискажениями. Существуют два основных типа архитектур

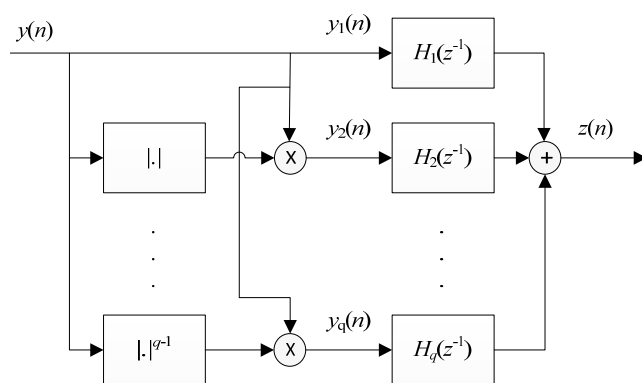


Рис. 4. Схема математической модели нелинейной динамической системы, представленной в виде полиномиальной модели с памятью

таких систем: архитектура с прямым обучением (direct learning architecture – DLA) и архитектура с непрямым обучением (indirect learning architecture – ILA) [7–11].

Архитектура с прямым обучением представлена на рис. 5. В этом варианте адаптация параметров преддистортера осуществляется по сигналу ошибки, который формируется в виде разности между реальным выходным сигналом усилителя и опорным (желаемым) сигналом. Под желаемым выходным сигналом $d(n)$ понимается идеально усиленный входной сигнал $g \cdot x(n)$, где $x(n)$ – входной сигнал; g – коэффициент усиления усилителя мощности [8].

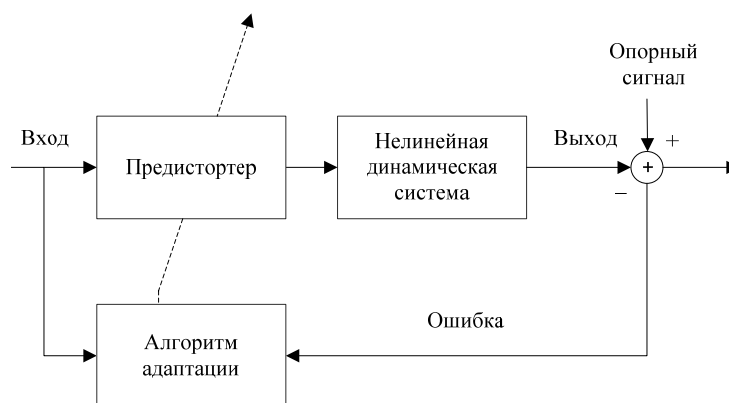


Рис. 5. Архитектура с прямым обучением преддистортера

Архитектура с непрямым обучением представлена на рис. 6. В этом случае адаптация параметров преддистортера осуществляется по сигналу ошибки, который образуется в виде разности между сигналом на выходе преддистортера в прямом канале и сигнала на выходе обучающегося преддистортера, включенного в обратном канале. При этом преддистортеры в прямом и обратном каналах идентичны [8, 11]. Преимущество архитектуры ILA состоит в том, что она обеспечивает меньшую длительность переходного процесса в плане достижения требуемого уровня компенсации ИМИ.

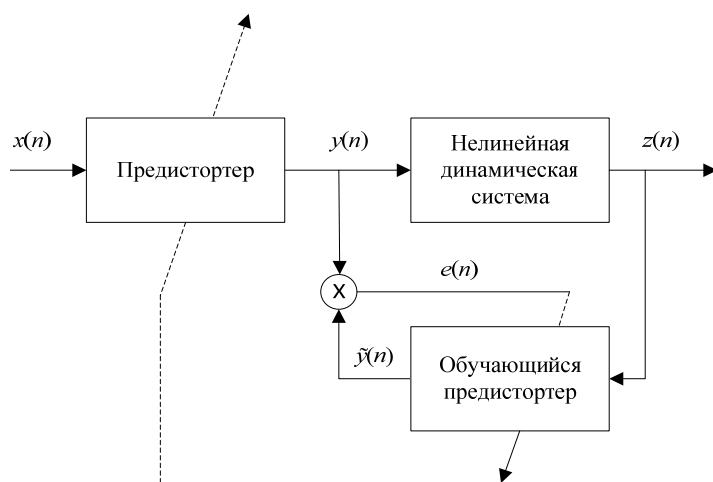


Рис. 6. Архитектура с непрямым обучением преддистортера

При использовании архитектуры непрямого обучения коэффициенты преддистортера подстраиваются рекурсивно. По сигналу ошибки $e(n)$, полученному путем сравнения двух сигналов $\tilde{y}(n)$ и $y(n)$ с выходов преддистортеров в прямом и обратном каналах, рассчитываются подстраиваемые значения для коэффициентов преддистортера. По мере приближения сигнала ошибки $e(n)$ к нулю сигнал с выхода усилителя мощности $z(n)$ приближается к входному сигналу $x(n)$. При этом процесс подстройки коэффициентов преддистортера стремится к установившемуся состоянию.

Сравнение архитектур построения преддистортеров и алгоритмов адаптации. Оценка вычислительной сложности алгоритма, скорости сходимости и уровня подавления ИМИ. Анализ результатов в [8–10] показывает, что непрямая архитектура имеет меньшее время сходимости и меньшую вычислительную сложность (таблица).

Вычислительная сложность различных алгоритмов адаптации преддистортера

Архитектура системы	Алгоритм адаптации	Кол-во операций «+» на 1 отсчет	Кол-во операций «×» на 1 отсчет	Сходимость отсчетов	Вычислит. сложность	Подавление ИМИ
Прямая	LMS	180	384	> 20000	$> 1,13 \times 10^7$	-7
	PRS	2200	2324	800	$3,62 \times 10^6$	-22
	PEM	2200	2724	800	$3,94 \times 10^6$	-32
Непрямая	RLS	1700	2132	300	$1,15 \times 10^6$	-20
	KF	2100	2132	300	$1,39 \times 10^6$	-27
	RPEM	2100	2532	300	$1,84 \times 10^6$	-31

Для архитектуры непрямого обучения выделяют 3 основных алгоритма адаптации [8, 11]: рекурсивный метод наименьших квадратов – МНК (RLS), фильтр Калмана (KF), рекурсивный метод прогноза ошибки (RPEM).

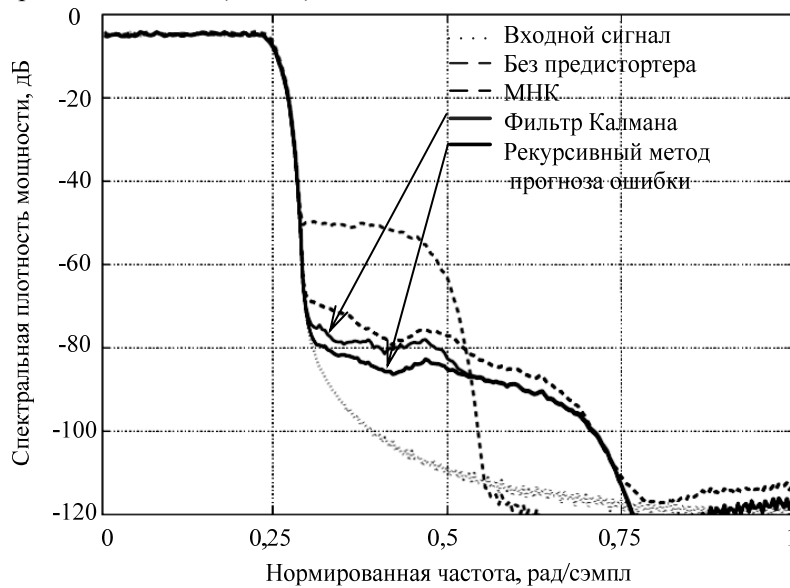


Рис. 7. Сравнение архитектур построения предистортеров

Как видно из таблицы и рис. 7, степень снижения уровня ИМИ при использовании RPEM выше по сравнению с другими алгоритмами непрямого обучения. При этом данный алгоритм имеет несколько большую вычислительную сложность по сравнению с другими алгоритмами этой группы. Однако в сравнении с алгоритмами прямого обучения алгоритм RPEM имеет существенные преимущества по вычислительной сложности.

Заключение. Анализ результатов, опубликованных в литературе, показывает, что система с компенсацией ИМИ

на базе полиномиальной модели с памятью при непрямои архитектуре построения предистортера и адаптации на базе рекурсивного метода прогноза ошибки имеет ряд преимуществ, которые состоят в следующем:

- высокий уровень подавления интермодуляционных искажений;
- меньшая длительность переходного процесса в плане достижения требуемого уровня компенсации ИМИ при настройке системы;
- адаптивная подстройка системы к возможным изменениям параметров усилителя мощности;
- простота реализации системы на практике.

Литература

1. Katz G. Linearization: reducing distortion in power amplifiers // IEEE Microwave Magazine. – 2001. – Vol. 2. – P. 37–49.
2. Schetzen M. The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems. Revised edition. – Krieger Publishing Company, 2006. – 618 p.
3. Kang H.W. Adaptive precompensation of Wiener systems/ H.W. Kang, Y.S. Cho, D.H. Youn // IEEE Trans. on Signal Processing. – 1998. – Vol. 46, № 10. – P. 2825–2829.
4. A robust digital baseband predistorter constructed using memory polynomials / L. Ding, G.T. Zhou, D.R. Morgan et al. // IEEE Transactions on Communications. – 2004. – Vol. 52. – P. 159–165.
5. A generalized memory polynomial model for digital predistortion of RF power amplifiers / D.R. Morgan, Z. Ma, J. Kim et al. // IEEE Trans. on Signal processing. – 2006. – Vol. 54, № 10. – P. 3852–3860.
6. Soderstrom T. System Identification. Hemel Hempstead / T. Soderstrom, P. Stoica // United Kingdom: Prentice-Hall International, 1989. – 612 p.
7. Paaso H. Comparison of Direct Learning and Indirect Learning Predistortion Architectures / H. Paaso, A. Mämmela // Wireless Communication Systems. – 2008. – P. 309–313.
8. Gan L. Adaptive digital predistortion of nonlinear systems // Faculty of Electrical and Information Engineering: Ph.D thesis. – Graz, Austria: Graz University of Technology, 2009. – 120 p.
9. Gan L. Linearization of weakly nonlinear systems using FIR filters and Recursive Prediction Error method [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.researchgate.net/publication/224352766_Linearization_of_weakly_nonlinear_Volterra_systems_using_FIR_filters_and_recursive_prediction_error_method, свободный (дата обращения: 01.11.2015).
10. Gan L. Digital predistortion of memory polynomial systems using direct and indirect learning architectures [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.researchgate.net/publication/>

255651307_Digital_Predistortion_of_memory_polynomial_systems_using_direct_and_indirect_learning_architectures, свободный (дата обращения: 24.05.2012).

11. Memory polynomial predistorter based on the indirect learning architecture / L. Ding, G.T. Zhou, D.R. Morgan et al. // Proc. of GLOBECOM (Taipei, Taiwan). – 2002. – Vol. 1. – P. 967–971.

12. Саяпин В.Ю. Описание нелинейных цепей на основе X-параметров и методика их измерения // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – № 2 (26), ч. 1. – С. 83–86.

Саяпин Вячеслав Юрьевич

Мл. науч. сотрудник НИИ радиотехнических систем (РТС) ТУСУРа

Тел.: +7-906-956-70-35

Эл. почта: nasl@bk.ru

Тисленко Владимир Ильич

Д-р техн. наук, профессор каф. РТС

Тел.: +7-913-802-61-41

Эл. почта: wolar1491@yandex.ru

Родионов Владимир Валериевич

Ст. преподаватель каф. РТС

Тел.: +7-913-851-83-52

Эл. почта: brig01@bk.ru

Sayapin V.Y., Tislenko V.I., Rodioniv V.V.

Review and comparative analysis of nonlinear distortion compensators design in power amplifier

Various option for design of intermodulation distortion compensation system are discussed. The review considers the publications appeared in international scientific journals. The article highlights a typical structure of nonlinear dynamic block mathematic model, variation of predistorter architecture and algorithms of predistorter adaptation. Comparative of predistortion system is presented.

Keywords: nonlinear distortion, predistorter, power amplifier, nonlinear system model, predistortion architecture, adaptation algorithm.

УДК 621.396.677

А.С. Аникин, М.В. Крутиков

Эффективность фокусировки плоских активных фазированных антенных решеток вдоль оптической оси в ближней зоне

Анализ плотности потока мощности электромагнитного поля в ближней зоне для сфокусированного и коллимированного лучей плоской антенной решётки показал, что эффективность её фокусировки возрастает с увеличением апертуры и уменьшением фокусного расстояния. Сравнительный анализ сфокусированных антенных решёток показал, что фокусировка антенной решётки размером 4 м^2 на расстояния до 50 м позволяет уменьшить от 20 до 45 дБ мощность сигналов, подводимых к элементам антенной решётки.

Ключевые слова: антенная решётка, фокусировка, коллимированный луч, эффективность фокусировки, плотность потока мощности.

Фокусировка электромагнитного поля в заданной области пространства предназначена для увеличения концентрации электромагнитного излучения. Разработаны аналитические соотношения для оценки коэффициента направленного действия антенны, размеров области фокусировки, ширины луча, уровня боковых лепестков и т.д. [1–3]. Основное внимание уделяется оценке плотности потока мощности. В то же время при технической реализации фокусирующего устройства важно знать не только параметры пространственной области фокусировки, но и энергетическую эффективность фокусировки в ближней зоне по отношению к несфокусированному (коллимированному) лучу антенны, т.е. возрастание плотности потока мощности при фокусировке. Высокая энергетическая эффективность позволяет снизить требования к выходной мощности передатчиков и электрической прочности антенных элементов.

Цель работы – путём моделирования определить эффективность фокусировки электромагнитного поля миллиметрового диапазона в ближней зоне для круглых дискретных излучающих антенных решёток с различной площадью апертуры.

Для сфокусированной апертуры характерно наличие выраженного максимума плотности потока мощности в окрестности точки фокусировки, где наблюдается синфазное сложение излучённых волн от различных точек апертуры. Для коллимированной (несфокусированной) апертуры характерно синфазное распределение тока (поля) по апертуре.

Для осесимметричного амплитудно-фазового распределения тока $f(\rho)$ по круглой апертуре поле в точке наблюдения на расстоянии R от апертуры запишется как [3]:

$$E(R, \theta, \phi) = \int_0^{2\pi} \int_0^{\rho} f(\rho) \frac{e^{-jkr}}{r} \rho d\rho d\beta, \quad (1)$$

где k – волновое число; ρ – поперечное расстояние на апертуре антенной решётки; $r = \sqrt{R^2 + \rho^2 - 2R\rho \sin(\theta) \cos(\phi - \beta)}$.

Плотность потока мощности вычислялась как квадрат модуля выражения (1). Для коллимированной антенной решётки $f(\rho) = 1$.

Рассмотрим круглую антенную решётку диаметром D из N элементов и межэлементным расстоянием, не превышающим длину волны. Общая мощность N сигналов антенной решётки составляет $P_{\text{изл}}$. Антенные элементы излучают узкополосный сигнал на частоте 94 ГГц мощностью $P_{\text{изл1}}$. Рассмотрим три площади излучающей апертуры: 1 м^2 ($N = 2900$), 2 м^2 ($N = 5770$) и 4 м^2 ($N = 11880$) – с одинаковой мощностью $P_{\text{изл1}}$, так что различается подводимая для этих антенн общая мощность. Для указанных условий на рис. 1, 2 приведены дистанционные зависимости плотности потока мощности для различных фокусировок. Пунктирной линией показана зависимость плотности потока мощности для коллимированной антенной решётки, сплошной линией – сфокусированной антенной решётки.

Из представленных материалов видно, что эффект фокусировки очевиден при фокусных расстояниях до 50 м. Расчёты показали, что плотности потока мощности относительно коллимированного луча увеличивается с 20 до 35 дБ для апертуры площадью 1 м², с 25 до 38 дБ для апертуры площадью 2 м² и с 30 до 45 дБ для апертуры площадью 4 м² соответственно.

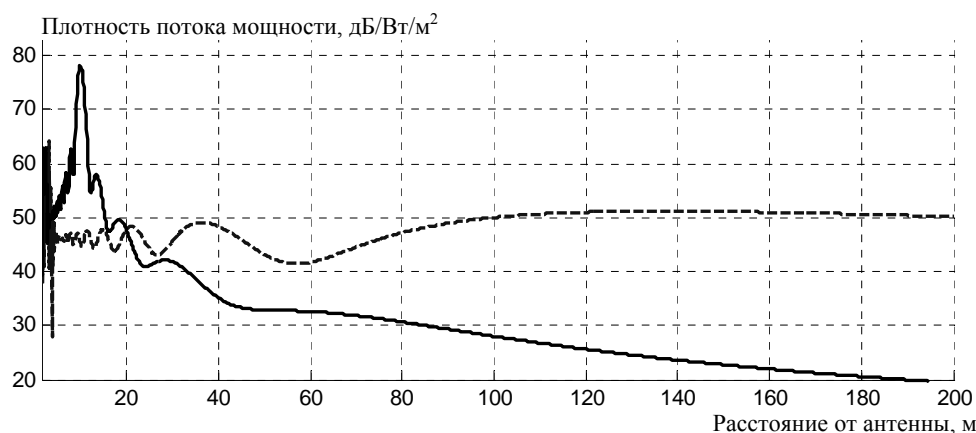


Рис. 1. Дистанционная зависимость плотности потока мощности для апертуры площадью 1 м², фокусное расстояние 10 м, общая мощность подводимых к решётке сигналов $P_{изл} = 15,6$ кВт

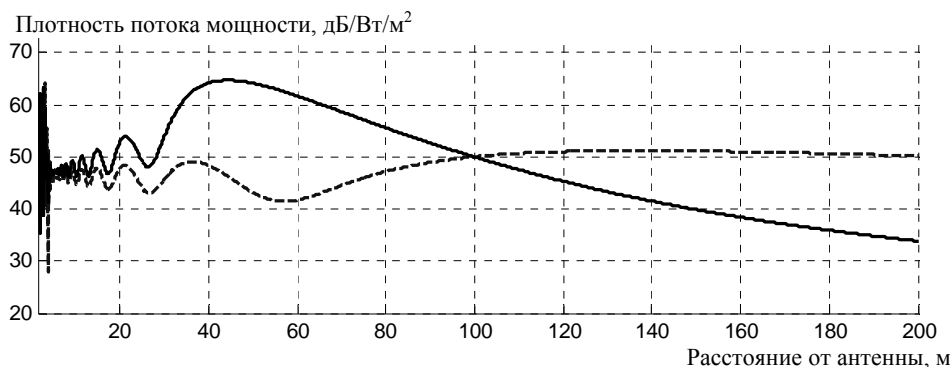


Рис. 2. Дистанционная зависимость плотности потока мощности для апертуры площадью 1 м², фокусное расстояние 50 м, общая мощность подводимых к решётке сигналов $P_{изл} = 15,6$ кВт

Указанный выигрыш в плотности потока мощности относительно коллимированного луча позволяет уменьшить общую мощность сигналов, подводимых к антенным элементам решётки. Например, для сфокусированной на 50 м антенной решётки подводимая мощность может быть уменьшена до 156 Вт, в то время как для коллимированной антенной решётки необходимо 15,6 кВт для формирования той же плотности потока мощности.

В таблице приведены для сравнения оценки плотности потока мощности по результатам численного моделирования коллимированной и сфокусированной антенной решётки. Эффективность использования сфокусированной антенной решётки выразим отношением плотности потока мощности сфокусированной апертуры и к плотности потока мощности коллимированного луча.

Результаты оценки плотности потока мощности и эффективности сфокусированного луча относительно коллимированного луча

Площадь апертуры антенной решётки, м ²	1	2	4
Эффективность $\mathcal{E} = P_{\text{фокус}} - P_{\text{коллим}}$, дБ	12	18	25
Излучаемая мощность $P_{изл}$ в коллимированном луче, кВт	15,0	25,0	45,0
Излучаемая мощность в луче сфокусированной апертуры $P_{изл_фокус} = P_{изл} / \mathcal{E}$, кВт	1,0	0,4	0,14
Диаметр сгустка поля в поперечной плоскости в точке фокусировки, м	0,28	0,20	0,14
Средняя плотность потока мощности в точке фокусировки, Вт/см ²	1,62	1,29	0,93
Средняя плотность потока мощности на апертуре антенны, мВт/см ²	100	20	3,3

Из таблицы видно, что эффективность сфокусированной апертуры зависит от соотношения размера излучающей апертуры и фокусного расстояния. Кроме того, минимальная эффективность

наблюдается на наибольших дистанциях, где эффект фокусировки в значительной мере уже ослаблен. На небольших дальностях эффективность значительно возрастает.

Таким образом, показатель эффективности сфокусированной апертуры составляет от 12 до 25 дБ для площади апертуры антенной решётки от 1 до 4 м² соответственно. Сфокусированная апертура в пространстве образует узкое в поперечном направлении пятно, вытянутое в продольном направлении (продольная ширина пятна составляет от 1 до 10 м по уровню – 3 дБ).

Литература

1. Должиков В.В. Продольное распределение интенсивности поля в зоне Френеля круглой сфокусированной апертуры // Радиотехника. – 1998. – № 106. – С. 97–108.
2. Веденькин Д.С. Активные сфокусированные антенные решётки для радиотехнических средств малоразмерных летательных аппаратов / Д.С. Веденькин, Ю.Е. Седелников // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. – 2006. – № 4. – С. 60–66.
3. Фролов О.П. Зеркальные антенны для земных станций спутниковой связи. – М.: Горячая линия-Телеком, 2008. – 496 с.

Аникин Алексей Сергеевич

Ассистент каф. радиотехнических систем (РТС) ТУСУРа

Тел.: 8 (383-2) 41-39-69

Эл. почта: rbk@sibmail.com

Крутиков Михаил Владимирович

Зав. лаб. распространения радиоволн НИИ РТС ТУСУРа

Тел.: 8 (383-2) 41-39-69

Эл. почта: rwplab@sibmail.com

Anikin A.S., Krutikov M.V.

Efficiency of focusing plane active phased arrays along the optical axis in the near field

The estimates of the power density of electromagnetic near-field for planar antenna array with a focused and collimated beam are described. A comparative analysis focused on antenna arrays has proved that focusing antenna array allows to reduce the signal power supplied to the elements of the antenna array from 20 dB to 45 dB.

Keywords: antenna array, focusing, collimated beam focusing efficiency, power density.

УДК 629.7.052

А.П. Кравец, В.Ю. Лебедев, В.И. Тисленко, В.А. Филимонов, В.В. Шаврин

Поиск и обнаружение сигналов спутниковой радионавигационной системы ГЛОНАСС в бортовом навигационном комплексе космического потребителя

Исследованы характеристики обнаружения метода последовательного поиска по частоте и параллельного поиска по задержке в блоке поиска и обнаружения сигналов спутниковых радионавигационных систем (СРНС) автономной системы навигации космического потребителя при поиске сигналов навигационных космических аппаратов (НКА) ГЛОНАСС. Путем прямого вероятностного моделирования рассчитаны зависимости плотности распределения вероятности решающей статистики от числа некогерентных накоплений при наличии и отсутствии сигнала в наблюдении на выходе коррелятора. Приведены зависимости вероятности ложной тревоги от величины порога обнаружения и величины порога обнаружения от числа некогерентных накоплений. Получены соотношения, связывающие величину порога с количеством некогерентных накоплений.

Ключевые слова: навигационный сигнал, радионавигационный параметр, вероятность ложной тревоги, время накопления, вероятность правильного обнаружения.

Задача поиска сигналов в приемниках глобальных навигационных спутниковых систем. Основной задачей поиска является обнаружение сигналов НКА и формирование предварительной (грубой) оценки радионавигационных параметров (РНП) сигнала – задержки и доплеровского смещения частоты с точностью, достаточной для осуществления захвата цепями слежения за РНП.

Модель сигнала, принимаемого от i -го НКА, описывается соотношением [1]

$$s_i(t) = A_i \cdot h_{DK}(t - \tau_i) \cdot H_{nm}(t - \tau_i) \cdot \cos(2 \cdot \pi \cdot (f_{IF} + f_{d,i}) \cdot t + \phi_i) + n(t), \quad (1)$$

где A_i – амплитуда сигнала i -го НКА; $h_{DK}(t - \tau_i)$ – функция модуляции дальномерным кодом; $H_{nm}(t - \tau_i)$ – функция модуляции навигационным сообщением; f_{IF} и $f_{d,i}$ – промежуточная частота и смещение частоты Доплера, соответствующие i -му НКА; ϕ_i – случайная начальная фаза сигнала; $n(t)$ – белый гауссовский шум с нулевым математическим ожиданием и двусторонней спектральной плотностью $(N_0/2)$.

Поиск сигнала осуществляется в двумерной области размерами $N_f \times N_\tau$, где N_f и N_τ – количество ячеек поиска по частоте и задержке соответственно, которые определяются исходя из диапазона возможного изменения РНП. Диапазон возможных значений смещения доплеровской частоты зависит от взаимного движения НКА и потребителя. Для наземного потребителя этот диапазон составляет ± 5 кГц [1], для космического потребителя вследствие высокой взаимной динамики – может достигать значений ± 60 кГц [2]. Определение задержки сигнала осуществляется на периоде дальномерного кода. Для сигналов НКА ГЛОНАСС L1 СТ период дальномерного кода составляет $T_c = 1$ мс. Оптимальный алгоритм обнаружения сигнала НКА со случайной начальной фазой и параметрами $\{f_d, \tau\}$ предполагает вычисление модуля корреляционного интеграла с последующим сравнением его величины с порогом H_p .

В качестве оценок РНП сигнала выбирается такая комбинация параметров $\{\tilde{f}_d, \tilde{\tau}\}$, которой соответствует значение решающей статистики $R(i, j)$, превышающее в ячейке (i, j) порог H_p

$$\{i_{\max}, j_{\max}\} = \arg \max_{i, j \in [N_f, N_\tau]} [R(i, j) \geq H_p], \quad \{\hat{f}_d, \hat{\tau}\} = \{\tilde{f}_{d, i_{\max}}, \tilde{\tau}_{j_{\max}}\}, \quad (2)$$

где i, j – номера опорной частоты и задержки.

В соответствии с критерием Неймана–Пирсона [3] величина порога выбирается так, чтобы обеспечить максимально возможное значение вероятности правильного обнаружения P_D при заданном значении вероятности ложной тревоги P_{FA} .

Для повышения вероятности обнаружения сигнала в навигационных приемниках принято увеличивать время накопления сигнала – когерентное T и (или) некогерентное T_{nn} . Однако при этом следует учитывать ограничения, которые накладывают на длительность интервала накопления модуляция сигнала НКА навигационным сообщением (НС) и интервал постоянства РНП. Кроме этого, от времени когерентного накопления сигнала в корреляторе T зависит шаг поиска по частоте $\Delta f_d = 2/3T$, а следовательно, точность оценки и общее время поиска.

Алгоритм поиска и обнаружения сигналов НКА СРНС. Для решения задачи поиска сигналов был рассмотрен вариант аппаратного исполнения блока быстрого поиска, в котором реализуется алгоритм последовательного поиска по частоте и параллельного поиска по задержке. В данном методе вычисление корреляций входного сигнала с репликами кода для всех возможных задержек на периоде кода происходит одновременно, что позволяет существенно ускорить процедуру поиска.

Структурная схема блока поиска представлена на рис. 1.

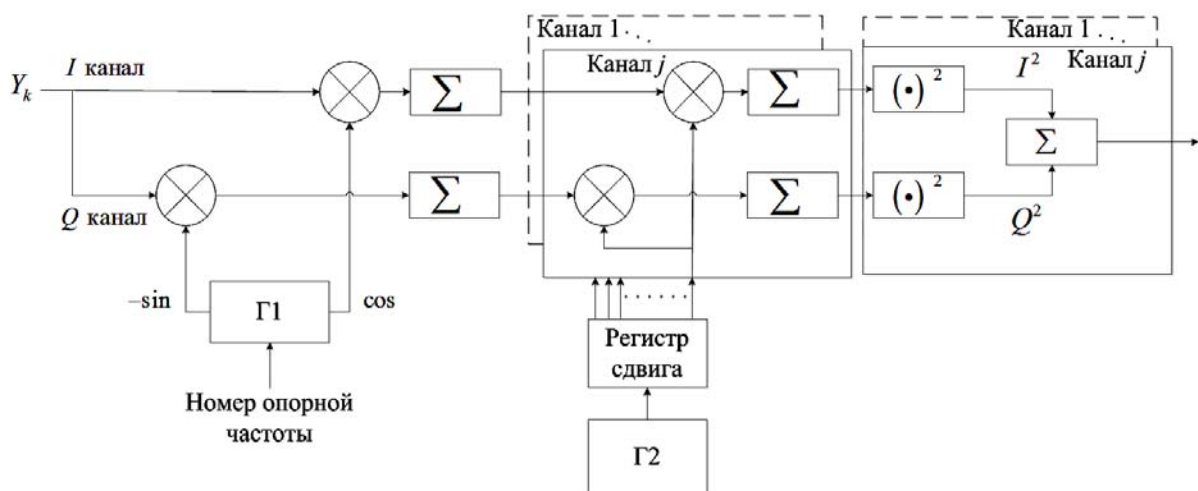


Рис. 1. Блок-схема блока поиска с параллельным поиском по задержке на корреляторах

Алгоритм поиска заключается в следующем.

На вход блока поиска с выхода АЦП поступают отсчеты смеси сигналов и шума Y_k .

1. В локальном генераторе $\Gamma 1$ формируются значения опорного сигнала с частотой $\tilde{f}_{d,i} = f_{d,\min} + (i-1) \cdot \Delta f_d$, где $i=1 \dots N_f$ – номер опорной частоты; N_f – количество позиций поиска по частоте Доплера, которое зависит от области поиска по частоте $N_f = |f_{d,\min} - f_{d,\max}| / \Delta f_d$, где $f_{d,\min}$ и $f_{d,\max}$ – границы области поиска по частоте.

2. Осуществляется перемножение отсчетов входного и опорного сигналов и их предварительное накопление на интервале анализа ячейки по задержке $\Delta \tau$. Результат накопления записывается в буфер и определяется как

$$\begin{aligned}
 I_{S_i}^{(m)} &= \sum_{k=mN_{T_S}+1}^{(m+1) \cdot N_{T_S}} Y_k \cdot \cos(2\pi \cdot (f_{IF} + \tilde{f}_{d,i}) \cdot k \cdot T_S + \tilde{\varphi}_i), \\
 Q_{S_i}^{(m)} &= \sum_{k=mN_{T_S}+1}^{(m+1) \cdot N_{T_S}} Y_k \cdot \sin(2\pi \cdot (f_{IF} + \tilde{f}_{d,i}) \cdot k \cdot T_S + \tilde{\varphi}_i),
 \end{aligned} \quad (3)$$

где N_{T_S} – количество отсчетов на длительности ячейки анализа по задержке, которое определяется как $N_{T_S} = \Delta \tau \cdot f_s$; f_s – частота дискретизации; $T_S = 1/f_s$ – интервал дискретизации; $m=0 \dots N_X - 1$ – номер интервала предварительного накопления; значение N_X соответствует количеству интервалов длительностью $\Delta \tau$ на периоде когерентного накопления T : $N_X = \frac{T}{\Delta \tau}$.

3. При фиксированном значении опорной частоты $\tilde{f}_{d,i}$ для j -го канала поиска по задержке генератором Г2 и регистром сдвига формируется дальномерный код с заданной задержкой $\tilde{\tau}_j = \tau_{\min} + (j-1) \cdot \Delta\tau$, где $j=1 \dots N_\tau$ – номер опорной задержки кода. Шаг поиска по задержке составляет $\Delta\tau = 0,5\tau_{ch}$, где τ_{ch} – длительность элементарного символа дальномерного кода (чипа). Для сигнала ГЛОНАСС L1 СТ $\tau_{ch} \approx 2$ мкс. Количество ячеек поиска по задержке $N_\tau = \lceil \tau_{\max} - \tau_{\min} / \Delta\tau \rceil$, где τ_{\max} и τ_{\min} – границы области поиска по задержке.

4. Для каждой пары (i, j) вычисляются значения корреляционных сумм синфазной и квадратурной компонент, образующих на периоде когерентного накопления матрицы **Ip** и **Qp** с элементами

$$Ip(i, j) = \sum_{m=0}^{N_X-1} Is_i^{(m)} \cdot h_{DK}(m, \tilde{\tau}_j), \quad Qp(i, j) = \sum_{m=0}^{N_X-1} Qs_i^{(m)} \cdot h_{DK}(m, \tilde{\tau}_j) \quad (4)$$

5. Вычисляются матрица **X** значений модуля корреляционного интеграла и матрица **XR** значений некогерентного накопления, элементы которых определены соотношениями

$$X(i, j)^{(c)} = \sqrt{Ip(i, j)^2 + Qp(i, j)^2}, \quad XR(i, j) = \sum_{c=0}^{N_{mn}-1} X(i, j)^{(c)}, \quad (5)$$

где $N_{mn} = T_{mn}/T$ – количество интервалов некогерентных накоплений сигнала.

6. В соответствии с алгоритмом обнаружения принимается решение о наличии, либо отсутствии сигнала.

Пункты 1–6 повторяются для всех пар значений (i, j) .

На выходе блока поиска формируется предварительная оценка РНП сигнала: $\{\hat{f}_d, \hat{\tau}\}$.

Оценки $\{\hat{f}_d, \hat{\tau}\}$ поступают в блок слежения за РНП, где выполняется их уточнение. Точные оценки используются для вычисления координат и составляющих вектора скорости потребителя.

Алгоритм обнаружения. Выполним анализ характеристик обнаружения алгоритма, который представлен в [4]. Преимущество данного алгоритма состоит в том, что вероятность ложной тревоги не зависит от уровня шумов на входе приемника. Она определяется только числом некогерентных накоплений и количеством элементов разрешения по задержке. Формирование решающей статистики выполняется в следующем порядке.

1. При фиксированном значении $\tilde{f}_{d,i}$ согласно (5) вычисляется i -й вектор $\mathbf{XR}^{(i)} = \{XR^{(i)}(j)\}$.

2. Осуществляется поиск локального максимума для заданной i -й частотной позиции и определяется номер ячейки поиска по задержке $j_{\max 1, i}$

$$j_{\max 1, i} = \arg \max_j [XR^{(i)}(j)] \quad (6)$$

3. Из области поиска исключаются N_{exc} максимумов, находящихся в соседних с локальным максимумом ячейках, после чего осуществляется поиск позиции $j_{\max 2, i}$ второго по величине локального максимума

$$j_{\max 2, i} = \arg \max_{j_{\max 2, i} \neq j_{\max 1, i} \pm N_{exc}} [XR(i, j)], \quad (7)$$

4. Вычисляется отношение максимумов, найденных в п. 2 и п.3, и сравнивается с порогом H_p .

Таким образом, решение о наличии сигнала в ячейке поиска принимается при выполнении условия для статистики $R(i, j)$ в виде

$$R(i, j) = \frac{XR^{(i)}(j_{\max 1, i})}{XR^{(i)}(j_{\max 2, i})} \geq H_p,$$

в противном случае принимается решение об отсутствии сигнала. В качестве грубых оценок частоты Доплера \hat{f}_d и задержки кода $\hat{\tau}$ используются значения опорной частоты и задержки, соответ-

вующие номеру ячейки локального максимума, т.е. $\{\hat{f}_d, \hat{\tau}\} = \{\tilde{f}_{d,i}, \tilde{\tau}_{j=j_{\max 1,i}}\}$. Процедура обнаружения выполняется для всех ячеек по частоте.

Моделирование процедуры поиска. Анализ характеристик обнаружения выполнялся путем прямого вероятностного моделирования квадратурных компонент корреляционного интеграла после накопления на интервале T в каждой ячейке. Для простоты обозначений далее индексы ячейки поиска не указаны.

Дискретные последовательности синфазной и квадратурной компонент сигнала на выходе коррелятора определяются выражениями [1]

$$I_k = M[I_k] + I_{f,k}, \quad Q_k = M[Q_k] + Q_{f,k}, \quad (8)$$

где $M[I_k]$, $M[Q_k]$ – постоянные составляющие; $I_{f,k}$, $Q_{f,k}$ – флуктуационные составляющие. Постоянные составляющие определены соотношениями

$$\begin{aligned} M[I_k] &= 2 \cdot C/N_0 \cdot T \cdot H_{nm,k-1} \cdot P(\varepsilon_\tau) \cdot \cos(\phi_{k-1} + \varepsilon_w \cdot T/2) \operatorname{sinc}(\varepsilon_w \cdot T/2), \\ M[Q_k] &= 2 \cdot C/N_0 \cdot T \cdot H_{nm,k-1} \cdot P(\varepsilon_\tau) \cdot \sin(\phi_{k-1} + \varepsilon_w \cdot T/2) \operatorname{sinc}(\varepsilon_w \cdot T/2), \end{aligned} \quad (9)$$

где C/N_0 – отношение мощности сигнала к спектральной плотности шума; $P(\varepsilon_\tau)$ – значение корреляционной функции дальномерного кода; $\varepsilon_\tau = \tau_{k-1} - \tilde{\tau}_{k-1}$ – рассогласование временных задержек входного и опорного сигналов; $\varepsilon_w = 2\pi(f_{d,k-1} - \tilde{f}_{d,k-1})$ – рассогласование по частоте между входным и опорным сигналами. Дисперсии флуктуационных составляющих синфазной и квадратурной компонент равны, их величины $D_{If} = D_{Qf} = 2 \cdot C/N_0 \cdot T$. Отметим, что вследствие временного сдвига опорных дальномерных кодов в соседних (по задержке) ячейках на величину $\Delta\tau = 0,5 \cdot \tau_{ch}$, возникает корреляция одноименных квадратурных компонент [1], равная в нашем случае 0,5.

Результат моделирования процедуры поиска в виде поля значений $XR(i, j)$ для заданного значения параметров представлен на рис. 2, а, б.

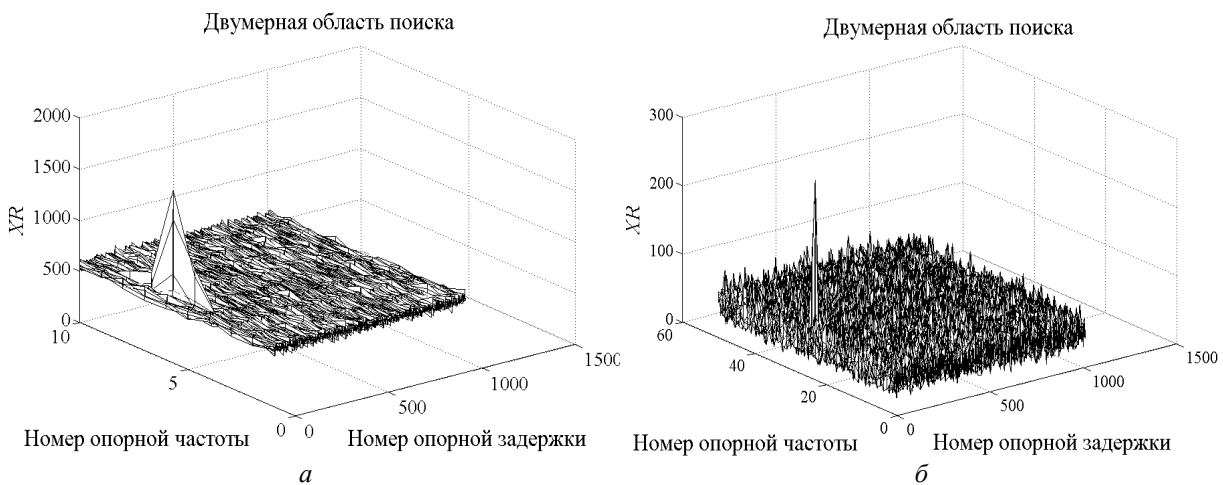


Рис. 2. Двумерное поле значений $XR(i, j)$ на выходе блока поиска при $C/N_0 = 40$ дБ-Гц;

$f_{d,i} = 3,25$ кГц; $\tau_i = 20,25 \cdot \tau_{ch}$; а – $T_{nn} = 100$ мс, $T = 1$ мс; б – $T_{nn} = 20$ мс, $T = 5$ мс

Определение пороговых значений для заданной вероятности ложной тревоги. При отсутствии сигнала, на выходе коррелятора получаем гауссовский дискретный шумовой процесс n_k с нулевым средним значением. Дисперсия этого шума была задана единичной.

Для определения значений порога обнаружения H_p было проведено моделирование обработки сигнала при $N_\tau = 1024$ и различном числе некогерентных накоплений $N_{nn} = 2^s$ при $s = 0, 1 \dots 9$. Число опытов составило $N_p = 10^5$. На рис. 3 а, б показаны расчетные плотности распределения вероятности (ПРВ) статистики $R(i, j)$.

На рис. 4 показаны расчетные зависимости вероятности ложной тревоги от величины порога при различном количестве некогерентных накоплений. На рис. 5 показана зависимость порога обнаружения от количества некогерентных накоплений.

Выполненные исследования позволили получить соотношение для расчета порога обнаружения для заданного числа некогерентных накоплений и требуемой величины P_{FA} . Эмпирическая формула для случая приема сигналов СРНС ГЛОНАСС имеет следующий вид

$$H_P = a \cdot N_{nn}^{-b} + c, \tag{10}$$

где N_{nn} – количество некогерентных накоплений; a, b, c – коэффициенты, учитывающие заданную вероятность ложной тревоги P_{FA} . Значения коэффициентов представлены в таблице.

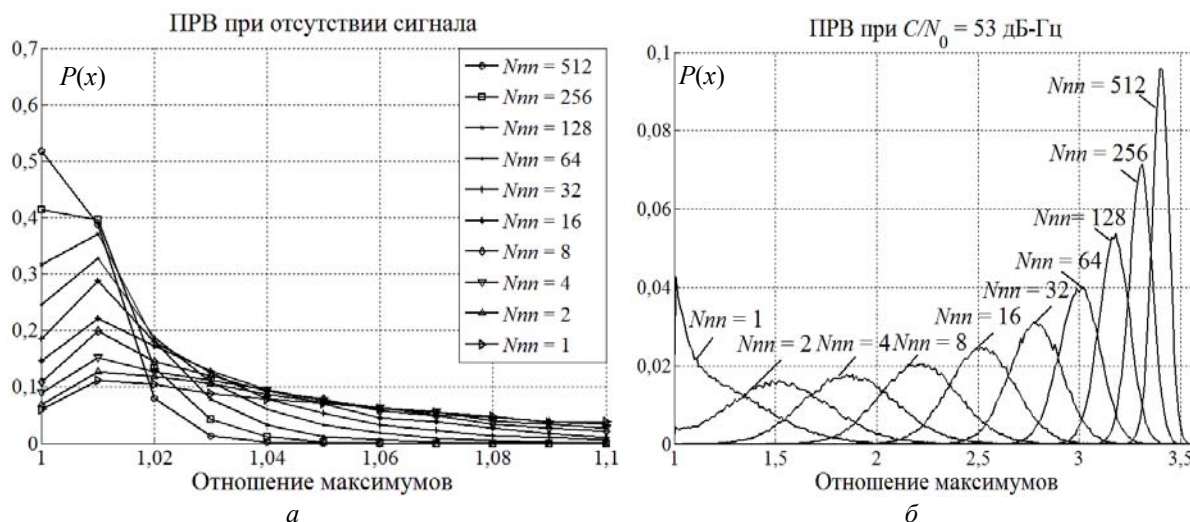


Рис. 3. Плотность распределения вероятности статистики $R(i, j)$ на выходе коррелятора для различного числа некогерентных накоплений: a – при отсутствии сигнала; b – при наличии сигнала, $C/N_0=53$ дБ-Гц

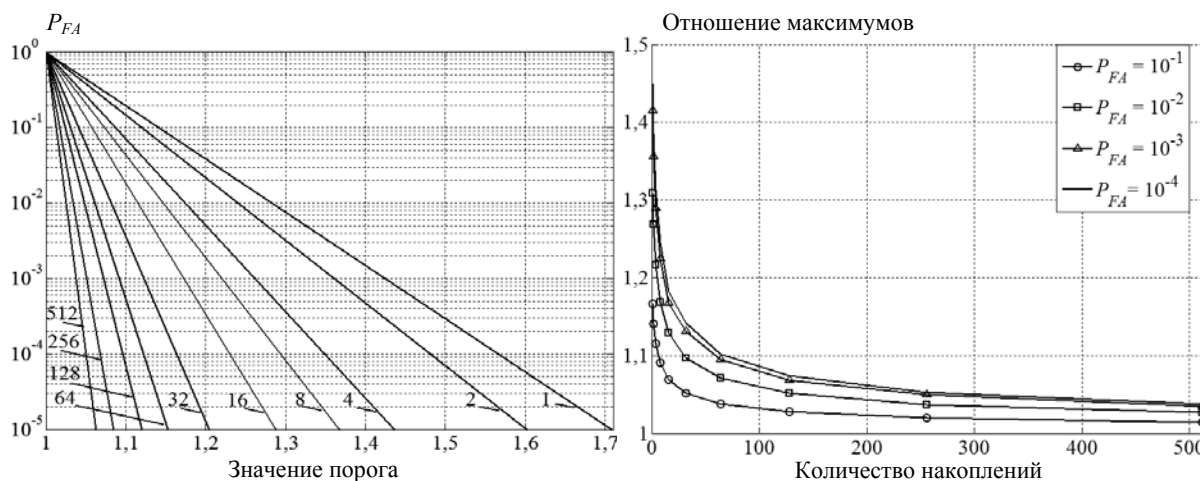


Рис. 4. Зависимость вероятности ложной тревоги от величины порога и числа накоплений

Рис. 5. Зависимость значения порога от числа некогерентных накоплений

Значения коэффициентов для определения порога

Коэффициент	$P_{FA}=10^{-1}$	$P_{FA}=10^{-2}$	$P_{FA}=10^{-3}$	$P_{FA}=10^{-4}$
a	0,2025	0,3676	0,4977	0,5558
b	0,2510	0,3061	0,3132	0,2496
c	0,9700	0,9727	0,9635	0,9141

Характеристики обнаружения. Используя полученные пороговые значения, было проведено моделирование процедуры поиска для определения характеристик обнаружения при различных вероятностях ложной тревоги P_{FA} . На рис. 6 представлены характеристики обнаружения для $P_{FA}=10^{-2}$ и $P_{FA}=10^{-4}$.

Заключение. В работе выполнен расчет характеристик обнаружения для блока поиска и обнаружения сигналов НКА СРНС в системе автономной навигации космического потребителя. Алгоритм обнаружения реализует процедуру последовательного поиска по частоте и параллельного по задержке при поиске сигналов НКА ГЛОНАСС. Путем прямого вероятностного моделирования рассчитаны зависимости плотности распределения вероятности решающей статистики от числа некогерентных накоплений при наличии и отсутствии сигнала в наблюдении на выходе коррелятора. Решающая статистика формируется в виде отношения двух уровней удаленных максимумов модуля корреляционного интеграла, что обеспечивает слабое влияние уровня шума на входе приемника на величину вероятности ложной тревоги.

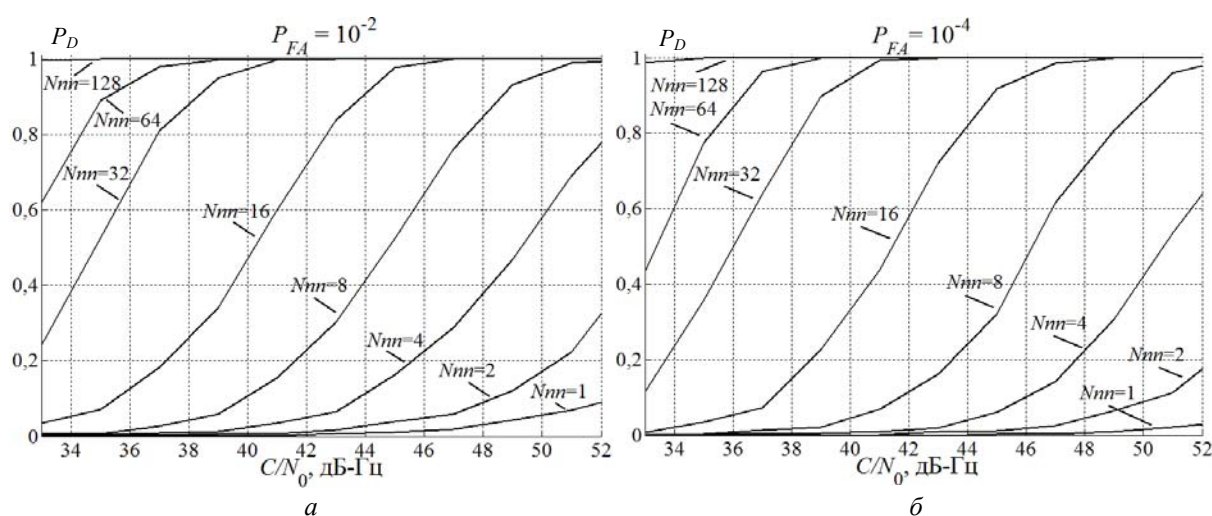


Рис. 6. Характеристики обнаружения для вероятности ложной тревоги: а – $P_{FA}=10^{-2}$; б – $P_{FA}=10^{-4}$

Приведены зависимости вероятности ложной тревоги от величины порога обнаружения и величины порога обнаружения от числа некогерентных накоплений.

Получены соотношения, связывающие величину порога с количеством некогерентных накоплений и требуемым значением вероятности ложной тревоги.

Работа выполнена в рамках проекта ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технического комплекса России на 2014–2020 годы», соглашение № 14.574.21.0101 (уникальный идентификатор RFMEFI57414X0101).

Литература

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. – 4-е изд., доп. – М.: Радиотехника, 2010. – 800 с.
2. Михайлов Н.В. Приемники спутниковой навигации космического базирования / Н.В. Михайлов, В.В. Чистяков. – Воронеж: Научная книга, 2014. – 124 с.
3. Сейдж Э.П. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении / Э.П. Сейдж, Дж. Мелс. – М.: Связь, 1976. – 496 с.
4. Geiger B.C. On the detection probability of parallel code phase search algorithms in GPS receivers / B.C. Geiger, M. Soudan, C. Vogel // Proc. IEEE Int. Sym. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (Istanbul). – Sep. 2010. – P. 864–869.

Кравец Алексей Павлович

Аспирант каф. радиотехнических систем (РТС) ТУСУР, мл. науч. сотрудник НИИ РТС ТУСУРа
Тел.: (382-2) 41-39-49
Эл. почта: kravets.rts@yandex.ru

Лебедев Виталий Юрьевич

Канд. техн. наук, зав. лабораторией НИЛ-РН НИИ РТС ТУСУРа
Тел.: (382-2) 41-39-49
Эл. почта: girs.tusur@mail.ru

Тисленко Владимир Ильич

Д-р техн. наук, профессор каф. РТС ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 41-39-49
Эл. почта: wolar1491@yandex.ru

Филимонов Владимир Андреевич

Аспирант каф. РТС, мл. науч. сотрудник НИИ РТС ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 41-39-49
Эл. почта: filimonov90va@gmail.ru

Шаврин Вячеслав Владимирович

Аспирант каф. РТС, мл. науч. сотрудник НИИ РТС ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 41-39-49
Эл. почта: svv281088@sibmail.com

Kravets A.P., Lebedev V.Yu., Tislenko V.I., Filimonov V.A., Shavrin V.V.

GLONASS navigation satellites signals search and acquisition for space-based navigation receivers

The article describes the method of GLONASS navigation satellites signals search and acquisition for space-based navigation receivers when a prior information about the visible navigation satellites is absent and the Doppler frequency is changed in wide range. The detection probabilities of parallel code phase search method for different false-alarm probability are presented.

Keywords: navigation signal, detection probability, coherent accumulation, non-coherent accumulation, false-alarm probability.

УДК 621.396.41

Н.Д. Малютин, А.Г. Лошилов, Е.И. Тренкаль, В.Н. Федоров

Полосковые управляемые меандровые линии задержки

Приведены результаты исследования компактных управляемых меандровых линий задержки. Устройства построены в виде отрезков связанных линий с сильно неуравновешенной электромагнитной связью. Такие структуры при управлении параметрами имеют по крайней мере два состояния с одинаковым характеристическим сопротивлением, что позволяет управлять задержкой импульсных сигналов, сохраняя согласование с внешними цепями и обеспечивая низкий уровень потерь.

Ключевые слова: связанные полосковые линии, меандровые линии, управление временем задержки, неуравновешенная электромагнитная связь.

Полосковые линии передачи, свернутые в меандр, позволяют сократить размеры устройств, предназначенных для коррекции зависимости группового времени запаздывания от частоты $\tau(f)$ [1, 2]. Другие применения меандровых линий с ограниченными размерами витков: выравнивание времени задержки каналов распространения импульсов [3–11]; возбуждения рупорных антенн [12]; построение плавных и дискретных фазовращателей [14–17]; уменьшения размеров резонаторов селективных фильтров на основе ВТСП материалов [16] и др.

В данной работе рассмотрены управляемые линии задержки, содержащие полосковый меандровый проводник, связанный со сплошной полоской, и регулирующие элементы [16]. Такая структура имеет ряд особенностей, дающих возможность уменьшить размеры устройства при сохранении согласования при управлении параметрами с внешними цепями в широкой полосе частот [17].

Конструкция полосковой структуры и схема управления. Конструкция полосковой структуры, примененной для построения управляемых меандровых линий задержки, рассмотрена в работе [14] (рис. 1). Она включает меандровую линию 1 на подложке 2, связанную со сплошной полоской 4 на подложке 3, находящуюся под «плавающим» потенциалом, и экраны 5 и 6 (см. рис. 1). Показано, что изменение потенциала на полоске 4 путем шунтирования ее с помощью емкостей приводит к изменению фазового сдвига. Это свойство использовано для конструирования фазовращателей.

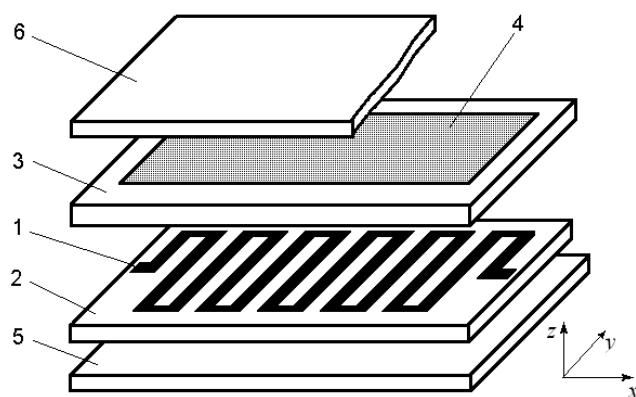


Рис. 1. Конструкция полосковой структуры типа «меандровая линия, связанная со сплошной полоской»: 1 – меандровая линия; 2, 3 – подложки из диэлектрика; 4 – сплошная (управляющая) полоска, перекрывающая меандровый проводник, находящаяся под «плавающим» потенциалом; 5, 6 – экранирующие пластины

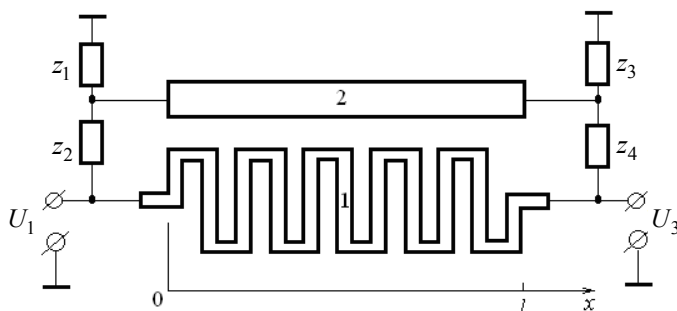


Рис. 2. Эквивалентная схема линии задержки на основе двухпроводной связанной линии

Полоска 4 в конструкции рис. 1 названа нами управляющей. В нее включаются сосредоточенные элементы (варикапы, $p-i-n$ -диоды, транзисторы), имеющие эквивалентные сопротивления z_1, z_2, z_3, z_4 (рис. 2).

Изменение z_1, z_2, z_3, z_4 приводит к регулировке параметров. Особенность структуры и схемы состоит в том, что при $z_1, z_3 \rightarrow 0, z_2, z_4 \rightarrow \infty$ время задержки максимально, а при $z_1, z_3 \rightarrow \infty, z_2, z_4 \rightarrow 0$ – минимально, согласование же с внешними цепями сохраняется [18].

Результаты расчета и экспериментальные данные. Топология слоев меандровой линии задержки показана на рис. 3. Проводники расположены на разных сторонах подложки толщиной 1 мм с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 10$.

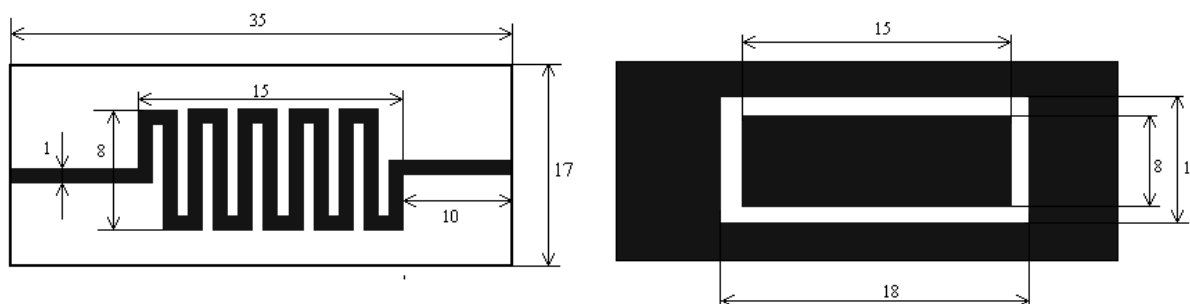


Рис. 3. Топология проводников

Расчет первичных параметров проведен по методике, опубликованной в работах [16, 17]. Матрицы погонных емкостей и индуктивностей получены следующие:

$$C = \begin{bmatrix} 6,08 & -5,602 \\ -5,602 & 8,299 \end{bmatrix} \cdot 10^{-10}, \text{ Ф/м}, \quad L = \begin{bmatrix} 27,43 & 2,899 \\ 2,899 & 7,705 \end{bmatrix} \cdot 10^{-7}, \text{ Гн/м}.$$

Матрицы погонных сопротивления и проводимостей:

$$R = \begin{bmatrix} 1,5 & 0 \\ 0 & 0,5 \end{bmatrix}, \text{ Ом/м}, \quad G = \begin{bmatrix} 10^{-4} & 0 \\ 0 & 10^{-4} \end{bmatrix}, \text{ См/м}$$

В среде Mathcad были рассчитаны частотные зависимости в диапазоне от 0 до 4 ГГц: вносимого затухания L_p управляемой меандровой линии при $z_1, z_3 \rightarrow \infty; z_2, z_4 \rightarrow 0$, когда время задержки минимально (рис. 4, а, сплошная линия), а при $z_1, z_3 \rightarrow 0; z_2, z_4 \rightarrow \infty$ – максимально (рис. 4, б, сплошная линия); фазового сдвига ϕ , соответствующего вышеприведенным режимам (рис. 5, а, б, сплошные линии).

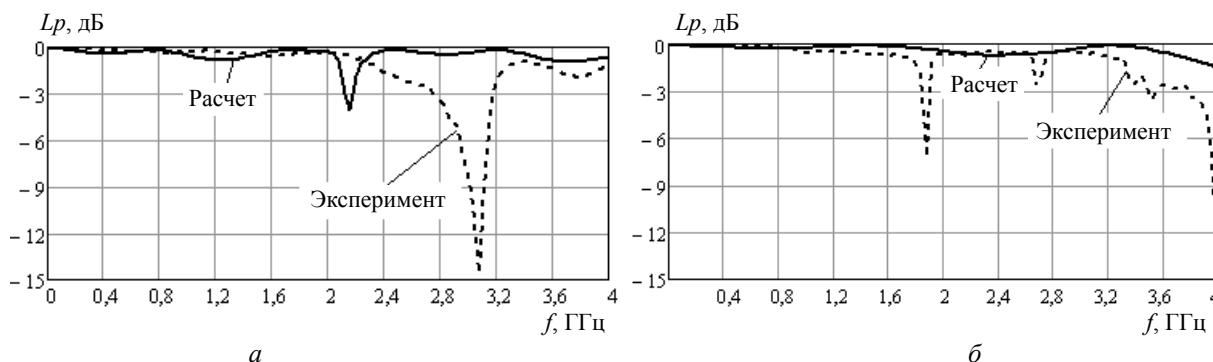


Рис. 4. Зависимость коэффициента затухания L_p управляемой линии задержки в диапазоне от 0 до 4 ГГц, расчет и эксперимент: а – при $z_1, z_3 \rightarrow 0, z_2, z_4 \rightarrow \infty$ – время задержки максимально; б – $z_1, z_3 \rightarrow \infty, z_2, z_4 \rightarrow 0$ – минимально

Был изготовлен макет управляемой линии задержки и измерены частотные зависимости L_p и ϕ при минимальной и максимальной задержке (рис. 4–6). Измерения проводились на векторном анализаторе цепей OBZOR-804/1. Измерения показали, что до частоты 1,9 ГГц линия задержки вносит

достаточно малое затухание. Отличие экспериментальных характеристик от расчетных объясняется тем, что в расчетах не было учтено влияние собственного резонанса управляющей полоски в области УВЧ (см. рис. 4, 5) в обоих режимах работы. Моделирование с учетом электродинамических процессов подтвердило это предположение.

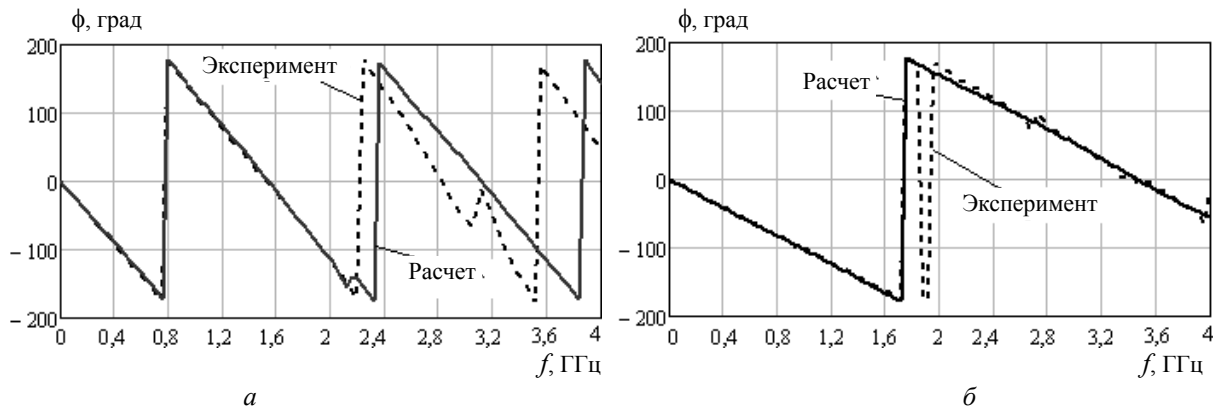


Рис. 5. Зависимость фазового сдвига ϕ управляемой линии задержки в диапазоне до 4 ГГц, расчет и эксперимент: *а* – при $z_1, z_3 \rightarrow \infty, z_2, z_4 \rightarrow 0$; *б* – $z_1, z_3 \rightarrow 0, z_2, z_4 \rightarrow \infty$

При помощи осциллографа DSA-8300 были сняты переходные характеристики управляемой линии задержки (рис. 6), где U_1 – сигнал на входе меандровой линии задержки, а U_2 – на выходе: *а*) при максимальной задержке; *б*) при минимальной задержке сигнала. Из осциллограмм рис. 6 видно, что величина управляемой задержки составила 195 ± 2 пс. Важно, что при этом не происходит существенного искажения воздействующего импульса, поскольку в диапазоне $0 \dots 1,8$ ГГц вносимое затухание невелико, а фазочастотная характеристика остается линейной. Это свидетельствует о приблизительном равенстве характеристических сопротивлений полосковой структуры при управлении параметрами как при воздействии гармонического сигнала (см. рис. 4, 5), так и при импульсном воздействии (см. рис. 6).

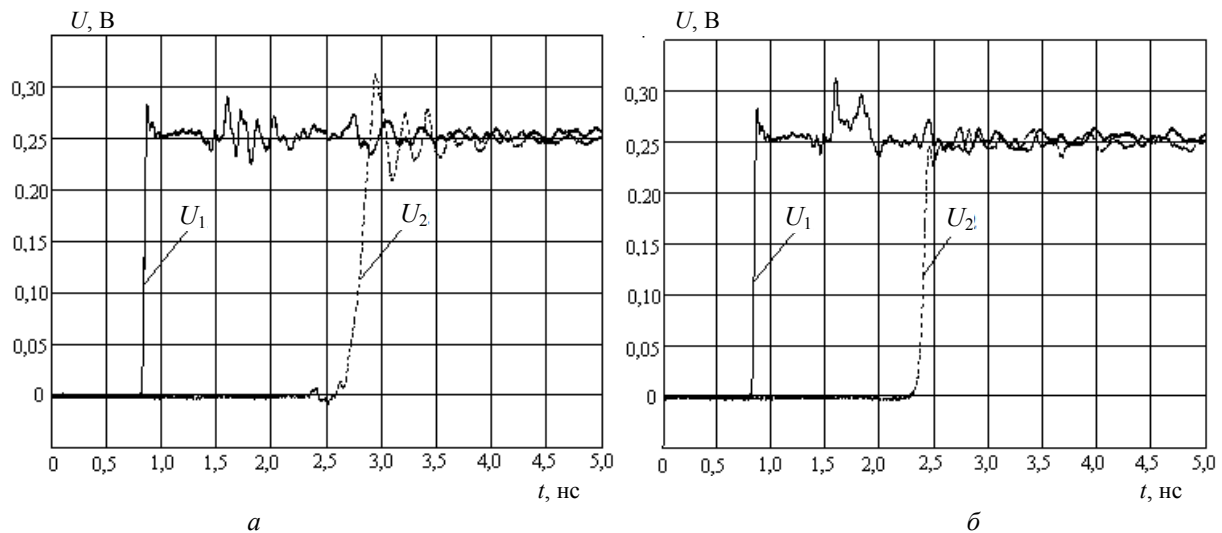


Рис. 6. Переходная характеристика управляемой линии задержки: U_1 – на входе меандра, U_2 – на выходе меандровой линии задержки: *а* – при $z_1, z_3 \rightarrow \infty; z_2, z_4 \rightarrow 0$ (время задержки максимально); *б* – при $z_1, z_3 \rightarrow 0; z_2, z_4 \rightarrow \infty$ (время задержки минимально)

Заключение. Таким образом, результаты исследования показали, что компактные управляемые меандровые линии задержки, построенные на основе отрезков связанных линий с сильно неуравновешенной электромагнитной связью, имеют, по крайней мере, два состояния с одинаковым характеристическим сопротивлением, что позволяет управлять задержкой импульсных сигналов, сохраняя согласование с внешними цепями и обеспечивая низкий уровень потерь.

Литература

1. Pregla R. Die Mäanderleitung als Laufzeitausgleichsschaltung // AEÜ. – 1967. – № 23. – P. 219–227.
2. Pregla R. Gruppenlaufzeitausgleich mit Mäanderleitungen für Nachrichtensysteme mit Rundhohlleitern // AEÜ. – 1970. – № 9. – P. 381–388.
3. Malyutin N.D. Calculation of cross-sectional dimensions of meander delay lines / N.D. Malyutin, P.A. Vorob'ev // Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenij. Radioelektronika. – 1976. – № 2 (19). – P. 103–105.
4. Wu R.B. Laddering wave in serpentine delay line / Ruey-Beei Wu., Fang-Lin Chao // IEEE Components, Packaging, and Manufacturing Technology. – 1995. – № 4 (18). – P. 644–650.
5. The effect of loss-tangent on laddering behavior in delay lines / A. Kabiri, M. Bait-Suwailam, M.H. Kermani, O.M. Ramahi // Progress In Electromagnetics Research Letters. – 2009. – Vol. 12. – P. 161–170 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.jpier.org/pierl/pier.php?paper=09102503>, свободный (дата обращения: 16.11.2015).
6. Fang-Lin Chao. Measurement of Laddering Wave in Lossy Serpentine Delay Line // International Journal of Applied Science and Engineering. – 2006. – № 3 (4). – P. 291–295.
7. A Delay line circuit design for crosstalk minimization using genetic algorithm / Chaeho Chung, Soobum Lee, Byung Man Kwak, Gawon Kim, Joungho Kim // IEEE Transactions on computer-aided design of integrated circuits and systems. – 2008. – № 3 (27). – P. 578–583.
8. Rubin B.J. Study of meander line delay in circuit boards / B.J. Rubin, B. Singh // IEEE Trans. on microwave theory and techn. – 2000. – № 9 (48). – P. 1452–1460.
9. Kabiri A. Design of a controllable delay line / A. Kabiri, Q. He, M.H. Kermani, O.M. Ramahi // IEEE Trans. on advanced packaging. – 2010. – № 4 (33). – P. 1080–1087.
10. Ramahi O.M. Analysis of Conventional and novel delay lines: a numerical study // Applied Computational Electromagnetics Society Journal. – 2003. – № 3. – P. 181–190.
11. Распространение импульса в меандровой линии с неоднородным диэлектрическим заполнением без искажений его формы перекрестными наводками / Р.С. Суровцев, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 4 (34). – С. 34–38.
12. Грачёв Г.Г. Исследование двух способов возбуждения меандровых линий / Г.Г. Грачёв, В.А. Калошин // Журнал радиоэлектроники. – 2001. – № 3 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/iso/mar11/5/text.html>, свободный (дата обращения: 15.11.2015).
13. Hejazi Z.M. EM full-wave analysis and testing of novel quasi-elliptic microstrip filters for ultra narrowband filter design // Progress in electromagnetics research. – 2008. – № 85. – P. 261–288.
14. Vorob'ev, P.A. Quasi-T-waves in devices using coupled strip lines with unbalanced electromagnetic coupling / P.A. Vorob'ev, N.D. Malyutin, V.N. Fedorov // Radio Engineering and Electronic Physics (English translation of Radiotekhnika i Elektronika). – 1982. – Vol. 27, is. 9. – P. 38–44.
15. Малютин Н.Д. Аналоговый фазовращатель дециметрового диапазона / Н.Д. Малютин, А.Н. Сычев // Приборы и техника эксперимента. – 1987. – № 4. – 244 с.
16. Малютин Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе / Н.Д. Малютин. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1990. – 164 с.
17. Сычев А.Н. Управляемые СВЧ-устройства на многомодовых полосковых структурах / А.Н. Сычев. – Томск: Том. гос. ун-т, 2001. – 318 с.
18. Effect of multiple changes of phase and group velocity of traveling waves in the microwave broadband devices based on strip structures with a strongly unbalanced electromagnetic coupling / N.D. Maljutin, A.G. Loschilov, A.N. Sychev, A.N. Maljutina // CriMiCo 2014 – 24-th International Crimean conference microwave and telecommunication technology: conference proceedings. – Sevastopol, Crimea, Ukraine, 2014. – P. 567–569.

Малютин Николай Дмитриевич

Д-р техн. наук, профессор, директор НИИ систем электросвязи ТУСУРа

Тел.: +7-913-854-48-48

Эл. почта: ndm@main.tusur.ru

Лошилов Антон Геннадьевич

Канд. техн. наук, зав. каф. конструирования узлов и деталей РЭА (КУДР) ТУСУРа

Тел.: +7-906-947-69-20

Эл. почта: yogl@mail.ru

Тренкаль Евгений Игоревич

Аспирант каф. КУДР

Тел.: +7-913-816-57-16

Эл. почта: trenkal@mail.ru

Федоров Вячеслав Николаевич

Канд. техн. наук, докторант каф. КУДР, доцент каф. радиотехники и информационных технологий

Северо-Восточного федерального университета, Якутск

Тел.: +7-914-224-89-74

Эл. почта: fvnsvfu@mail.ru

Malyutin N.D., Loschilov A.G., Trenkal E.I., Fedorov V.N.

Meander Microstrip Controlled Delay Lines

In the article authors present the results of the investigation of compact Meander Controlled Delay Lines. The devices are designed as coupled lines segments with strongly unbalanced electromagnetic coupling. In the parameters management, such structures have at least two states with the same characteristic impedance, that allows to control the delay of pulse signals, while maintaining the matching with external circuits and providing a low level of losses.

Keywords: coupled strip lines, meander lines, delay time control, unbalanced electromagnetic coupling.

УДК 534.874.2

Н.П. Красненко, А.Н. Кудрявцев, А.С. Раков, Д.С. Раков

Исследование характеристик мощной излучающей акустической антенной решетке

Приведены результаты экспериментальных и теоретических исследований характеристик мощной излучающей акустической антенной решетке для атмосферных приложений. Описана методика проведения расчетов и исследований. Подтверждена правильность расчетов диаграммы направленности решетки. Приведены основные характеристики созданной антенной решетки.

Ключевые слова: антенная решетка, диаграмма направленности, звуковое давление, дальность действия, мощность.

Акустические антенные решетки на сегодняшний день являются достаточно востребованными и универсальными для применения в различных фундаментальных и прикладных задачах атмосферной акустики. Так, например, они успешно применяются в системах дистанционного акустического зондирования атмосферы [1, 2]. Другим направлением их практического применения является звуковое вещание [3] как инструмент информационного и психологического воздействия на людей.

Исследование и анализ характеристик разрабатываемых акустических антенных решеток с целью синтеза оптимальных конфигураций и конструкций является актуальной задачей. Здесь помимо общих теоретических вопросов расчета решеток, в основном соответствующих скалярной теории расчета решеток в радиодиапазоне, имеется и чисто акустическое взаимное влияние элементов решетки, которое весьма затруднительно учесть.

В работах [4, 5] приводилось описание некоторых, разработанных авторами моделей акустических антенных решеток. Ниже проведем исследования характеристик плоской излучающей акустической антенной решетки, состоящей из 91 элемента и собранной по гексагональной схеме (рис. 1).

В качестве отдельных элементов решетки использованы рупорные пьезоэлектрические преобразователи (громкоговорители) [6], создающие максимальное акустическое давление на резонансной частоте 2350 Гц до 115 дБ на расстоянии 1 м. Их амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) приведена на рис. 2. Диаметр рупора 85 мм.



Рис. 1. Внешний вид 91-элементной антенной решетки с лицевой стороны

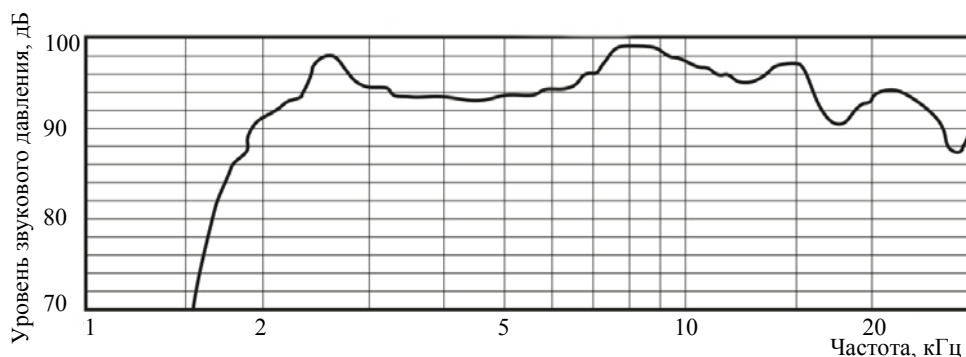


Рис. 2. АЧХ единичного излучателя [6]

Выбор типа преобразователей обусловлен такими достоинствами пьезоэлектрических громкоговорителей, по сравнению с электродинамическими, как меньшая масса и больший КПД.

Целью проведенных экспериментальных исследований было измерение в натуральных условиях следующих характеристик антенной решетки: диаграммы направленности для рабочих частот, ам-

плитудно-частотной характеристики, уровня звукового давления в зависимости от расстояния до антенной решетки для различных значений подаваемой мощности сигнала.

Методики и результаты исследований. Экспериментальное оборудование включало в себя переносной компьютер типа ноутбук, с установленным специальным программным обеспечением; осциллограф для отслеживания уровня подаваемого сигнала; шумомер для измерения уровня звукового давления и непосредственно анализируемую излучающую антенную решетку.

Процесс измерения характеристик антенной решетки проходил следующим образом. Антенная решетка устанавливалась на треноге на площадке, так чтобы ось решетки была на высоте 6 м над уровнем земли. Микрофон шумомера располагался в дальней зоне на расстоянии 20 м от антенной решетки и также на мачте на высоте 6 м. Данное расположение микрофона и антенной решетки позволяло минимизировать влияние подстилающей поверхности на распространяющуюся звуковую волну. Эксперимент проводился при отсутствии ветра, а также при минимуме фонового окружающего шума.

При измерении АЧХ с помощью специального программного обеспечения в компьютере формировался шумоподобный сигнал и подавался на вход антенной решетки для излучения. Уровень создаваемого звукового давления фиксировался измерительным шумомером и передавался на компьютер, где происходила его дальнейшая обработка.

На рис. 3 представлена амплитудно-частотная характеристика антенной решетки, полученная в процессе эксперимента. Анализируя полученный результат, можно сделать вывод, что разработанная антенная решетка имеет неравномерную амплитудно-частотную характеристику в области речевого диапазона звуковых частот. На низких частотах имеется провал, обусловленный амплитудными характеристиками единичных излучателей (рис. 2). Можно сделать вывод, что данную антенную решетку можно эффективно использовать на частотах от 2 до 10 кГц, т.е. в области наиболее равномерного распределения звукового давления амплитудно-частотной характеристики.

Измерения характеристики направленности решетки проходили в следующем порядке. С помощью специального программного обеспечения формировался звуковой сигнал заданной частоты, подавался на антенную решетку и излучался в атмосферу. Далее с помощью шумомера фиксировался уровень принимаемого звукового давления на данной частоте. После этого антенная решетка поворачивалась на определенный угол в горизонтальной плоскости и процесс излучения сигнала и замера звукового давления повторялся. Данная процедура повторялась до тех пор, пока не пройден сектор углов от минус 90 до плюс 90 град относительно оси антенной решетки. Далее полученные данные заносились в компьютер, где происходили их обработка и сравнение с теоретическими расчетами.

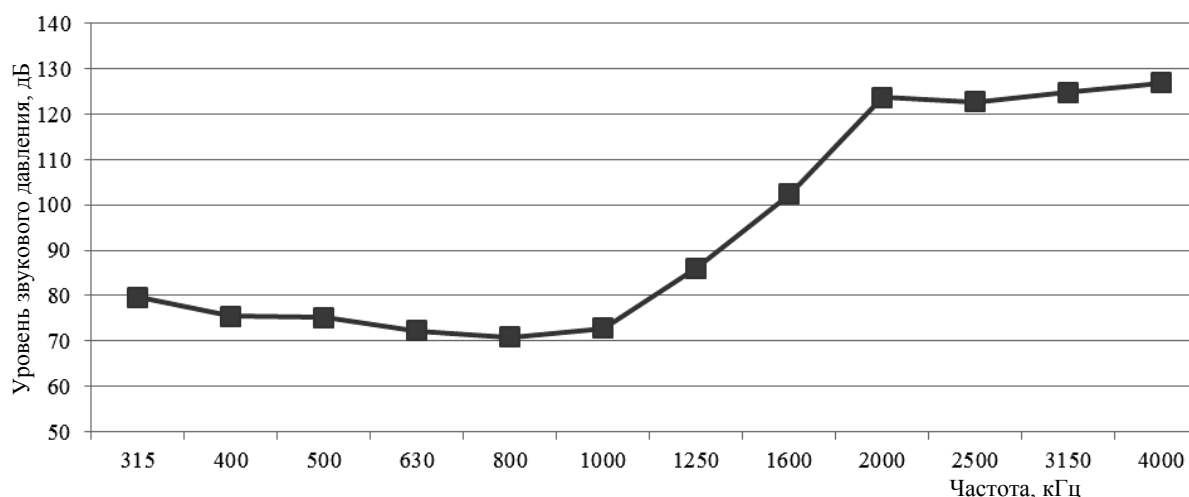


Рис. 3. Амплитудно-частотная характеристика антенной решетки на расстоянии 20 м

Измерения и теоретические расчеты диаграммы направленности (ДН) решетки проводились для частот 2500 (рис. 4) и 5000 Гц.

Теоретический расчет ДН проводился следующим образом. Акустическая антенная решетка представляет собой матрицу из размещенных с определенным шагом единичных излучателей.

Для приемника расположенного в дальней зоне антенной решетки, разность хода лучей от центра излучения решетки и конкретного излучателя до точки наблюдения с угловыми координатами θ и φ будет равна

$$\Delta r = i \times d_x \sin(\theta) \cos(\varphi) + j \times d_y \sin(\theta) \sin(\varphi), \quad (1)$$

где d_x, d_y – шаг решетки по оси OX и OY соответственно, i, j – порядковый номер излучателя.

В дальней зоне акустическое поле антенной решетки представляет собой сумму полей каждого отдельного элемента, и его можно представить в виде произведения диаграммы направленности единичного элемента на множитель направленности антенной решетки:

$$A(R) = F_{\text{эл}}(\theta, \varphi) f_{\Sigma}(\theta, \varphi) \frac{e^{-jkR}}{R}, \quad (2)$$

где $F_{\text{эл}}(\theta, \varphi)$ – диаграмма направленности единичного элемента, $f_{\Sigma}(\theta, \varphi)$ – множитель решетки.

В рассматриваемой системе координат в дальней зоне диаграммы направленности единичных излучателей $F_{\text{эл}}(\theta, \varphi)$ различаются на величину Δr (1). В общем случае, делая предположение, что амплитуда возбуждения единичного элемента может различаться, множитель решетки можно записать следующим образом:

$$f_{\Sigma}(\theta, \varphi) = \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{n-1} |P_{i,j}| e^{jk\Delta r_{i,j}}, \quad (3)$$

где i, j – порядковый номер излучателя; $P_{i,j}$ – амплитуда единичного элемента, которая в расчетах ниже принималась одинаковой.

Результаты анализа показывают, что в пределах главного лепестка ДН решетки, отмечается хорошее совпадение теоретических и экспериментальных данных. Уровень боковых лепестков в экспериментальных данных оказался более высоким, чем по теории, что можно объяснить неучитываемой в расчетах неидентичностью используемых единичных элементов решетки, а также наличием фонового окружающего шума, который с увеличением угла отклонения оси антенны становится все более значимым в результатах измерений.

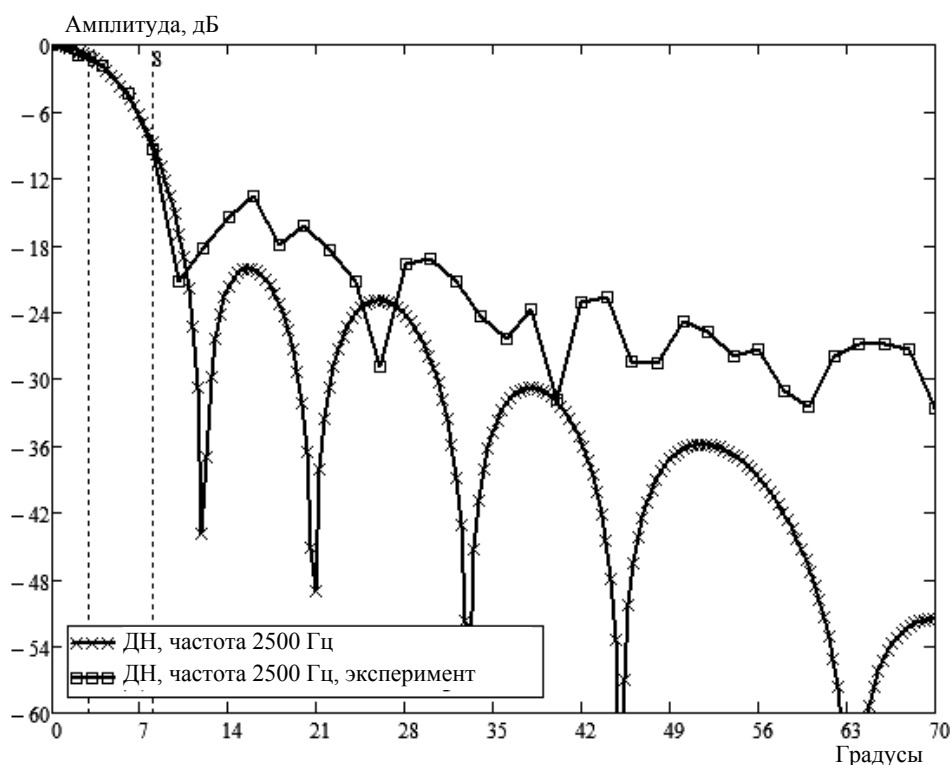


Рис. 4. Диаграмма направленности антенной решетки на частоте 2500 Гц

Исследование уровня звукового давления, развиваемого антенной решеткой, проводилось по следующему алгоритму. Шумомер располагается на выбранном расстоянии по оси антенной решетки.

ки. С выхода управляющего компьютера сигнал заданной частоты подавался на вход усилителя мощности и далее на элементы антенной решетки. С помощью регулятора громкости производилось изменение уровня сигнала, которое контролировалось с помощью осциллографа. Измерения проводились в диапазоне 10–100% подаваемой электрической мощности сигнала на антенную решетку. Для каждой выбранной частоты проводились измерения на различных расстояниях от антенной решетки.

Результаты измерений уровня звукового давления антенной решетки для частоты 2500 Гц и расстояний от 10 до 200 м приведены на рис. 5. Видно, что с увеличением подводимой мощности происходит насыщение создаваемого уровня звука. Это, вероятно, происходит из-за наличия нелинейных эффектов, возникающих при мощном звуке. Можно рассчитать ослабление звука на различных дистанциях при различной подаваемой мощности. В частности, из данного рисунка видно, что затухание звука при увеличении расстояния в 2 раза не спадает на 6 дБ, как было бы при распространении сферической волны в свободном пространстве. Возникающая разница в ослаблении как раз и говорит о величине дополнительного ослабления звука, вызванного влиянием нелинейных эффектов, подстилающей поверхности, а также метеорологических условий в момент проведения эксперимента.

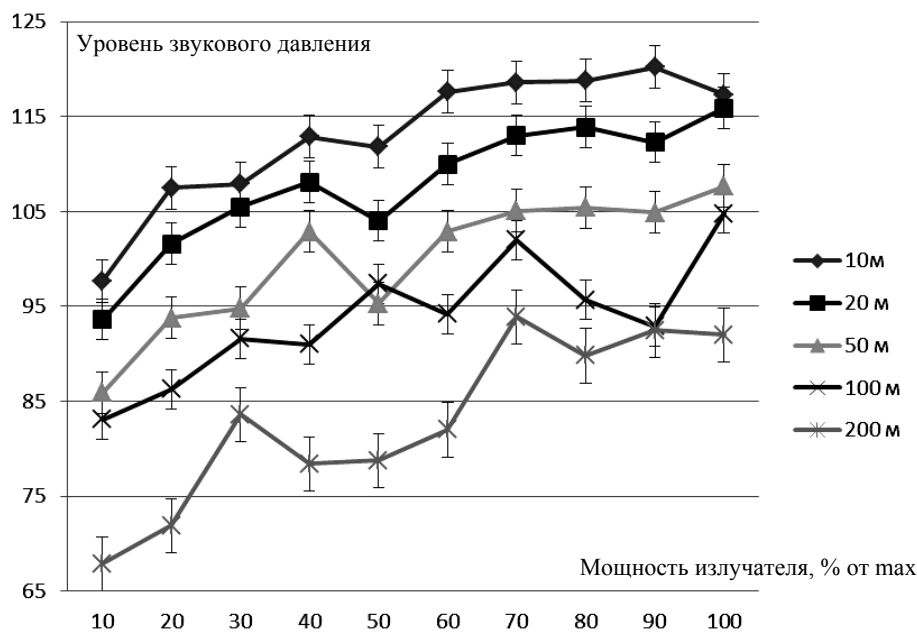


Рис. 5. Уровень звукового давления антенной решетки в зависимости от подаваемой мощности сигнала, для различных расстояний

Заключение. В статье представлены результаты разработки и исследований мощной излучающей акустической антенной решетки для атмосферных приложений. Приведены результаты измерений амплитудно-частотной характеристики, диаграммы направленности, а также зависимости уровня звукового давления антенной решетки на различных расстояниях. Методики, описанные в данной статье, можно использовать при разработке и исследованиях любых других акустических антенных решеток для атмосферных исследований. Характеристики решетки приведены в таблице.

Характеристики мощной излучающей 91-элементной акустической антенной решетки

Потребляемая электрическая мощность, Вт	1000
Максимальное акустическое давление, дБ/1м	155
Габариты, мм	950×900×200
Ширина ДН	15° ... 7° (2000 ... 5000 Гц)
Резонансная частота, Гц	2350 Гц
Диапазон рабочих температур, °С	-30 ... +40 °С
Дальность вещания	Не менее 1500 м

Разработанная антенная решетка по своим характеристикам превосходит известный аналог LRAD1000 [7] компании LRAD Corporation и имеет примерно равные характеристики в сравнении с моделью излучателя HS-24 [8] компании Ultra Electronics USSI.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 14-02-31238/мол_а.

Литература

1. Bradley S.G. Atmospheric acoustic remote sensing: principles and applications. – Florida, USA: CRC Press / Taylor&Francis Group, 2007. – 296 p.
2. Atmospheric Systems Corporation [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://minisodar.com>, свободный (дата обращения: 30.06.2015).
3. Красненко Н.П. Дальнее звуковое вещание: проблемы, итоги, возможности / Н.П. Красненко // Сверхширокополосные сигналы в радиолокационных и акустических системах: конспекты лекций / Науч. совет по распространению радиоволн. – Муром: Полиграф. центр МИ ВлГУ, 2006. – С. 96–115.
4. Мощные излучающие акустические антенные решетки / Н.П. Красненко, А.С. Раков, и др. // Приборы и техника эксперимента. – 2012. – № 3. – С. 129–130.
5. Мощные акустические антенные решетки / Н.П. Красненко, А.Н. Кудрявцев, А.С. Раков и др. // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2013. – № 4(30). – С. 86–90.
6. Model KSN 1165A Bullet Tweeter. Datasheet [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.bestgroupstechnologies.com/doc/KSN-1165A-Datasheet.pdf>, свободный (дата обращения: 30.06.2015).
7. LRAD1000 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.lradx.com/lrad_products/lrad-1000/, свободный (дата обращения: 30.06.2015).
8. Акустическая пушка HS-24 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.hyperspike.ru/products/ahd/hs-24/>, свободный (дата обращения: 30.06.2015).

Красненко Николай Петрович

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. радиотехнических систем ТУСУРа,
гл. науч. сотрудник Института мониторинга климатических и экологических систем (ИМКЭС) СО РАН
Тел.: +7 (382-2) 49-24-18
Эл. почта: krasnenko@imces.ru

Кудрявцев Андрей Николаевич

Ведущий электроник Института оптики атмосферы СО РАН
Тел.: +7 (382-2) 49-20-24 (доб. 1031)
Эл. почта: zoxu1@yandex.ru

Раков Александр Сергеевич

Мл. науч. сотрудник ИМКЭС СО РАН
Тел.: +7 (382-2) 49-20-24 (доб. 1031)
Эл. почта: dipol@ngs.ru

Раков Денис Сергеевич

Канд. техн. наук, науч. сотрудник ИМКЭС СО РАН
Тел.: +7 (382-2) 49-20-24 (доб. 1031)
Эл. почта: rakov@imces.ru

Krasnenko N.P., Kudryavtsev A.N., Rakov A.S., Rakov D.S.

Investigation of the characteristics of a high-power transmitting acoustic antenna array

Results of experimental and theoretical investigations of the characteristics of a high-power transmitting acoustic antenna array intended for atmospheric applications are presented. The method of investigation and calculation is described. The validity of the calculated antenna directional pattern has been confirmed. The main parameters of the developed antenna array are given.

Keywords: antenna array, antenna directional pattern, sound pressure level, maximum sounding range, power.

УДК 004.356.2

В.И. Туев, Н.Д. Малютин, А.Г. Лоцилов, С.А. Артищев, А.Е. Здрок, А.М. Аллануров, А.А. Бомбизов, С.П. Караульных, И.М. Макаров, А.В. Убайчин

Исследование возможностей применения аддитивной принтерной технологии формирования пленок органических и неорганических материалов электроники

Проведен обзор современного состояния исследований по развитию принтерных (плоттерных) технологий в электронике. Рассмотрены особенности технологии получения металлических проводников, пленок органических полупроводников и диэлектриков. Даны классификация и краткое описание технологического оборудования для печати неорганическими и органическими растворами (чернилами). Описаны технологии печати транспортных и светоизлучающих слоев, изолирующих пленок, проводящих металлических слоев. Уделено внимание средствам измерения параметров пленок и функциональных устройств печатной электроники. Приведена информация об усовершенствовании плоттеров.

Ключевые слова: принтерные технологии, технология печати металлических проводников, пленки органических полупроводников, плоттеры для нанесения пленок контактным способом, технология печати транспортных слоев, технология печати светоизлучающих слоев, технология печати диэлектрических пленок, измерения параметров пленок и устройств печатной электроники, модернизация плоттеров.

Аддитивные технологии в машиностроении, электронике и других отраслях базируются на способе формирования модели или готовой к применению детали путем последовательного добавления материала к первому слою заготовки. Название имеет происхождение от английского термина *add* – добавлять. До недавнего времени более распространенными были субтрактивные технологии, при которых «лишний» материал удаляется с целью получения нужной формы детали. Проблемам развития аддитивных технологий в машиностроении посвящено большое число работ [1–4].

В настоящей работе отражены вопросы развития аддитивных технологий в электронике [5–15], уровень развития которых, на взгляд авторов, пока уступает уровню аддитивных технологий изготовления изделий из металлов и пластиков в машиностроении и приборостроении.

Развитие принтерной печати, появившейся как средство отображения текста и различных изображений на бумаге или ином носителе, в настоящее время идет по разным направлениям. Почти взрывообразно по исторической шкале времени найдены новые области применения, что стимулировало разработку новых конструкций принтеров и технологий. От печатания полноцветных плоских 2D-изображений – до создания 3D-реальных конструкций – таков сегодняшний диапазон применения принтерных технологий. Расширены также научно-технические, производственные и бытовые области применения принтерных методов решения разнообразных задач. Выделяя функциональное назначение как главный признак принтерных технологий, можно классифицировать их следующим образом:

- отображение информации в статическом виде на различных основаниях (бумага, полимерные пленки, керамика, металлы и т.п.);
- создание 3D-конструкций путем послойного «выращивания» изделия из наносимого материала;
- нанесение на подложки функциональных элементов путем формирования наноразмерных пленок полупроводников, металлов, диэлектриков, 2D-печать.

В настоящее время развитие всех трех видов принтерных технологий в той или иной степени базируется на достижениях в области нанотехнологий и наноматериалов [5–15]. Направление создания функциональных элементов с применением принтеров относится, с учетом сказанного, к нанoeлектронике. Это направление находится в стадии достаточно динамичного развития, поэтому исследования и разработки в данной области нанотехнологий – актуальная задача.

В 2012–2014 гг. в Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР) и Национальном исследовательском Томском государственном университете

(НИ ТГУ) проведен цикл исследований, направленных на применение принтерной технологии для изготовления органических светодиодов [11–14]. Параллельно с этим разрабатывались образовательная программа профессиональной переподготовки и учебно-методический комплекс в области формирования покрытий и материалов методами струйной принтерной печати [15].

Развитие принтерных технологий функциональной электроники в России осуществляют также компания «Остек» [10], ОАО «ЦНИИ «Циклон» [16], ОАО Научно-исследовательский институт полупроводниковых приборов (НИИ ПП), ООО «Акколаб» [17], Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина) (СПбГЭТУ «ЛЭТИ») [18].

Решению задач НИОКР и образовательного проекта [11–15] предшествовал анализ состояния разработок и производства принтерных технологий в Российской Федерации. Наиболее продвинутой в данной области является группа компаний САН, созданная 1 марта 1998 г. [19]. В САН налажено производство чернил, принтеров и программного обеспечения для реализации печати. Работает единственный в России и СНГ завод по производству чернил и высокотехнологичных химических продуктов, завод по производству оборудования цифровой струйной печати. САН содержит отдел разработок высокотехнологичного оборудования цифровой печати, электроники и программного обеспечения.

Для реализации аддитивной принтерной технологии электроники имеет большое значение решение проблемы создания материалов, пригодных для получения растворов (чернил) с заданными параметрами. Задачи этого плана решаются в Федеральном государственном бюджетном учреждении науки Институте высокомолекулярных соединений (ИВМС) Российской академии наук (г. Санкт-Петербург) [12], в Институте проблем химической физики (ИПХФ), г. Черноголовка [20–23], в Федеральном государственном бюджетном учреждении науки Институте синтетических полимерных материалов им. Н.С. Ениколопова Российской академии наук (ИСПМ РАН), г. Москва [24–26].

В ИПХФ [27] созданы новые низкомолекулярные и полимерные органические электролюминесцентные материалы, излучающие в синей, зеленой и красной областях спектра, предназначенные для использования в электролюминесцентных экранах и других устройствах отображения информации. Электролюминесцентные материалы пригодны к изготовлению тонких пленок как методами вакуумного напыления, так и методом полива из растворов. Созданы светоизлучающие структуры, характеризующиеся максимальными яркостями в тысячи кд/м^2 и низким энергопотреблением (менее 1 Вт/кд). Эти структуры используются в макетах светоизлучающих устройств, таких как макет семисегментного индикатора. Работа проводится совместно с ОАО «Научно-производственное предприятие «Сапфир» и ЗАО «Акционерный институт микроэлектронных технологий».

Большой вклад в исследование материалов для органической электроники внесла группа исследователей под руководством С.А. Пономаренко [6, 24–26].

Работы по применению струйных принтеров для получения пленок проводящих проводников и резисторов проводятся в компании «Остек». В ЗАО «НИИИТ» (Институт инновационных технологий), входящем в группу компаний «Остек», создана лаборатория печатной электроники [10].

Настоящая публикация содержит краткий обзор зарубежных и немногочисленных отечественных публикаций, направленных на практическое освоение принтерных технологий при печати проводящих, органических полупроводниковых, диэлектрических пленок из растворов. Описаны принципы работы доступного оборудования для печати и измерения параметров. Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства промышленности и торговли РФ разработки базовой технологии принтерной печати (контракт № 12418.1006899.11.055).

Технологическое оборудование печати неорганическими и органическими чернилами. В нашей работе применялся принтер, созданный в США и описанный в патенте [28]. Печатающим элементом принтера является капилляр с жидкостью, работа которого основывается на физическом эффекте ультразвукового воздействия на раствор в капиллярном дозаторе. Этот эффект открыт Е.Г. Коноваловым, а явление ультразвукового воздействия на жидкости в капиллярах внесено в Государственный реестр открытий СССР под № 109 с приоритетом от 31 мая 1961 г. Формула открытия такова: «Экспериментально установлено неизвестное ранее явление аномального увеличения (в десятки раз) скорости движения и высоты подъема жидкости в капиллярах при непосредственном воздействии ультразвука и возрастание их с повышением температуры».

В публикации [29] следующим образом популярно описан ультразвуковой капиллярный эффект. Е.Г. Коновалов экспериментально обнаружил и доказал, что если жидкость в капилляре совершает колебания под влиянием источника ультразвука, то капиллярный эффект резко возрастает: высота

столба жидкости существенно увеличивается (до нескольких десятков раз), значительно возрастает скорость подъема. Установлено, что в данном случае жидкость толкают вверх не капиллярные силы, а стоячие ультразвуковые волны. Ультразвук в соответствии с законами образования стоячих волн сжимает столб жидкости и поднимает его вверх. Процесс идет до тех пор, пока напор, создаваемый ультразвуковыми волнами, не уравновесится высотой столба жидкости.

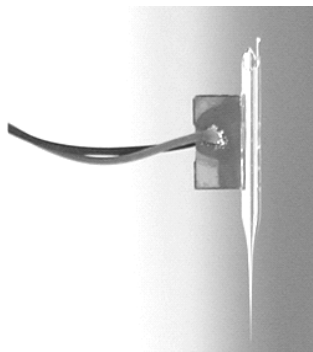


Рис. 1. Капиллярный дозатор-принтер

Подробное описание работы и применения принтера с капиллярным дозатором опубликовано в работах [30–37]. Дозатор (рис. 1), основанный на ультразвуковом капиллярном эффекте, с помощью системы позиционирования перемещается над поверхностью подложки. С кончика капилляра под действием силы тяжести и вибрации в направлении продольной оси свисает капля. В задачи системы позиционирования принтера входит обеспечение контакта мениска жидкости с поверхностью подложки и последующее перемещение капилляра по заданной траектории. При этом в каждой точке траектории контакт самого капилляра с поверхностью подложки должен быть исключен.

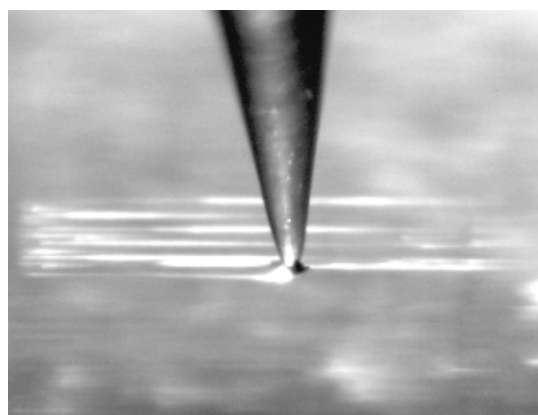
Ключевыми преимуществами контактного способа нанесения являются: высокая точность дозирования (от 0,6 пл), высокое разрешение (от 5 мкм) и детализация рисунка (диаметр точки от 5 мкм). К преимуществам также относится простота эксплуатации и высокая ремонтпригодность печатающей головки, отсутствие жестких требований к параметрам чернил. Учитывая особенности принтера с капиллярным дозатором по сравнению с более известными и распространенными струйными принтерами, их называют также плоттерами, чтобы подчеркнуть особенности нанесения чернил на подложки путем образования капли на конце дозатора, ее соприкосновения с поверхностью подложки и последующего растекания.

Основным недостатком принтера является изменение концентрации активного вещества в чернилах вследствие испарения растворителя. Это связано с тем, что печать осуществляется из открытого капиллярного дозатора, а забор чернил выполняется из открытой кюветы.

Технология плоттерной печати. Как уже отмечалось, технология и результаты плоттерной печати исследовались в работах [30–37] и в работах авторов настоящей публикации [13–15, 38–40, 43–47]. Внешний вид рабочего места, оборудованного плоттером и вспомогательным оборудованием, показан на рис. 2, *а*. На рис. 2, *б* иллюстрируется нанесение чернил капиллярным дозатором топологического элемента в виде линий на поверхность подложки.



а



б

Рис. 2. Рабочее место плоттерной печати (*а*) и нанесение чернил в виде линий на поверхность подложки капиллярным дозатором плоттера (*б*)

Для оценки технических характеристик метода плоттерной печати исследовалась зависимость параметров пленки от скорости перемещения печатающей головки. В векторном редакторе SonoDraw, ориентированном на работу с GIX Microplotter II, были подготовлены топологические примитивы: одиночные линии длиной 3 мм; полигоны в виде прямоугольников длиной 3 мм и шириной 0,5 мм, выполненные путем печати перекрывающихся линий с шагом 20 мкм; субпиксели (отрезки линий длиной 0,2 мм).

Большое значение для реализации печати имеют свойства растворов материалов, которые часто называют чернилами по аналогии с хорошо освоенными методами струйной печати текстов и изображений. Задача приготовления и исследования свойств растворов решается с применением хорошо отработанной технологии изготовления органических светодиодов методом центрифугирования [11]. Это позволило определить основные параметры растворов и органических светоизлучающих диодов на их основе [12]. Экспериментальные результаты, полученные таким образом, позволили в дальнейшем перейти к применению растворов при обработке технологии печати с помощью плоттеров.

Печать транспортного (дырочного) слоя. В качестве чернил использовался PEDOT:PSS марки M121 (Ossila), водный раствор органического полупроводника с дырочным типом проводимости. Подложка – кварцевое стекло марки S113 50×50×1,0 мм³ со слоем ITO 100 нм (Ossila). После нанесения слоя чернил подложка подвергалась отжигу в инфракрасной конвекционной печи «Аверон Тропик» при температуре 150 °С в течение пяти минут. На рис. 3 представлена микрофотография первых полученных пленок. На микрофотографии видно, что пленка непрерывна, обеспечивает заданную топологию, но недостаточно однородна и значительно по данному параметру уступает пленкам, получаемым методом напыления.

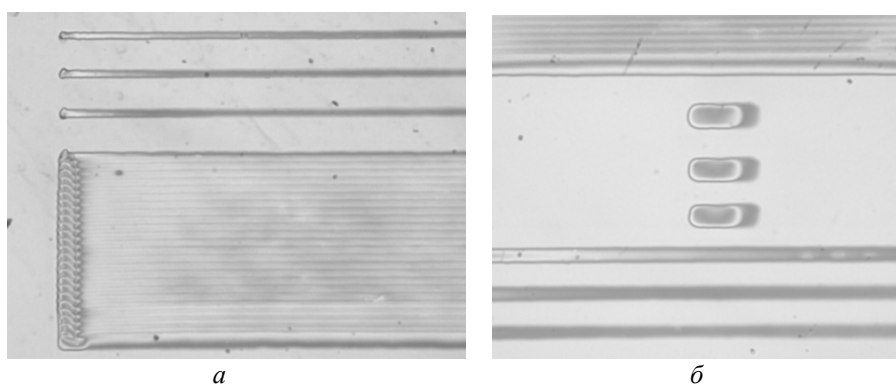


Рис. 3. Микрофотография напечатанного слоя: *a* – линии и полигоны; *б* – полигоны, субпиксели, линии

Тем не менее, как видно из рис. 3, плоттер обеспечивает достаточную для практических целей повторяемость печати. Толщина пленки для одиночных линий и субпикселей находится на уровне 80–90 нм, средняя толщина пленки полигона – на уровне 120 нм, что превышает необходимое значение в два раза. Поэтому была проведена обработка технологических режимов нанесения пленок PEDOT:PSS путем изменения параметров работы плоттера. Вариация скорости перемещения дозатора и изменение расстояния между наносимыми линиями при значении действующего напряжения на пьезоэлементе, равном 1 В, позволили получить среднюю толщину пленки PEDOT:PSS около 60 нм. Оптимальными параметрами образования пленки для печати полигона оказались печать перекрывающихся линий с шагом 20 мкм при скорости перемещения дозатора 100 мм/с. Этот результат обеспечивает хорошее приближение к требованиям по толщине транспортного слоя, предъявляемым при изготовлении органических светодиодов.

Печать активных (светоизлучающих) слоев. Аналогично обработке описанной технологии нанесения транспортного слоя были проведены экспериментальные исследования печати активных слоев, представляющих пленку органического полупроводника с электронным типом проводимости. Печать выполнялась на поверхность подложки из кварцевого стекла с предварительно нанесенными слоями ITO и PEDOT:PSS. В связи с полученными данными о высокой степени смачиваемости раствора PF64 скорость движения дозатора увеличивалась до 300 мм/с. Установлено, что ширина пленок во всем диапазоне скоростей движения дозатора составляла 320±20 мкм при толщине 5–8 нм (диаметр выходного отверстия капилляра дозатора был 60 мкм). Этот результат является следствием высокой смачиваемости пленки PEDOT:PSS чернилами PF64.

Очевидным путем уменьшения ширины пленок и увеличения их толщины является оптимизация реологических и физико-химических свойств растворов чернил активных слоев. В первую очередь оптимизации должны подвергаться такие параметры чернил, как вязкость, поверхностное натяжение и интенсивность испарения. Модификация раствора активного слоя PF8 проводилась сотрудниками НИ ТГУ в смеси толуола и линейного алкилбензола в соотношении 1:3. При концен-

трации PF8 10 мг/мл вязкость при температуре 20 °С составила 2,455 сП. Плотность раствора около 0,9 г/мл.

Печать изолирующего слоя (диэлектрика). Одним из ключевых вопросов в технологии производства светодиодных матриц и других устройств является обеспечение электрической изоляции между соседними пикселями, между анодными и катодными электродами, а также между соседними электродами одного потенциала. Получение изолирующих слоев может решаться традиционно, т.е. путем напыления тонких пленок диэлектриков на различных стадиях. Перспективным представляется технологический процесс печати органических диэлектриков, тем более что он полностью совместим с остальными процессами печати органических слоев матриц. Для этих целей была проведена серия экспериментов по печати изолирующих слоев на базе полиметилметакрилата растворами:

- раствор 1 (PMMA) – Poly(methylmethacrylate) в концентрации 7 мг/мл;
- раствор 2 (PMMA w 15% POSS) – Poly[(propylmethacryl-heptaisobutyl-PSS)-co-(t-butyl methacrylate)] 15% wt POSS в концентрации 7 мг/мл.

Наносились пленки одиночных линий с использованием растворов 1 и 2. В результате измерений профилограмм сделан вывод о том, что применяемая технология печати обеспечивает получение как отдельных линий шириной 250–300 мкм и толщиной 20–30 нм, так и обеспечивает однородную заливку поверхности с толщиной слоя на уровне 100 нм. Это позволяет прогнозировать использование операции печати диэлектрических слоев при производстве компонент электроники.

Для определения электрических характеристик полученных пленок были изготовлены макеты тонкопленочных структур ITO-PMMAw 15% POSS – Al с топологическими размерами 2,54×5 мм. Для изготовленных макетов были измерены значения сопротивлений изоляции при значении постоянного напряжения 50, 100 и 200 В. Среднее значение сопротивления изоляции пленки PMMAw 15% POSS составило 5 МОм. Толщина пленки диэлектрика PMMAw 15% POSS составляла около 100 нм.

Печать проводящего (металлического) слоя. Одним из перспективных применений использования печатной технологии при создании элементов электроники является получение проводящих дорожек с использованием серебросодержащих чернил. Было проведено несколько экспериментов по нанесению слоя проводящих чернил марки ANP DGP 40TE-20C с шагом 20 мкм.

В результате экспериментальных исследований получены проводящие пленки толщиной 100 нм (для одиночных линий) и 168 нм (для сплошных полигонов). Сопротивление пленок составило порядка 3–5 Ом/□. Полученные проводящие пленки могут применяться:

- для уменьшения контактного сопротивления в области подключения к анодным электродам матрицы;
- для уменьшения потерь тока в проводниках анода путем шунтирования прозрачного анодного электрода узким проводником (30 мкм и менее), имеющим меньшее сопротивление;
- для обеспечения коммутации элементов катодных электродов, полностью либо частично заменить собой проводящие пленки алюминия.

Влияние параметров отжига на электрическое сопротивление элементов печатной электроники исследовано в работе [39].

Измерение электрических параметров функциональных элементов неорганической и органической электроники. Развитие аддитивных технологий в электронике в значительной степени потребовало от разработчиков сосредоточить усилия на измерении подчас специфических параметров функциональных элементов, получаемых с помощью принтерных технологий. В работах [40] рассматривается автоматизированный стенд для измерения и диагностики электрических параметров элементов топологии матриц, изготовленных с применением плоттерной технологии. Учитывается, что наличие дефектов в проводниках матрицы может проявляться в виде нарушения целостности проводника, короткого замыкания смежных проводников, отклонения формы и рельефа проводника от заданной. Все эти дефекты отражаются на работоспособности пикселей матрицы ОСИД. Было применено конструктивное решение в виде прижимного контакта. Максимальная размерность информационного поля опытных образцов матриц 30×30 мм при количестве анодных и катодных электродов не более 48. Преимущество автоматизированного стенда заключается в том, что при однократном размещении исследуемой матрицы в держателе можно за счет программного управления коммутатором поочередно измерить параметры всех электродов матрицы. При этом

устраняется проблема традиционного подхода измерения сопротивления каждого проводника с использованием омметра, заключающаяся в сложности отыскания электродов малых размеров, выполненных из практически прозрачных материалов. Был разработан коммутатор, обеспечивающий следующие характеристики:

- 1) количество пикселей ОСИД-матрицы 16×16 (RGB-вариант),
48×48 (монохромный вариант);
- 2) линейные размеры ОСИД-матрицы 50×50 мм;
- 3) схема измерения параметров четырехпроводная;
- 4) диапазон тестовых напряжений до 175 В;
- 5) максимальный постоянный ток 1 А.

Коммутатор может использоваться как автономно для демонстрации режимов свечения изготовленных образцов, так и в составе измерительного стенда.

Разработанный стенд включает в себя представленный коммутатор и измеритель Keithley 2601В, который сочетает в себе источник питания, источник тока, цифровой мультиметр, генератор произвольных сигналов, импульсный генератор напряжения или тока, электронные нагрузки. Для автоматизированного управления данным прибором и коммутатором через ПК было разработано соответствующее программное обеспечение в среде программирования NI LabVIEW 11.

Применение измерительного стенда позволяет проводить измерение сопротивления анодного слоя и других параметров ОСИД-матриц, а также характеризацию устройств органической и неорганической электроники.

Одним из важных параметров в органической электронике является равномерность рельефа получаемых пленок, так как толщина пленки влияет на функциональные свойства создаваемых устройств. На данный момент контроль рельефа осуществляется оптическими методами измерения. При этом для снятия профилограммы протяженных элементов топологии необходимо проводить сканирование всей поверхности пленки, что увеличивает время контроля. Однако учитывая, что электрическое сопротивление пленки определяется ее геометрическими параметрами, представляется возможным по сопротивлению протяженных проводников оценивать равномерность их нанесения. Для этих целей применимы импульсные методы измерения сопротивления [41, 42].

В работе [43] описан измерительный комплекс для исследования электрических и оптических характеристик органических светодиодных матриц. Подчеркивается актуальность разработки для обеспечения работ по созданию отечественной технологии изготовления ОСИД-матриц с использованием метода принтерной печати. Измерительный комплекс был разработан коллективом СКБ «Смена» (ТУСУР).

Комплекс функционирует под управлением разработанного программного обеспечения OLED IV Analyzer и позволяет в автоматизированном режиме проводить измерения вольт-амперных и вольт-яркостных характеристик ОСИД-матриц, а также исследовать процесс деградации элементов матриц с течением времени в зависимости от режима их функционирования.

На рис. 4 приведены общий вид разработанного стенда и его состав.

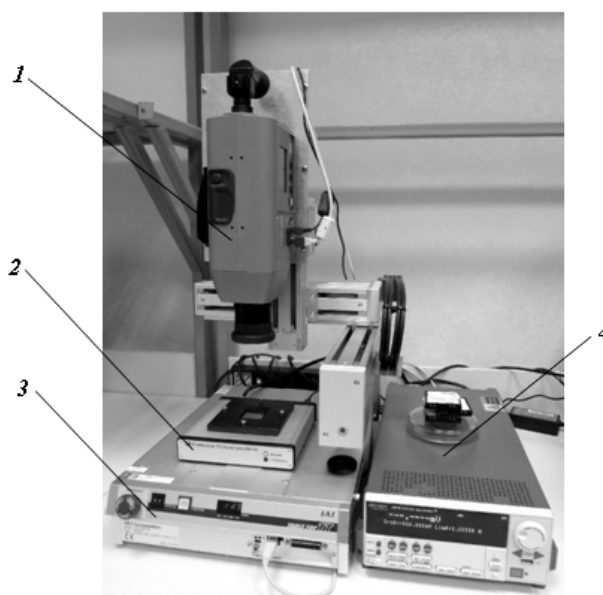


Рис. 4. Измерительный стенд для анализа вольт-амперных и вольт-яркостных характеристик ОСИД-матриц:

- 1 – измеритель яркости и цветности KonicaMinolta CS-200;
- 2 – коммутатор ОСИД КМ-48;
- 3 – трехкоординатная система позиционирования IAI-C3-2020-10В;
- 4 – измеритель ВАР КЕИТХЛЕЙ 2601 В

Проведены экспериментальные исследования с использованием разработанного комплекса макетов монохромных ОСИД размерностью 6×6 пикселей конструкции и монохромных и RGB-матриц размерностью 48×48 пикселей.

На рис. 5 представлены результаты измерения вольт-амперных и вольт-яркостных характеристик пикселя матрицы синего цвета.

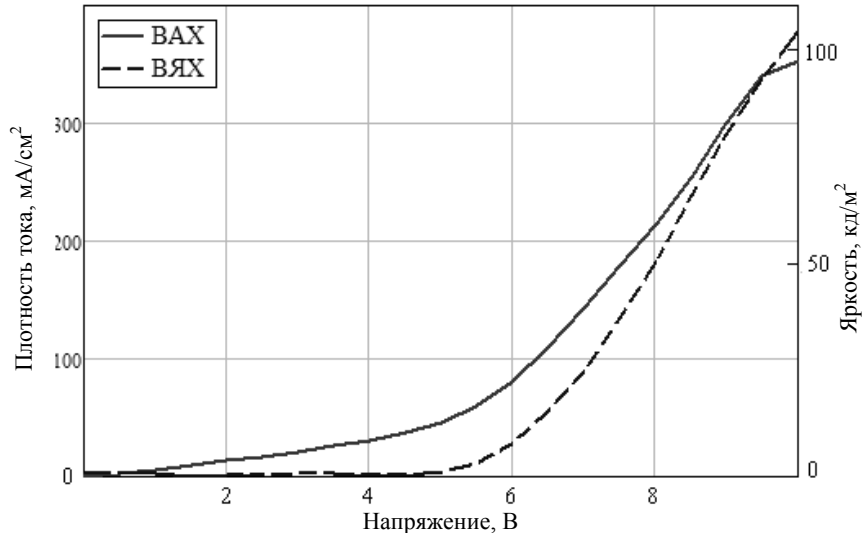


Рис. 5. Измеренные вольт-амперные и вольт-яркостные характеристики пикселя матрицы синего цвета

На рис. 6 показаны характеристики экспериментального образца с разной толщиной слоев. Из полученных экспериментальных данных можно сделать вывод, что яркость свечения пикселей, активные слои которых выполнены путем печати раствора PF64, зависят от толщины излучающего слоя. При этом наилучший результат достигается для варианта нанесения Т-2, что соответствует толщине порядка 60 нм. В этом режиме яркость свечения отдельных пикселей достигает 3000 кд/м² при напряжении равном 10 В.

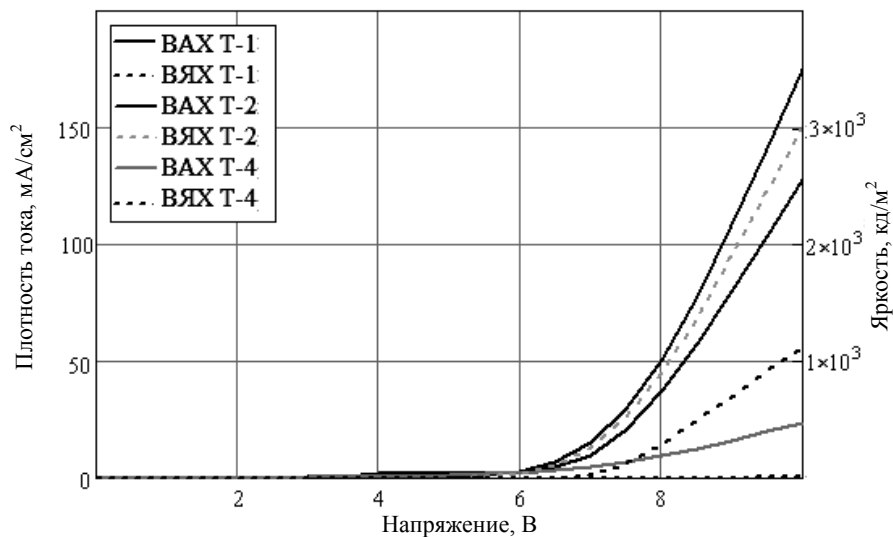


Рис. 6. Измеренные вольт-амперные и вольт-яркостные характеристики матрицы с разными активными слоями

В [43] проведена экстракция параметров светодиодов, составляющих матрицу, на основе данных измерений вольт-амперных и вольт-яркостных характеристик. В результате может быть получена эквивалентная схема ОСИД-матрицы, описанная через параметры входящих в нее светодиодов, после чего не составляет труда рассчитать оптимальные значения напряжений между каждой из пар «анод–катод», обеспечивающие равные токи через светоизлучающие элементы ОСИД-матрицы.

Усовершенствование плоттеров. Как отмечалось ранее, плоттерные системы имеют ряд недостатков, которые снижают их эффективность. В работах [44–46] рассмотрено решение двух задач, направленных на усовершенствование плоттерной системы печати. Первая задача – определение степени наполненности раствором капиллярного дозатора. В процессе отработки технологии печати на плоттере был сделан вывод, что для повышения стабильности и повторяемости печати необходимо осуществлять постоянный контроль уровня раствора в дозаторе. Проведены экспериментальные исследования чувствительности частотных характеристик дозатора плоттерной системы к степени наполненности капилляра раствором. Для этих целей были использованы стенд и установка, описанные в [40, 43]. Для автоматизированного съема и обработки экспериментальных данных создано программное обеспечение IDR 1.0 (Ink Dispenser Research). Для трёх состояний наполненности капилляра были измерены частотные характеристики комплексного сопротивления пьезоэлемента дозатора в полосе частот 400–450 кГц. На рис. 7 приведены результаты измерений.

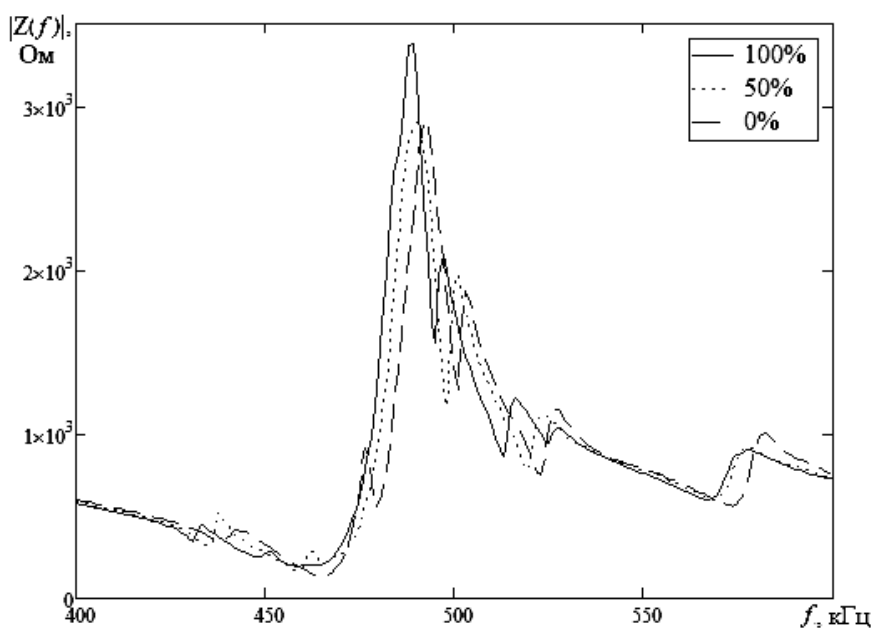


Рис. 7. Зависимость модуля импеданса от частоты

Из анализа полученных характеристик следует, что с изменением уровня наполненности капилляра изменяются частотные характеристики пьезоэлемента. Наблюдается смещение резонансной частоты вверх с уменьшением степени наполненности капилляра, а также изменяется добротность резонансной системы. В задачи последующих исследований входит анализ достижимых метрологических характеристик предложенного способа оценки степени наполненности капилляра плоттерной системы.

Основным недостатком плоттерной системы, применявшейся при отработке технологии печати, является изменение концентрации активного вещества в чернилах вследствие испарения растворителя. Это связано с тем, что печать осуществляется из открытого капилляра, а забор чернил выполняется из открытой кюветы. Для решения проблемы стабилизации параметров чернил в процессе печати и заправки дозатора предложено и реализовано техническое решение, основанное на заправке капиллярного дозатора из вертикально расположенной трубки, уровень раствора в которой максимален в процессе заправки и минимален в режиме ожидания следующего цикла заправки [44, 45, 47].

Заключение. Приведенные материалы отражают первые положительные результаты реализации принтерной технологии авторами работы. Распространение принтерной технологии идет быстрыми темпами, что видно по ссылкам лишь на весьма небольшую часть публикаций о развитии аддитивных технологий в электронике. Очевидно, что принтерные технологии, несмотря на все еще серьезные трудности их промышленного освоения, найдут свое место в электронной промышленности. История освоения субтрактивной промышленной технологии при изготовлении монтажных плат, берущая начало с 40-х годов прошлого века, убеждает в том, что пройдет совсем немного времени (примерно 10–15 лет) и принтерные методы в электронике будут отработаны на новом оборудовании промышленного уровня.

Благодарности. Авторы считают своим долгом выразить искреннюю благодарность сотрудникам Национального исследовательского Томского государственного университета Т.Н. Копыловой, К.М. Дегтяренко, Р.М. Гадирову, Е.Н. Тельминову, Т.А. Солодовой, С.Ю. Никонову, Е.Н. Никоновой за выполнение работ по подготовке растворов (чернил), подложек, осуществление операций спин-коатинга, напыления при изготовлении матриц ОСИД и получения профилограмм пленок, сотрудникам НИИ ПП А.А. Пономареву, В.И. Юрченко за помощь в проведении испытаний макетных образцов.

Считаем своим долгом выразить слова признательности коллективу лаборатории полимерных наноматериалов и композиций для оптических сред ИВС РАН, заведующему лабораторией доктору химических наук А.В. Якиманскому в деле обеспечения работ отечественными электролюминесцирующими материалами.

Литература

1. Казмирчук К. Аддитивные технологии в российской промышленности. АФ-технологии – эффективное звено современного производства / К. Казмирчук, В. Довбыш [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://konstruktor.net/podrobnnee-det/items/additivnyye-tehnologii-v-rossijskoj-promyshlennosti.html>], свободный (дата обращения: 15.12.2015).
2. Довбыш В.М. Аддитивные технологии и изделия из металла / В.М. Довбыш, П.В. Забеднов, М.А. Зленко [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://nami.ru/uploads/docs/centr_technology_docs/55a62fc89524bAT_metall.pdf, свободный (дата обращения: 15.12.2015).
3. Каблов В.Е. Применение 3D-принтеров в промышленности. Аддитивные технологии: перспективы 3D-печати в промышленности // Атомный эксперт. – 2014. – № 5–6. – С. 56–61.
4. Зленко М. Аддитивные технологии в опытном литейном производстве. Технологии литья металлов и пластмасс с использованием синтез-моделей и синтез-форм / М. Зленко, П. Забеднов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://3d_print.jofo.ru/503562.html, свободный (дата обращения: 15.12.2015).
5. Бочкарев М.Н. Оптические светоизлучающие диоды / М.Н. Бочкарев, А.Г. Витухновский, М.А. Каткова. – Нижний Новгород: Деком, 2011. – 359 с.
6. Пономаренко С.А. Достижения и проблемы современной органической электроники // Междисциплинарный семинар МГУ «На стыке наук и идей» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.nanometer.ru/2013/04/09/konferencia_331195.html, свободный (дата обращения: 15.12.2015).
7. Витухновский А.Г. Органическая фотоника: успехи и разочарования // УФН. – 2013. – Т. 183, № 6. – С. 653–657. – DOI: 10.3367/UFNr.0183.201306g.0653.
8. Алешин А.Н. Органическая оптоэлектроника на основе композитных (полимер-неорганические наночастицы) материалов // УФН. – 2013. – Т. 183, № 6. – С. 657–664. – DOI: 10.3367/UFNr.0183.201306i.0657.
9. Jiyoul Lee. Reliable and Uniform Thin-Film Transistor Arrays Based on Inkjet-Printed Polymer Semiconductors for Full Color Reflective Displays / Jiyoul Lee, Do Hwan Kim, Joo-Young Kim et al. // *Advanced Materials*. November 6, 2013. – Vol. 25, Issue 41. – P. 5886–5892. – DOI: 10.1002/adma.201301257.
10. Ефремов А.А. Печатная электроника / А.А. Ефремов, Ю.В. Кохтина, А.В. Нисан, Н.И. Павлов // М.: Изд-во ЗАО «НИИИТ», 2013. – 56 с.
11. Копылова Т.Н. Органическая электроника в Томске / Т.Н. Копылова, Р.М. Гадиров, Е.Н. Никонова и др. // *Электронная промышленность*. – 2014. – №1. – С. 96–99.
12. Копылова Т.Н. Спонтанное и вынужденное излучение сополифлуоренов при фото- и электровозбуждении. / Т.Н. Копылова, Р.М. Гадиров, К.М. Дегтяренко и др. // *Высокомолекулярные соединения*. Сер. Б. – 2014. – Т. 56, № 4. – С. 355–370.
13. Туев В.И. Развитие аддитивной принтерной технологии в электронике: технологии получения тонких пленок органических полупроводников, металлических проводников, диэлектриков и образовательные ресурсы на их основе / В.И. Туев, Н.Д. Малютин, Т.Н. Копылова и др. / 25-я Международная конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии»: матер. конф., 6–12 сентября 2015 г. – Севастополь, Крым, Россия, 2015. – С. 679–682.
14. Туев В.И. Развитие аддитивных принтерных технологий в электронике / В.И. Туев, Н.Д. Малютин, Т.Н. Копылова и др. / под ред. Н.Д. Малютина. Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2015. – 69 с.
15. CD «Образовательная программа профессиональной переподготовки и учебно-методический комплекс в области формирования покрытий и материалов методами струйной принтерной печати» / рук. Н.Д. Малютин. – Томск, 2014.

16. Технологии органической и печатной электроники [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://cyclone-oled.com/>, свободный (дата обращения: 15.12.2015).
17. Ink Print технология [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.akkolab.ru/ru/specialization/lnk-print-tehnologija.html>, свободный (дата обращения: 15.12.2015).
18. Российская научно-техническая конференция с международным участием «Гибкая электроника» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.eltech.ru/ru/universitet/konferencii-forumy-seminary/gibkaya-elektronika-2015>, свободный (дата обращения: 15.12.2015).
19. Sun Innovations [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.sunrussia.com/about/>, свободный (дата обращения: 15.12.2015).
20. Пат. № 2310676 РФ М. кл. C09K11/06, C07F3/06, C07D215/24 Электролюминесцентный материал, содержащий органическое люминесцентное вещество / И.К. Якущенко, М.Г. Каплунов, С.С. Красникова. Оpubл. 20.11.2007.
21. Патент № 2368641. РФ М. кл. C09K11/06, C07D263/57, C07D277/66, C07F3/06 H05B33/14. Электролюминесцентный материал, содержащий органическое люминесцентное вещество / И.К. Якущенко, М.Г. Каплунов, С.С. Красникова. Оpubл. 27.09.2009.
22. Красникова С.С. Эксплексные спектры электролюминесценции в новых органических материалах на основе цинковых комплексов с сульфаниламинозамещенными бензотиазолами и хинолинами / С.С. Красникова, М.Г. Каплунов, С.Л. Никитенко, И.К. Якущенко // Всерос. конф. «Фотоника органических и гибридных наноструктур». Черноголовка, 5–9 сентября 2011 г.: тезисы докл. Черноголовка, 2011. – 84 с.
23. Каплунов М.Г. Эксплексное излучение светодиодов на основе цинковых комплексов с сульфаниламинозамещенными лигандами / М.Г. Каплунов, С.С. Красникова, С.Л. Никитенко, И.К. Якущенко // Российские нанотехнологии. – 2012. – № 7–8. – С. 91–95.
24. Лупоносков Ю.Н. Разветвленные олигомеры на основе трифениламина для органической электроники / Ю.Н. Лупоносков, А.Н. Солодухин, С.А. Пономаренко // Высокомолекулярные соединения. Сер. С. – 2014. – Т. 56, № 1. – 111 с.
25. Борщёв О.В. Самоорганизующиеся органические полупроводники для монослойных полевых транзисторов / О.В. Борщёв, С.А. Пономаренко // Высокомолекулярные соединения. Сер. С. – 2014. – Т. 56, № 1. – 33 с.
26. Переверзев А.Ю. Кинетика фотолуминесценции кристаллических пленок олиготиофенфениленсилана / А.Ю. Переверзев, Н.С. Иовлев, А.В. Власова и др. // Вестник Моск. ун-та. Сер. 3: Физика. Астрономия. 2012. – № 4. – С. 86–89.
27. Балашова И.О. Материалы для органических светоизлучающих диодов на основе производных 1,3,4-оксадиазола [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.isuct.ru/book/archive/xmlui/bitstream/handle/123456790/10192/04291234.doc?sequence=2>, свободный (дата обращения: 15.12.2015).
28. Patent: 6,874,699 US Int.cl. B05B 1/08. Methods and apparatus for precisely dispensing microvolumes of fluids / B.J. Larson, C.H. Lee, A. Lal, and M.G. Lagally – data of Patent 05.04.2005.
29. Прохоренко П.П. Ультразвуковой капиллярный эффект / П.П. Прохоренко, Н.В. Дежкунов, Г.Е. Коновалов; под ред. В.В. Клубовича. – Минск: Наука и техника, – 1981. – 135 с.
30. Cheun H. Polymer light emitting diodes and poly(di-n-octylfluorene) thin films as fabricated with a microfluidics applicator / H. Cheun, P.P. Rugheimer, B.J. Larson et al. // Journal of Applied Physics 100. – 2006. – 073510.
31. Larson B.J. Controlled deposition of picoliter amounts of fluid using an ultrasonically driven micropipette / B.J. Larson, S.D. Gillmor, and M.G. Lagally // Review of Scientific Instruments 75. – 2004. – P. 832–836.
32. Larson B.J. New technologies for fabricating biological microarrays: Ph.D. thesis. – Madison, Wisconsin, USA: University of Wisconsin-Madison, 2005.
33. Yang B. Template-directed carbon nanotube network using self-organized Si-nanocrystals / B. Yang, M.S. Marcus, D.G. Keppel et al. – Applied Physics Letters. – 2005. – 86. – 263107.
34. Barnes D. Deposition of sample sand sample matrix for enhancing the sensitivity of matrix-assisted laser desorption / D. Barnes, M. Vestling, B.J. Larson and M.G. Lagally / Ionization mass spectrometry. – USPTO Application. – # 11/025,349.
35. Cheun H. Nearterm aging and thermal behavior of polyfluorene in various aggregation states / H. Cheun, B. Tanto, W. Chunwaschirasiri et al. // Applied Physics Letters. – 2004. – № 84. – P. 22–24.
36. Johnson P. GIX Microplotter II: Manual // USA: SonoPlot. – 2011. – 71 p.

37. SonoPlot Microplotter GIX II. URL [Электронный ресурс] – Режим доступа: www.sonoplot.com/products/Gix-Microplotter-II, свободный (дата обращения: 25.05.2013).
38. Здрок А.Е. Исследование технологии плоттерной печати изделий полимерной электроники // Научная сессия ТУСУР–2014: матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. Томск, 14–16 мая 2014 г.: в 5 ч. – Томск: В-Спектр, 2014. – Ч. 1. – С. 180–183.
39. Artishchev S.A. Analysis of influence of annealing parameters on electrical resistance of printed electronics elements / S.A. Artishchev, A.E. Zdrok, A.G. Loschilov, N.D. Maljutin // *Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo)*, 2014. 24-th International Crimean Conference. Sevastopol. – 2014. – P. 690 – 691 (engl.,rus.). – DOI: 10.1109/CRMICO.2014.6959587. IEEE Conference Publications [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?tp=&arnumber=6959587&queryText%3DMalyutin+N.D>.
40. Артищев С.А. Измерительный стенд для контроля электрических параметров функциональных слоев изделий органической электроники / С.А. Артищев, А.А. Бомбизов, А.Е. Здрок, А.Г. Лошилов // *Электронные средства и системы управления: матер. докл. X Междунар. науч.-практ. конф. (12–14 ноября 2014 г.): в 2 ч. – Ч. 2.* – Томск: В-Спектр, – 2014. – С. 208–212 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.tusur.ru/ru/science/events/conferences/archive/>, свободный (дата обращения: 15.12.2015).
41. Туев В.И. Измерение сопротивлений двухполюсников с применением импульсного сигнала // *Изв. Том. политех. ун-та.* – 2006. – № 1. – С. 178–182.
42. Семёнов Э.В. Нелинейная рефлектометрия с применением видеоимпульсных тестовых сигналов // *Изв. Том. политех. ун-та.* – 2006. – Т. 307, № 3. – С. 153–155.
43. Лошилов А.Г. Измерительный комплекс для исследования электрических и оптических характеристик органических светодиодных матриц / А.Г. Лошилов, М.А. Лазько, А.А. Бомбизов и др. // *Электронные средства и системы управления: матер. докл. X Междунар. науч.-практ. конф. (12–14 ноября 2014 г.): в 2 ч. – Ч. 2.* – Томск: В-Спектр, – 2014. – С. 209–214. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.tusur.ru/ru/science/events/conferences/archive/>, свободный (дата обращения: 15.12.2015).
44. Allanurov A.M. Problem of Ink Evaporation while using Plotter Systems to Manufacture Printed Electronic Products / A.M. Allanurov, A.Ye. Zdrok, A.G. Loschilov, N.D. Malyutin // *Procedia Technology.* – 2014. – Vol. 18. – P. 19–24. – Elsevier Ltd. DOI:10.1016/j.protec.2014.11.006 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.sciencedirect.com. International workshop on Innovations in Information and Communication Science and Technology, ICST 2014, 3–5 September 2014, Warsaw, Poland (engl.).
45. Аллануров А.М. Проблема испарения чернил при эксплуатации плоттерных систем изготовления изделий печатной электроники / А.М. Аллануров, А.Е. Здрок, А.Г. Лошилов, Н.Д. Малютин // *Электронные средства и системы управления: матер. докл. X Междунар. науч.-практ. конф. (12–14 ноября 2014 г.): в 2 ч. – Ч. 2.* – Томск: В-Спектр, 2014. – С. 218–223 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.tusur.ru/ru/science/events/conferences/archive/>, свободный (дата обращения: 15.12.2015).
46. Здрок А.Е. Исследование электрических характеристик пьезоэлектрического дозатора плоттерной системы печати / А.Е. Здрок, А.Г. Лошилов, С.А. Артищев // *Электронные средства и системы управления: матер. докл. X Междунар. науч.-практ. конф., Томск 12–14 ноября 2014 г.* – Томск: В-Спектр, 2014. – Ч. 2. – С. 214–217 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.tusur.ru/ru/science/events/conferences/archive/>, свободный (дата обращения: 15.12.2015).
47. Решение о выдаче патента на полезную модель от 20.07.2015 по заявке №2015106378/12(010359) от 25.02.2015. Устройство плоттерной печати / Здрок А.Е., Аллануров А.М., Лошилов А.Г., Малютин Н.Д., Гумерова Г.И., Штенина Л.С.

Туев Василий Иванович

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф.

радиоэлектронных технологий и экологического мониторинга (РЭТЭМ) ТУСУРа

Тел.: +7 (382-2) 70-15-06

Эл. почта: tvi_retem@main.tusur.ru

Малютин Николай Дмитриевич

Д-р техн. наук, профессор, директор НИИ Систем электрической связи ТУСУРа

Тел.: +7 (382-2) 52-79-42

Эл. почта: ndm@main.tusur.ru

Лоцилов Антон Геннадьевич

Канд. техн. наук, зав. каф. конструирования узлов и деталей РЭА ТУСУРа

Тел.: +7-906-947-69-20

Эл. почта: yogl@main.ru

Артишев Сергей Александрович

Мл. науч. сотрудник специального конструкторского бюро «Смена» ТУСУРа

Тел.: +7-952-805-11-97

Эл. почта: 824tusur@mail.ru

Здрок Анна Ефимовна

Инженер специального конструкторского бюро «Смена»

Тел.: +7-952-888-68-83

Эл. почта: kunder@mail.ru

Аллануров Артем Мурадович

Инженер каф. конструирования узлов и деталей РЭА ТУСУРа

Тел.: +7-923-425-92-60

Эл. почта: gogzarh@mail.ru

Бомбизов Александр Александрович

Мл. науч. сотрудник специального конструкторского бюро «Смена»

Тел.: +7-903-951-15-24

Эл. почта: uncllelab@gmail.ru

Караульных Сергей Павлович

Инженер специального конструкторского бюро «Смена»

Тел.: +7-952-805-11-99

Эл. почта: ksgmo289@gmail.ru

Макаров Илья Михайлович

Инженер специального конструкторского бюро «Смена»

Тел.: +7-952-886-59-40

Эл. почта: videi@mail.ru

Убайчин Антон Викторович

Ст. науч. сотрудник специального конструкторского бюро «Смена»

Тел.: +7-952-883-67-67

Эл. почта: dualog@mail.ru

Tuev V.I., Malyutin N.D., Loschilov A.G., Artischev S.A., Zdrok A.E., Allanurov A.M.,

Bombizov A.A., Karaulnykh S.P., Makarov I.M., Ubaychin A.V.

Application of the additive printer (plotter) technology in electronics to form films from organic and inorganic materials

The state-of-the-art review about the use of printer (plotter) technologies in electronics has been carried out. The features of producing metal conductors, organic semiconductors films and dielectrics are considered. The classification and short description of processing equipment used for printing with inorganic and organic solutions (inks) are given. The printing technologies for transport and light-emitting layers, isolating films and conductive metal layers are described. The special attention is paid to the means to measure the films parameters and the functional printed electronics devices. The information on plotters improvement is provided.

Keywords: printer technologies, metal conductors printing technology, organic semiconductors films, plotters for contact way films deposition, transport layers printing technology, light emitting layers printing technology, dielectric films printing technology, films parameters and printing electronics devices measurements, of plotters modernization.

УДК 537.226.7

П.Е. Троян, С.Г. Нагайчук, Д.П. Аргунов, П.А. Змановский, И.В. Пилипец

Изучение электрофизических параметров пленок окислов титана, применяемых при формировании мемристорных структур

Исследованы электрофизические свойства пленок диоксида титана, полученных магнетронным распылением мишени из титана стехиометричного (TiO_2) и нестехиометричного (TiO_x) составов, используемых для создания мемристорных элементов энергонезависимой памяти. Показано, что нестехиометричные пленки TiO_x имеют более высокую проводимость. В структурах с двухслойным диэлектриком TiO_2 - TiO_x электрическая прочность определяется прочностью пленок TiO_2 . Значения диэлектрической проницаемости пленок TiO_2 и TiO_x существенно различаются.

Ключевые слова: пленки окисла титана, электрофизические параметры.

Наибольшее число разработок в области мемристоров ведется с использованием материалов, изменяющих фазовый состав при приложении напряжения. Также достаточно большое число исследований посвящено созданию мемристоров на основе твердотельных электролитов и с использованием молекулярных или полимерных материалов и сред. Вместе с тем недостатком таких материалов является их несовместимость со стандартными в области полупроводниковой индустрии процессами КМОП (комплементарная логика на транзисторах металл-оксид-полупроводник) и КНИ (кремний на изоляторе). Кроме того, подобные материалы, как правило, деградируют в условиях, характерных для условий эксплуатации электронных микросхем. Металлоксидные материалы с вакансиями кислорода, включая оксид титана, являются полностью совместимыми и используемыми в КМОП- и КНИ-технологиях [1].

Поскольку мемристорные структуры на основе оксида титана представляют большой интерес с практической точки зрения, то необходимо уделить особое внимание изучению их электрофизических параметров. Поэтому тематика данной работы будет посвящена исследованию параметров мемристорных структур на основе окислов титана.

Экспериментальная часть. В данной работе пленки диоксида титана получались магнетронным распылением, в котором титановая мишень распыляется бомбардировкой ионами газа (Ar) и испускает атомы, которые затем осаждаются в газовой смеси аргона и кислорода на подложке в виде тонкой оксидной пленки [2, 3]. Пленки TiO_x получались также магнетронным распылением, но с использованием только аргона.

Напыление пленок TiO_2 производилось в атмосфере аргона и кислорода при давлении 10^{-2} мм рт. ст., разрядный ток составлял 300 мА, время напыления 9 мин. Толщина полученных пленок ~ 54 нм. Скорость распыления пленки составляет приблизительно 6 нм/мин.

При напылении пленок TiO_x в атмосфере аргона давлении в камере было порядка 10^{-2} мм рт. ст. разрядный ток составлял 300 мА, время напыления 5,5 мин. Толщина полученных пленок ~ 25 нм. Скорость распыления пленки составляет приблизительно 4,5 нм/мин.

С помощью электронного сканирующего микроскопа Hitachi TM-1000 был проведен рентгеноспектральный микроанализ полученных пленок, нанесенных на стеклянную подложку. Для пленки TiO_2 анализ показал, что содержание кислорода составляет 69,2%, а содержание титана 30,8%. В идеальном случае, при полном окислении на каждый атом титана должно приходиться два атома кислорода (TiO_2), то есть содержание кислорода должно составлять 66%, а титана 33%. Наличие лишнего кислорода можно объяснить адсорбцией воды на поверхности пленки и окислением подложки. Из анализа состава пленки TiO_x следует, что содержание кислорода составляет 59,9%, а содержание титана 40,1%. Полученное соотношение говорит о том, что в пленке имеется избыток титана. Можно сказать, что на каждый атом титана приходится полтора атома кислорода, следовательно, она должна обладать большей проводимостью.

На стеклянных подложках были сформированы конденсаторные структуры Al-TiO₂-Al и Al-TiO_x-Al (на каждой подложке располагалось по 20 структур). На полученных структурах при помощи измерителя иммитанса Е7-23 была измерена величина электрического сопротивления. Данные измерений, а также средние значения измеренных параметров представлены в табл. 1.

Таблица 1

Значения сопротивления пленок TiO_x и TiO₂

Образец №	Материал диэлектрика	TiO _x	TiO ₂
1	Сопротивление, Ом	1,3·10 ³	1,8·10 ⁶
2		1,9·10 ³	3,0·10 ⁶
3		5,0·10 ³	1,5·10 ⁶
4		8,0·10 ³	5,0·10 ⁶
5		12,0·10 ³	4,0·10 ⁶
Среднее значение сопротивления, Ом		5,6·10 ³	3,1·10 ⁶

Как видно из данных, приведенных в табл. 1, сопротивление пленок TiO_x на три порядка меньше сопротивления пленок TiO₂. Результаты эксперимента подтверждают высказанное ранее предположение о величине электрического сопротивления пленок TiO_x относительно пленок TiO₂.

Исследованы свойства полученных пленок оксидов титана в структурах Al-TiO₂-Al, Al(Ni)-TiO₂-(Ni)Al и Mo-TiO_x-TiO₂-Cu. В частности, измерена величина напряжения пробоя пленок TiO₂, которая приведена в табл. 2. Толщина пленок диэлектриков составляла порядка 100 нм.

Таблица 2

Величина напряжения пробоя пленок TiO_x и TiO₂

Образец №	Параметр	Al-TiO ₂ -Al	Al(Ni)-TiO ₂ -(Ni)Al	Al-TiO _x -TiO ₂ -Al
1	U _{проб} , В	180	205	205
2		225	195	203
3		200	200	174
4		175	202	203
5		202	198	185
6		225	204	186
Среднее значения U _{проб} , В		201	201	193

Исходя из величины напряжения пробоя, можно вычислить электрическую прочность для данных пленок, зная толщину пленок диэлектрика:

$$E_{пр} = \frac{U_{пр}}{d}, \tag{1}$$

где U_{проб} – напряжение пробоя; d – толщина пленки диэлектрика.

В табл. 3 представлены рассчитанные значения электрической прочности диэлектрика для полученных структур, а также их усредненные значения.

Таблица 3

Значение электрической прочности пленок TiO_x и TiO₂

Образец №	Параметр	Al-TiO ₂ -Al	Al(Ni)-TiO ₂ -(Ni)Al	Al-TiO _x -TiO ₂ -Al
1	E _{пр} , В/м	1,80·10 ⁹	2,05·10 ⁹	2,05·10 ⁹
2		2,25·10 ⁹	1,95·10 ⁹	2,03·10 ⁹
3		2,00·10 ⁹	2,00·10 ⁹	1,74·10 ⁹
4		1,75·10 ⁹	2,03·10 ⁹	2,03·10 ⁹
5		2,03·10 ⁹	1,98·10 ⁹	1,85·10 ⁹
6		2,25·10 ⁹	2,04·10 ⁹	1,86·10 ⁹
Среднее значение E _{пр} , В/м		2,01·10 ⁹	2,01·10 ⁹	1,92·10 ⁹

Как видно из данных табл. 2 и 3, структуры с диэлектриком TiO₂ и двухслойным диэлектриком TiO_x-TiO₂ имеют приблизительно одинаковую электрическую прочность.

Исследование значений величины диэлектрической проницаемости были произведены на структурах Mo-TiO₂-Ni и Mo-TiO_x-TiO₂-Cu, полученных на подложках типа «кern» [4] (рис. 1).

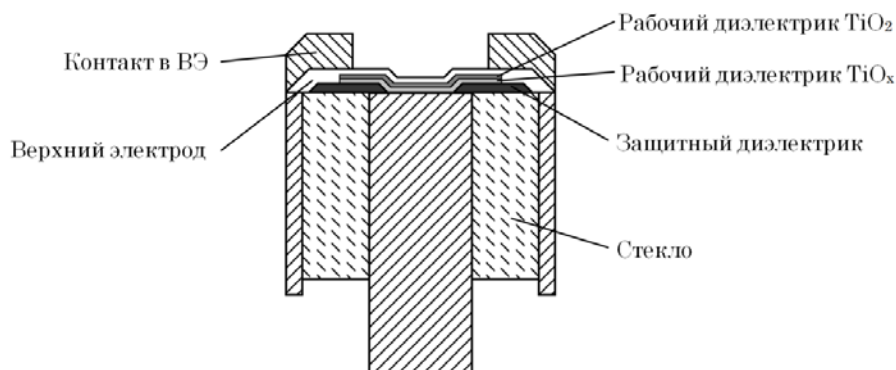


Рис. 1. Схематическое изображение полученных структур на подложке типа «кern»

В ходе эксперимента измерена величина электрической емкости полученных структур. Затем для каждой из структур был произведен расчет диэлектрической проницаемости.

$$\varepsilon = \frac{C \cdot d}{\varepsilon_0 \cdot S}, \quad (2)$$

где C – электрическая емкость; d – толщина пленки диэлектрика; S – площадь конденсаторной структуры; ε_0 – электрическая постоянная.

Для структуры с диэлектриком TiO_2 рассчитанное значение совпадает с диэлектрической проницаемостью диоксида титана, в то время как для структуры, состоящей из двух последовательно соединенных диэлектриков TiO_x-TiO_2 , значение диэлектрической проницаемости слоя TiO_x можно получить из общей диэлектрической проницаемости структуры:

$$\frac{1}{\varepsilon} = \frac{\theta_{TiO_2}}{\varepsilon_{TiO_2}} + \frac{\theta_{TiO_x}}{\varepsilon_{TiO_x}}, \quad (3)$$

где θ_{TiO_2} , θ_{TiO_x} – объемные доли диэлектриков в конденсаторной структуре; ε_{TiO_2} , ε_{TiO_x} – диэлектрические проницаемости диэлектриков.

В табл. 4 представлены результаты экспериментальных измерений и расчетов величины электрической емкости полученных структур и диэлектрической проницаемости тонких пленок диэлектриков.

Таблица 4

Характеристики полученных пленок диоксида титана

Образец №	Mo-TiO ₂ -Ni		Mo-TiO _x -TiO ₂ -Cu		
	C, пФ	ε_{TiO_2}	C, пФ	ε	ε_{TiO_x}
1	1320	29,8	165	5,22	1,84
2	1300	29,4	128	4,05	1,38
3	1470	33,2	308	9,74	3,89
Среднее значение	1363	30,8	200	6,30	2,40

Как видно из данных табл. 4, емкость структур на TiO_2 на порядок больше, чем емкость структур с диэлектриком TiO_x-TiO_2 , из чего следует, что пленки TiO_x обладают меньшей величиной диэлектрической проницаемости по сравнению с TiO_2 .

Заключение. В ходе работы были исследованы структуры на основе пленок TiO_2 и TiO_x , в частности, ряд электрофизических параметров, таких как электрическое сопротивление, напряжение пробоя, емкость, электрическая прочность, диэлектрическая проницаемость.

Результаты экспериментов показали, что электрическое сопротивление пленок TiO_x на порядки меньше электрического сопротивления пленок TiO_2 . Это связано с наличием избыточных атомов титана в пленке TiO_x .

Эксперименты показали, что структуры с диэлектриком TiO_2 и двухслойным диэлектриком TiO_x-TiO_2 обладают приблизительно одинаковыми значениями электрической прочности. При этом электрическая емкость структур с диэлектриком TiO_2 на порядок больше, чем емкость структур с диэлектриком TiO_x-TiO_2 . Следует отметить, что пленки TiO_x обладают меньшей величиной диэлектрической проницаемости по сравнению с пленками TiO_2 .

Полученные значения электрической прочности пленок TiO_2 и TiO_x , большие чем электрические поля, при которых наблюдаются изменения в структуре пленок, сопровождающие мемристорный эффект, говорят о применимости пленок TiO_2 и TiO_x , полученных магнетронным распылением, для создания мемристорных элементов памяти.

Литература

1. Моделирование частотных и мощностных характеристик мемристора на основе оксида титана [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://technomag.bmstu.ru/doc/409216.html>, свободный (дата обращения: 17.09.2015).
2. Балагуров Л.А. Магнетронное осаждение слоев диоксида титана с диагностикой плазмы высокочастотного разряда методом оптической эмиссионной спектроскопии / Л.А. Балагуров, И.В. Кулеманов, А.Ф. Орлов, Е.А Петрова // *Материалы электронной техники*. – 2011. – № 1. – С. 4–7.
3. Сахаров Ю.В. Исследование пористых пленок диоксида кремния / Ю.В. Сахаров, П.Е. Троян // *Доклады ТУСУРа*. – 2011. – № 2 (24). – С. 77–80.
4. Троян П.Е. Электрическая формовка тонкопленочных структур металл–диэлектрик–металл в сильных электрических полях / П.Е. Троян, Ю.В. Сахаров. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2013. – 248 с.

Троян Павел Ефимович

Д-р техн. наук, зав. каф. ФЭ
Тел.: +7-904-965-94-50
Эл. почта: p.e.troyan@mail.ru

Нагайчук Сергей Геннадьевич

Студент каф. физической электроники (ФЭ) ТУСУРа
Тел.: 8-953-922-05-79
Эл. почта: sergey.nagaichuk@yandex.ru

Аргунов Дмитрий Пантелеевич

Студент каф. ФЭ
Тел.: 8-952-164-52-03
Эл. почта: uftgs@yandex.ru

Змановский Петр Алексеевич

Студент каф. ФЭ
Тел.: 8-983-340-65-48
Эл. почта: Zmanovskypetr@mail.ru

Пилипец Иван Васильевич

Магистр каф. ФЭ
Тел.: +7-904-965-94-50
Эл. почта: azlogor@yandex.ru

Troyan P.E., Nagaichuk S.G., Argunov D.P., Zmanovsky P.A., Pylypets I.V.

Electrical parameters study of the titanium oxide films used for memristor's structures' design

In this article were studied electrical properties of the titanium dioxide films, which were obtained by magnetron sputtering cathode of titanium, stoichiometric (TiO_2) and unstoichiometric (TiO_x) compositions used for creating the elements of non-volatile memristor's memory. It shown that unstoichiometric TiO_x films have higher conductivity. In structures with two layers of dielectric TiO_2 - TiO_x the electric strength is determined by the electric strength of the TiO_2 films. The values of dielectric permittivity TiO_2 and TiO_x films differ significantly.

Keywords: titanium oxide film, electrical parameters.

УДК 004.335; 004.8; 621.382

А.Н. Бобылев, С.Ю. Удовиченко

Создание электронного запоминающего устройства, подобного по свойствам синапсу мозга

Статья посвящена исследованию в области твердотельной нейроморфной электроники. Затронуты требования к стабильности и воспроизводимости характеристик твердотельных аналогов синапсов – мемристоров и способы получения устройств, соответствующих этим требованиям. Описываются результаты эксперимента по получению тонкопленочного электронного устройства на основе смешанного оксида металлов $\text{Al}:\text{TiO}_2$. Представлены вольт-амперные характеристики твердотельного элемента и отмечена существенная нелинейность этих характеристик. Описаны зависящие от времени эффекты в процессах переключения мемристора. Указаны свойства живых синапсов, воспроизведенные в твердотельном элементе, и возможность использования полученного мемристора, как суммирующего элемента искусственного нейрона.

Ключевые слова: реактивное магнетронное распыление, мемристор, синапс.

В области информационных технологий одним из приоритетных направлений является создание компьютеров нового поколения, нейросетей и искусственного интеллекта. Использование аналоговых элементов нейронных сетей позволяет оптимизировать процесс обработки команд в сравнении со стандартной КМОП логикой. Основу предлагаемых нейроморфных систем составляют мемристоры (memory resistor) – двухполюсные устройства, электрическое сопротивление которых обратимо изменяется от состояния с высоким сопротивлением (HRS) до состояния с низким сопротивлением (LRS) в зависимости от проходящего через него тока. Посредством снижения сопротивления мемристора в узлах нейросети формируется связь, устойчивость и вес которой зависят от свойств мемристора. При повышении сопротивления мемристора происходит забывание или торможение. В таких устройствах информационный и управляющий сигналы могут быть объединены – возможно самообучение системы.

Впервые в [1] экспериментально было показано, что мемристивный эффект возникает в наноразмерных структурах металл-диэлектрик-металл за счет перемещения отрицательных ионов кислорода в тонком диэлектрическом слое толщиной ~5 нм диоксида титана TiO_2 при приложении электрического поля. В настоящее время для мемристоров обоснованы две области применения: энергонезависимая универсальная память, призванная заменить существующие ОЗУ и ПЗУ, и нейроморфные структуры – устройства, в которых прохождение и изменение информационного сигнала подчиняются той же логике, что и процессы в нервной системе живых существ. Высшим развитием последнего направления могут считаться кортикоморфные структуры, эмулирующие работу кортикальных колонок головного мозга.

Электрические свойства мемристора. Архитектура кортикальных колонок включает в себя десятки тысяч синаптических элементов, параметры которых должны быть предсказуемы. Поэтому к искусственным аналогам таких элементов предъявляются требования высокой стабильности и воспроизводимости характеристик. Для создания вычислительных систем на основе мемристоров в [2] предложен материал с относительно высокими стабильностью и повторяемостью характеристик на основе смешанного оксида металлов $\text{Ti}_{0.85}\text{Al}_{0.15}\text{O}_y$ толщиной 20 нм, нанесенный на кремниевую подложку методом атомарно-слоевого осаждения. В [3] приведены данные, показывающие, что при легировании оксида четырехвалентного переходного металла алюминием уменьшается энергия связи атомов основного металла и кислорода, а также увеличивается концентрация кислородных вакансий вокруг атомов примеси. Это приводит к снижению напряжения переключения устройства и увеличению отношения HRS/LRS, т.е. увеличению рабочего диапазона мемристора.

Создание электронного устройства. В настоящей работе методом одновременного реактивного магнетронного распыления катодов из алюминия и титана в среде кислорода в магнетронном модуле комплекса «НаноФаб-100» получен тонкопленочный материал из смешанного нестехиометрического оксида $\text{Ti}_{0.92}\text{Al}_{0.08}\text{O}_{1.96}$. Материал обладает более высокой по сравнению с приведенными в

[2] стабильностью и воспроизводимостью характеристик из-за отсутствия примесей и равномерного распределения элементов по толщине пленки.

С помощью литографического комплекса «Nanomaker» совместно с электронным микроскопом JSM-6510LV, магнетронного модуля НТК «НаноФаб-100» создано электронное устройство $\text{TiN}/\text{Ti}_x\text{Al}_{1-x}\text{O}_y/\text{TiN}$: активный мемристорный слой в виде пленки смешанного оксида металлов с тремя проводящими дорожками сверху и четырьмя снизу.

Для поддержания обратимости ионного переноса между металлическими электродами и рабочей пленкой методом магнетронного напыления помещен тонкий слой нитрида титана. Толщина рабочей пленки $\text{Ti}_{0,92}\text{Al}_{0,08}\text{O}_{1,96}$ составляет 20 нм, пленки TiN – 30 нм. В производстве микроэлектронных устройств подслой TiN между металлизацией и активным полупроводниковым слоем традиционно применялся для затруднения диффузии металла в полупроводник [4]. В статье [5] роль нитрида титана сводится к образованию пленки $\text{TiO}_x\text{N}_{1-x}$, затрудняющей дрейф кислорода.

Исследование свойств мемристора. С помощью зондового микроскопа NTegra Auga были исследованы вольт-амперные характеристики полученной гетероструктуры. Обнаружено, что исследуемая структура обладает выраженным эффектом мемристивности – при достижении граничного напряжения в пленке $\text{Ti}_{0,92}\text{Al}_{0,08}\text{O}_{1,96}$ приблизительно на три порядка снижается электрическое сопротивление. Достигнутое состояние сохраняется при приложении напряжения, существенно меньшего, чем требуется для переключения состояния. Такое состояние сохраняется в течение продолжительного времени и является обратимым.

На рис. 1 представлена вольт-амперная характеристика структуры, иллюстрирующая процесс переключения мемристора. На ВАХ виден гистерезис токов между прямой и обратной ветками нагружения. На рис. 2 показана ВАХ открытого мемристора в диапазоне напряжений меньших, чем напряжение переключения.

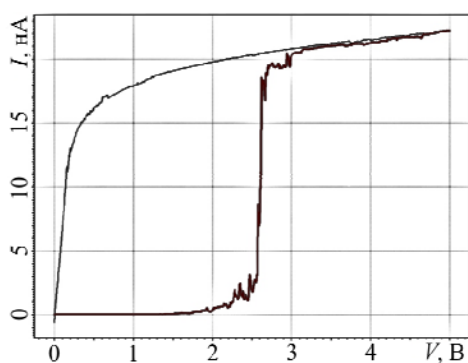


Рис. 1. Вольт-амперная характеристика переключения мемристора

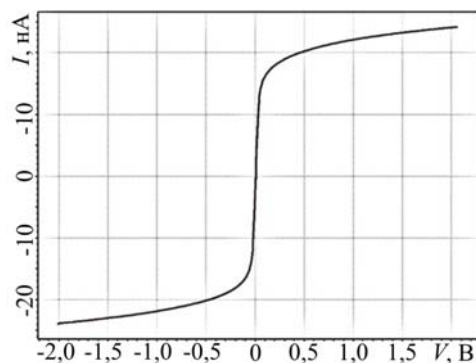


Рис. 2. ВАХ открытого мемристора

Важно отметить нелинейность ВАХ, обусловленную вкладом слоев нитрида титана, создающих барьеры Шоттки на границах с металлическими проводящими дорожками.

Выводы. Подобие свойств синапса и мемристора. Электрические характеристики мемристора определяются предысторией его функционирования, что подобно свойствам синапса.

При исследовании ВАХ мемристора были обнаружены следующие эффекты:

1. Эффект сохранения состояния при подаче импульсов напряжения с амплитудой меньше напряжения переключения, что соответствует импульсации в нервных клетках. Такие импульсы позволяют производить считывание состояния отдельного мемристора и сохранять в нем требуемое состояние неограниченное время.

2. Релаксация состояния: при снятии напряжения с мемристора под действием кулоновских сил ионы кислорода вытесняются из депо TiN и их концентрация стремится к равновесной по толщине активной пленки. Время релаксации составляет от 0,8 с до десятков минут в зависимости от толщины пленки и может быть дополнительно увеличено на несколько порядков введением между пленками $\text{Ti}_{0,92}\text{Al}_{0,08}\text{O}_{1,96}$ и TiN мембранного слоя TiO , затрудняющего диффузию вакансий [5].

Описанный эффект позволяет говорить о существовании кратковременной и долгосрочной памяти в полученных мемристорах. О возможности существования эффекта кратковременной памяти в мемристорах сообщалось в работах [6] и [7], где также дано и обосновано сравнение принципов работы синапса и типового мемристора.

Если подать повторный зондирующий импульс с некоторой задержкой после первоначального включения мемристора (см. рис. 1), то можно обратить процесс релаксации его состояния. ВАХ мемристора при подаче импульсов с разными задержками представлены на рис. 3. В случае *a* задержка больше, чем в *б*.

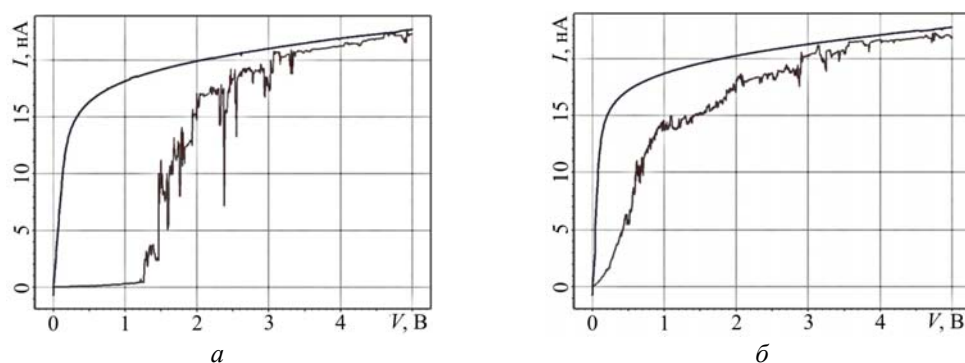


Рис. 3. ВАХ мемристора при подаче повторного зондирующего импульса с разной задержкой

При подаче импульса с минимальной задержкой состояние мемристора не релаксирует и ВАХ соответствует состоянию включенного мемристора.

3. В области рабочих напряжений ВАХ исследуемого мемристора нелинейна, что позволяет гибко регулировать выходной ток мемристора при незначительном изменении уровня входного сигнала. Такое изменение позволит более гибко подходить к формированию цепочек из нескольких связанных мемристоров, по которым передается восходящий сигнал в многослойной нейроморфной структуре. Кроме того, график нелинейной ВАХ открытого мемристора может быть аппроксимирован с высокой точностью функцией гиперболического тангенса. Известно [8], что гиперболический тангенс используется в качестве суммирующей функции в математической модели искусственного нейрона с выходным сигналом, препятствующим насыщению.

Таким образом, можно заключить, что созданная гетероструктура обладает следующими свойствами синапса: возможностью формирования кратковременного и долговременного возбуждения и обучаемостью при последующем повторном иннервировании. Кроме того, ВАХ синтезированной структуры совпадает с используемой в моделировании нейроморфных систем суммирующей функцией нейрона. Это позволит использовать мемристор не только в качестве синапсов, но и в качестве суммирующего элемента искусственных нейронов.

Литература

1. The missing memristor found / D.B. Strukov, G.S. Snider, D.R. Stewart, R.S. Williams // Nature. – 2008. – Vol. 453. – P. 80–83.
2. Пат. 2 472 254 РФ, МПК Н 01 L 45/00, В 82 В 1/00. Мемристор на основе смешанного оксида металлов / А.П. Алехин (РФ), А.С. Батулин (РФ), И.П. Григал (РФ) и др. – № 2 011 146 089/07, заявл. 14.11.2011; опублик. 10.01.2013. Бюл. № 1. – 12 с.
3. Improvement of resistive switching stability of HfO₂ films with Al doping by atomic layer deposition / C.-S. Peng, W.-Y. Chang, Y.-H. Lee et al. // Electrochemical and Solid-State Letters. – 2012. – Vol. 15, № 4. – P. H88–H90.
4. Kouno T. Effect of TiN microstructure on diffusion barrier properties in Cu metallization / T. Kouno, H. Niwa, M. Yamada // Journal of The Electrochemical Society. – 1998. – Vol. 145, № 6. – P. 2164–2167.
5. Roles of interfacial TiO_xN_{1-x} layer and TiN electrode on bipolar resistive switching in TiN/TiO₂/TiN frameworks / S.K. June, H.D. Young, Ch.B. Yoon et al. // Appl. Phys. Lett. – 2010. – Vol. 96, № 22. – P. 223502.
6. Chang T. Short-term memory to long-term memory transition in a nanoscale memristor / T. Chang, S.-H. Jo, W. Lu // ACS Nano. – 2011. – Vol. 5, №9. – P. 7669–7676.
7. Nanoscale memristor device as synapse in neuromorphic systems / S.-H Jo, T. Chang, I. Ebone et al. // Nano Lett. – 2010. – Vol. 10, №4. – P. 1297–1301.
8. Миркес Е.Н. Нейрокомпьютер. Проект стандарта. – Новосибирск: Наука, Сибирская издательская фирма РАН, 1998. – 337 с.

Бобылев Андрей Николаевич

Аспирант каф. МНТ, ТюмГУ

Тел.: +7-922-046-19-97

Эл. почта: andreaubobylev@gmail.com

Удовиченко Сергей Юрьевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. МНТ, рук. НОЦ «Нанотехнологии», ТюмГУ

Тел.: +7-922-004-46-74

Эл. почта: udotgu@mail.ru

Bobylev A.N., Udovichenko S.Y.

The creation of an electronic memory device with properties similar to organic synapse

The paper is devoted to research in the field of solid-state neuromorphic electronics. The requirements for stability and reproducibility of the characteristics of solid-state analogues of synapses – memristors and meeting these requirements devices fabrication methods are discussed. The experiment of obtaining multilayer thin-film electronic device based on mixed metal oxide Al:TiO₂ and its results are described. The current-voltage curves of the obtained solid element are presented and significant non-linearity of these CVCs is noted. Time-dependent effects in memristor switching process are described. The organic synapse properties reproduced in solid element and possibility of the fabricated device usage as a summing element of an artificial neuron are described.

Keywords: reactive magnetron sputtering, memristor, synapse.

УДК 539.231

Ю.В. Сахаров, П.Е. Троян, Ю.С. Жидик

Технология синтеза и свойства пористых оксидных пленок

Предложен физический метод получения пористых оксидных пленок в вакуумных условиях. Исследованы структура и свойства пористых пленок, полученных в результате самоорганизации при магнетронном распылении составной мишени. Установлены корреляции количества и размера пор, структуры и свойств пористых пленок. Показано, что процесс самоорганизации, приводящий к формированию пространственно распределенных пор, изменяет электрофизические свойства диэлектрических пленок и расширяет их функциональное назначение.

Ключевые слова: пористые пленки, диоксид кремния, пентаоксид тантала, углерод.

В последние годы изучению пористых пленок диэлектриков был придан новый импульс в связи с существенным расширением сферы их практического применения. Такие пленки могут применяться как в микроэлектронике, в качестве изоляционных материалов с низкой диэлектрической проницаемостью, фотонике, в качестве просветляющих покрытий в оптоэлектронных приборах, так и в качестве исходных материалов для получения наномембран и шаблонов для получения наноматериалов. В связи с этим разработано достаточно много методов получения пористой структуры диэлектрика, такие как анодирование, золь-гель метод, матричный (темплатный) синтез [1, 2]. Все перечисленные методы являются химическими, что затрудняет их встраивание в традиционные маршруты изготовления изделий микро- и нанoeлектроники. Цель данной работы заключалась в разработке совместимых с технологическим процессом производства интегральных схем методов формирования пористых пленок оксидных материалов, а также установление взаимосвязи технологических режимов формирования пленок с их структурными и электрофизическими свойствами.

Методика эксперимента. В основе предлагаемого метода заложен принцип самоорганизации, протекающий в плазме тлеющего разряда, создаваемого магнетронным источником распыления, катодом которого выступали составные мишени Si:C (графит) или Ta:C (графит). При этом площадь графита на составной мишени, выраженная в процентах (S_c), варьировалась, что отражалось на изменении количества и размеров пор. Распыление проводилось в атмосфере кислорода, при давлении в вакуумной камере 4×10^{-3} мм рт. ст. При таких условиях получают диэлектрические пленки диоксида кремния (SiO_2) и пентаоксида тантала (Ta_2O_5), а введение углерода должно способствовать формированию развитой пористой структуры. Ранее данный метод был запатентован и применялся для получения пленок SiO_2 с низкой диэлектрической проницаемостью [3], однако предполагается, что он может быть распространен и на другие оксидные пленки, в частности Ta_2O_5 , применяемые в микро- и нанoeлектронике. Формирование пор при таком процессе объясняется образованием газообразных соединений CO или CO_2 , которые, покидая пленку, разрыхляют ее, образуя в ней сквозные поры и газовые включения.

Толщина диэлектрических пленок при проведении электрофизических исследований составляла около 100 нм. В качестве электродов при проведении электрических измерений использовались пленки Al толщиной около 100 нм, нанесенные термическим испарением в вакууме. Конденсаторные структуры Al- SiO_2 -Al и Al- Ta_2O_5 -Al формировались в виде матриц с активной площадью 1×1 мм на ситалловых подложках СТ-50-1-1-0,6 размером 60×48 мм.

Определение количества и размеров пор осуществлялось с помощью электрохимического высаживания меди. Ширина оптической щели Тауца (E_T) определялась экстраполяцией зависимости $(\alpha E)^{1/2}$ от энергии E , как описано в работе [4]. Определение ширины оптической щели пленки производилось с помощью спектрометра USB2000. Определение толщины и коэффициента преломления диэлектрических пленок осуществлялось с помощью спектрального эллипсометрического комплекса «Эллипс-1891 САГ». Для исследования поверхности пленок использовался растровый электронный микроскоп Hitachi TM-1000 с, а также атомно-силовой микроскоп Certus Optic U с совмещенным оптическим микроскопом. Микроанализ осуществлялся с помощью микроанализатора Bruker Quantax 50 EDX в составе электронного микроскопа Hitachi TM-1000. ИК-спектры пропускания исследуемых пленок были получены с использованием спектрометра «Инфралюм ФТ-801».

Результаты экспериментов и их анализ

Исследование электрических свойств. Исследование электрической емкости структур Al-SiO₂-Al и Al-Ta₂O₅-Al показало общую тенденцию по изменению диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь с увеличением процентного содержания графита на составной мишени при $S_c < 40\%$, однако при больших значениях S_c качественный вид зависимостей различался. При этом зависимость электрической прочности от S_c была схожей и монотонно убывала для обеих структур (рис. 1).

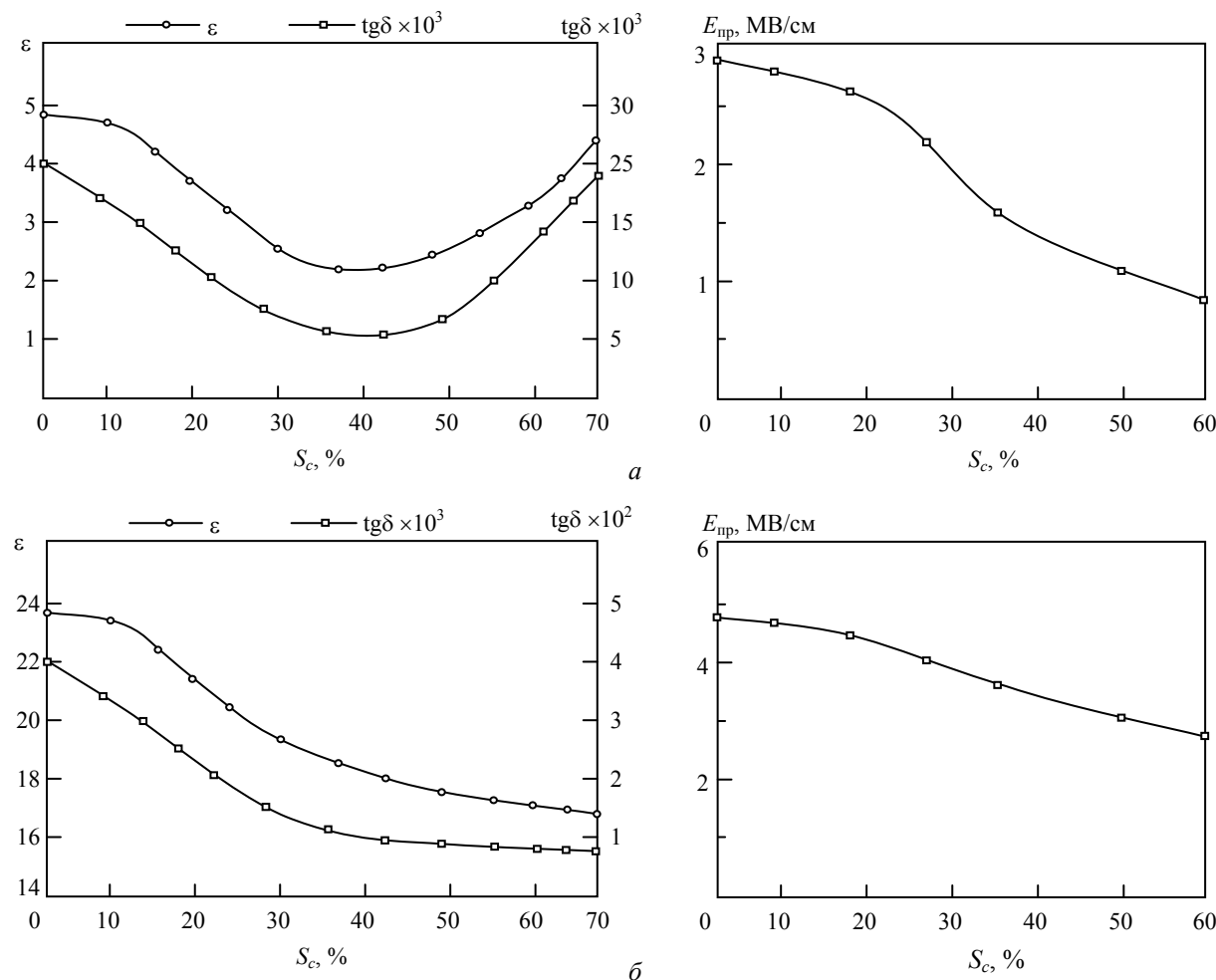


Рис. 1. Зависимость диэлектрической проницаемости ϵ , тангенса угла потерь $\text{tg}\delta$ и электрической прочности $E_{\text{пр}}$ от S_c для структуры Al-SiO₂-Al (а) и Al-Ta₂O₅-Al (б)

Очевидно, что уменьшение диэлектрической проницаемости для пленок SiO₂ может быть связано только с образованием газовых включений, поскольку все другие возможные явления (образование химических связей кремния с углеродом, образование углеродных включений) привели бы к противоположному результату. Снижение тангенса угла диэлектрических потерь предположительно связано как с наличием самих газовых включений, имеющих значительно меньший тангенс угла потерь, так и с пониженной дефектностью пленок, поскольку предполагается, что химическая реакция более интенсивно протекает в местах локализации дефектов. Рост этих величин при $S_c > 40\%$ связан с недостатком в пленке кислорода и образованием пленок SiO_x, в которых x начинает стремиться к единице, при этом могут образовываться локальные области, содержащие недоокисленный кремний, что повышает тангенс угла диэлектрических потерь. Уменьшение электрической прочности вполне характерно для пористых пленок, имеющих неоднородную структуру.

Проводя прямую аналогию, предполагается, что такие же изменения происходят и в пленках Ta₂O₅, однако вид зависимостей в них несколько иной, что может быть связано с химическими свойствами самого Ta.

Исследование оптических свойств. Исследование физических свойств диэлектрических пленок SiO₂ и Ta₂O₅ показали изменение показателя преломления n и ширины оптической щели E_T (рис. 2).

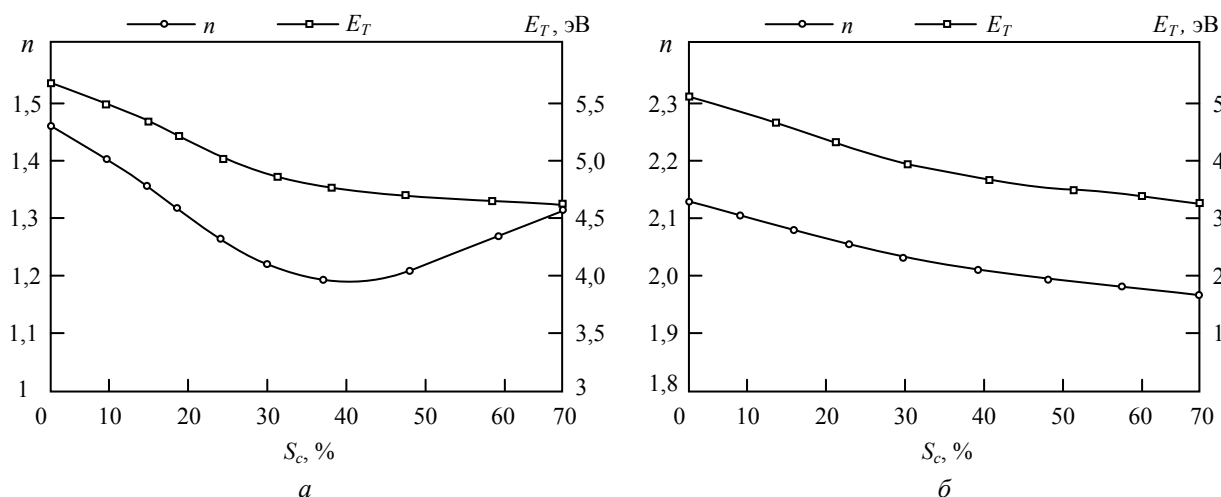


Рис. 2. Зависимость показателя преломления n (на длине волны $\lambda=632$ нм) и ширины оптической щели E_T от S_c для структуры Al-SiO₂-Al (а) и Al-Ta₂O₅-Al (б)

Поведение показателя преломления коррелирует с изменением диэлектрической проницаемости, что хорошо согласуется с теорией. Уменьшение ширины оптической щели может быть связано как с изменением электронной структуры самих диэлектрических пленок, так и с наличием газа в порах.

Исследование пористости диэлектрических пленок показало, что поры достаточно равномерно распределены по поверхности диэлектриков. При визуальном наблюдении можно выделить мелкие поры с диаметром менее 1 мкм и крупные поры с диаметром более 5–10 мкм, однако стоит отметить, что сами поры имеют меньшие размеры, поскольку при процессе электрохимического высаживания меди над порой формируется «купол», размеры которого определяются параметрами самого процесса. С ростом значения S_c количество мелких пор значительно увеличивается, достигая максимума при $S_c \sim 50\%$, затем рост сменяется участком насыщения. При этом качественный вид зависимости для пленок SiO₂ и Ta₂O₅ одинаков. Плотность пор на участке $S_c = 0 \div 70\%$ меняется более чем на порядок, от значения 400 до 4500 мм⁻². При этом морфология поверхности претерпевает значительные изменения (рис. 3).

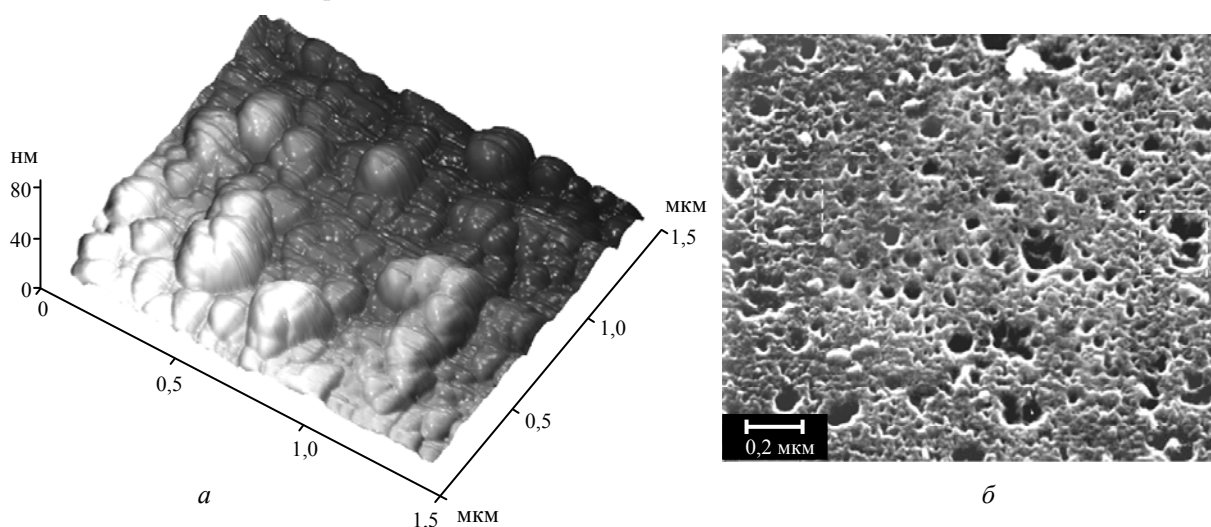


Рис. 3. Фотография поверхности пористого диэлектрика SiO₂ ($S_c = 60\%$), полученная с помощью зондового микроскопа – а; с помощью просвечивающего электронного микроскопа (после травления) – б

Спектральный анализ. Анализ состава исследуемых пленок SiO₂, выполненный с помощью микроанализатора, показал некоторое увеличение количества кислорода с ростом S_c , аналогичный рост наблюдался и в пленках Ta₂O₅. При этом ИК-спектры исследуемых пленок показывают резкое увеличение поглощения при длинах волн 2350 и 1650 см⁻¹, соответствующие колебаниям связей

С–О и О–Н соответственно. Предположительно это может быть связано с наличием воды в порах за счет капиллярного эффекта, а также продуктов реакции – газов СО или СО₂. При длительном пребывании на воздухе амплитуда данного пика заметно возрастает, при отжиге в вакууме – уменьшается.

Заключение

1. Эксперименты показали, что введение углерода в процессе формирования пленок SiO₂ и Ta₂O₅ приводит к формированию самоорганизующейся пористой структуры. При этом размер и плотность пор определяются количеством вводимого углерода.

2. Электрофизические параметры пленок SiO₂ и Ta₂O₅ во многом определяются количеством вводимого углерода и имеют схожие тенденции в некоторых интервалах, однако общий вид зависимости определяется химическими свойствами самого распыляемого материала.

3. Наличие общих тенденций в изменениях электрофизических свойств пленок SiO₂ и Ta₂O₅ при введении в них углерода позволяет полагать, что аналогичные изменения будут проявляться и в других оксидных диэлектриках, формируемых в плазме тлеющего разряда, однако качественный вид зависимости будет различным.

4. Введение углерода приводит к изменению не только электрических свойств, но и оптических свойств исследуемых диэлектриков SiO₂ и Ta₂O₅. В частности, уменьшаются показатель преломления и ширина оптической щели.

5. Формирование пористой структуры способствует повышению адсорбционной способности исследуемых диэлектриков.

Литература

1. Белов А.Н. Наноструктуры на основе пористых анодных оксидов металлов. Изд-во LAP LAMBERT Academic Publishing, 2013. – 308 с.

2. Микропористый нанокompозитный материал, синтезируемый по золь-гель технологии в присутствии циклодекстринов / Ю.А. Щипунов, А.В. Кречотень, В.Г. Курявый, И.Н. Топчиева // Коллоидный журнал. – 2005. – Т. 67, № 3. – С. 421–425.

3. Пат. 2 439 743 РФ. Способ получения пористого диоксида кремния РФ / П.Е. Троян, Ю.В. Сахаров, С.П. Усов (РФ). № 2 010 118 778 / 28; заявл. 11.05.2010; опубл. 10.01.2012. Бюл. № 1.

4. Коншина Е.А. Корреляция оптической щели и особенностей структуры аморфных гидрогенизированных углеродных пленок // ФТТ. – 1995. – Т. 37, вып. 4. – С. 1120–1125.

Сахаров Юрий Владимирович

Канд. техн. наук, доцент каф. физической электроники ТУСУРа

Тел.: +7-923-408-06-76

Эл. почта: sakh99@mail.ru

Троян Павел Ефимович

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. физической электроники ТУСУРа

Тел.: +7 (382-2) 41-39-36

Эл. почта: p.e.troyan@mail.ru

Жидик Юрий Сергеевич

Аспирант каф. физической электроники ТУСУРа

Тел.: +7-952-160-55-36

Эл. почта: Zhidikyur@mail.ru

Sakharov Yu.V., Troyan P.E., Zhidik Yu.S.

The technology of synthesis and properties of porous oxide films

A physical method to obtain porous oxide films in vacuum conditions is proposed. The structure and the properties of the porous films obtained by self-organization during magnetron sputtering the composite target are investigated. Correlations between the quantity and size of the pores, as well as the structure and properties of porous films are established.

Keywords: porous films, silicon dioxide, tantalum pentoxide, carbon.

УДК 621.382.323

В.В. Скубо, П.Е. Сим, Л.Э. Великовский, Ю.Н. Поливанова, А.Ф. Цацульников

Исследование свойств несплавных омических контактов к гетероструктуре AlGaIn/GaN

Получение омических контактов с низким сопротивлением на транзисторной гетероструктуре AlGaIn/GaN позволяет улучшить характеристики изготавливаемых на ее основе СВЧ-транзисторов. В работе представлены результаты эксперимента по формированию низкоомного омического контакта к гетероструктуре n^+ Al_{0,05}Ga_{0,95}N/i-Al_{0,23}Ga_{0,77}N/GaN с выращенным селективной эпитаксией слоем n^+ . Получены значения контактного сопротивления для различных температур отжига контакта и без проведения процесса отжига.

Ключевые слова: несплавные омические контакты, контактное сопротивление, гетероструктура AlGaIn/GaN, селективная эпитаксия GaN.

За последние годы ведущими производителями полупроводниковых СВЧ-приборов были проведены успешные разработки транзисторов на основе нитрида галлия, позволившие начать промышленный выпуск мощных полевых гетероструктурных AlGaIn/GaN СВЧ-транзисторов. Сопротивление омического контакта для выпускаемых промышленно нитрид-галлиевых СВЧ-транзисторов составляет 0,4÷0,6 Ом·мм, что существенно ограничивает СВЧ-параметры транзисторов, прежде всего возможности расширения частотного диапазона применения данных устройств. Для формирования омического контакта, как правило, используется процесс быстрого высокотемпературного (до 900 °С) отжига. Сформированные таким методом контакты имеют грубый рельеф и неровный край контакта [1].

Одним из методов снижения сопротивления контакта и улучшения его морфологии является формирование контакта к сильнолегированному слою полупроводника. Из-за особенностей технологии изготовления транзисторов на AlGaIn/GaN гетероструктуре такой слой формируют не на всей гетероструктуре, а только в областях омического контакта. Рост n^+ слоя осуществляется с помощью селективной эпитаксии с использованием маски из материала, препятствующего росту во всех областях, кроме области контакта. Такие контакты, как правило, не требуют термического отжига, характеризуются гладкой морфологией поверхности и равномерным распределением сопротивления по контактной площадке. Имеющиеся данные [2–4] показывают, что, несмотря на большую сложность, технология несплавных контактов позволяет превзойти сплавные контакты по основным параметрам: сопротивлению и качеству поверхности.

Методика эксперимента. Образцы гетероструктур, используемые в работе, представляли собой выращенные на подложках сапфира диаметром 2 дюйма гетероструктуры Al_{0,05}Ga_{0,95}N/i-Al_{0,23}Ga_{0,77}N/AlN/GaN с осажденным *in-situ* слоем Si₃N₄ толщиной 115 нм. Нитрид кремния использовался в качестве маски для процесса селективного зарастивания.

После формирования топологического рисунка омических контактов методом фотолитографии проводилось плазменное травление нитрида кремния в смеси газов SF₆ и CHF₃. После удаления фоторезиста и очистки поверхности в кислородной плазме проводилось эпитаксиальное зарастивание методом МОС-гидридной эпитаксии на установке Dragon-125 в ФТИ им. Иоффе. Сильнолегированный кремнием ($>10^{19}$ см⁻³) слой Al_{0,05}Ga_{0,95}N толщиной примерно 100 нм был получен в областях формирования омических контактов.

Металлизация омических контактов формировались методом электронно-лучевого напыления в вакууме. Исследовались свойства двух составов металлизации Ti/Au и Ti/Al/Mo/Au с общей толщиной металлов 115 и 135 нм соответственно. После напыления и удаления металла взрывом образцы были разделены для проведения исследования зависимости сопротивления от режимов быстрого термического отжига (БТО) ($T = 400, 600$ и 800 °С в течение 30 с в атмосфере азота). Результаты сравнивались с сопротивлением, полученным без отжига, и с сопротивлением, полученным на аналогичной гетероструктуре без зарастивания омических контактов (для металлизации Ti/Al/Mo/Au при $T = 800$ °С).

Измерение контактного сопротивления омических контактов проводилось методом длинной линии (TLM). Конструкция тестов была скорректирована с целью минимизации погрешности, вызванной тем, что в методе не учитывается влияние на измеряемые сопротивления собственно металлизации напыляемого контакта.

Результаты и обсуждение. Анализ выращенных образцов в электронном микроскопе показал, что толщина селективно выращенного слоя зависит от размеров окна для зарощивания. В узких (порядка 1 мкм) окнах толщина зарощенного слоя неоднородна, наблюдаются отдельные островки (рис. 1). Кроме того, вблизи стенок нитрида кремния рост отсутствует. Вероятная причина этого – не догравленный до конца слой нитрида кремния, видимый на сколе (рис. 2). Очевидно, что режим травления диэлектрика для данного процесса требует корректировки. Для окон больших размеров (десятки микрон) наблюдается перепад толщины селективно выращенного слоя между краями окна и центральными областями.

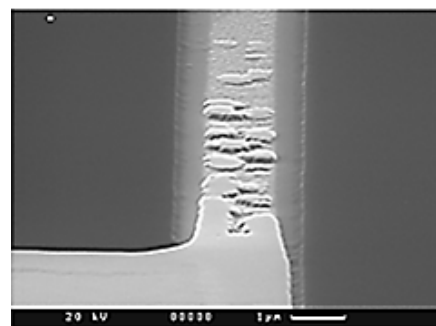


Рис. 1. Микрофотографии скола образцов после выращивания сильнолегированного слоя

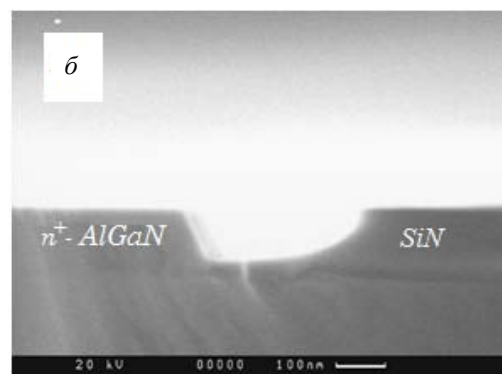
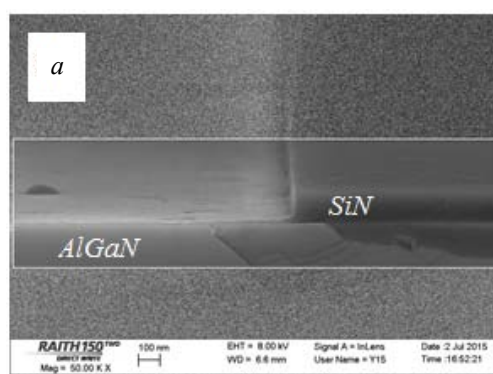
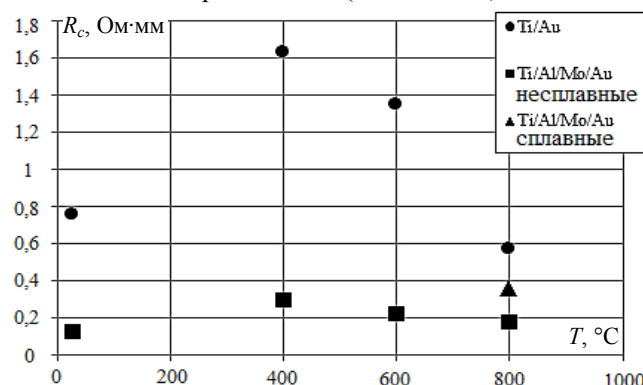


Рис. 2. Микрофотографии скола образцов после травления нитрида кремния (а) и после выращивания сильнолегированного слоя (б)

Результаты измерений контактного сопротивления на изготовленных образцах приведены на рис. 3. Для сравнения указано значение R_c , которое получается для сплавных контактов на основе Ti/Al/Mo/Au [5] на структурах без сильнолегированного слоя. Из-за неоднородности толщины селективно выращенного слоя n^+ AlGaN наблюдался разброс значений контактного сопротивления по образцу, однако можно утверждать, что как для Ti/Au, так и для Ti/Al/Mo/Au металлизаций несплавные контакты были успешно сформированы. Металлизация типа Ti/Al/Mo/Au позволяет получать омические контакты, имеющие низкие значения контактного сопротивления (вплоть до 0,125 Ом·мм – в три раза ниже сопротивления контактов на структуре без сильнолегированного слоя). Несмотря на то, что металл нижнего слоя металлизации для обоих составов был одинаков (титан), контактное сопротивление несплавных контактов отличается.

Рис. 3. Зависимость сопротивления контактов от температуры быстрого термического отжига



Это может быть связано как с неоднородностью толщины слоя n^+ , так и с различной толщиной самого слоя титана (толщина титана в металлизации Ti/Au меньше, чем в Ti/Al/Mo/Au). Последнее предположение косвенно подтверждает факт деградации характеристик Ti/Au контакта при отжиге, наблюдаемый при температуре отжига 400 °С. Диффузия золота вглубь полупроводника и окисление титана могут быть процессами, ответственными за такую деградацию.

Устойчивость омического контакта к длительному нагреву при температурах до 400 °С является важным критерием его качества. Полученные нами результаты показывают, что Ti/Au металлизация не является оптимальной для применения в транзисторных гетероструктурах.

Заключение. В данной работе было приведено исследование несплавных омических контактов к сильнолегированному $n+$ слою AlGaIn/GaN HEMT. Применение данной технологии позволяет снизить значение контактного сопротивления в три раза по сравнению со стандартными образцами и получать омические контакты, обладающие линейными вольт-амперными характеристиками без применения операций высокотемпературного отжига. Результаты проведенных исследований лягут в основу разработки промышленной технологии GaN HEMT и позволят улучшить их параметры.

Дальнейшие исследования будут проводиться на тему отработки методов травления диэлектрика и получения более качественных эпитаксиальных пленок, а также оптимизации толщин и материалов металлизации.

Литература

1. Optimization of AlGaIn/GaN HEMT Ohmic Contacts for Improved Surface Morphology with Low Contact Resistance / H.P. Xin, S. Poust, W. Sutton et al. // CS Mantech conference (Beaverton). – 2010. – № 9. – P. 149–152.
2. Pang L. Analysis of AlGaIn/GaN high electron mobility transistors with nonalloyed Ohmic contacts achieved by selective area growth using plasma assisted molecular beam epitaxy / L. Pang, K. Kim // Journal of Engineering. – 2014. – P. 8–13.
3. Ultra-low resistance ohmic contacts to GaN with high Si doping concentrations grown by molecular beam epitaxy / F.A. Faria, J. Guo, P. Zhao et al. // Applied Physics Letters (New York). – 2012. – Vol. 101, № 3. – P. 032109.
4. Enhancement-Mode AlN/GaN/AlGaIn DHFET With 700-mS/mm gm and 112-GHz ft / A.L. Corrion, K. Shinohara, D. Regan, I. Milosavljevic, et al. // IEEE Electron Device Letters. – 2010. – Vol. 31, № 10. – P. 1116.
5. Великовский Л.Э. Оптимизация омических контактов к AlGaIn/GaN-транзисторам с высокой подвижностью электронов / Л.Э. Великовский, П.Е. Сим // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 3 (33). – С. 66–69.

Скубо Валерия Васильевна

Студентка каф. физической электроники ТУСУРа
Тел.: +7-923-427-42-08
Эл. почта: lerochka_2009@mail.ru

Сим Павел Евгеньевич

Аспирант каф. физической электроники ТУСУРа
Тел.: +7-923-417-11-10
Эл. почта: nezt@ya.ru

Великовский Леонид Эдуардович

Главный технолог НПК «Микроэлектроника», НПФ «Микран», Томск
Тел.: +7-913-880-13-41
Эл. почта: level@micran.ru

Поливанова Юлия Николаевна

Инженер 2-й категории НПК «Микроэлектроника», НПФ «Микран», Томск
Тел.: +7-923-502-05-79
Эл. почта: uropolivanova@bk.ru

Цацульников Андрей Федорович

Канд. физ.-мат. наук, ст. науч. сотрудник ФТИ им. А.Ф. Иоффе РАН, Санкт-Петербург
Тел.: +7-812-297-31-82
Эл. почта: andrew@beam.ioffe.ru

Skubo V.V., Sim P.E., Velikovskiy L.E., Polivanova Y.N., Tsatsul'nikov A.F.

Investigation of properties of nonalloyed ohmic contacts to the heterostructure AlGaIn/GaN

In this paper we discuss formation of Ti/Au and Ti/Al/Mo/Au-based nonalloyed ohmic contacts to AlGaIn/GaN heterostructure. Selective epitaxy of highly doped $n+\text{Al}_{0.05}\text{Ga}_{0.95}\text{N}$ was used for this. Obtained contacts were annealed at different temperatures and R_c and $I-V$ characteristics were obtained and examined.

Keywords: nonalloyed ohmic contacts, contact resistance, AlGaIn/GaN heterostructure, selective epitaxy of GaN.

УДК 537.312

И.В. Пухова

Влияние ионной имплантации на поверхностное сопротивление полимерных диэлектриков

Ионная имплантация является одним из наиболее эффективных и перспективных методов модифицирования поверхностных свойств материалов, в частности, удельного поверхностного сопротивления. В настоящей работе изучено влияние имплантации ионов серебра и углерода дозами $1 \cdot 10^{14}$, $1 \cdot 10^{15}$, $1 \cdot 10^{16}$ ион/см² на изменение поверхностного сопротивления политетрафторэтилена (ПТФЭ) и полилактида (ПЛ). Установлено, что имплантация ионов серебра с энергией 40 кэВ и углерода с энергией 20 кэВ приводит к снижению удельного поверхностного сопротивления полилактида на 3–5 порядков и политетрафторэтилена на 1 порядок величины.

Ключевые слова: ионная имплантация полимеров, удельное поверхностное сопротивление, политетрафторэтилен, полилактид.

Имплантация ионов металлов в поверхности органических полимеров применяется для увеличения их поверхностной проводимости [1], повышения износостойкости [2], придания поверхности бактерицидных свойств [3]. Изменение функциональных свойств полимерных материалов методом ионной имплантации является перспективным с точки зрения их применения в различных отраслях промышленности [4, 5]. В частности, политетрафторэтилен (иначе – тефлон или фторопласт) благодаря жаропрочности, антифрикционным свойствам и химической стойкости широко применяется в химической, электротехнической, пищевой промышленности и в медицине. Применение ионной имплантации позволит значительно улучшить физико-химические и биологические свойства материала с целью эффективного практического его применения. Актуальным является изучение процесса облучения ионами серебра образцов ПТФЭ для модифицирования его поверхностных физико-химических свойств. Полилактид относится к классу биоразлагаемых полимеров, которые широко применяются в современной медицине для производства саморассасывающихся хирургических нитей, иммунотолерантных имплантатов и штифтов. Особый интерес представляет изучение влияния имплантации разных ионов на изменение поверхностных свойств ПЛ. Целью настоящего исследования было изучение удельного поверхностного сопротивления политетрафторэтилена и полилактида после имплантации ионами серебра и углерода с дозами облучения $1 \cdot 10^{14}$, $1 \cdot 10^{15}$, $1 \cdot 10^{16}$ ион/см².

Материалы и методы исследования. Экспериментальные образцы ПТФЭ ($[\text{C}_2\text{F}_4]_n$) были изготовлены из листа фторопласта размером 1×1 см. Образцы полилактида (ПЛ) ($[-\text{OCH}(\text{CH}_3)-\text{CO}-]_n$) получали из 5% раствора ПЛ в хлороформе, после испарения растворителя при комнатной температуре полученные пластины разрезали до необходимых размеров (1×1 см). Имплантацию ионов Ag и углерода проводили на универсальном экспериментальном стенде, оснащённом источником ионов на основе вакуумного дугового разряда MEVVA-5.Ru [6]. Ток вакуумной дуги составлял 200 А при длительности импульса 250 мкс и частоте следования импульсов 1 Гц. Имплантацию ионами осуществляли до достижения экспозиционных доз $1 \cdot 10^{14}$, $1 \cdot 10^{15}$ и $1 \cdot 10^{16}$ ион/см² при ускоряющем напряжении 20 кВ. Измерение зарядовых состояний ионов проводили при помощи времяпролетного масс-зарядного спектрометра [7]. С учётом средней зарядности ионов Ag в плазме вакуумного дугового разряда, равной $\langle Q \rangle_{\text{Ag}} = 2$, средняя энергия ионов Ag в пучке составляла 40 кэВ [8]. В случае применения углерода в качестве материала катода вакуумного дугового разряда, средняя зарядность углеродных ионов составляет $\langle Q \rangle_{\text{C}} = 1$. Таким образом, средняя энергия ионов углерода соответствовала значению 20 кэВ [8]. Измерение тока пучка производилось при помощи подвижного цилиндра Фарадея. Скорость набора экспозиционной дозы и средняя плотность мощности регулировали током ионного пучка и частотой следования разрядных импульсов. Величины скорости набора дозы и средней плотности мощности составляли $1 \cdot 10^{11}$ ион/(см²·с) и 0,5 мВт/см² соответственно. В процессе обработки ионными пучками образцы фиксировались на поверхности водоохлаждаемого коллектора. Их температура не превышала 20 °С. Рабочее давление поддерживалось криогенным насосом на уровне $1 \cdot 10^{-6}$ Торр.

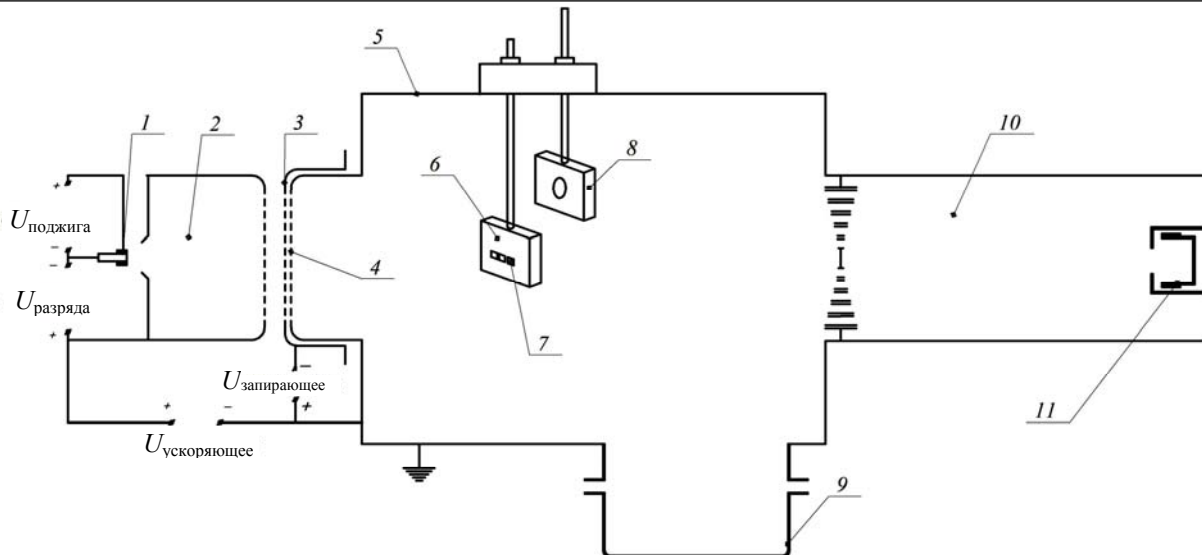


Рис. 1. Экспериментальная установка: 1 – катод; 2 – полый анод; 3 – электрод отсечки вторичных электронов; 4 – извлекающий электрод; 5 – вакуумная камера; 6 – держатель образцов; 7 – образцы; 8 – коллектор; 9 – криогенный насос; 10 – времяпролетный масс-спектрометр; 11 – цилиндр Фарадея

Поверхностное сопротивление измерялось при помощи тераомметра Е6-13А в диапазоне от 10^6 до 10^{14} Ом с погрешностью измерений до $\pm 10\%$. Прибор позволяет проводить измерение сопротивления при относительно малом (не более 100 В) напряжении, прикладываемом к измерительным электродам. Таким образом минимизировалось влияние поляризации материала исследуемого образца, и, следовательно, абсорбционного тока, на процесс измерения сопротивления. Схема измерения поверхностного сопротивления представлена на рис. 2. В качестве контактов (электродов) использовался листовая вспененный графит в виде пластин, плотно прижатых к полимерному образцу. Значения удельного поверхностного сопротивления рассчитывались по формуле

$$\rho = R b/l, \quad (1)$$

где R – измеренное сопротивление; b – длина контактов; l – расстояние между контактами [9].

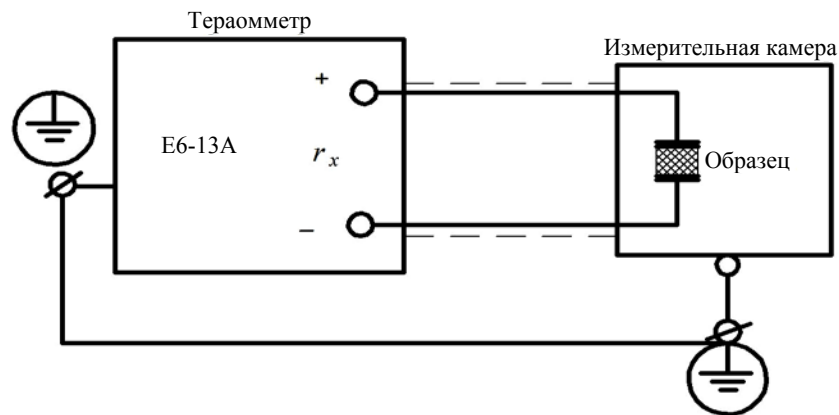


Рис. 2. Схема измерения поверхностного сопротивления с помощью тераомметра Е6-13А

Результаты эксперимента и обсуждение. На рис. 3 представлены результаты измерений удельного поверхностного сопротивления имплантированных образцов ПЛ (а) и ПТФЭ (б). Удельное поверхностное сопротивление исходного, не подвергавшегося ионной обработке ПЛ составило $2,1 \cdot 10^{13}$ Ом/кв. Имплантация ионами Ag и углерода с экспозиционными дозами $1 \cdot 10^{14}$ и $1 \cdot 10^{15}$ ион/см² приводит к незначительному повышению поверхностного сопротивления образцов ПЛ в пределах одного порядка величины до $1,4 \cdot 10^{13}$ Ом/кв, что, скорее всего, обусловлено погрешностью измерений. Дальнейшее увеличение дозы экспозиции до $1 \cdot 10^{16}$ ион/см² приводило к снижению поверхностного сопротивления образцов, имплантированных ионами углерода, на 3 порядка ($\rho = 4,5 \cdot 10^{10}$ Ом/кв) и к снижению на 5 порядков величины сопротивления образцов, имплантированных ионами Ag ($\rho = 2,3 \cdot 10^8$ Ом/кв).

Предполагаемый механизм формирования электропроводности приповерхностных слоев может быть основан на непосредственном переносе заряда между электропроводящими частицами, образованными внедренными атомами серебра или углерода, при приложении внешнего электрического поля [10]. С другой стороны, следует принимать во внимание присутствие в ионно-модифицированном приповерхностном слое ПЛ атомов «несвязанного» углерода, которые неизбежно образуются в результате деструкции макромолекул, под действием большой энергии, выделяемой при торможении ионов, сталкивающихся со структурными единицами экспериментальных образцов. Таким образом, изменения поверхностного сопротивления могут быть результатом совокупного влияния атомов внедренного металла и «несвязанного» углерода.

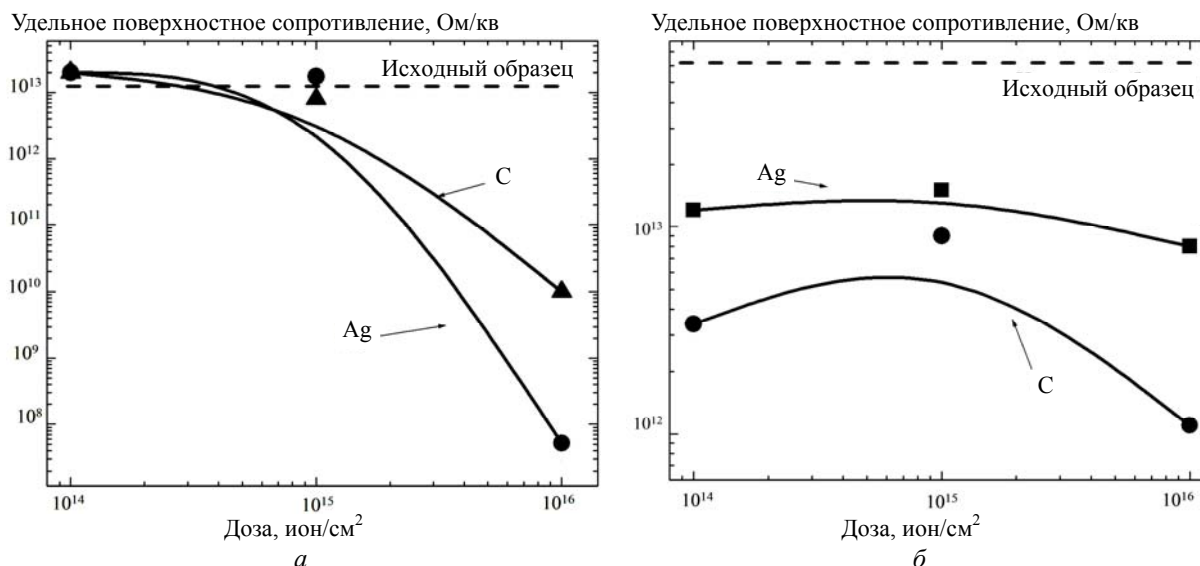


Рис. 3. Удельное поверхностное сопротивление полилактида (а) и политетрафторэтилена (б) в зависимости от дозы имплантации

Удельное поверхностное сопротивление исходного образца ПТФЭ составляет $5 \cdot 10^{13}$ Ом/кв. С другой стороны, удельное поверхностное сопротивление образцов из ПТФЭ, имплантированных ионами серебра и углерода, уменьшается незначительно, всего на один порядок величины. Указанное различие в поведении поверхностного сопротивления данных материалов после имплантации объясняется различием их состава и исходных свойств.

Заключение. Представленные результаты свидетельствуют об эффективном взаимодействии пучков ускоренных ионов с поверхностями полилактида и политетрафторэтилена. На данном этапе исследований было показано, что имплантация ионов серебра и углерода с экспозиционной дозой на уровне $1 \cdot 10^{16}$ ион/см² приводит к уменьшению поверхностного сопротивления экспериментальных образцов полимеров. Практическая ценность полученных результатов заключается в демонстрации возможности модификации поверхностных свойств диэлектрических полимерных материалов как с низкой, так и с достаточно высокой температурной стойкостью. Показано, что после имплантации сопротивление образцов уменьшается, но на разные величины для каждого материала. Проводимость полилактида увеличивается на 3 порядка после имплантации ионов углерода и на 5 порядков при внедрении ионов серебра. Удельное поверхностное сопротивление политетрафторэтилена снижается на 1 порядок величины.

Литература

1. Conducting polymer formed by low energy gold ion implantation / M.C. Salvadori, M. Cattani, F.S. Teixeira, I.G. Brown // Applied Physics Letters. – 2008. – Vol. 93. – P. 073102/
2. Modification of the Textile Materials by Vacuum Arc Ion Source Implantation / A.G.Nikolaev, K.P. Savkin, G.Yu. Yushkov, E.M. Oks // Proceedings of 10th International Conference on Material Modification with Particle Beams and Plasma flows (Tomsk). – 2010. – P. 401–404.
3. Comparison of antibacterial properties of ion implanted and conventional nanoparticle treated medical textiles / E.E. Kocabas, O. Gube, E.M. Oks et al. // 16-th International Conference on Surface Modification of Materials by Ion Beams: Proceedings (Tokyo, Japan). – 2009. – P. 59.

4. Tao L. Surface modification of biomaterials using plasma immersion ion implantation and deposition / L. Tao, Q. Yuqin, L. Xuanyong // *Interface Focus*. – 2012. – Vol. 2. – P. 325–336.
5. Mansoa M. Cellular response to oxygen containing biomedical polymers modified by Ar and He implantation / M. Mansoa, N.C. Rodriguez, D. Gilliland, R.P. Garcia, F. Rossi // *Acta Biomaterialia*. – 2007. – Vol. 3. – P. 735–743.
6. Nikolaev A.G. Upgraded vacuum arc ion source for metal ion implantation / A.G. Nikolaev, E.M. Oks, K.P. Savkin et al. // *Review of scientific instruments*. – 2012. – Vol. 83.
7. Gushenets V.I. Simple and inexpensive time-of-flight charge-to-mass analyzer for ion beam source characterization / V.I. Gushenets, A.G. Nikolaev, E.M. Oks, L.G. Vintizenko, G.Yu. Yushkov // *Review of scientific instruments*. – 2006. – Vol. 77. – P. 063301.
8. Anders A. Ion flux from vacuum arc cathode spots in the absence and presence of a magnetic field / A. Anders, G.Yu. Yushkov // *Journal of Applied Physics*. – 2002. – Vol. 91. – P. 4824.
9. Павлов Л.П. Методы измерения параметров полупроводниковых материалов. – М.: Высшая школа, 1987. – 239 с.
10. Salvadori M.C. On the electrical conductivity of Ti-implanted alumina / M.C. Salvadori, F.S. Teixeira, M. Cattani et al. // *Journal of Applied Physics*. – 2012. – Vol. 111. – P. 063714.

Пухова Ирина Владимировна

Аспирант лаборатории плазменных источников Института сильноточной электроники

Тел.: +7-952-809-49-12

Эл. почта: ivpuhova@mail.ru

Pukhova I.V.

Ion implantation effect on the polymer dielectrics surface resistance

Ion implantation is one of the most effective and promising methods for the material surface property modification, such as surface resistivity. In this study the silver and carbon ion implantation with doses of $1 \cdot 10^{14}$, $1 \cdot 10^{15}$, $1 \cdot 10^{16}$ ions/cm² effect on polytetrafluoroethylene (PTFE) and polylactide (PL) surface resistance alteration has been investigated. It was found that the implantation of silver ions with energy of 40 keV and carbon with energy of 20 keV reduces the surface resistivity of polylactide by 3–5 orders of magnitude and PTFE by 1 order of magnitude.

Keywords: ion implantation of polymers, surface resistivity, polytetrafluoroethylene, polylactide.

УДК 621.382.032.21

Т.И. Данилина, А.А. Попов

Моделирование коэффициента оптического вывода светодиода на основе GaN при наличии микрорельефа на световыводящей поверхности

Представлены результаты моделирования микрорельефа различной конфигурации на слое *n*-GaN в светодиодной гетероструктуре на основе GaN/InGaN. Определена оптимальная геометрия микроострий, позволяющая увеличить коэффициент оптического вывода в 2 раза по сравнению с плоской световыводящей поверхностью.

Ключевые слова: микрорельеф, микроострия, полусферы, коэффициент оптического вывода.

В настоящее время одной из основных задач в исследовании полупроводниковых светодиодов на основе нитрида галлия и его твёрдых растворов является увеличение внешнего квантового выхода светодиода.

Внешний квантовый выход излучения светодиодного кристалла определяется двумя основными параметрами – внутренним квантовым выходом η_{int} и коэффициентом оптического вывода h_{extract} [1]:

$$\eta_{\text{ext}} = \eta_{\text{int}} \cdot h_{\text{extract}}.$$

Эффект полного внутреннего отражения на границе материала с высокой оптической плотностью (полупроводника) и материала с низкой оптической плотностью (сапфировой подложки и (или) воздуха) является ключевым фактором, ограничивающим эффективность вывода света. Для светодиодных кристаллов на основе InGaN/GaN-гетероструктур критический угол составляет $\sim 23^\circ$ (показатели преломления GaN и сапфира соответственно 2,5 и 1,6). Таким образом, лишь малая часть фотонов, падающих на границу раздела под углом, лежащим в диапазоне $0 \div 23^\circ$, способна покинуть кристалл [2].

Несмотря на то, что огромное количество работ направлено на исследование методов повышения внешнего квантового выхода [3, 4], наиболее эффективными способами решения этой проблемы являются формирование микрорельефа на световыводящей поверхности и использование просветляющих оптических покрытий.

Для создания микрорельефных поверхностей используются различные методы травления GaN. Наиболее подходящим методом для травления нитрида галлия является плазменный метод, поскольку он обеспечивает высокую скорость травления. Однако взаимодействие с плазмой приводит к созданию в материале поверхностных дефектов, таких как вакансии, атомы примесей и остатки от процесса травления. С другой стороны, использование жидкостного метода позволяет избежать формирования дефектов в процессе травления. Так как скорость травления GaN жидкостным методом невелика, то применяют дополнительное УФ-освещение для увеличения скорости [5].

Целью данной работы является исследование влияния микрорельефа различной конфигурации, сформированного на световыводящей поверхности светодиода, на коэффициент оптического вывода.

Программный продукт, разработанный на кафедре физической электроники ТУСУРа LED-SimuLight [6], позволяет моделировать распространение светового луча в гетероструктурах с разным показателем преломления слоёв, а также исследовать влияние микрорельефа на коэффициент оптического вывода светодиода.

В качестве исходной была выбрана структура флип-чип светодиода на гетероструктуре GaN/InGaN. Световыводящей поверхностью является слой *n*-GaN (рис. 1).

При проведении эксперимента нижняя и боковые части гетероструктуры были закрыты отражающим материалом. В таком случае фотоны, генерируемые в слое *i*-GaN (нелегированном), могут выйти из кристалла только через световыводящую поверхность *n*-GaN. Следовательно, сравнивая значения коэффициента оптического вывода для плоской структуры и при наличии микрорельефа, можно исследовать влияние поверхности на долю фотонов, покинувших кристалл. При моделировании данной структуры было получено значение коэффициента оптического вывода, равное

$h_{\text{extract}} = 0,23$. Следовательно, из кристалла вышло только 23% всех фотонов, рождённых в активной области структуры.



Рис. 1. Исследуемая структура GaN/InGaN

В процессе моделирования была исследована геометрия рельефа в виде микроострий и полусфер. При проведении эксперимента изменялось соотношение ширины и высоты микроострия (200×100 ; 200×200 ; 200×300 нм), а также расстояние между остриями (50; 100; 200 нм). На рис. 2 показаны варианты моделируемых структур.

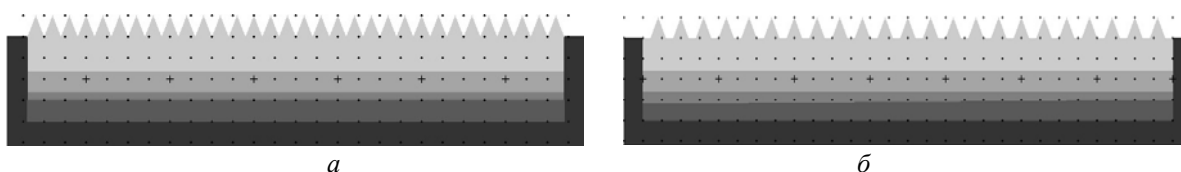


Рис. 2. Варианты моделируемых структур с различной конфигурацией микрорельефа (ширина и высота острий 200 нм): а – сплошной микрорельеф в виде острий; б – микрорельеф в виде острий с расстоянием между ними 100 нм

При исследовании влияния расстояния между остриями на коэффициент оптического вывода ширина и высота основания составляли 200 нм.

Было установлено, что наибольшим коэффициентом оптического вывода обладают структуры со сплошным микрорельефом, где основание острия больше его высоты (200×100 нм соответственно). При увеличении расстояния между остриями коэффициент оптического вывода уменьшается, поскольку уменьшается число микроострий на единице площади поверхности. На рис. 3 представлены вариант структуры с коэффициентом оптического вывода $h_{\text{extract}} = 0,46$, а также траектория фотона в кристалле.

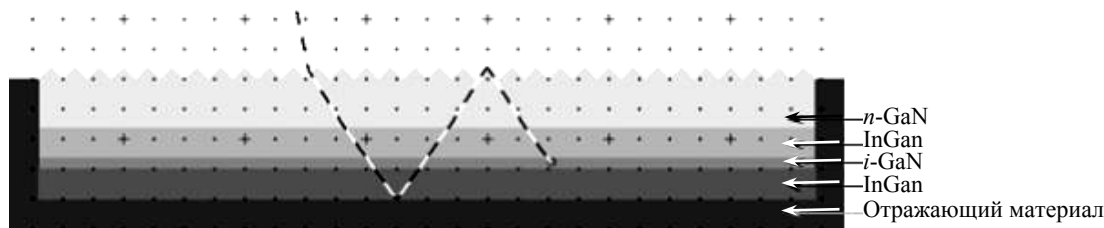


Рис. 3. Ход луча света в кристалле при наличии микрорельефа в виде микроострий

Из рис. 3 видно, что при отражении от микроострия фотон меняет свою траекторию и при последующем отражении в объёме также может попасть на поверхность под другим углом, что способствует выходу фотона из кристалла.

Другим вариантом микрорельефа на световыводящей поверхности светодиода для увеличения значения коэффициента оптического вывода является формирование полусфер из диоксида кремния. SiO_2 обладает показателем преломления, значение которого является промежуточным между воздухом $n=1$ и нитридом галлия $n=2,43$. Следовательно, полусферы из диоксида кремния должны рассеивать кванты света, возникающие в активной области, изменяя их траекторию и увеличивая вероятность выхода света из кристалла. В процессе моделирования микрорельефа в виде полусфер из SiO_2 исследовалось влияние диаметра полусфер на коэффициент оптического вывода. Диаметр полусфер изменялся от 200 до 400 нм.

Было установлено, что структуры с микрорельефом в виде полусфер из SiO_2 обладают меньшим коэффициентом оптического вывода по сравнению с со структурами с микрорельефом в виде микроострий. При увеличении диаметра полусфер коэффициент оптического вывода изменяется незначительно (0,5–1%). На рис. 4 представлены вариант структуры с диаметром полусфер 400 нм, обладающей коэффициентом оптического вывода $h_{\text{extract}} = 0,35$, а также траектория фотона в кристалле.

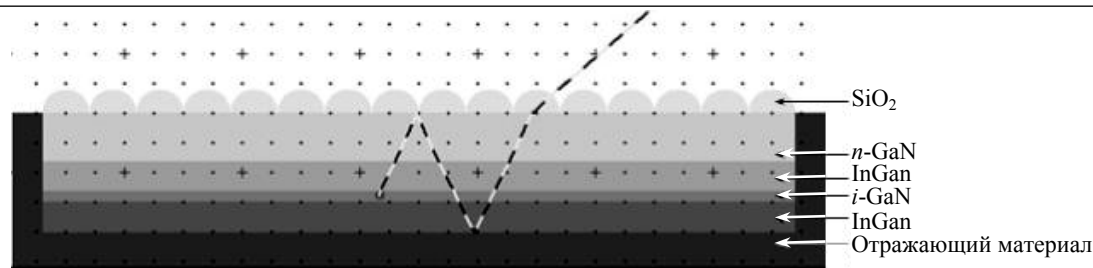


Рис. 4. Ход луча света в кристалле при наличии микрорельефа в виде полусфер

Из рис. 4 видно, что подобная конфигурация микрорельефа также увеличивает вероятность выхода фотона из кристалла, однако значение коэффициента оптического вывода для такой структуры меньше, чем для структуры с микрорельефом в виде острий.

В работе показаны возможности моделирования гетероструктур и микрорельефных поверхностей в программном продукте LEDSimuLight. Исследовано влияние световыводящей поверхности с микрорельефом различной конфигурации на коэффициент оптического вывода светодиода, а также установлено, что наибольшим коэффициентом оптического вывода ($\eta_{\text{extract}} = 0,46$) обладают структуры с микроостриями, у которых ширина основания больше их высоты.

Литература

1. Шуберт Ф. Светодиоды / пер. с англ.; под ред. А.Э. Юновича. – 2-е изд. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. – 496 с.
2. Данилина Т.И. Создание микрорельефных поверхностей в просветляющих оптических покрытиях для повышения внешней квантовой эффективности синих светодиодов на основе GaN / Т.И. Данилина, П.Е. Троян, И.А. Чистоедова // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2011. № 2(24). – С. 64–67.
3. Синие флип-чип светодиоды на основе AlGaInN с удаленной сапфировой подложкой / И.П. Смирнова, Л.К. Марков, Д.А. Закгейм и др. // ФТП. – 2006. – Т. 40, № 11. – С. 1397–1401.
4. Increase in the extraction efficiency of GaN-based light-emitting diodes via surface roughening / T. Fujii, Y. Gao, R. Sharma et al. // Appl. Phys. Lett. – 2004. – Vol. 84, N 6. – P. 855–857.
5. Efficient wet etching of GaN and p-GaN assisted with chopped UV source / J.M. Hwang, K.Y. Ho, Z.H. Hwang, W.H. Hung et al. // Superlattices and Microstructures. – 2004. – Vol. 45, P. 45–47.
6. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2015616575. NEMO LED / Р.А. Мухамедеев, Т.И. Данилина. – Заявка №2015613948. Дата поступления 17 апреля 2015 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 15 июня 2015 г.

Данилина Тамара Ивановна

Канд. техн. наук, профессор каф. физической электроники ТУСУРа
Тел.: +7-960-971-27-43
Эл. почта: danti123@mail.ru

Попов Артем Александрович

Студент ТУСУРа
Тел.: +7-913-880-78-12
Эл. почта: part.94@yandex.ru

Danilina T.I., Popov A.A.

Simulation of light extraction efficiency of GaN-based LED with micro-relief on a light output surface

This work is devoted to investigation of influence of micro-relief formed on a light output surface of LED produced on optical output coefficient. Simulation results of microrelief on n-GaN layer of GaN/InGaN-based heterostructures of light emitting diode are presented. Optimal geometry of microedges allowing to increase optical output coefficient twofold in comparison to flat light output surface was identified.

Keywords: micro-relief, microedges, optical output coefficient.

УДК 535:621.372.8

А.Д. Безпальный, А.О. Верхотуров, В.М. Шандаров

Волноводные и дифракционные элементы устройств и приборов фотоники, оптически индуцированные в подложках ниобата лития с фоторефрактивным поверхностным слоем

Путем поточечной экспозиции и освещения через амплитудную маску сформированы волновоодно-оптические и фазовые дифракционные структуры в кристаллических образцах ниобата лития с поверхностным легированием фоторефрактивными примесями.

Ключевые слова: фоторефрактивный эффект, ниобат лития, поточечное экспонирование, волноводный элемент, дифракционная решетка.

Кристаллы ниобата лития (LiNbO_3) широко используются в интегральной и нелинейной оптике, благодаря уникальному сочетанию оптических, электрооптических, акустооптических, нелинейно-оптических и механических свойств [1]. Значительный интерес представляет и фоторефрактивная чувствительность материала при его легировании в процессе выращивания кристалла некоторыми примесями, например железом (Fe) и медью (Cu) [1]. Легированные кристаллические образцы пригодны для голографической записи, с помощью световых полей в них могут формироваться фазовые дифракционные решетки и более сложные голографические структуры, что важно в плане создания оптоэлектронных и полностью оптических элементов фотоники. Различные примеси могут вводиться в образцы LiNbO_3 и через поверхность путем твердотельной диффузии, ионообменных реакций и ионной имплантации [2, 3]. Это позволяет изменять физические свойства материала в приповерхностной области в широких пределах. Так, приповерхностный слой может приобретать волновоодно-оптические или лазерные свойства [2, 4, 5], могут изменяться его акустические характеристики и оптическое поглощение [1]. Введение примесей через поверхность позволяет обеспечить их более высокую концентрацию без ухудшения механических свойств материала в приповерхностном слое в сравнении с легированием в процессе роста. Кроме того, при этом возможно легирование разных областей поверхности образца разными примесями или их комбинациями [6].

Целью данной работы является исследование формирования и характеристик волновоодно-оптических структур и одномерных дифракционных решеток в образцах LiNbO_3 с поверхностным легированием фоторефрактивными примесями, с использованием процедур поточечного последовательного экспонирования фоточувствительной области лазерным излучением и ее параллельного экспонирования через одномерный амплитудный транспарант.

Исследование оптически индуцированных волноводных структур. Волновоодно-оптические каналные структуры формировались в образце LiNbO_3 Y-среза с размерами $30 \times 3 \times 15$ мм³ по осям X, Y и Z. Приповерхностная область легирована ионами Cu путем термической диффузии при температуре 900 °C из пленки, нанесенной на поверхность образца распылением в вакууме. Толщина легированного слоя составляет около 100 мкм. Присутствие меди не приводит к значительному возрастанию темновой проводимости LiNbO_3 , что обеспечивает долговременное хранение в таком материале оптически индуцированных элементов. Источником излучения служил YAG:Nd³⁺ лазер с удвоением частоты, работающий в непрерывном режиме. Длина волны света и мощность излучения составляли $\lambda = 532$ нм и $P = 10$ мВт. Лазерный пучок фокусировался на поверхность образца линзой с фокусным расстоянием ~ 7 см, диаметр пучка в области перетяжки по уровню половинной интенсивности составлял 70 мкм.

Вследствие фоторефрактивного эффекта показатель преломления LiNbO_3 в экспонированной области понижается [1, 7], поэтому волновоодно-оптический эффект может проявляться в промежутке между такими областями. В экспериментах они представляли собой параллельные полосы, ориентированные параллельно оси X, создаваемые поточечным экспонированием поверхности кристалла (плоскость, перпендикулярная оси Y) сфокусированным световым пучком. Каждая из двух полосок состояла из 20 точек, центры которых отстояли на 25 мкм. Расстояние между центрами полосок оценивалось в 90 мкм при диаметре экспонирующего пучка в области перетяжки по уровню

половинной интенсивности в 70 мкм. Время экспонирования каждой точки при мощности излучения 10 мВт изменялось в разных экспериментах от 2 до 10 с. Смещение образца относительно светового пучка осуществлялось с помощью линейного позиционера, обеспечивающего точность перемещения 5 мкм.

Для визуального контроля индуцированных в LiNbO₃ оптических неоднородностей использовался метод их зондирования нефокусированным и фокусированным лазерными пучками (рис. 1). При зондировании экспонированной области с помощью анализатора лазерных пучков изучались световые картины на выходной плоскости образца (при использовании нефокусированного пучка) и в дальней зоне дифракции (в случае фокусированного пучка).

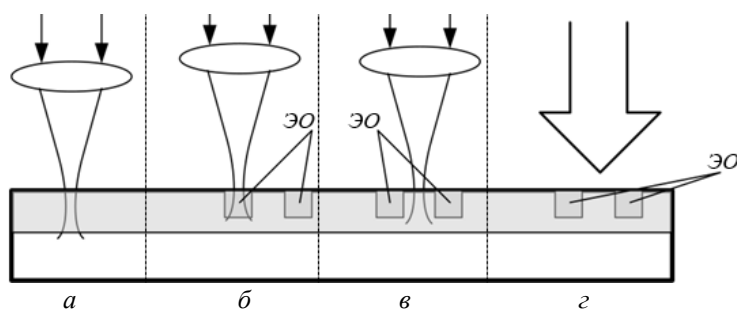


Рис. 1. Схема взаимного расположения светового поля и экспонированных областей (ЭО) при оптическом зондировании фокусированным и нефокусированным пучками:

а – фокусированный пучок в оптически однородной области; *б* – в экспонированной области; *в* – между экспонированными областями; *г* – параллельный пучок в области наведенной структуры

Рисунок 2, *а* иллюстрирует результаты зондирования экспериментального образца световым пучком с диаметром 0,55 мм (по уровню половинной интенсивности) в области наведенной канальной волноводной структуры. Источником излучения являлся He-Ne лазер с длиной волны света $\lambda = 633$ нм и поляризацией, соответствующей необыкновенной волне кристалла. Две параллельные темные полосы в центральной части картины соответствуют экспонированным областям с пониженным показателем преломления. Светлая полоса между ними – волноводная область.

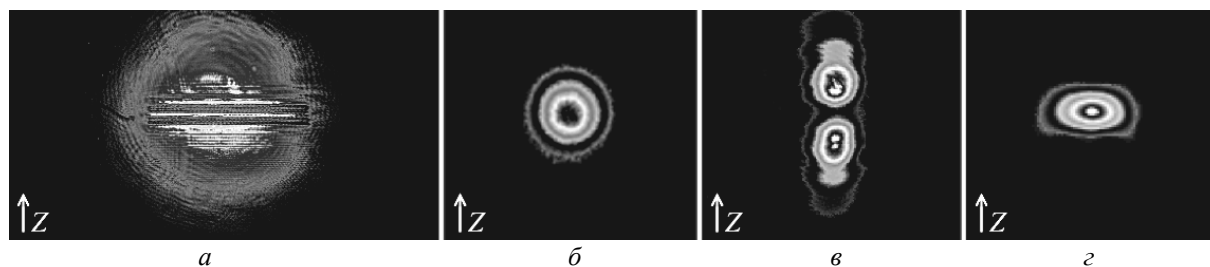


Рис. 2. Световые картины, полученные при оптическом зондировании: *а* – параллельный пучок в области наведенной структуры; *б* – фокусированный пучок в оптически однородной области;

в – пучок зондирует экспонированную область; *г* – пучок между экспонированными полосками

Для изучения локальных изменений показателя преломления, возникающих при экспонировании образца, область сформированных структур зондировалась фокусированным световым пучком. В этом случае диаметр пучка сравним с масштабом оптической неоднородности, поэтому дифрагированное световое поле меняет свой профиль в направлении нормали к границам этой неоднородности, т.е. в поперечном направлении относительно волноводной полоски. На рис. 2, *б-г* представлены световые картины в дальней зоне дифракции, иллюстрирующие изменение поперечного распределения интенсивности фокусированного лазерного пучка с диаметром 80 мкм (по уровню половинной интенсивности). Картины соответствуют зондированию образца в направлении оси *Y* в оптически однородной области (см. рис. 2, *б*), в экспонированной области (рис. 2, *в*) и в области между экспонированными полосками (см. рис. 2, *г*). В оптически однородной области световая картина имеет круговую симметрию (см. рис. 2, *б*), но эта симметрия не сохраняется при зондировании образца в оптически неоднородных областях. Область между экспонированными полосками играет в этом случае роль фокусирующей цилиндрической линзы при распространении света в направле-

нии оси Y , т.е. обладает волноводными свойствами при распространении света в направлении X . Следует отметить, что метод поточечного экспонирования использовался ранее при продольно-однородной оптической модуляции параметров прямолинейных фоторефрактивных канальных волноводов в LiNbO_3 [8], однако он применим и для создания и модуляции волноводных элементов более сложной топологии. В материалах, не обладающих фоторефрактивными свойствами, также используется подобный подход поточечного экспонирования, но при этом требуются лазерные источники, работающие в режиме генерации световых импульсов фемтосекундной длительности с энергией импульса в единицы миллиджоулей [9].

Исследование оптически индуцированных дифракционных элементов. Одномерные фазовые дифракционные решетки формировались в кристаллическом образце LiNbO_3 Y -срезы с размерами $13 \times 2 \times 8$ мм³ по осям $X \times Y \times Z$, легированном комбинацией ионов Fe и Cu путем термической диффузии из пленок на поверхности образца. Глубина проникновения ионов Fe составляла около 25 мкм (при температуре диффузии 1000 °C), а ионов Cu – около 50 мкм (при температуре диффузии 900 °C). Это определялось разной величиной коэффициентов диффузии данных элементов в LiNbO_3 [2]. В качестве источника излучения использовался YAG:Nd^{3+} лазер с удвоением частоты, работающий в непрерывном режиме (длина волны света $\lambda = 532$ нм). Мощность излучения менялась в экспериментах от 10 до 50 мВт, его поляризация соответствовала обыкновенной волне в кристалле.

Фазовые решетки в фоторефрактивном образце можно сформировать, используя разные оптические схемы для обеспечения периодического распределения интенсивности света в среде. Это двухпучковая голографическая схема, однолучевая схема с амплитудным транспарантом, расположенным непосредственно у экспонируемой поверхности образца, а также проекционная оптическая схема с возможностью масштабирования изображения амплитудного транспаранта на этой поверхности [10]. Амплитудный транспарант (АТ) позволяет обеспечить как не обязательно периодическую топологию дифракционной структуры в целом, так и близкий к ступенчатому виду профиль показателя преломления ее элемента [5]. В экспериментах использовалась схема формирования дифракционных решеток с амплитудным транспарантом у поверхности образца, обеспечивающая лучшую временную и температурную стабильность световой картины в процессе формирования фоторефрактивной решетки по сравнению с двухлучевой голографической схемой [10]. Роль АТ играла амплитудная дифракционная решетка с пространственным периодом 40 мкм на поверхности стандартной пластины фотошаблона. Она получена путем вакуумного напыления пленки хрома (Cr) и последующей фотолитографии. Ширина полосок Cr и расстояние между ними одинаковы (20 мкм). Ориентация АТ соответствовала параллельности вектора амплитудной решетки и оптической оси кристалла LiNbO_3 , соответствующей направлению фотовольтаического тока при фоторефрактивном эффекте. Схема эксперимента по формированию фазовых дифракционных решеток в образце LiNbO_3 представлена на рис. 3.

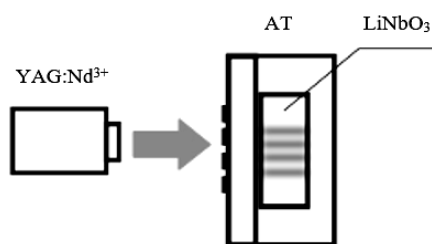


Рис. 3. Схема экспериментальной установки для формирования в фоторефрактивном образце дифракционных элементов: YAG:Nd^{3+} – непрерывный твердотельный лазер, АТ – амплитудный транспарант, LiNbO_3 – кристалл ниобата лития

Для оценки параметров полученных структур использовался метод дифракции света. Лазерное излучение в виде коллимированного пучка с диаметром 2 мм распространялось в направлении нормали к плоскости Y кристалла. Изучались дифракционные картины в дальней зоне и ближней зоне (на выходной плоскости образца). Величина изменения показателя преломления материала в экспонированной области может быть оценена по измеренной дифракционной эффективности фазовой решетки, определяемой отношением интенсивности дифракционного максимума к интенсивности падающего светового пучка. При насыщаемом характере фоторефрактивной нелинейности временная зависимость дифракционной эффективности одномерной фазовой решетки $\eta(t)$ в приближении гармонического характера пространственной зависимости показателя преломления определяется соотношением [1]:

$$\eta(t) = \sin^2 \left(\frac{\pi L \Delta n_S}{\lambda \cos(\theta)} \cdot (1 - \exp(-t/\tau)) \right), \quad (1)$$

где L – толщина решетки; Δn_S – максимальное изменение показателя преломления; λ – длина волны света в кристалле; θ – угол Брэгга; τ – постоянная, характеризующая скорость формирования фоторефрактивной решетки. Зависимость интенсивности первого дифракционного максимума от времени экспонирования изучалась с помощью фотодиодов в дальней зоне (измерения его интенсивности осуществлялись в отсутствие транспаранта АТ, при разных временах экспонирования).

На рис. 4 приведена экспериментальная зависимость дифракционной эффективности фазовой решетки от времени экспонирования при световой мощности формирующего пучка 10 мВт и его диаметре 1,1 мм. Время формирования структуры при таких условиях составило около 1 мин, после чего величина интенсивности первого дифракционного максимума практически не изменялась. Здесь же приведены теоретические зависимости $\eta(t)$ для разных значений τ при $L = 50$ мкм, $\Delta n_S = 2 \cdot 10^{-5}$.

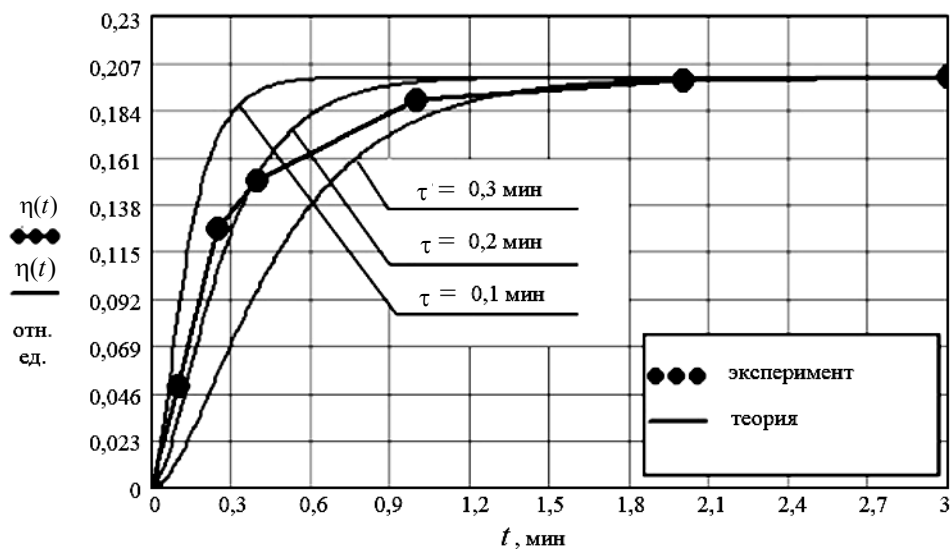


Рис. 4. Теоретические кривые и экспериментальная зависимость дифракционной эффективности фазовой решетки от времени формирования при мощности формирующего лазерного пучка 10 мВт

Дифракционные картины в ближней зоне (непосредственно на выходной поверхности образца) изучались с помощью анализатора лазерных пучков. На рис. 5 представлены дифракционная картина в дальней зоне и картина светового поля на выходной плоскости образца. Изображения получены при зондировании фоторефрактивной решетки излучением He-Ne лазера (ширина пучка 2 мм, световая мощность 0,5 мВт, поляризация излучения соответствует обыкновенной волне в кристалле). В дифракционной картине в дальней зоне видны максимумы не только первого порядка. Причиной является близкая к постоянному уровню интенсивность света на поверхности образца в области окон АТ. Попытки формирования дифракционных решеток в той же схеме в нелегированных образцах LiNbO_3 показали, что при одинаковых экспериментальных условиях эффект оптического индуцирования подобных структур в этих образцах не наблюдается.

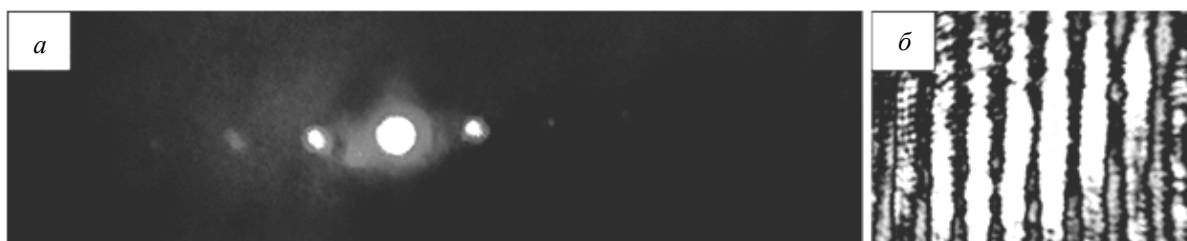


Рис. 5. Дифракционные картины при оптическом зондировании индуцированной в кристалле одномерной решетки: a – в дальней зоне; b – на выходной плоскости образца

Таким образом, экспериментально продемонстрировано формирование волноводных и фазовых дифракционных структур в кристаллических образцах LiNbO_3 с легированием приповерхностной области фоторефрактивными примесями. Подобные структуры допускают многократную оптическую реконфигурацию топологии, что представляет интерес в плане их использования в полностью оптических устройствах фотоники.

Работа выполнена в рамках проектной части Госзадания Минобрнауки РФ (проект №3.878.2014/К).

Литература

1. Петров М.П. Фоторефрактивные кристаллы в когерентной оптике / М.П. Петров, С.И. Степанов, А.В. Хоменко. – СПб.: Наука. С.-Петербургское отд., 1992. – 320 с.
2. Kip D. Photorefractive waveguides in oxide crystals: fabrication, properties, and applications // *Appl. Phys. B.* – 1998. – Vol. 67. – P. 131–150.
3. Chen F. Photonic guiding structures in lithium niobate crystals produced by energetic ion beams // *J. Appl. Phys.* – 2009. – Vol. 106, № 8. – P. 081101.
4. Lallier E. Laser Oscillation of Single Mode Channel Waveguide in Nd:MgO:LiNbO₃ / E. Lallier, J.P. Pocholle, M. Papuchon et al. // *Electronics Letters.* – 1989. – Vol. 25. – P. 1491–1492.
5. Das B.K. Distributed Feedback-Distributed Bragg Reflector Couple Cavity Laser With a Ti:(Fe):Er:LiNbO₃ Waveguide / B.K. Das, R. Ricken, V. Quiring et al. // *Optics Letters.* – 2004. – Vol. 29. – P. 165–167.
6. Тренихин П.А. Линейная и нелинейная дифракция световых пучков в фоторефрактивных фотонных решетках и сверхрешетках в ниобате лития / П.А. Тренихин, Д.А. Козорезов, К. Хаунхорст, Д. Кип, К.В. Шандарова, В.М. Шандаров // *Доклады ТУСУРа.* – 2010. – Т. 22, № 2. – С. 84–87.
7. Стурман Б. И. Фотогальванический эффект в средах без центра симметрии и родственные явления / Б.И. Стурман, В.М. Фридкин. – М.: Наука, 1992. – 208 с.
8. Kanshu A. Optically-induced defect states in photonic lattices: formation of defect channels, directional couplers, and disordered lattices leading to Anderson-like light localization / A. Kanshu, C.E. Rüter, D. Kip and V.M. Shandarov // *Appl. Phys. B.* – 2009. – Vol. 95, № 3. – P. 537–543.
9. Chen Feng. Optical waveguides in crystalline dielectric materials produced by femtosecond laser micromachining / Chen Feng and Javier R. Vazquez de Aldana // *Laser & Photonics Reviews.* – 2014. – Vol. 8. – P. 251–275.
10. Davydov S.A. Quasi-one-dimensional Photonic Lattices and Superlattices in Lithium Niobate: Linear and Nonlinear Discrete light Diffraction / S.A. Davydov, P.A. Trenikhin, V.M. Shandarov et al. // *Physics of wave phenomena.* – 2010. – Vol. 18, № 1. – P. 1–6.
11. Ярив А. Оптические волны в кристаллах: пер. с англ. / А. Ярив, П. Юх. – М.: Мир, 1997. – 616 с.

Безпальный Александр Дмитриевич

Магистрант каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники (СВЧиКР) ТУСУРа

Тел.: +7-953-914-66-06

Эл. почта: id_alex@list.ru

Верхотуров Антон Олегович

Магистрант каф. СВЧиКР

Эл. почта: verhoturov.ao@gmail.com

Шандаров Владимир Михайлович

Д-р физ.-мат. наук., профессор, главный науч. сотрудник

Научно-образовательного центра «Нелинейная оптика, нанофотоника и лазерные технологии» ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 70-15-18

Эл. почта: ShandarovVM@svch.rk.tusur.ru

Bezpalyy A.D., Verhoturov A.O., Shandarov V.M.

Waveguide and diffraction elements of photonic devices and structures optically induced in lithium niobate wafers with photorefractive surface layer

Both, the optical waveguide elements and the phase diffraction structures have been formed in crystalline lithium niobate samples with surface doping by photorefractive impurities using the point-by-point exposure and the surface illumination through the amplitude mask.

Keywords: photorefractive effect, lithium niobate, point-by-point exposure, waveguide element, diffraction grating.

УДК 535.544

М.В. Чуманов, И.А. Паргачёв, Л.Я. Серебренников, В.А. Краковский, С.М. Шандаров

Измерение фотоупругих коэффициентов кристалла РКТР методом статических деформаций

Измерены фотоупругие коэффициенты кристалла РКТР без поправки на линейный электрооптический эффект, значения которых для случая деформации вдоль направления [001] и ориентации вектора поляризации световой волны вдоль главных кристаллографических направлений составили $p_{13}^E = 0,109$, $p_{23}^E = 0,156$ и $p_{33}^E = 0,224$.

Ключевые слова: фотоупругий эффект, статическая деформация, кристалл РКТР.

Высокоомный кристалл KTiOPO_4 (РКТР) – это перспективный материал для использования в различных приложениях управления лазерным излучением. На сегодняшний день РКТР успешно используется при изготовлении электрооптических затворов и элементов для генерации второй гармоники [1]. Среди множества физических свойств кристалла выделяется ряд наиболее важных особенностей: высокий порог оптического повреждения ($2,5 \text{ ГВт/см}^2$) и относительно высокий коэффициент акустооптического качества ($4,2 \cdot 10^{-15} \text{ с}^3/\text{кг}$), низкий коэффициент затухания ультразвуковой волны [1, 2]. Кристалл РКТР имеет высокую скорость распространения ультразвуковой волны ($\sim 7,76 \cdot 10^3 \text{ м/с}$) [3], что обеспечивает повышенное быстродействие таких устройств, как АО-затворы и дефлекторы. Кристаллы семейства КТР негигроскопичны, химически устойчивы и прозрачны в широком диапазоне длин волн ($0,35\text{--}4,5 \text{ мкм}$). Следует отметить, что РКТР имеет собственную пьезоэлектрическую активность с относительно высоким коэффициентом электро-механической связи, что позволяет использовать его в акустооптических и акустоэлектронных устройствах без дополнительных пьезопреобразователей, работающих в ближнем СВЧ-диапазоне.

Практическая реализация акустооптических устройств в такой конфигурации предъявляет требование к акустооптическому качеству материала M_2 , которое в свою очередь зависит от фотоупругих свойств:

$$M_2 = \frac{p_3^2 n^6}{\rho v^3}, \quad (1)$$

где p_3 – эффективный фотоупругий коэффициент; n – показатель преломления среды; ρ – плотность среды; v – скорость акустической волны.

Однако известные из ранее опубликованных результатов [6] по исследованию физических свойств KTiOPO_4 значения фотоупругих компонентов не дают достоверных результатов при расчете и проведенных измерениях M_2 методом Диксона [2]. Поэтому актуальной задачей является исследование кристаллов РКТР с вышеописанными параметрами.

Фотоупругий эффект. Фотоупругий эффект характеризуется изменением диэлектрической проницаемости оптического материала под действием упругих деформаций. В общем случае диэлектрическая проницаемость описывается тензором второго ранга, и при выборе системы координат, оси которой совпадают с главными кристаллофизическими осями кристалла РКТР, тензор принимает диагональный вид. При описании фотоупругого эффекта удобнее пользоваться тензором диэлектрической непроницаемости, компоненты которого являются обратными по отношению к компонентам тензора диэлектрической проницаемости [4]:

$$B_{ij} = 1/\varepsilon_{ij}, \quad (2)$$

где B_{ij} – диэлектрическая непроницаемость; ε_{ij} – диэлектрическая проницаемость.

Упругие деформации в той же системе координат можно представить в виде тензора второго ранга. Связь тензора диэлектрической непроницаемости с тензором упругой деформации имеет вид [4]

$$B_{ij} = p_{ijkl} S_{kl}, \quad (3)$$

где p_{ijkl} – тензор четвертого ранга фотоупругих постоянных, S_{kl} – тензор упругих деформаций. Тензор диэлектрической проницаемости с учетом внешнего механического воздействия имеет следующий вид [4]:

$$\varepsilon_{ij} = \varepsilon_{ij}^0 + \frac{1}{B_{ij}}, \quad (4)$$

где ε_{ij}^0 – тензор диэлектрической проницаемости в невозмущенной среде.

Как известно [4], показатель преломления среды равен квадрату соответствующей ему диэлектрической проницаемости:

$$n_{ij} = \varepsilon_{ij}^2. \quad (5)$$

Опираясь на выражения (2)–(5), можно записать формулу для изменения показателя преломления под действием внешней силы [4]:

$$\Delta n_{ij} = -\frac{1}{2} \left(n_{ij}^0 \right)^3 p_{ijkl} S_{kl} \quad (i = j), \quad (6)$$

где n_{ij}^0 – показатель преломления для невозмущенной среды.

В свою очередь тензор упругих деформаций выражается через тензор механических напряжений (T_{ij}) и тензор упругой жесткости материала (c_{ijkl}):

$$S_{kl} = \frac{T_{mn}}{c_{mnlk}}. \quad (7)$$

Фотоупругие коэффициенты анизотропных кристаллов, обладающих пьезоэлектрическими свойствами, определяются выражением

$$p_{ijkl} = p_{(ij)(kl)}^E + p_{(ij)[kl]}^E - \Delta p_{ijkl},$$

где $p_{(ij)(kl)}^E$ – симметричная часть тензора фотоупругости, отвечающая за деформацию среды; $p_{(ij)[kl]}^E$ – антисимметричная часть фотоупругого тензора, обусловленного неоднородным вращением элементов объема кристалла; Δp_{ijkl} – последовательный вклад пьезоэлектрического и электрооптического эффектов [3].

Методика измерения фотоупругих постоянных. Экспериментальная установка представляет собой однонаправленный двулучевой интерферометр Рэлея (рис. 1).

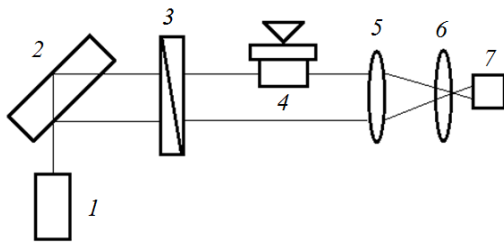


Рис. 1. Схема экспериментальной установки для измерения фотоупругих постоянных: 1 – лазер; 2 – плоскопараллельная пластина; 3 – поляризатор; 4 – исследуемый образец; 5 – собирающая линза; 6 – рассеивающая линза; 7 – измерительная камера «Spiricon SP 620»

В качестве источника излучения используется He-Ne лазер с длиной волны $\lambda = 632$ нм. На светоделительной плоскопараллельной пластине 2 формируются два параллельных пучка. Поляризатор 3 задает положение плоскости линейной поляризации, соответствующее измеряемой фотоупругой константе. Один из пучков проходит через исследуемый образец. После чего линзами 5 и 6 лазерные пучки совмещаются и формируют интерференционную картину. Изображение интерференционной картины фиксируется цифровой камерой. Цифровая камера формирует двумерный массив данных, в каждой ячейке которого записана информация об интенсивности света, падающего на соответствующий ячейке пиксель. Такой массив данных сохраняется на ЭВМ для каждой фазы эксперимента.

Образцы устанавливаются на плоский металлический столик. Сверху к элементу прикладывается внешняя сила через жесткую металлическую пластину. Прикладываемая к образцу сила направлена вдоль оси z кристалла. На z -гранях элементов нанесены токопроводящие покрытия, закороченные между собой. Таким образом, механическое напряжение в кристалле равно

$$T_{33} = F_{33} / S^*, \quad (8)$$

где F – сила; S^* – площадь поверхности образца.

При изменении показателя преломления под действием упругих деформаций фаза интерференционной картины изменяется по следующему закону [4,5]:

$$\Delta\varphi = 2\pi \cdot l \cdot \Delta n / \lambda, \tag{9}$$

где l – длина элемента; λ – длина волны лазерного излучения.

На рис. 2 показан пример смещения полос интерференционной картины при изменении механического напряжения.

Электрическое поле, возникающее за счет пьезоэлектрического эффекта, не влияет на фазу интерференционной картины, так как электрические контакты кристаллического элемента закорочены.

Подставляя в (9) выражение для изменения показателя преломления (6) с учетом (7) и (8), получаем выражение для фотоупругих постоянных

$$p_{ij33}^E = \frac{-\Delta\varphi \cdot \lambda \cdot S^* \cdot c_{3333}^E}{\pi \cdot l \cdot (n_{ij}^0)^3 \cdot F_{33}}. \tag{10}$$

Удобно использовать матричную форму записи выражений. Для перехода от тензорной формы к матричной используются правила, описанные в [4].

Экспериментальные результаты. Для измерения фотоупругих постоянных p_{13}^E , p_{23}^E и p_{33}^E использовались элементы с геометрическими размерами $4 \times 4 \times 10$ мм³ двух типов, соответствующих направлениям распространения света вдоль осей x и y . В первом случае плоскости поляризации света образованы осями y и z . В случае направления распространения света вдоль оси y плоскости поляризации света образованы осями x и z . Первый индекс фотоупругих постоянных соответствует направлению вектора поляризации. Зависимость фазового сдвига интерференционной картины от внешнего механического напряжения отображают графики, приведенные на рис. 3.

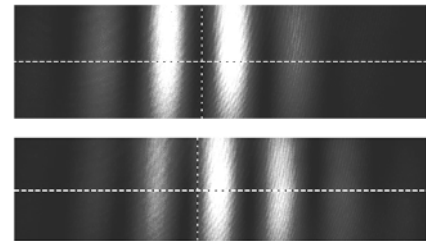
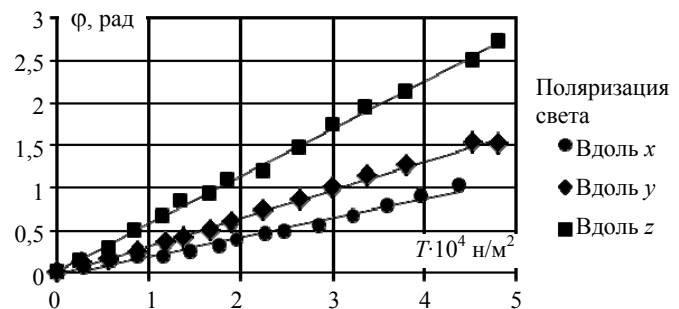


Рис. 2. Смещение интерференционных полос при изменении механического напряжения

Рис. 3. Зависимость фазового сдвига от прикладываемого механического напряжения



Пользуясь методом наименьших квадратов, производились построения линейных зависимостей изменения фазового сдвига интерференционной картины от механического напряжения. Используя формулу (9), с учетом полученных данных рассчитывались значения фотоупругих постоянных. Так как во всех экспериментах направление силы механического давления выбрано вдоль оси z и рассматривались случаи только продольной деформации, конечное выражение для фотоупругих постоянных

$$p_{ij}^E = \frac{-\Delta\varphi \cdot \lambda \cdot S^* \cdot c_{33}^E}{\pi \cdot l \cdot (n_i^0)^3 \cdot F_3} \quad (j=3),$$

где значения индекса i соответствуют главным кристаллографическим осям кристалла.

При расчете использовались показатели преломления, равные: $n_x=1,764$, $n_y=1,773$, $n_z=1,779$ [5], и коэффициент упругой жесткости, равный $c_{33}^E=14,95 \cdot 10^{10}$ Н/м² [6, 7].

Таким образом, значения фотоупругих постоянных в случае направления упругой деформации [001] и ориентации вектора поляризации вдоль главных кристаллографических направлений: $p_{13}^E=0,109$, $p_{23}^E=0,156$ и $p_{33}^E=0,224$.

Заключение. Измерены значения фотоупругих коэффициентов кристалла РКТР методом статических деформаций для случая продольных механических деформаций в направлении оси z кристалла. Полученный при расчете коэффициент акустооптического качества с учетом измеренных фотоупругих коэффициентов и поправки на вторичный фотоупругий эффект имеет близкое значение с измеренным методом Диксона в ранее опубликованной работе [2].

Литература

1. Электрооптические модуляторы лазерного излучения на основе высокоомных кристаллов КТР / И.А. Паргачёв, Л.Я. Серебренников, А.Е. Мандель и др. // Доклады ТУСУРа. – 2011. – Т. 24, № 2. – Ч. 2. – С. 116–118.
2. Чуманов М.В. Исследование акустооптических характеристик кристалла РКТР / М.В. Чуманов, И.А. Паргачёв // Труды Всероссийской конференции СНИИ. – Томск: Изд-во НТЛ, 2014. – С. 141–142.
3. Чуманов М.В. Измерение скорости распространения акустической волны в нелинейно-оптическом кристалле РКТР / М.В. Чуманов, И.А. Паргачёв // Труды Всерос. науч.-техн. конф. «Научная сессия ТУСУР–2014». – Томск: Изд-во В-Спектр. – 2014. – Ч. 2. – С. 21–23.
4. Богданов С.В. Акустооптические методы измерения скорости звука / С.В. Богданов; отв. ред. А.В. Царев; Рос. акад. наук, Сиб. отд., Ин-т физики полупроводников. – Новосибирск: Изд-во СО РАН, 2013. – 142 с.
5. Блистанов А.А. Кристаллы квантовой и нелинейной оптики: учеб. пособие для студентов. – М.: Изд-во МИСИС, 2000. – 232 с.
6. Zubrinov I.I. Elastic and elasto-optic properties of KTiOPO_4 / I.I. Zubrinov, V.K. Sapozhnikov, E.V. Pestrykov, V.V. Atuchin // Proceedings SPIE. – 2003. – Vol. 5129. – P. 249–254.
7. Сильвестрова И.М. Упругие и пьезоэлектрические свойства кристаллов KTiOPO_4 // Кристаллография. – 1992. – Т. 37, № 5. – С. 1227–1231.

Чуманов Михаил Владиславович

Аспирант каф. электронных приборов (ЭП) ТУСУРа
Инженер ООО «Кристалл Т»
Тел.: +7-953-923-14-01
Эл. почта: cmv-chuvi@rambler.ru

Паргачёв Иван Андреевич

Аспирант каф. электронных приборов (ЭП) ТУСУРа
Инженер ООО «Кристалл Т»
Тел.: +7-913-114-47-70
Эл. почта: underfin@mail.ru

Серебренников Леонид Яковлевич

Канд. техн. наук, доцент каф. ЭП,
заместитель директора ООО «Кристалл Т»
Тел.: +7-953-912-83-53
Эл. почта: silver.47@mail.ru

Краковский Виктор Адольфович

Д-р техн. наук, директор ООО «Кристалл Т»
Тел.: +7 (3822) 701397
Эл. почта: kva@crystal.org

Шандаров Станислав Михайлович

Д-р физ.-мат. наук, профессор, зав. каф. ЭП
Тел.: +7-913-813-94-71
Эл. почта: shand@ed.tusur.ru

Chumanov M.V., Pargachev I.A., Serebrennikov L.Y., Krakovsky V.A., Shandarov S.M.

Measurement of the photoelastic coefficients of RKTP crystal by static strain

Photoelastic coefficients of RKTP crystal are measured without considering to the linear electro-optic effect. The values of coefficients in case of deformation along the [001] axis and orientation of the polarization vector of the light wave along the main crystallographic directions are the following: $p_{13}^E = 0,109$, $p_{23}^E = 0,156$ и $p_{33}^E = 0,224$.

Keywords: photoelastic effect, static deformation, crystal RKTP.

**УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА
И ИНФОРМАТИКА**

УДК 511+519.719.2

Ю.В. Шаблия, Д.В. Кручинин, А.А. Шелупанов

Генератор критериев простоты натурального числа на основе свойств композиции производящих функций

Рассматриваются математические аспекты криптографических систем, а именно проверка натуральных чисел на простоту. Проведены анализ существующего положения критериев простоты числа и их проблематика, выявлена необходимость и актуальность проводимого исследования. Разработано специализированное программное обеспечение – генератор критериев простоты числа (Primality Criterion Generator). Данное программное обеспечение является важным инструментом для исследования критериев простоты на основе свойств композиции производящих функций.

Ключевые слова: простое число, производящая функция, критерий простоты числа, генератор критериев простоты числа.

Математической основой современной криптографии является теория чисел. Основным понятием теории чисел, применяющимся в области защиты информации, является простое число. Простые числа нашли широкое применение в области криптографии с открытым ключом. Многие криптографические алгоритмы используют простые числа, а некоторые даже полностью основаны именно на свойствах простых чисел, например RSA [1].

Несмотря на долгую историю существования простых чисел, до сих пор не решена проблема построения простого числа: не существует в каком-либо виде формулы простого числа. Поэтому исследования и разработки в данной области имеют не только практическое значение, но и фундаментальный характер, что придает высокую научную ценность.

На сегодняшний день один из способов решения данной проблемы заключается в следующем:

- задается произвольное натуральное число, для которого заранее не известно, является ли простым или составным;
- заданное число поступает на вход алгоритма проверки простоты числа (тест простоты числа), который определяет, простое это число или составное.

Данные действия повторяются до тех пор, пока не будет получено простое число.

Тесты простоты числа. Существует два класса тестов простоты числа, которые выделены на основе критерия достоверности полученного результата:

- детерминированные тесты – выдают гарантированно точный ответ о простоте числа, но имеют большую вычислительную сложность;
- вероятностные тесты – результат выполнения теста простоты числа является достоверным с некоторой вероятностью, но время проверки занимает гораздо меньше времени в сравнении с детерминированными тестами.

В реальных задачах с применением больших чисел используются вероятностные тесты простоты числа. Но в таком случае становится очень важным показатель вероятности ошибки теста простоты числа, который показывает долю псевдопростых чисел среди определенных тестом простых чисел. Псевдопростое число – это составное число, которое в ходе проведения теста простоты числа было ошибочно определено как простое число.

Существует множество тестов проверки числа на простоту. Обзором различных тестов простоты числа занимались такие ученые, как А.А. Балабанов [2], О.Н. Василенко [3], А.В. Черемушкин [4], Р. Ribenboim [5] и др.

Большинство современных применяемых на практике тестов простоты числа – вероятностные, значит, существует возможность создания теста простоты числа, который будет характеризоваться меньшей вероятностью ошибки. Разработка более быстрых и точных методов проверки натуральных чисел на простоту поможет снизить потребление временных ресурсов и повысить качество криптографических систем при шифровании.

Также стоит отметить тот факт, что в основе современных применяемых на практике тестов простоты числа лежит малая теорема Ферма [6]. Поэтому существует потребность изучения новых критериев простоты числа, так как это позволит получить новые результаты. Под критерием простоты числа понимается такое необходимое условие, выполнение которого обязательно для простых чисел.

Критерий простоты числа. Данная научная статья является продолжением исследований, описанных в работах [7–10]. В работе [9] была рассмотрена композиция обыкновенных производящих функций и были получены свойства, которые можно применить для получения новых критериев простоты числа.

Свойство 1: Для двух обыкновенных производящих функций с целыми коэффициентами $B(x) = \sum_{n \geq 0} b_n x^n$ и $F(x) = \sum_{n > 0} f_n x^n$ и композиты $F^\Delta(n, k)$ производящей функции $F(x)$ значение выражения

$$\sum_{k=1}^{n-1} \frac{F^\Delta(n, k) b_{k-1}}{k} \quad (1)$$

целое для всех простых n .

На основе Свойства 1 можно составить алгоритм построения новых критериев простоты натурального числа на основе свойств композиции производящих функций:

1. Задать производящую функцию $F(x) = \sum_{n > 0} f_n x^n$ с целыми коэффициентами и со свободным членом, равным 0.
2. Вычислить композиту $F^\Delta(n, k)$ производящей функции $F(x)$.
3. Задать производящую функцию $B(x) = \sum_{n \geq 0} b_n x^n$ с целыми коэффициентами.
4. Вычислить и упростить выражение (1).

Генератор критериев простоты числа. Используя введенный алгоритм построения новых критериев простоты натурального числа на основе свойств композиции производящих функций, становится возможным создание большого набора новых критериев простоты числа.

Составление каждого из критериев простоты числа требует не только использования программного обеспечения для математических вычислений, но и выполнения расчетов вручную. При этом весь процесс создания нового критерия простоты числа управляется и контролируется только человеком-исследователем и занимает много времени.

В рамках выполнения данной работы процесс создания нового критерия простоты числа был частично автоматизирован путем создания специализированного программного обеспечения – генератора критериев простоты натурального числа на основе свойств композиции производящих функций (Primality Criterion Generator – «PCG»).

Основываясь на алгоритме построения новых критериев простоты числа, а также с учетом использования функциональных возможностей дополнительного программного обеспечения (система компьютерной верстки TeX, система компьютерной алгебры Maxima) был описан алгоритм работы генератора критериев простоты числа. Алгоритм работы генератора критериев простоты числа заключается в выполнении следующей последовательности действий:

Вход: $F(x)$, параметры $F(x)$, $F^\Delta(n, k)$, b_n , формула числовой последовательности.

Выход: изображение формулы полученного критерия простоты числа и ее запись в формате, применяемом в программе «Maxima».

1. В программу «PCG» загружается информация из файла, который содержит: перечень производящих функций $F(x)$, вычисленные значения композит $F^\Delta(n, k)$, используемые параметры.
2. Пользователь выбирает из загруженного списка доступных производящих функций $F(x)$ ту, данные которой будут использоваться для построения критерия простоты числа.
3. С помощью программы «Maxima» выполняются вычисления, и в результате в программе «PCG» отображаются изображения математических формул $F(x)$, f_n и $F^\Delta(n, k)$.
4. Пользователь вводит формулу коэффициентов b_n , чтобы на ее основе получить производящую функцию $B(x)$, которая будет использоваться для построения критерия простоты числа.

5. С помощью программы «Matha» выполняются вычисления и в результате в программе «PCG» отображаются изображения математических формул $B(x)$ и b_n .

6. Программа «PCG» проверяет, что требуемые значения в виде производящих функций $F(x)$ и $B(x)$ подготовлены. Если они не готовы, то возврат к этапу 1.

7. С помощью программы «Matha» выполняется вычисление критерия простоты числа.

8. Изображение формулы полученного критерия простоты числа и ее запись в формате, применяемом в программе «Matha», отображаются для пользователя в программе «PCG». Также отображаются значения двух целочисленных последовательностей, с помощью которых можно попробовать вручную упростить выражение критерия простоты числа.

9. Если критерий простоты числа упрощать не надо, то критерий простоты числа готов и его можно сохранить для дальнейшего использования. Если требуется упростить критерий простоты числа, то пользователь вводит формулу, генерирующую одну из двух предложенных в программе «PCG» целочисленных последовательностей.

10. Программа «PCG» проверяет соответствие указанной пользователем формулы целочисленной последовательности. Если формула соответствует, то вычисляется и отображается для пользователя значение упрощенного выражения критерия простоты числа. Если формула не соответствует, то возврат к этапу 9.

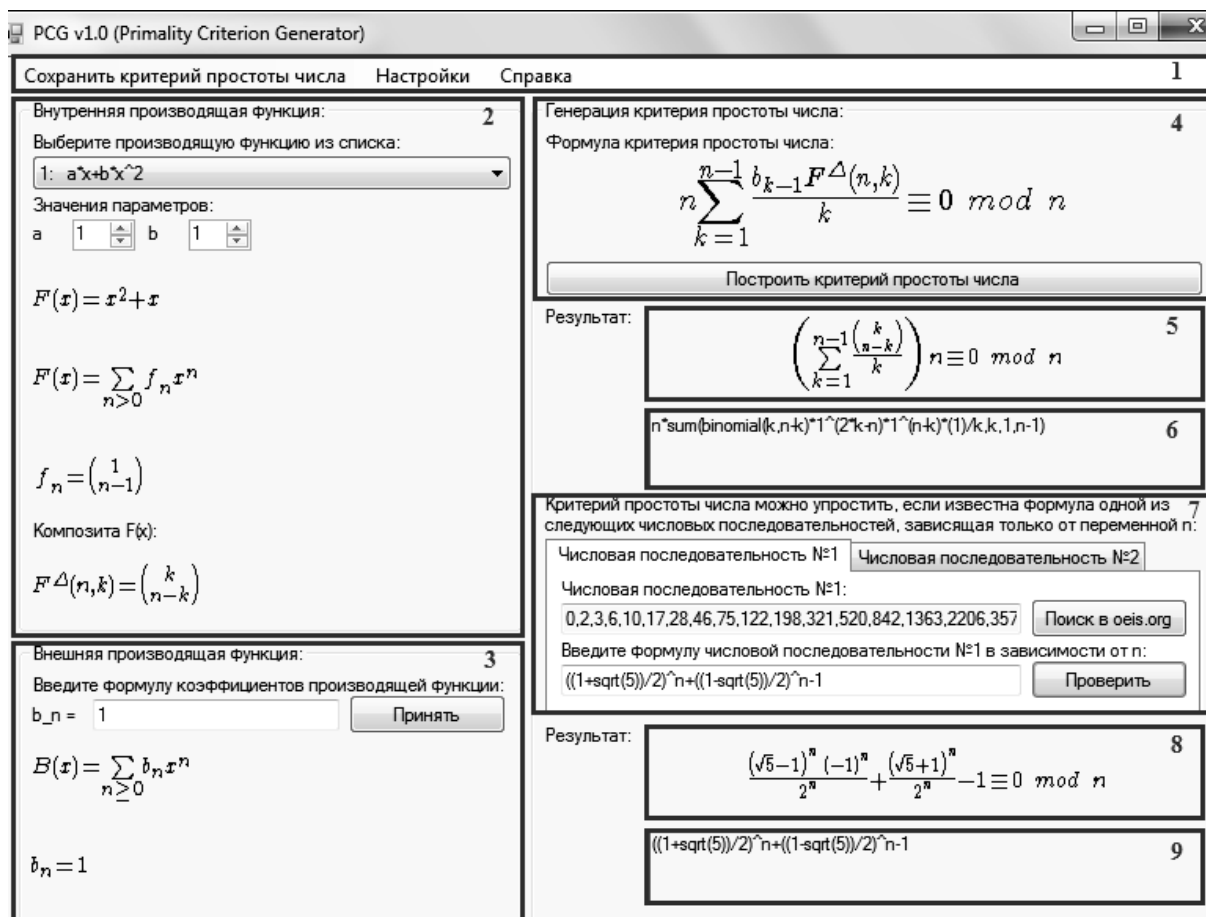


Рис. 1. Графический пользовательский интерфейс программы «PCG»

Графический пользовательский интерфейс главной формы программы «PCG» состоит из нескольких рабочих областей (рис. 1), каждая из которых предназначена для выполнения конкретной задачи:

1. Область меню, из которой можно сохранить полученные результаты, запустить окно настроек и запустить окно справки.

2. Область, предназначенная для введения и отображения данных, касающихся производящей функции $F(x)$.

3. Область, предназначенная для введения и отображения данных, касающихся производящей функции $B(x)$.

4. Область, предназначенная для запуска процесса построения критерия простоты числа.

5. Область результатов, отображающая полученный критерий простоты числа в виде изображения математической формулы.

6. Область результатов, отображающая полученный критерий простоты числа в виде записи в формате, применяемом в программе «Matha».

7. Область, отображающая полученные целочисленные последовательности, с помощью которых можно упростить критерий простоты числа.

8. Область результатов, отображающая полученный упрощенный критерий простоты числа в виде изображения математической формулы.

9. Область результатов, отображающая полученный упрощенный критерий простоты числа в виде записи в формате, применяемом в программе «Matha».

Также на рис. 1 представлен пример работы с программой «PCG».

На вход программы «PCG» поданы следующие данные:

– $F(x) = ax + bx^2 = x + x^2$, $a=1$, $b=1$ (см. рис. 1, область 2);

– $B(x) = \sum_{n \geq 0} b_n x^n = \sum_{n \geq 0} x^n$ (см. рис. 1, область 3).

В результате выполнения вычислений программа «PCG» выдала следующую информацию:

– критерий простоты числа: $n \sum_{k=1}^{n-1} \frac{\binom{k}{n-k}}{k} \equiv 0 \pmod{n}$ (см. рис. 1, область 5 и область 6);

– числовая последовательность №1: $[0, 2, 3, 6, 10, 17, 28, 46, 75, \dots]$ (см. рис. 1, область 7).

Если ввести формулу полученной числовой последовательности, зависящую только от переменной n , то программа «PCG» предложит упрощенный критерий простоты (см. рис. 1, области 8 и 9):

$$\left(\frac{1+\sqrt{5}}{2}\right)^n + \left(\frac{1-\sqrt{5}}{2}\right)^n \equiv 1 \pmod{n}. \quad (2)$$

Данный критерий простоты числа соответствует сравнению:

$$L_n \equiv 1 \pmod{n}, \quad (3)$$

где L_n – числа Люка (числовая последовательность A000032 в Онлайн-энциклопедии целочисленных последовательностей [11]).

Заключение. В результате выполнения работы было разработано специализированное программное обеспечение – генератор критериев простоты числа (Primality Criterion Generator – «PCG»). Программа «PCG» позволяет получать множество различных критериев простоты числа, применяя полученные в статье [10] свойства композиции обыкновенных производящих функций.

Благодаря полученным результатам появляется возможность эффективного исследования новых критериев простоты числа. Поскольку существует возможность использования генератора критериев простоты числа в комплексе с программой, предназначенной для проведения анализа и сравнения тестов и критериев простоты числа (Primality Test Analyser – «PTA»), описание которой представлено в статье [11]. Программы «PCG» и «PTA» составляют комплекс программ и являются удобным средством исследования критериев простоты числа для дальнейшего поиска эффективного теста простоты числа.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках базовой части Государственного задания ТУСУР на 2015 год (проект № 3657).

Литература

1. Rivest R.L. A method for obtaining digital signatures and public-key cryptosystems / R.L. Rivest, A. Shamir, L.A. Adleman // Communications of the ACM. – New York, USA: ACM, 1978. – № 2 (21). – P. 120–126.

2. Балабанов А.А. Алгоритм быстрой генерации ключей в криптографической системе RSA / А.А. Балабанов, А.Ф. Агафонов, В.А. Рыку // Вестник научно-технического развития. – 2009. – № 7 (23). – С. 11–17.

3. Василенко О.Н. Теоретико-числовые алгоритмы в криптографии / О.Н. Василенко. – МНЦМО, 2003. – 326 с.
4. Черемушкин А.В. Лекции по арифметическим алгоритмам в криптографии / А.В. Черемушкин. – МНЦМО, 2002. – 104 с.
5. Ribenboim P. The little book of bigger primes / P. Ribenboim. – Springer, 2004. – 356 p.
6. Agrawal M. Primality tests based on Fermat's little theorem / M. Agrawal // Distributed Computing and Networking. – Springer, 2006. – Vol. 4308. – P. 288–293.
7. Кручинин Д.В. Метод построения алгоритмов проверки простоты натуральных чисел для защиты информации / Д.В. Кручинин, В.В. Кручинин // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2(24). – С. 247–251.
8. Кручинин Д.В. Метод построения рекуррентных вероятностных генераторов простых чисел / Д.В. Кручинин // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 1(25). – Ч. 2. – С. 131–135.
9. Kruchinin D.V. New properties for a composition of some generating functions for primes [Электронный ресурс] / D.V. Kruchinin. Y.V. Shablya. – Режим доступа: <http://arxiv.org/abs/1109.1683>, свободный (дата обращения: 19.06.2015).
10. Кручинин Д.В. Программное обеспечение для анализа тестов простоты натурального числа / Д.В. Кручинин, Ю.В. Шабля // Доклады ТУСУРа. – 2014. – № 4(34). – С. 95–99.
11. The on-line encyclopedia of integer sequences [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://oeis.org>, свободный (дата обращения: 19.06.2015).

Шабля Юрий Васильевич

Аспирант каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем (КИБЭВС) ТУСУРа
Тел.: +7-906-949-03-07
Эл. почта: shablya-yv@mail.ru

Кручинин Дмитрий Владимирович

Младший науч. сотрудник каф. КИБЭВС ТУСУРа
Тел.: +7-913-845-99-04
Эл. почта: kdv@keva.tusur.ru

Шелупанов Александр Александрович

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. КИБЭВС ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 70-15-29
Эл. почта: saa@keva.tusur.ru

Shablya Y.V., Kruchinin D.V., Shelupanov A.A.

Generator of primality criteria based on properties of the composition of generating functions

In this paper are considered the mathematical aspects of cryptographic systems, i.e. checking of natural numbers for primality. The current situation of the primality criteria and its problems were analysed, and the necessity and the relevance of the study was identified. During the study an algorithm for constructing the new primality criteria based on the properties of the composition of ordinary generating functions with integer coefficients was introduced. Also, a software that will be used to search for new effective primality tests named Primality Criterion Generator was developed.

Keywords: prime, generating function, primality criterion, primality criterion generator.

УДК 519.16:004.02

М.Ю. Перминова, В.В. Кручинин, Д.В. Кручинин

Алгоритм декомпозиции полиномов, основанный на разбиениях

Рассмотрена задача представления полиномов в виде композиции. Предложен новый алгоритм декомпозиции полиномов, основанный на разбиениях. В основе предлагаемого алгоритма декомпозиции лежит формула нахождения коэффициентов композиции производящих функций, основанная на разбиении натурального числа.

Ключевые слова: декомпозиция полиномов, генерация разбиений, алгоритм.

В настоящее время при решении задач моделирования и математического анализа широко применяются системы компьютерной алгебры, относящиеся к классу систем символьных вычислений [1–3]. Одной из функций таких систем является представление полинома в виде композиции двух полиномов. Решение задачи представления полиномов в виде композиции двух полиномов имеет некоторую историю. Так, в 1976 г. американские ученые Д.Р. Бартон и Р.Е. Зиппель показали, что декомпозиция полиномов может упростить поиск корней в символьном виде. При этом они указали, что многие системы символьной алгебры поддерживают декомпозицию полиномов для таких целей [4]. В 1985 г. эти же ученые предложили два алгоритма декомпозиции полиномов [5]. Первый из них находил коэффициенты полиномов двух переменных, второй – полиномов одной переменной. Упрощенную версию второго алгоритма представили Алагар и Тан [9]. Их алгоритм был основан на дифференцировании исходного полинома.

В 1989 г. Д. Козен и С. Ландау предложили свой алгоритм декомпозиции полиномов в совместной статье [7]. По данному алгоритму находились коэффициенты внутреннего полинома. Затем для получения коэффициентов внешнего полинома решалась система уравнений, основанная на матрице коэффициентов внутреннего полинома. Далее проводилась проверка ранее найденных коэффициентов.

В 2003 г. корейские ученые Джун-Кюн Сон и Мен-Су Ким вместе с ученым из Израиля Г. Элбером предложили еще один алгоритм декомпозиции полиномов [8]. Он состоял из двух частей. По первой части алгоритма по исходному полиному вычислялся внутренний полином. Затем по второй части находился внешний полином.

В данной статье предложен новый алгоритм декомпозиции полиномов, основанный на использовании методов нахождения коэффициентов композиции производящих функций, развитый в работах [9, 10], и генерации разбиений [11].

Получение системы уравнений. Пусть дан полином $F(x) = \sum_{i=1}^t f_i x^i = f_1 x + f_2 x^2 + f_3 x^3 + \dots + f_t x^t$.

Необходимо представить $F(x)$ в виде композиции двух полиномов $A(x)$ и $B(x)$, т.е. $F(x) = B(A(x))$, методом, основанным на разбиениях. При этом:

$$A(x) = \sum_{i=1}^m a_i x^i = a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^3 + \dots + a_m x^m, \quad B(x) = \sum_{i=1}^s b_i x^i = b_1 x + b_2 x^2 + b_3 x^3 + \dots + b_s x^s,$$

где a_i и b_i – искомые коэффициенты; m и s – степени полиномов $A(x)$ и $B(x)$ соответственно ($t = m \cdot s$).

Данная задача имеет множество решений, так как полином композиции можно представить следующим образом:

$$F(x) = B_\alpha(A_\alpha(x)), \quad B_\alpha(x) = B(\alpha x), \quad A_\alpha(x) = A\left(\frac{x}{\alpha}\right), \quad \text{где } \alpha \neq 0.$$

Воспользуемся следующей формулой для нахождения композиции производящих функций [9]:

$$f_n = \sum_{k=1}^n A^\Delta(n, k) b_k, \quad (1)$$

этому, основываясь на свойствах треугольной матрицы [12], можно сделать вывод о том, что в первом столбце будет m элементов, не равных нулю. Во втором столбце нули начнутся на $(m+1)$ -й позиции, в третьем – на $(2m+1)$ -й, в четвертом – на $(3m+1)$ -й, ..., в $(k-1)$ -м – на $((k-2)m+1)$ -й позиции, а в k -м – на $((k-1)m+1)$ -й позиции. Таким образом, формула для подсчета ненулевых коэффициентов в k -м столбце треугольной матрицы имеет вид $(km-k+1)$. Наглядно это можно представить следующим образом (для $m=2$):

$$\begin{array}{cccccc}
 A_{1,1}^{\Delta} & & & & & \\
 A_{2,1}^{\Delta} & A_{2,2}^{\Delta} & & & & \\
 0 & A_{3,2}^{\Delta} & A_{3,3}^{\Delta} & & & \\
 0 & A_{4,2}^{\Delta} & A_{4,3}^{\Delta} & A_{4,4}^{\Delta} & & \\
 0 & 0 & A_{5,3}^{\Delta} & A_{5,4}^{\Delta} & A_{5,5}^{\Delta} & \\
 0 & 0 & A_{6,3}^{\Delta} & A_{6,4}^{\Delta} & A_{6,5}^{\Delta} & A_{6,6}^{\Delta} \\
 \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot
 \end{array}$$

Коэффициенты b_k ограничены степенью s полинома $B(x)$. Ниже показан вид коэффициентов b_k при $s=3$:

$$\begin{array}{cccccc}
 b_1 & & & & & \\
 b_1 & b_2 & & & & \\
 b_1 & b_2 & b_3 & & & \\
 b_1 & b_2 & b_3 & 0 & & \\
 b_1 & b_2 & b_3 & 0 & 0 & \\
 \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\
 b_1 & b_2 & b_3 & 0 & \dots & 0
 \end{array}$$

Далее рассмотрим вид системы уравнений (5). Он зависит от соотношения параметров m и s . Например, для $m \leq s$ (при $m=2$, $s=3$) система уравнений имеет вид

$$\begin{array}{cccccc}
 A_{1,1}^{\Delta} b_1 & & & & & = f_1 \\
 A_{2,1}^{\Delta} b_1 & A_{2,2}^{\Delta} b_2 & & & & = f_2 \\
 0 & A_{3,2}^{\Delta} b_2 & A_{3,3}^{\Delta} b_3 & & & = f_3 \\
 0 & A_{4,2}^{\Delta} b_2 & A_{4,3}^{\Delta} b_3 & 0 & & = f_4 \\
 0 & 0 & A_{5,3}^{\Delta} b_3 & 0 & 0 & = f_5 \\
 0 & 0 & A_{6,3}^{\Delta} b_3 & 0 & 0 & 0 = f_6 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 = f_7 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 = f_8 \\
 \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot
 \end{array}$$

для $m > s$ ($m=3$, $s=2$):

$$\begin{array}{cccccc}
 A_{1,1}^{\Delta} b_1 & & & & & = f_1 \\
 A_{2,1}^{\Delta} b_1 & A_{2,2}^{\Delta} b_2 & & & & = f_2 \\
 A_{3,1}^{\Delta} b_1 & A_{3,2}^{\Delta} b_2 & 0 & & & = f_3 \\
 0 & A_{4,2}^{\Delta} b_2 & 0 & 0 & & = f_4 \\
 0 & A_{5,2}^{\Delta} b_2 & 0 & 0 & 0 & = f_5 \\
 0 & A_{6,2}^{\Delta} b_2 & 0 & 0 & 0 & = f_6 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & = f_7 \\
 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & = f_8 \\
 \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot
 \end{array} \tag{6}$$

Для дальнейшего удобства каждому уравнению в системе присвоим номер в соответствии с индексом коэффициента f . Например, уравнения из (6) будут иметь следующие номера:

$$A_{1,1}^{\Delta} b_1 = f_1 - \text{номер 1,}$$

$$A_{2,1}^{\Delta} b_1 + A_{2,2}^{\Delta} b_2 = f_2 - \text{номер 2,}$$

$$A_{3,1}^{\Delta} b_1 + A_{3,2}^{\Delta} b_2 = f_3 - \text{номер 3,}$$

$$A_{4,2}^{\Delta} b_2 = f_4 - \text{номер 4,}$$

$$A_{5,2}^{\Delta} b_2 = f_5 - \text{номер 5,}$$

$$A_{6,2}^{\Delta} b_2 = f_6 - \text{номер 6.}$$

Полученная таким образом система состоит из t уравнений, при этом число неизвестных переменных равно $m+s$ (m неизвестных коэффициентов полинома $A(x)$, так как m – это степень полинома $A(x)$, s неизвестных коэффициентов полинома $B(x)$). При этом $t = ms \geq m+s$, поэтому достаточно решить $m+s$ уравнений из полученной системы.

Система уравнений имеет множество решений, так как представить полином в виде композиции можно бесконечным числом вариантов (см. разд. Получение системы уравнений). Для исключения такой ситуации одному из коэффициентов присвоим фиксированное значение 1. Таким коэффициентом будет a_m , т.е. $a_m = 1$.

Найденное решение необходимо проверить на существование композиции.

Таким образом, множество всех уравнений системы делим на два подмножества:

- $m+s-1$ уравнений – это уравнения, которые решаются для нахождения коэффициентов a_i и b_i . При получении решения данных уравнений нельзя сказать, существует композиция или нет;
- оставшиеся $t-(m+s-1)$ уравнений – это уравнения, с помощью которых проверяется наличие композиции при найденных значениях коэффициентов a_i и b_i .

Свойство 1. При наличии композиции все оставшиеся уравнения решаются.

Свойство 2. При отсутствии композиции хотя бы одно уравнение из множества оставшихся не имеет решения.

$m+s-1$ уравнений для решения выбираются следующим образом. В системе уравнений (5) число членов в уравнениях с номерами $t-m \leq i \leq t$ меньше числа членов в уравнениях с номерами $1 \leq i \leq s-1$, а наибольшее число членов содержится в уравнениях, которые имеют номера, близкие к $t/2$. Поэтому берем уравнения, которые имеют номера $1 \leq i \leq s-1$ и $t-m \leq i \leq t$. Решить выбранные уравнения можно последовательно, начиная с последнего уравнения системы. В последнем уравнении вычисляется значение b_s . И далее методом подстановки в последующих уравнениях рассчитываются значения оставшихся переменных. При подстановке в последующие уравнения значений известных коэффициентов уравнения принимают линейный вид.

Решение выбранных уравнений является коэффициентами a_i и b_i полиномов $A(x)$ и $B(x)$.

Алгоритм декомпозиции полиномов, основанный на разбиениях. Рассмотренные выше свойства систем уравнений (5) позволяют построить оригинальный алгоритм, основанный на генерации разбиений. На вход алгоритма подается исходный полином $F(x)$, на выходе получаются два полинома, композиция которых представляет собой полином $F(x)$. Основными элементами алгоритма являются:

- $F(x)$ – исходный полином;
- D – список известных коэффициентов a_i и b_i полиномов композиции $A(x)$ и $B(x)$ соответственно. Изначально $D = \{a_m = 1\}$;
- T – список номеров уравнений системы (5), $\#T$ – мощность множества T ;
- $GetT(m, s)$ формирует список T , согласно критериям выбора уравнений (см. разд. Свойства системы уравнений): из системы уравнений берем уравнения с номерами $1 \leq i \leq s-1$ и $t-m \leq i \leq t$;
- $Poly$ – полином, из которого формируется уравнение Eg ;

- L – путь в дереве разбиений;
- $First(m, s, n)$ находит путь от корня (m, s, n) к самому левому листу дерева разбиений. Здесь m – степень полинома $A(x)$, s – степень полинома $B(x)$;
- $Next(m, s, n)$ находит следующий путь в поддереве дерева разбиений;
- $GetMonom(P)$ формирует моном по разбиению P (см. разд. Получение системы уравнений);
- $GetEquation(Poly)$ формирует уравнение, приравнявая полином к соответствующему коэффициенту f_i , т. е. получаемое уравнение Eq имеет вид: $Poly_i = f_i$ см. формулу (5).

На рис. 1 представлен сам алгоритм.

```

GetDecomposition( $F(x)$ ) :=
 $D = \{ a_m = 1 \}$ ,
 $T = GetT(m, s)$ ,
// для каждого уравнения
for ( $j = 1, j \neq \#T + 1, j++$ ) do
     $Poly = \{ \}$ ,
    // получаем моном и решаем уравнение
    for ( $L = First(m, s, T_j), L \neq \text{null}, L = Next(m, s, T_j)$ ) do
         $P = GetPartition(L)$ , // получаем разбиение  $P$  числа  $T_j$ 
         $M = GetMonom(P)$ , // получаем моном  $M$  для  $T_j, k$ 
         $Poly = Poly + M$ , // добавляем моном  $M$  в полином  $Poly$ 
        // получаем уравнение  $Eq$ ,
        // подставляем в него значения известных коэффициентов из  $D$ 
         $Eq = GetEquation(Poly)$ 
    end
     $S = Solve(Eq)$ , // получаем решение  $S$  линейного уравнения  $Eq$ 
     $D = D + S$  // добавляем  $S$  в список  $D$ 
end

```

Рис. 1. Алгоритм декомпозиции полиномов, основанный на разбиениях

Кратко опишем работу алгоритма. В список коэффициентов D записываем заданное значение коэффициента a_m , т.е. $D = \{a_m = 1\}$. Формируем список номеров уравнений T функцией $GetT$. Затем для каждого уравнения из списка T генерируется список разбиений P , по P получается список мономов M . Далее из мономов составляется уравнение Eq и находится его решение S . Найденные коэффициенты добавляются в список известных коэффициентов D .

Анализ решения. Найденные коэффициенты полиномов $A(x)$ и $B(x)$ необходимо проверить на существование композиции. Возможны следующие варианты проверки найденного решения:

1) подставить найденные коэффициенты во все оставшиеся уравнения и решить их. Если все эти уравнения решаются, то композиция существует, иначе композиции нет;

2) проверить значения в заданных точках x_i . То есть взять некоторые точки x_i и подставить их в исходный полином и полиномы композиции с найденными коэффициентами. Если композиция существует, то будут выполняться равенства $F(x_i) = A(B(x_i))$;

3) из оставшихся уравнений каким-либо способом выбрать несколько уравнений, подставить в них найденные коэффициенты и с определенной вероятностью сделать вывод о существовании или отсутствии композиции.

Заключение. Дан обзор современных методов решения задачи декомпозиции полиномов. На основе метода определения композиции производящей функции получен алгоритм построения систем уравнений, основанных на разбиениях. Показано, что система уравнений разбивается на две части: одна часть – для нахождения коэффициентов полиномов; вторая – для проверки полученного решения. Разработан оригинальный алгоритм нахождения декомпозиции полинома.

Литература

1. Бухбергер Б., Калме Ж., Калтофен Э. и др. Компьютерная алгебра. Символьные и алгебраические вычисления / пер. с англ. – М.: Мир, 1986. – 392 с.

2. Мысовских В.И. Системы компьютерной алгебры и символьные вычисления // Записки научных семинаров ПОМИ РАН. – 2001. – Т. 281. – С. 227–236.
3. Кулябов Д.С., Кокотчикова М.Г. Аналитический обзор систем символьных вычислений // Вестник РУДН. Сер. «Математика. Информатика. Физика». – 2007. – № 1, 2. – С. 38–45.
4. Barton D.R. Polynomial decomposition / D.R. Barton, R.E. Zippel // Proceedings of Symposium on Symbolic and Algebraic Manipulation. – 1976. – P. 356–358.
5. Barton D.R. Polynomial decomposition algorithms / D.R. Barton, R.E. Zippel // Journal of Symbolic Computation. – 1985. – Vol. 1, № 2. – P. 159–168.
6. Alagar V.S. Fast polynomial decomposition algorithms / V.S. Alagar, M. Thanh // Proceedings of European Conference on Computer Algebra. – 1985. – P. 150–153.
7. Kozen D. Polynomial decomposition algorithms / D. Kozen, S. Landau // Journal of Symbolic Computation. – 1989. – № 7. – P. 445–456.
8. Seong J.-K., Elber G., Kim M.-S. Polynomial Decomposition and Its Applications [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.cs.utah.edu/~seong/decomposition.pdf>, свободный (дата обращения: 09.07.2015).
9. Кручинин В.В. Степени производящих функций и их применение / В.В. Кручинин, Д.В. Кручинин. – Томск: ТУСУР, 2013. – 234 с.
10. Kruchinin D.V. Application of a composition of generating functions for obtaining explicit formulas of polynomials / D.V. Kruchinin, V.V. Kruchinin // Journal of Mathematical Analysis and Applications. – 2013. – Vol. 404, № 1. – P. 161–171.
11. Перминова М.Ю. Алгоритмы рекурсивной генерации ограниченных разбиений натурального числа / М.Ю. Перминова, В.В. Кручинин // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – № 4(34). – С. 89–94.
12. Кручинин В.В. Комбинаторика композиций и ее приложения / В.В. Кручинин. – Томск: В-Спектр, 2010. – 156 с.
13. Эндриус Г. Теория разбиений / пер. с англ. – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1982. – 256 с.
14. Кручинин В.В. Рекурсивные композиции деревьев и их свойства / В.В. Кручинин // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2007. – № 2(16). – С. 75–80.
15. Кручинин В.В. Алгоритмы генерации и нумерации композиций и разбиений натурального числа n / В.В. Кручинин // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2008. – № 2(17). – С. 113–119.

Перминова Мария Юрьевна

Аспирант каф. промышленной электроники (ПрЭ) ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 70-15-53
Эл. почта: pmu@2i.tusur.ru

Кручинин Владимир Викторович

Д-р техн. наук, профессор каф. ПрЭ
Тел.: +7 (382-2) 70-15-54
Эл. почта: kru@ie.tusur.ru

Кручинин Дмитрий Владимирович

Мл. науч. сотрудник каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 70-15-54
Эл. почта: kdv@keva.tusur.ru

Perminova M. Yu., Kruchinin V.V., Kruchinin D.V.

Algorithm for decomposition of polynomials based on partitions

In this paper we consider a problem of polynomials decomposition. We solve that problem by developing a special algorithm which relies on the formula that allows to find composition coefficients of generating functions. That formula is based on partition of a natural number.

Keywords: decomposition of polynomials, generation of partitions, algorithm.

УДК 004.056.5

О.О. Евсютин, А.С. Кокурина, Р.В. Мещеряков

Алгоритмы встраивания информации в цифровые изображения с применением интерполяции

Представлен обзор основных алгоритмов встраивания информации в цифровые изображения с применением интерполяции, а также предложена собственная модификация одного из данных алгоритмов. Выполнено сравнение рассмотренных алгоритмов по таким характеристикам, как пиковое отношение сигнал/шум и максимальная ёмкость.

Ключевые слова: информационная безопасность, стеганография, цифровые изображения, встраивание информации в пространственную область, интерполяция.

В современном мире обеспечение конфиденциальности информации играет важную роль [1]. Один из подходов к решению данной задачи основан на использовании методов цифровой стеганографии, позволяющих организовывать скрытую передачу секретных информационных последовательностей в цифровых объектах [2, 3].

Данная работа посвящена встраиванию информации в цифровые изображения.

Существует большое количество методов и алгоритмов сокрытия информации в цифровых изображениях. Наиболее распространённым является метод замены наименее значащих битов (LSB), согласно которому для записи сообщения используются младшие один-два бита пикселей цифрового изображения, несущие в себе наименьшее количество информации, воспринимаемой зрением человека [3]. К его преимуществам относятся простота реализации, высокая ёмкость и качество стегоизображения. Также к методам сокрытия информации в пространственной области изображений относятся методы, основанные на матричных преобразованиях блоков пикселей [4, 5], метод «плюс-минус один», при котором значения пикселей увеличиваются или уменьшаются на единицу по некоторому правилу [6], и др.

Однако перечисленные методы в общем случае не обеспечивают возможность восстановления исходного изображения после извлечения встроеного сообщения из стегоконтейнера. Такую возможность позволяют обеспечить методы стеганографического встраивания информации в цифровые изображения, основанные на применении интерполяции.

Интерполяция изображений – это увеличение их размера. Суть интерполяции заключается в использовании имеющихся данных для получения ожидаемых значений в неизвестных точках. Так как интерполяция – это некоторое приближение, то даже при изменении размера одного и того же изображения можно получить разные результаты в зависимости от выбранного алгоритма интерполяции [7].

Идея стеганографических методов, основанных на интерполяции, заключается в том, чтобы встраивать секретную информацию не в само оригинальное изображение, а в изображение-контейнер, полученное путём увеличения оригинала, причём модификации подвергаются только полученные при интерполяции значения пикселей. При извлечении секретных данных также воссоздаётся изображение-контейнер, и используется разница между ним и стегоизображением, что позволяет получить не только спрятанное сообщение, но и восстановленное по неизменённым пикселям оригинальное изображение.

В данной работе представлен обзор основных методов и алгоритмов встраивания информации в цифровые изображения с применением интерполяции, включающий в том числе собственную модификацию одного из данных алгоритмов.

Обзор существующих методов. Все рассматриваемые в статье алгоритмы встраивания информации в цифровые изображения с применением интерполяции работают по одной схеме.

На вход подаётся изображение I размером $M \times N$ и секретное сообщение, представляющее собой двоичную последовательность. Изображение-стегоконтейнер S размером $2M \times 2N$ формируется из исходного изображения с помощью некоторого алгоритма интерполяции.

Перед встраиванием контейнер разбивается на неперекрывающиеся блоки размером 2×2 , в каждом из которых один из пикселей, являющийся пикселем оригинального изображения, принимает-

ся опорным. После этого для каждого из пикселей отдельно взятого блока рассчитывается его отклонение от опорного значения d_k , $k = \overline{1,3}$. Количество битов сообщения n_k , которые могут быть встроены в пиксель, рассчитывается по формуле

$$n_k = \lceil \log_2 |d_k| \rceil. \quad (1)$$

От встраиваемой битовой строки отделяют последовательность из n_k битов и преобразуют её в целочисленное значение b_k .

Встраивание осуществляется по следующей формуле:

$$S(i, j) = C(i, j) \pm b_k, \quad (2)$$

где $S(i, j)$ – значение пикселя стегоизображения, знак в выражении определяется конкретным алгоритмом встраивания.

На вход алгоритма извлечения сообщения подаётся стегоизображение S размером $2M \times 2N$. Из опорных пикселей, которые не использовались для записи встраиваемых битов, формируется исходное изображение I размером $M \times N$. К данному изображению применяется алгоритм интерполяции с целью получения изображения-контейнера C , после чего определяется количество битов, скрытых в пикселях стегоизображения, путём сравнения пустого и заполненного контейнера, и осуществляется извлечение секретного сообщения.

Рассмотрим известные методы и алгоритмы стеганографического встраивания информации в цифровые изображения, соответствующие описанной схеме.

В работе [8] представлен метод сокрытия данных NMI. Интерполяция производится следующим образом: пусть $I(i, j)$ – значение пикселя оригинального изображения, тогда значение пикселя изображения-контейнера $C(i, j)$ будет вычислено по формуле

$$C(i, j) = \begin{cases} I(i, j), & \text{если } i = 2m, j = 2n, \\ (I(i, j-1) + I(i, j+1))/2, & \text{если } i = 2m, j = 2n+1, \\ (I(i-1, j) + I(i+1, j))/2, & \text{если } i = 2m+1, j = 2n, \\ (I(i-1, j-1) + C(i-1, j) + C(i, j-1))/3, & \text{иначе,} \end{cases} \quad (3)$$

где $m = 0, 1, \dots, \frac{M}{2} - 1, n = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1$.

Значения пикселей стегоизображения рассчитываются следующим образом. Для каждого из непересекающихся блоков размером 2×2 пикселя требуется найти величину d_k по формуле

$$d_k = C(i, j) - C_d, \quad (4)$$

где C_d – левый верхний пиксель блока, $k = \overline{1,3}$, после чего рассчитывается количество битов n_k , которое может быть встроено в блок и его целочисленное представление b_k , и вычисляются значения соответствующих пикселей стегоизображения.

В работе [9] представлен алгоритм INMI, являющийся модификацией предыдущего. Для получения изображения-контейнера сначала необходимо рассчитать значения центральных пикселей окрестности размером 3×3 изображения-контейнера $C(i^*, j^*)$ по формуле

$$C(i^*, j^*) = \frac{I(i^* - 1, j^* - 1) + I(i^* - 1, j^* + 1) + I(i^* + 1, j^* - 1) + I(i^* + 1, j^* + 1)}{4}, \quad (5)$$

где i^*, j^* – координаты центральных пикселей окрестности размером 3×3 изображения-контейнера.

Затем рассчитать значения остальных пикселей по формуле

$$C(i, j) = \begin{cases} (C(i, j-1) + C(i, j+1) + C(i+1, j))/3, & \text{если } i = i^* - 1, j = j^*, \\ (C(i-1, j) + C(i+1, j) + C(i, j+1))/3, & \text{если } i = i^*, j = j^* - 1, \\ (C(i, j-1) + C(i, j+1) + C(i-1, j))/3, & \text{если } i = 2(M-1), \\ (C(i, j-1) + C(i, j+1) + C(i-1, j))/3, & \text{если } i = 2(N-1). \end{cases} \quad (6)$$

После этого изображение делится на Q непересекающихся равных блоков, количество и порядок обработки которых является дополнительной ключевой информацией. Внутри каждого из блоков отдельно обрабатываются подблоки размером 2×2 пикселя, для каждого из которых считаются величины d_k , n_k , b_k и значения пикселей стегоизображения аналогично предыдущему методу.

В работе [10] представлен метод INP, являющийся модификацией метода NMI. Пиксели изображения-контейнера рассчитываются как

$$C(i, j) = \begin{cases} I(i, j), & \text{если } i = 2m, j = 2n, \\ ((I(i, j-1) + I(i, j+1))/2), & \text{если } i = 2m, j = 2n+1, \\ ((I(i-1, j) + I(i+1, j))/2), & \text{если } i = 2m+1, j = 2n, \\ (C(i-1, j) + C(i, j-1))/2, & \text{иначе,} \end{cases} \quad (7)$$

где $m = 0, 1, \dots, \frac{M}{2} - 1, n = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1$.

Для элементов каждого блока 2×2 , исключая крайний левый пиксель, рассчитывается d_k :

$$d_k = M - C(i, j), \quad (8)$$

где M – максимальный крайний элемент блока 3×3 , $k = \overline{1, 3}$.

Далее рассчитываются n_k, b_k и значения пикселей стегоизображения аналогично предыдущему методу.

В работе [11] представлен алгоритм CRS. Для интерполяции сначала требуется найти величины I_{\min} и I_{\max} – минимальное и максимальное значения среди крайних пикселей окрестности 3×3 соответственно. Затем необходимо найти величину AD по формуле

$$AD = \frac{3I_{\min} + I_{\max}}{4}. \quad (9)$$

Значения пикселей изображения-контейнера рассчитываются по формуле

$$C(i, j) = \begin{cases} I(i, j), & \text{если } i = 2m, j = 2n, \\ (AD + (C(i, j-1) + C(i, j+1))/2), & \text{если } i = 2m, j = 2n+1, \\ (AD + (C(i-1, j) + C(i+1, j))/2), & \text{если } i = 2m+1, j = 2n, \\ (C(i, j) + C(i+1, j) + C(i, j+1))/3, & \text{иначе,} \end{cases} \quad (10)$$

где $m = 0, 1, \dots, \frac{M}{2} - 1, n = 0, 1, \dots, \frac{N}{2} - 1$.

Величина d_k для элементов блока 3×3 пикселя, исключая крайний левый пиксель, рассчитывается по формуле

$$d_k = \begin{cases} I_{\max} - C(i, j), & \text{если } C(i, j) < (I_{\min} + I_{\max})/2, \\ C(i, j) - I_{\min}, & \text{иначе,} \end{cases} \quad (11)$$

где $k = \overline{1, 3}$.

Далее вычисляются величины n_k, b_k , значения соответствующих пикселей стегоизображения.

Модификация метода INMI. В данной работе получена модификация метода INMI, основанная на использовании интерполяционного полинома Лагранжа второй степени для получения изображения-контейнера.

Интерполяционная формула Лагранжа имеет следующий вид [12]:

$$L(x) = \sum_{i=0}^n y_i p_i(x), \quad (12)$$

где $p_i(x)$ – многочлен степени n , принимающий значение, равное единице, в узле x_i , равное нулю – в остальных узлах $x_k, k \neq i, k, i = \overline{0, n}$.

В нашем случае изображение, полученное путём добавления дополнительных строк и столбцов пикселей к исходному изображению, рассматривается фрагментами по 5 пикселей, пронумерованных от 0 до 4, как показано на рис. 1.

Известные пиксели (0, 2, 4) будем считать узлами интерполяции. Тогда с помощью интерполяционного полинома Лагранжа второй степени найдём неизвестные значения пикселей (1 и 3). Многочлен Лагранжа для трёх узлов интерполяции имеет вид

$$L(x) = y_0 \frac{(x-x_1) \cdot (x-x_2)}{(x_0-x_1) \cdot (x_0-x_2)} + y_1 \frac{(x-x_0) \cdot (x-x_2)}{(x_1-x_0) \cdot (x_1-x_2)} + y_2 \frac{(x-x_0) \cdot (x-x_1)}{(x_2-x_0) \cdot (x_2-x_1)}. \quad (13)$$

Тогда значения пикселей изображения-контейнера можно рассчитать по формуле

$$C_k = C_0 \frac{(x_k - 2) \cdot (x_k - 4)}{8} + C_2 \frac{x_k (x_k - 4)}{-4} + C_4 \frac{x_k (x_k - 2)}{8}, \tag{14}$$

где $k=1, 3$ – номер пикселя во фрагменте из пяти пикселей.

Интерполяция производится сначала по всем строкам, затем – по всем столбцам. Полученное изображение-контейнер может быть использовано для встраивания по методу INMI.

Результаты вычислительных экспериментов. Рассмотренные алгоритмы были протестированы на десяти тестовых изображениях в градациях серого. Исходные изображения размером 512×512 пикселей были уменьшены до размера 256×256 пикселей и в таком виде подавались на вход каждого алгоритма. В процессе встраивания каждое из таких изображений увеличивалось до размера 512×512 пикселей с помощью интерполяции и использовалось для встраивания секретного сообщения.

Для оценки схожести получаемых стегоизображений и исходных изображений размером 512×512 пикселей была использована метрика PSNR (пиковое отношение сигнала к шуму) [3]. В качестве второй оцениваемой характеристики была взята максимальная ёмкость встраивания.

В таблице представлены результаты вычислительных экспериментов для всех рассмотренных алгоритмов. Величина PSNR указана в дБ, ёмкость – бит/пиксель.



Результаты вычислительных экспериментов с рассмотренными алгоритмами

Изображение	NMI		INMI		INP		CRS		Модификация	
	Ёмкость	PSNR	Ёмкость	PSNR	Ёмкость	PSNR	Ёмкость	PSNR	Ёмкость	PSNR
Aerial	1,17	25,24	1,46	24,15	1,88	25,32	2,35	23,59	1,44	24,65
Airplane	0,63	28,94	0,85	27,94	1,25	28,76	1,55	26,99	0,83	28,37
Baboon	1,26	22,57	1,56	22,13	2,04	22,67	2,49	21,58	1,52	22,24
Barbara	0,88	24,42	1,13	23,90	1,51	24,50	1,90	22,98	1,10	24,07
Boat	0,78	27,98	1,06	26,93	1,43	27,89	1,83	25,53	1,04	27,34
Goldhill	0,77	29,72	1,05	28,78	1,45	29,69	1,86	26,19	1,03	29,19
House	0,84	27,52	1,11	26,64	1,45	27,46	1,83	25,15	1,07	27,05
Lena	0,57	31,64	0,80	30,27	1,20	31,61	1,50	27,68	0,78	30,92
Peppers	0,55	30,40	0,77	29,42	1,21	30,18	1,51	27,64	0,76	29,69
Stream	1,21	25,16	1,53	24,35	1,99	24,99	2,47	22,96	1,51	23,89
Сред. значение	0,87	27,36	1,13	26,45	1,54	27,31	1,93	25,03	1,11	26,74

Как видно из представленных в таблице значений, алгоритм NMI лидирует по качеству получаемого стегоизображения, но при этом обеспечивает наименьшую ёмкость встраивания. Наибольшую ёмкость обеспечивает алгоритм CRS, однако при этом значительно страдает качество стегоизображения – у алгоритма CRS оно наименьшее.

Алгоритм INMI продемонстрировал средние результаты. Модификация, предложенная в настоящей статье, улучшает характеристики данного алгоритма: значение PSNR в среднем увеличивается на 0,3 дБ при незначительном уменьшении ёмкости встраивания на 0,02 бит/пиксель.

Лучшее же соотношение ёмкость–качество обеспечивает алгоритм INP. При среднем значении ёмкости 1,54 бит/пиксель алгоритм позволяет получить среднее значение PSNR, равное 27,31 дБ.

Таким образом, сравнение алгоритмов встраивания информации в цифровые изображения с применением интерполяции показало, что, несмотря на сходство рассмотренных алгоритмов, они позволяют получать разные по визуальному качеству и ёмкости стегоизображения.

Заключение. В данной работе был сделан обзор основных алгоритмов встраивания в цифровые изображения с применением интерполяции, включающий также собственную модификацию одного из таких алгоритмов. Результаты применения рассмотренных алгоритмов были сравнены по таким характеристикам, как незаметность встраивания и максимальная ёмкость. На основании полученных результатов был сделан вывод о том, что лучшее соотношение ёмкость–качество обеспечивает метод INP. Одно из возможных направлений дальнейшей работы заключается в получении более эффективных алгоритмических реализаций данного метода [13].

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках мероприятия 1.3 федеральной целевой программы «Исследования и разработки по приори-

тетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014–2020 годы» (соглашение о предоставлении субсидии № 14.577.21.0153 от 28 ноября 2014 г.).

Литература

1. Прищеп С.В. Подходы и критерии оценки рисков информационной безопасности / С.В. Прищеп, С.В. Тимченко, А.А. Шелупанов // Безопасность информационных технологий. – 2007. – № 4. – С. 15–21.
2. Гибридная система встраивания интерактивных услуг в цифровой телевизионный поток / С.Ю. Исхаков, А.А. Шелупанов, Р.В. Мещеряков, К.О. Беляков, В.А. Ширшин, А.Л. Шум, В.К. Сарьян // Телекоммуникации. – 2015. – № 1. – С. 11–19.
3. Грибунин В.Г. Цифровая стеганография / В.Г. Грибунин, И.Н. Оков, И.В. Туринцев. – М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2009. – 272 с.
4. Chowdhury N. An Efficient Method of Steganography using Matrix Approach / N. Chowdhury, P. Manna // I.J. Intelligent Systems and Applications. – 2012. – Vol. 1. – P. 32–38.
5. Abdullallah W.M. Mix column transform based on irreducible polynomial mathematics for color image steganography: A novel approach / W.M. Abdullallah, A.M.S. Rahma, A.-S.K. Pathan // Computers and Electrical Engineering. – 2014. – Vol. 40. – P. 1390–1404.
6. Zhang W. A Double Layered «Plus-Minus One» Data Embedding Scheme / W. Zhang, X. Zhang, S. Wang // IEEE Signal Processing Letters. – 2007. – Vol. 14, № 11. – P. 848–851.
7. Интерполяция цифрового изображения [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.cambridgeincolour.com/ru/tutorials/image-interpolation.htm>, свободный (дата обращения: 22.09.2015).
8. Jung K.-H. Data hiding method using image interpolation / K.-H. Jung, K.-Y. Yoo // Computer Standards & Interfaces. – 2009. – Vol. 31. – P. 465–470.
9. A Reversible Data Hiding Method Using Improved Neighbor Mean Interpolation and Random-Block Division / L. Liu, T. Chen, S. Zhu, W. Hong, X. Si // Information Technology Journal. – 2014. – Vol. 13, № 15. – P. 2374–2384.
10. Lee C.-F. An efficient image interpolation increasing payload in reversible data hiding / C.-F. Lee, Y.-L. Huang // Expert Systems with Applications. – 2012. – Vol. 39. – P. 6712–6719.
11. Tang M. A high capacity image steganography using multi-layer embedding / M. Tang, J. Hu, W. Song // Optik – International Journal for Light and Electron Optics. – 2014. – Vol. 125, № 15. – P. 3972–3976.
12. Лапчик М.П. Численные методы: учеб. пособие для студ. вузов / М.П. Лапчик, М.И. Рагулина, Е.К. Хеннер. – М.: Изд. центр «Академия», 2004. – 384 с.
13. Встраивание криптографических функций в систему связи с ограниченными ресурсами / С.К. Росошек, Р.В. Мещеряков, А.А. Шелупанов, С.С. Бондарчук // Вопросы защиты информации. – 2004. – № 2. – С. 22–25.

Евсютин Олег Олегович

Канд. техн. наук, доцент каф. безопасности информационных систем (БИС) ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 70-15-29

Эл. почта: eo0@keva.tusur.ru

Кокурина Анна Сергеевна

Студентка каф. БИС ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 70-15-29

Эл. почта: annakokurina94@yandex.ru

Мещеряков Роман Валерьевич

Д-р техн. наук, профессор, заведующий каф. БИС, проректор по научной работе и инновациям ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 70-15-29

Эл. почта: mrv@keva.tusur.ru

Evsutin O.O., Kokurina A.S., Meshcheryakov R.V.

Algorithms for data hiding in digital images using interpolation

This paper proposes review of algorithms for data hiding in digital images using interpolation and modification of one of described algorithms. The comparison of maximum capacity and the peak signal-to-noise ratio between examined algorithms is shown.

Keywords: information security, steganography, digital images, spatial domain data hiding, interpolation.

УДК 004.056.53

А.В. Козачок, Л.М. Туан

Подход к защите файлов документальных форматов от несанкционированного доступа на основе применения неразличимой обфускации программного кода

Предложен подход к защите файлов документальных форматов от несанкционированного доступа на основе применения формата защищенного контейнера. Приведено описание функциональной модели системы контролируемого разграничения доступа к данным, отличающейся применением процедуры неразличимой обфускации.

Ключевые слова: защита от несанкционированного доступа, неразличимая обфускация, контейнер, исполняемый код.

В настоящее время угрозы информационной безопасности, связанные с утечкой конфиденциальных данных, являются одними из наиболее опасных для любой организации, так как приводят к материальному ущербу, утрате интеллектуальной собственности, снижению репутации организации. По мере развития информационных технологий и предоставляемых услуг связи число потенциальных каналов утечки информации растет [1].

Целью проводимого исследования является построение комплекса моделей процесса контролируемого разграничения доступа к данным, позволяющего осуществить защиту от несанкционированного доступа к информации за счет применения неразличимой обфускации программного кода [2].

Исходя из вышеизложенного, разработана обобщенная функциональная модель процесса контролируемого разграничения доступа к данным на основе обфускации программного кода. При этом субъектами доступа в модели выступают пользователи, идентифицируемые учетными записями, а объектами являются файлы документальных форматов. Правила разграничения доступа субъектов к объектам задаются в виде матрицы доступа, учитывающей метки конфиденциальности.

В основу предлагаемой модели положен подход схожий с моделью системы военных сообщений [3], когда используется понятие контейнера для обработки структурированных данных. Отличительная особенность заключается в том, что контейнер является защищенным на основе метода неразличимой обфускации [4].

Обфускацией программы называется всякое ее преобразование, которое сохраняет вычисляемую программой функцию, но при этом придает программе такую форму, что извлечение из текста программного кода ключевой информации об алгоритмах и структурах данных, реализованных в этой программе, становится трудоемкой задачей.

Обфусцированной программой называется программа, которая после применения обфусцирующих преобразований на всех допустимых для исходной программы входных данных выдает тот же самый результат, что и оригинальная программа, но более трудна для анализа, понимания и модификации [5].

В настоящее время исследования в области обфускации программного кода проводятся по двум направлениям [4]:

- системное программирование;
- математическая криптография.

С позиции системного программирования обфускация программы может использоваться для защиты авторских прав на программное обеспечение, для предотвращения реверс-инжиниринга программ, для создания и защиты водяных знаков, обеспечения безопасности мобильных агентов в информационных сетях, для проведения безопасного поиска в потоках данных и защиты баз данных. Однако существенным недостатком данного подхода является отсутствие обоснования гарантированной стойкости. В случае применения методов динамического анализа программ и привлечения квалифицированных экспертов в области системного программирования стойкости существующих средств обфускации программ оказывается недостаточно.

С позиции математической криптографии разработка эффективных алгоритмов позволит решить целый ряд серьезных вопросов, например, с ее помощью можно преобразовать криптосистему с секретным ключом к криптосистеме с открытым ключом, проводить вычисления над зашифрованными данными, реализовывать системы функционального шифрования, доверенные схемы перешифрования и электронно-цифровой подписи, создавать верифицируемые системы тайного голосования и схемы двойственного шифрования.

Для построения эффективного метода защиты файлов документальных форматов, внедренных в защищенный контейнер, предлагается использовать математический аппарат неразличимой обфускации программного кода, активно развивающийся в настоящее время в рамках направления математической криптографии [6]. Исследования в области неразличимой обфускации, проводимые в настоящее время, как российскими учеными (Н.П. Варнавский, В.А. Захаров, Н.Н. Кузюрин), так и зарубежными (S. Garg, C. Gentry, S. Halevi, B. Barak, J.S. Coron, T. Lepoint, M. Tibouchi), базируются на возможности обфускации булевых функций. Процедуру проверки прав доступа пользователя к документу, внедренному в контейнер, можно рассматривать как точечную функцию, поскольку результатом ее выполнения является значение из множества $\{0,1\}$, поэтому применение неразличимой обфускации для защиты данной проверки является также корректным. Исследование [7] посвящено модификации существующих подходов к осуществлению неразличимой обфускации с целью устранения ряда ограничений, обусловленных применяемыми механизмами, моделями и алгоритмами [8, 9], а также обоснованию возможности применения данного математического аппарата для решения задачи защиты от несанкционированного доступа.

Разработанная функциональная модель позволяет хранить данные в унифицированном виде вне зависимости от исходного формата файла и обеспечивает единый метод доступа к данным для всех типов. Для безопасного хранения данных используется формат защищенного контейнера, в котором данные хранятся в обфусцированном виде. Контейнер представляет собой исполняемый файл, обладающий рядом заданных свойств и функций, позволяющих однозначно идентифицировать пользователя, разграничивать доступ к данным (права: читать, писать, передать права), обеспечивать защиту конфиденциальности внедренного документа. Формат контейнера обеспечивает его безопасное хранение и передачу по сети.

В предлагаемой модели рассматриваются две базовые операции:

- создание нового документа;
- открытие существующего документа, хранящегося в автоматизированной системе.

Рассмотрение следует начать с первой операции, когда пользователю необходимо создать новый документ. На рис. 1 представлена функциональная модель процесса создания документа и внедрения его в защищенный контейнер.

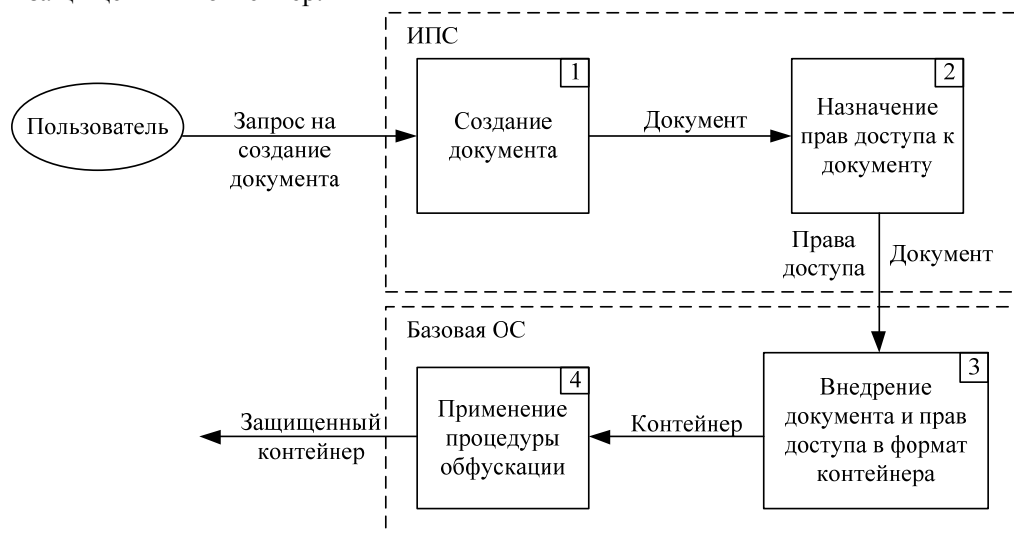


Рис. 1. Функциональная модель процесса создания документа и внедрения его в защищенный контейнер

Данная модель включает в себя следующие этапы:

1. Создание документа. На первом этапе осуществляется создание нового документа с использованием соответствующего приложения пользователя в базовой операционной системе (ОС).

2. Назначение прав доступа к документу. По окончании работы с приложением пользователю необходимо задать определенные права доступа к созданному документу. В модели предусмотрены четыре типа доступа: отсутствие прав, право на чтение, право на изменение (запись), право на передачу прав. Полные права на документ означают, что пользователь имеет полный доступ к документу, в том числе он может передавать права доступа другому пользователю в системе. Результатом выполнения данного этапа является документ с определенными правами на доступ к нему.

Важно отметить, что два вышеперечисленных этапа осуществляются в изолированной программной среде. Под изолированной программной средой (ИПС) в данном случае будем понимать изолированную среду выполнения, для которой реализована защита данных в оперативной памяти и на жестком диске, также исключается доступ в нее процессов, функционирующих в базовой операционной системе, тем самым обеспечивая конфиденциальность и целостность данных, обрабатываемых внутри ИПС.

3. Внедрение документа и прав доступа в формат контейнера. Как было обозначено ранее, контейнер представляет собой файл исполняемого формата, структура которого позволяет внедрять данные различных типов. Задачу формирования контейнера выполняет специализированное программное обеспечение, с помощью которого создается шаблон исполняемого файла в двоичном формате, к которому затем добавляются созданный документ и матрица доступа.

4. Применение процедуры обфускации. Для обеспечения эффективного метода защиты от анализа и модификации созданного контейнера, а также защиты конфиденциальности и целостности данных в работе использовалась процедура неразличимой обфускации исполняемого кода контейнера. Выходом данного блока является защищенный контейнер, устойчивый к различным методам статического и динамического анализа. Формат контейнера разрешает его передачу по сети и хранение на различных сетевых ресурсах.

Вторая операция, осуществляемая в рамках модели, – открытие пользователем существующего документа, который хранится в формате защищенного контейнера в автоматизированной системе. Функциональная модель доступа к защищенному контейнеру приведена на рис. 2. Для доступа и работы с защищенными контейнерами необходимо наличие в операционной системе специализированного программного обеспечения.

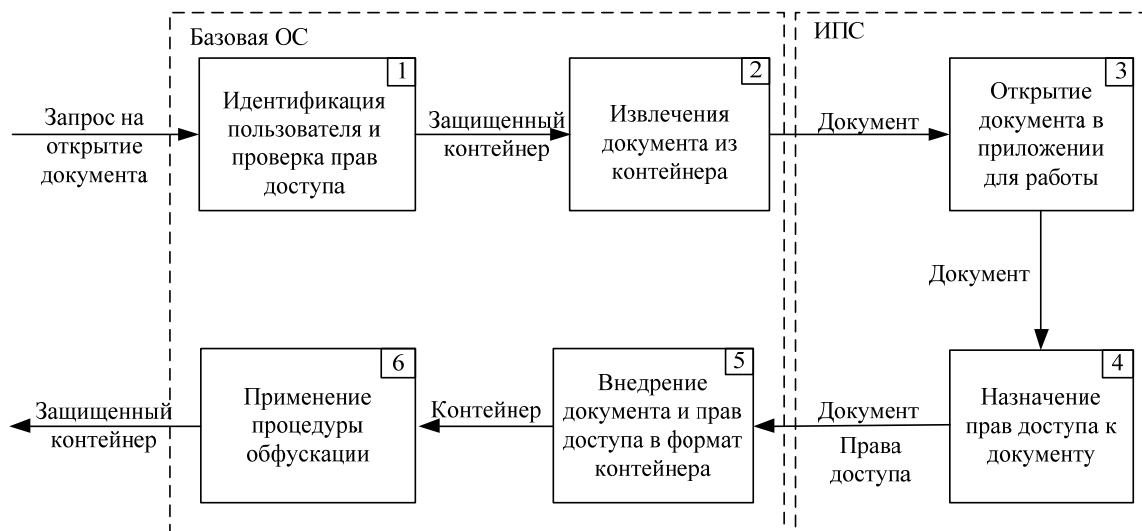


Рис. 2. Функциональная модель доступа к защищенному контейнеру

Данная модель включает в себя следующие этапы:

1. Идентификация пользователя и проверка прав доступа. Поскольку исполняемый файл, выбранный в качестве основы контейнера, является активным элементом, в его коде реализуются функции по идентификации пользователя. Затем в случае успешной идентификации осуществляется проверка прав на доступ к контейнеру идентифицированного пользователя на основе внедренной в контейнер матрицы доступа.

2. Извлечение документа из контейнера. При успешной идентификации пользователя и проверке прав доступа документ извлекается из защищенного контейнера в область памяти, защищенную ИПС.

3. Открытие документа в приложении для работы. После извлечения документа осуществляется запуск приложения пользователя для работы с документом в ИПС.

4. Назначение прав доступа к документу. Данный этап осуществляется только в том случае, если по окончании работы пользователь, имеющий полные права доступа к документу, принимает решение о назначении или передаче прав доступа другому пользователю.

Документ, которому были назначены права доступа, инкапсулируется в формат защищенного контейнера, а затем применяется процедура неразличимой обфускации к данному контейнеру для защиты от несанкционированного доступа и анализа. Полученный обфусцированный контейнер готов к передаче и дальнейшей работе с ним.

На рис. 3 представлена обобщенная модель процесса контролируемого разграничения доступа к данным на основе обфускации программного кода. Она включает в себя совокупность операций по созданию нового документа и открытию существующего.

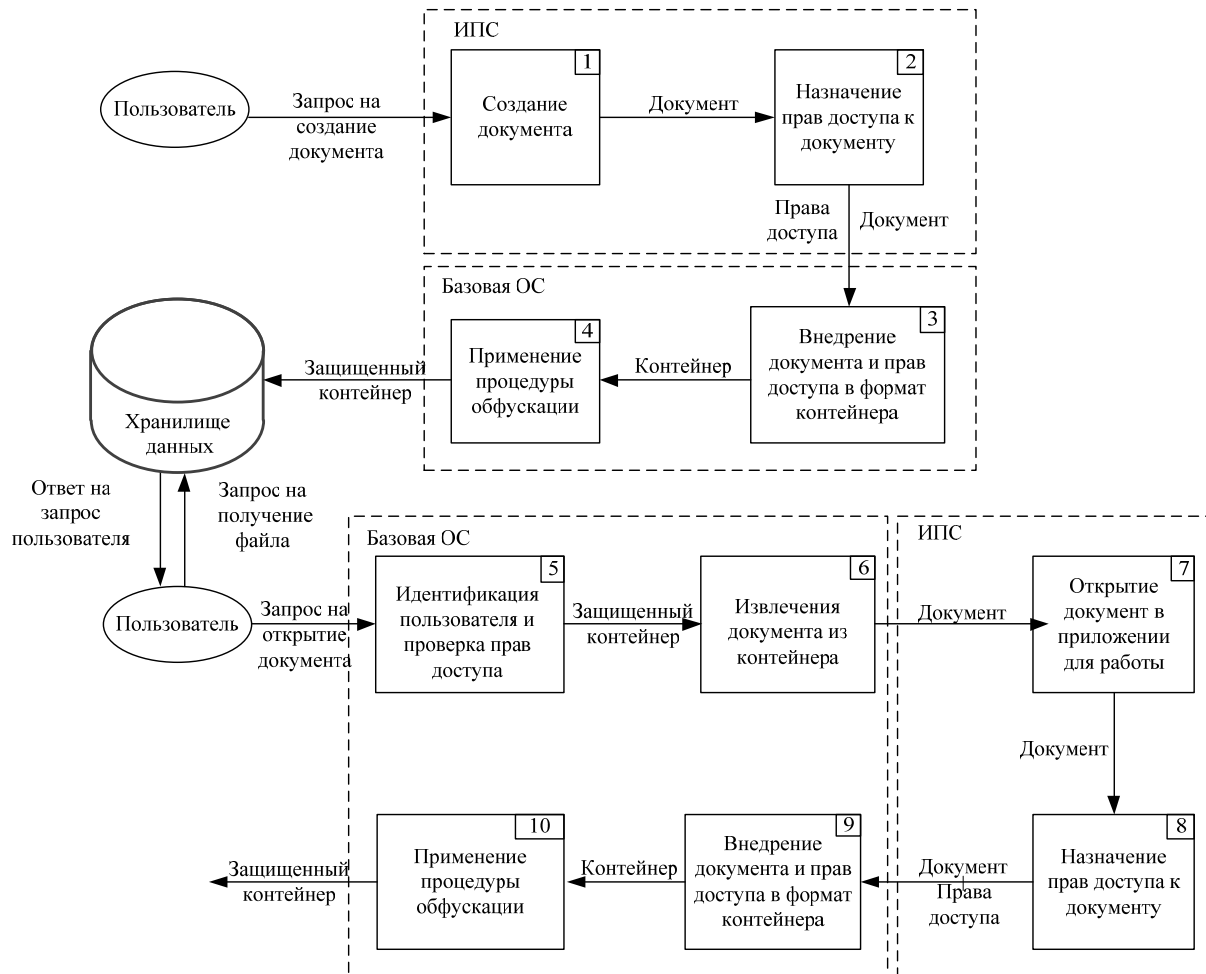


Рис. 3. Обобщенная модель процесса контролируемого разграничения доступа к данным на основе обфускации программного кода

В качестве примера и для рассмотрения механизма работы предложенных моделей были выбраны следующие исходные данные: пользователи $User_1, User_2, \dots, User_N$; группа пользователей $CoWorkers$.

Процесс контролируемого разграничения доступа к данным и обеспечения конфиденциальности документов на основе неразличимой обфускации программного кода реализуется следующим образом.

Пользователь $User_1$ создает документ для отправки его пользователю $User_2$. Создание документа и назначение прав доступа происходит в ИПС, как было показано ранее. По окончании работы с документом пользователь назначает права доступа пользователю $User_2$. Права могут задаваться как для отдельных пользователей, так и для групп пользователей. Варианты задания права доступа в обобщенной модели представлены в таблице.

Из анализа таблицы можно сделать вывод, что данное представление вариантов доступа позволяет комбинировать мандатное и дискреционное разграничение доступа. Первая и третья строки таблицы представляют собой классический вариант дискреционных правил разграничения доступа. Вторая строка – вариант представления правила мандатного разграничения доступа.

При этом для пользователя User_2 были назначены полные права доступа, для группы пользователей CoWorkers – права только на чтение, а пользователям с меткой конфиденциальности «2» – права доступа на чтение и запись.

Пример вариантов задания прав доступа к документу

Метка конфиденциальности	Имя пользователя	Имя группы	Права доступа		
			Чтение	Запись	Полные
*	User_2	*	1	1	1
2	*	*	1	1	0
*	*	CoWorkers	1	0	0

После назначения прав доступа происходит процесс внедрения документа в контейнер. Для защиты конфиденциальности и целостности документа, находящегося внутри контейнера, запускается механизм обфускации содержимого полученного контейнера. Поле этого защищенный контейнер помещается в хранилище данных.

При получении документа из хранилища данных механизм обеспечения безопасного доступа работает по следующему алгоритму.

Пользователь User_2 запускает полученный контейнер на исполнение. Встроенный в исполняемый файл механизм идентификации осуществляет проверку прав пользователя User_2 на доступ к документу, инкапсулированному в контейнер.

При успешной идентификации и проверке прав доступа пользователь User_2 получает доступ к документу, извлеченному из контейнера в ИПС. В соответствии с таблицей для пользователя User_2 были назначены полные права на доступ к документу, поэтому по окончании работы он сможет переназначить права доступа. Затем осуществляется процесс внедрения документа в формат контейнера, применения обфускации и сохранения защищенного контейнера.

При этом защищенный контейнер помещается в хранилище данных. При запросе на открытие защищенного контейнера, встроенным механизмом защиты считывается идентификатор пользователя, осуществляется идентификация, анализируются заданные правила и принимается решение о возможности открытия контейнера. По окончании работы осуществляются все действия, аналогичные предыдущим примерам.

Таким образом, исходя из представленного комплекса моделей, можно сделать вывод, что применение подхода к защите файлов документальных форматов на основе применения неразличимой обфускации программного кода позволит добиться, с учетом ряда ограничений, предотвращения возможности несанкционированного доступа, а тем самым возможности нарушения конфиденциальности и целостности обрабатываемой в автоматизированной системе информации.

Литература

1. Козачок В.И. Факторы определяющие информационную безопасность корпорации / В.И. Козачок, С.А. Власова // Среднерусский вестник общественных наук. – 2014. – Вып. 5(35). – С. 30–34.
2. Козачок А.В. Обоснование возможности применения неразличимой обфускации для защиты исполняемых файлов / А.В. Козачок, Л.М. Туан // Перспективные информационные технологии: сб. трудов междунар. науч.-техн. конф.– Самара, 2015. – Т. 1. – С. 269–272.
3. Девянин П.Н. Модели безопасности компьютерных систем: учеб. пособие / П.Н. Девянин. – М.: Изд. центр «Академия», 2005. – 144 с.
4. Современное состояние исследований в области обфускации программ: определения стойкости обфускации / Н.П. Варновский, В.А. Захаров, Н.Н. Кузюрин, А.А. Шокуров // Труды Института системного программирования. – М.: ИСП РАН, 2014. – Т. 26, № 3. – С. 167–198.
5. Козачок А.В. Комплекс алгоритмов контролируемого разграничения доступа к данным, обеспечивающий защиту от несанкционированного доступа / А.В. Козачок, Л.М. Туан // Системы управления и информационные технологии. – Воронеж, 2015. – № 3(61). – С. 58–61.

6. Candidate indistinguishability obfuscation and functional encryption for all circuits / S. Garg, C. Gentry, S. Halevi et al. // IEEE 54th Annual Symposium on Foundations of Computer Science (FOCS), 2013. – Berkley, USA: IEEE, 2013. – P. 40–49.

7. Аналитическая модель защиты файлов документальных форматов от несанкционированного доступа / А.В. Козачок, М.В. Бочков, Р.Р. Фаткиева, Л.М. Туан // Труды СПИИРАН. СПб., 2015. – Вып. 43. – С. 228–252.

8. Варновский Н.П. Математические проблемы обфускации / Н.П. Варновский, В.А. Захаров, Н.Н. Кузюрин // Математика и безопасность информационных технологий: матер. конф. в МГУ 28–29 октября 2004 г. – М., 2005. – С. 65–91.

9. On the (im)possibility of program obfuscation / B. Barak, O. Goldreich, R. Impagliazzo et al. // Advances in Cryptology. Lecture Notes in Computer. – Science, Paris, 2001. – Vol. 2139. – P. 1–18.

Козачок Александр Васильевич

Канд. техн. наук, сотрудник Академии федеральной службы охраны РФ, Орёл

Тел.: +7 (486-2) 54-99-33

Эл. почта: tottrin@mail.ru

Туан Лай Минь

Сотрудник Академии федеральной службы охраны РФ, Орёл

Тел.: +7 (486-2) 54-99-33

Эл. почта: tottrin@mail.ru

Kozachok A.V., Tuan L.M.

Approach to protect documentary file formats from unauthorized access based on indistinguishable program code obfuscation

The approach to protect documentary file formats from unauthorized access based on protected container format is described. Functional model aimed to control data access restriction system providing protection from unauthorized access and applying indistinguishable obfuscation is presented.

Keywords: protection from unauthorized access, indistinguishable obfuscation, container, program code.

УДК 519.245

Д.О. Бондаренко, О.О. Евсютин, А.В. Ращупкина

Непрерывная оптимизация с помощью клеточного автомата с адаптивным выбором правила развития

Данная статья развивает предыдущие работы авторов по синтезу алгоритмов непрерывной оптимизации с помощью модифицированной клеточно-автоматной модели – клеточного автомата с целевой функцией. Основным отличием является адаптивный выбор правила развития клеточного автомата в зависимости от изменения скорости сходимости. Показано, что такой подход позволяет обеспечить лучшие показатели сходимости динамики клеточного автомата к оптимуму целевой функции, чем при использовании фиксированной композиции правил развития.

Ключевые слова: непрерывная оптимизация, клеточный автомат, клеточный автомат с целевой функцией, методы Монте-Карло.

Клеточные автоматы активно применяются в качестве среды моделирования сложных систем, состоящих из значительного числа взаимодействующих между собой элементов, в различных приложениях физики, биологии, информатики. Кроме того, применение данного математического аппарата в алгоритмах обработки данных позволяет повысить быстродействие, поскольку клеточные автоматы являются универсальной моделью параллельных вычислений [1–3].

В связи с тем, что клеточно-автоматные модели могут обладать достаточно сложной динамикой при использовании простых в общем случае локальных правил взаимодействия, математический аппарат клеточных автоматов предлагается использовать для синтеза стохастических алгоритмов оптимизации по аналогии с такими алгоритмами, как алгоритм роящихся частиц, дифференциальная эволюция, генетические алгоритмы и т.п. [4, 5].

Ранее авторами статьи было введено новое расширение классической модели клеточного автомата – клеточный автомат с целевой функцией [6, 7]. В настоящей работе предлагается новый подход к управлению динамикой такого клеточного автомата за счет адаптивного выбора правила перехода в процессе развития клеточного автомата.

Алгоритм непрерывной оптимизации. Для поиска оптимальных решений предлагается использовать модификацию классической модели клеточного автомата – клеточный автомат с целевой функцией. Каждая клетка решетки такого автомата содержит вариант решения, представляющий собой вектор значений аргументов соответствующей целевой функции, и метку, показывающую степень влияния клетки окрестности на результат каждого шага развития клетки. Динамика данной модификации клеточного автомата (КА) направлена на достижение оптимального значения целевой функции.

В рамках данной модели введено два правила развития КА: правило, основанное на использовании набора клеточных автоматов, и правило, основанное на изменении аргументов на определенную величину отклонения Δ [6].

Для применения первого правила необходимо сделать M копий клеточного автомата, где M – количество аргументов варианта решения клетки. Далее каждая копия занимается поиском лучшего решения в процессе развития КА, определяемом формулой

$$x_{u,v}^i = \frac{1}{k'} \sum_{j=1}^k d_{u,v} \cdot x_{u+y_j^1, v+y_j^2}^i, k' \leq k, i = \overline{1, m}, y \in \{-1, 0, 1\}, \quad (1)$$

где k – количество клеток окрестности; k' – количество клеток окрестности с ненулевыми метками; d – метка; x – значение аргумента функции; u, v – координаты клетки решетки КА; m – количество переменных функции.

При этом каждая копия КА обновляет только один аргумент функции на протяжении трех итераций, что позволяет определить влияние каждого аргумента функции за счет одинакового вклада других аргументов на протяжении нескольких итераций. После обновления конфигураций всех ко-

пий клеточного автомата происходит объединение соответствующих элементов варианта решения каждого клеточного автомата и обновление меток.

Изменение конфигурации клеточного автомата по второму правилу осуществляется следующим образом: каждому элементу варианта решения клетки задается приращение на соответствующую величину отклонения Δ , при этом знак приращения определяется случайным образом, а величина рассчитывается по формуле

$$\Delta = \frac{\sum_{i=0}^n (y_{\min} - y_i)^2}{n}, \quad (2)$$

где y_{\min} – лучшее решение текущей конфигурации КА; y_i – значение целевой функции клетки автомата; n – количество клеток окрестности.

Применение первого правила обеспечивает высокую скорость сходимости на первых шагах развития клеточного автомата – наблюдается быстрое движение в сторону оптимального значения, однако после этого развитие «застывает». Использование второго правила для непрерывной оптимизации показывает стабильную, но малую скорость сходимости к оптимальному значению, поэтому только на протяжении большого числа итераций наблюдается заметное движение в сторону оптимума целевой функции.

На основе совместного применения описанных правил развития клеточного автомата с целевой функцией был создан и исследован алгоритм непрерывной оптимизации [7]. Композиция правил, используемая в данном алгоритме, включает трехкратное применение первого правила и однократное – второго.

Адаптивный выбор правила развития. В настоящей работе для увеличения скорости сходимости к оптимуму целевой функции предлагается использовать адаптивный выбор правила развития клеточного автомата: на основании текущего оптимального значения целевой функции и значений оптимума целевой функции, достигнутых на двух предыдущих шагах, определяется правило дальнейшего развития клеточного автомата. За базовое правило развития клеточного автомата прием первое правило. Второе правило, позволяющее избавиться от «застывания» развития, применяется при уменьшении скорости сходимости, которое наблюдается, когда выполняется условие

$$\frac{y_{\min i-1} - y_{\min i}}{y_{\min i-2} - y_{\min i-1}} \leq \alpha, \quad (3)$$

где $y_{\min i-1}$ – лучшее решение $(i-1)$ -го шага развития клеточного автомата; $y_{\min i}$ – лучшее решение i -го шага развития клеточного автомата; $y_{\min i-2}$ – лучшее решение $(i-2)$ -го шага развития клеточного автомата; i – номер шага развития клеточного автомата; α – значение, определяющее максимально допустимое уменьшение скорости сходимости.

Результаты экспериментов на тестовых функциях

Тестовая функция	Минимум функции, найденный при использовании комбинации правил	Минимум функции, найденный при использовании адаптивного выбора правил	Глобальный минимум функции
$f_1 = \sum_{i=1}^N (x_i^2 - 10 \cos(2\pi x_i) + 10)$	13,736	2,86E-05	0
$f_2 = \frac{1}{4000} \sum_{i=1}^N x_i^2 - \prod_{i=1}^N \cos\left(\frac{x_i}{\sqrt{i}}\right) + 1$	2,62E-09	6,46E-12	0
$f_3 = \sum_{j=1}^{N-1} \left[100(x_j - x_{j+1})^2 + (x_j - 1)^2 \right]$	3,583	23,486	0
$f_4 = \sum_{i=1}^N x_i + \prod_{i=1}^N x_i $	3,08E-06	8,70E-06	0

Результаты вычислительных экспериментов по сравнению двух алгоритмов для некоторых тестовых функций представлены в таблице. Развитие клеточного автомата продолжалось в течение 500

шагов. Установлено, что в большинстве случаев за наименьшее количество итераций алгоритм с адаптивным изменением правил достигает лучших результатов по сравнению с алгоритмом, основанным на комбинации данных правил. Таким образом, введенная адаптивность позволяет увеличить эффективность исходного алгоритма за счет увеличения его скорости сходимости при меньшем числе итераций.

Визуализация развития клеточного автомата с целевой функцией. В ходе работы программно была реализована визуализация развития клеточного автомата. Визуализация клеточного автомата отражает процесс нахождения оптимума целевой функции: на каждом шаге развития клеточного автомата в каждой ячейке отображается текущее значение функции, интерпретированное как некоторый оттенок серого цвета.

Переход от значений функции к цветовому представлению зависит от значения функции в самой клетке, от текущего и предыдущего найденных оптимумов функции и от худшего значения, имеющегося на текущем шаге развития клеточного автомата.

Если минимум функции на данном шаге развития КА совпадает со значением, найденным на предыдущем шаге, то отображение значения функции в цвет клетки определяется формулой (4). Если все клетки автомата содержат вариант решения, соответствующий лучшему значению целевой функции по сравнению с минимумом предыдущей конфигурации клеточного автомата, перевод значения в цветовое представление происходит по формуле (5). Когда не все клетки на текущем шаге стали лучше по сравнению с предыдущим оптимальным значением, применяется формула (6):

$$\text{color} = 255 - \left[\frac{y - y_{\min i}}{y_{\max i} - y_{\min i}} \cdot 255 + 0,5 \right], \quad (4)$$

$$\text{color} = 255 - \left[\frac{y - y_{\min i}}{y_{\min i-1} - y_{\min i}} \cdot 255 + 0,5 \right], \quad (5)$$

$$\text{color} = \begin{cases} 255 - \left[\frac{y - y_{\min i}}{y_{\min i-1} - y_{\min i}} \cdot 127 + 0,5 \right], & \text{если } y < y_{\min i-1}, \\ 127 - \left[\frac{y - y_{\min i-1}}{y_{\max i} - y_{\min i-1}} \cdot 127 + 0,5 \right], & \text{иначе,} \end{cases} \quad (6)$$

где color – значение компоненты цвета; y – текущее значение целевой функции клетки автомата; $y_{\max i}$ – худшее решение i -го шага развития клеточного автомата.

На рис. 1 представлен пример истории развития клеточного автомата с целевой функцией. Можно увидеть, что положение лучших решений в решетке клеточного автомата сохраняется на локальных временных отрезках. В дальнейшем визуальный анализ развития клеточного автомата с целевой функцией послужит для выявления путей улучшения показателей.

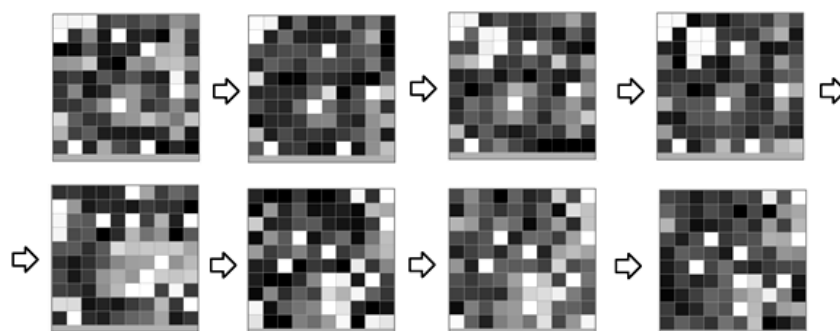


Рис. 1. Пример визуализации состояний решетки КА

Заключение. В статье представлен подход к синтезу алгоритмов непрерывной оптимизации на основе динамики клеточного автомата с целевой функцией, основанный на адаптивном выборе правила развития клеточного автомата в зависимости от изменения скорости сходимости целевой функции. Приведены результаты вычислительных экспериментов, показывающих эффективность предложенного подхода. Также предложен способ визуализации динамики клеточного автомата с целевой функцией.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках базовой части Государственного задания ТУСУР на 2015 г. (проект № 3657).

Литература

1. Тоффоли Т. Машины клеточных автоматов / Т. Тоффоли, Н. Марголюс. – М.: Мир, 1991. – 280 с.
2. Бандман О.Л. Клеточно-автоматное моделирование диффузионно-реакционных процессов // Автометрия. – 2003. – Т. 39, № 3. – С. 5–18.
3. Евсютин О.О. Приложения клеточных автоматов в области информационной безопасности и обработки данных / О.О. Евсютин, А.А. Шелупанов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – № 1(25), ч. 2. – С. 119–125.
4. Kennedy J. Particle Swarm Optimization / J. Kennedy, R. Eberhart // Proceedings of the 1995 IEEE International Conference on Neural Networks. – 1995. – P. 1942–1948.
5. Storn R. Differential Evolution – A Simple and Efficient Heuristic for Global Optimization over Continuous Spaces / R. Storn, K. Price // Journal of Global Optimization. – 1997. – Vol. 11. – P. 341–359.
6. Бондаренко Д.О. Непрерывная оптимизация на основе клеточного автомата с целевой функцией / Д.О. Бондаренко, А.В. Ращупкина // Матер. 53-й Междунар. науч. студ. конф. МНСК–2015: Математика. – Новосибирск: Новосиб. гос. ун-т., 2015. – 179 с.
7. Бондаренко Д.О. Алгоритм непрерывной оптимизации с использованием клеточного автомата с модифицированным алфавитом внутренних состояний / Д.О. Бондаренко, А.В. Ращупкина // Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2015». – Томск: ТУСУР, 2015. – С. 35–38.

Бондаренко Дмитрий Олегович

Студент каф. комплексной информационной безопасности
электронно-вычислительных систем (КИБЭВС) ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 70-15-29
Эл. почта: dima030793@gmail.com

Евсютин Олег Олегович

Канд. техн. наук, доцент каф. безопасности информационных систем ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 70-15-29
Эл. почта: eoo@keva.tusur.ru

Ращупкина Анжелика Владимировна

Студентка каф. КИБЭВС ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 70-15-29
Эл. почта: angelinara@mail.ru

Bondarenko D.O., Evsutin O.O., Rashchupkina A.V.

Continuous optimization using cellular automata by choosing the evolution rule

This article develops previous works made by authors about synthesis of continuous optimization algorithms using modification of cellular automata model: the cellular automata with goal function. The main difference is an adaptive choosing of cellular automata evolution rule by comparing their convergence speed. It was shown, that this method allows better convergence indexes of cellular automata dynamic to goal function optimum, rather than using fixed evolution rule composition.

Keywords: continuous optimization, cellular automata, cellular automata dynamic with goal function, Monte-Carlo methods.

УДК 004.057.4

Д.И. Иовлев

Выбор модели TCP для сетей MANET. Влияние одноуровневого принципа организации сетей на протокол TCP

Представлены результаты эксперимента по выбору модели управления нагрузкой и результаты исследования влияния одноуровневого принципа организации беспроводных мобильных ad hoc сетей на пропускную способность соединения TCP. Выявлена зависимость между длиной маршрута и его пропускной способностью. Все результаты получены путем имитационного моделирования.

Ключевые слова: протокол TCP, беспроводные ad hoc сети.

Среди всевозможных приложений и сервисов, запускаемых на мобильных устройствах, сетевые соединения и сервисы передачи данных являются самыми часто используемыми. В основном все это осуществляется посредством неподвижных инфраструктур. Но далеко не везде есть возможность организовать сеть на подобных структурах. Данную проблему могут решить мобильные ad hoc сети [1, 2].

MANET – автономная беспроводная сетевая система специального назначения, состоящая из независимых узлов, которые могут свободно перемещаться в произвольном направлении, тем самым динамически изменяя связанность в сети. В отличие от проводных и сотовых сетей, в MANET отсутствуют фиксированная инфраструктура и центральное управление сетью [1–3]. Она может быть сформирована где угодно, в любое время, произвольным количеством узлов (от 2 и более). Узлы могут сообщаться либо напрямую, если они находятся в радиодиапазоне друг друга, либо посредством промежуточных узлов, и каждый из них может быть одновременно и конечной точкой передачи, и маршрутизатором [4, 5].

Сети MANET подходят для применения в боевых действиях, спасательных операциях и других ситуациях, где не является возможным использование развернутой сетевой инфраструктуры [1–5, 6].

В таких ситуациях необходима возможность передачи данных с гарантией доставки. Для современных сетей такой сервис обеспечивает протокол TCP – протокол потоковой передачи данных с пакетной коммутацией. Изначально он предназначался для работы в сетях с низким уровнем потерь и фиксированной или слабо изменяющейся топологией, что естественно для проводных сетей [7, 8].

Для исследования поведения протокола TCP в сетях MANET необходимо выбрать одну из многих его моделей управления нагрузкой.

Метод исследования. В исследовании использовалось имитационное моделирование на основе дискретно-событийного подхода, т.е. симулирование сетей MANET. Такой метод позволяет исследовать и разрабатывать собственные сетевые протоколы. NS-3 является одним из лучших событийно-дискретных симуляторов с возможностями моделирования MANET, исследования и разработки новых протоколов [9, 10].

Результаты данной статьи получены с помощью симулятора NS-3.22. Основные параметры симулируемой модели:

- узлы: мобильные;
- физический и канальный уровень:
 - стандарт: 802.11a;
 - модуляция: OFDM;
 - пропускная способность: 54 Мбит/с, half-duplex;
 - радиус зоны видимости: 250 м;
 - количество повторных передач пакета на MAC уровне: 5;
 - вместимость очереди MAC уровня: 600 пакетов;
- сетевой уровень: IPv4;
- маршрутизация: AODV;

- параметры TCP:
 - MSS: 1448 байт;
 - DelAckCount: 2;
 - DelAckTimeout: 200 мс;
- приложения:
 - использующие UDP-протокол;
 - использующие TCP-протокол:
- количество: 2, клиент и сервер;
- направление передачи: одностороннее, от клиента к серверу;
- скорость передачи: 27 Мбит/с.

Остальные параметры (количество узлов, их начальное положение, скорость, количество приложений UDP и их скорость передачи, длительность симулируемого периода) задаются в зависимости от эксперимента.

Протокол UDP позволяет создать дополнительную фиксированную нагрузку на сеть.

В каждом эксперименте производился сбор следующих данных: изменения мгновенной скорости передачи; общее количество переданных данных. При планировании и обработке результатов эксперимента использовались рекомендации, изложенные в [11].

Выбор модели управления нагрузкой. Так как модели управления нагрузкой не меняют принципов протокола TCP, то для дальнейших исследований экспериментальным путем выбран только один вариант механизма управления нагрузкой.

Был проведен эксперимент, в котором сеть состояла из 15 узлов. На 7 из них были запущены приложения, передающие данные через UDP со скоростью 1 Мбит/с. Для каждого из вариантов было произведено по 10 запусков симуляции с различным шаблоном движения узлов.

Результатом каждой симуляции является количество байт, успешно переданное от клиента к серверу. Из 10 результатов для каждой модели было получено среднее значение (рис. 1).

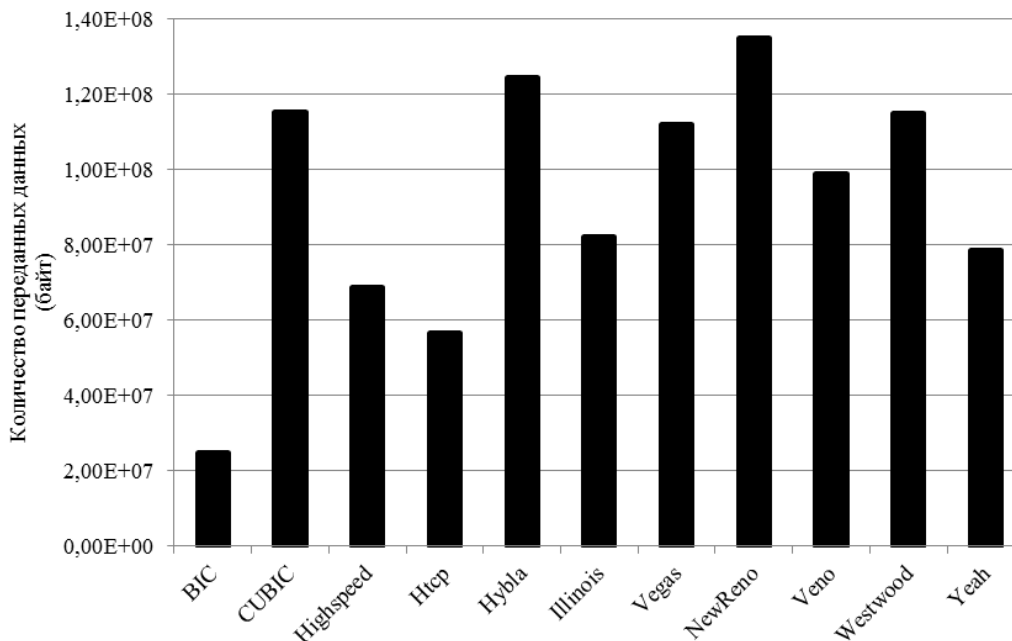


Рис. 1. Сравнение вариантов механизмов управления нагрузкой

Сравнивая полученные результаты можно заметить, что с помощью механизма NewReno было передано в среднем больше данных. Было определено, что основная проблема протокола TCP связана с восстановлением активности после возникновения переходящих процессов в сети. Это можно увидеть на примере моделей BIC, CUBIC, Highspeed, Illinois, Yeah моделей (рис. 2). Так как для разных моделей паузы в передаче данных наблюдаются в разные промежутки времени, можно сделать вывод, что путь от пункта отправления до пункта назначения существует на протяжении всего симулируемого периода. Меняется только его длина, что и вызывает «разрыв» в потоке данных.

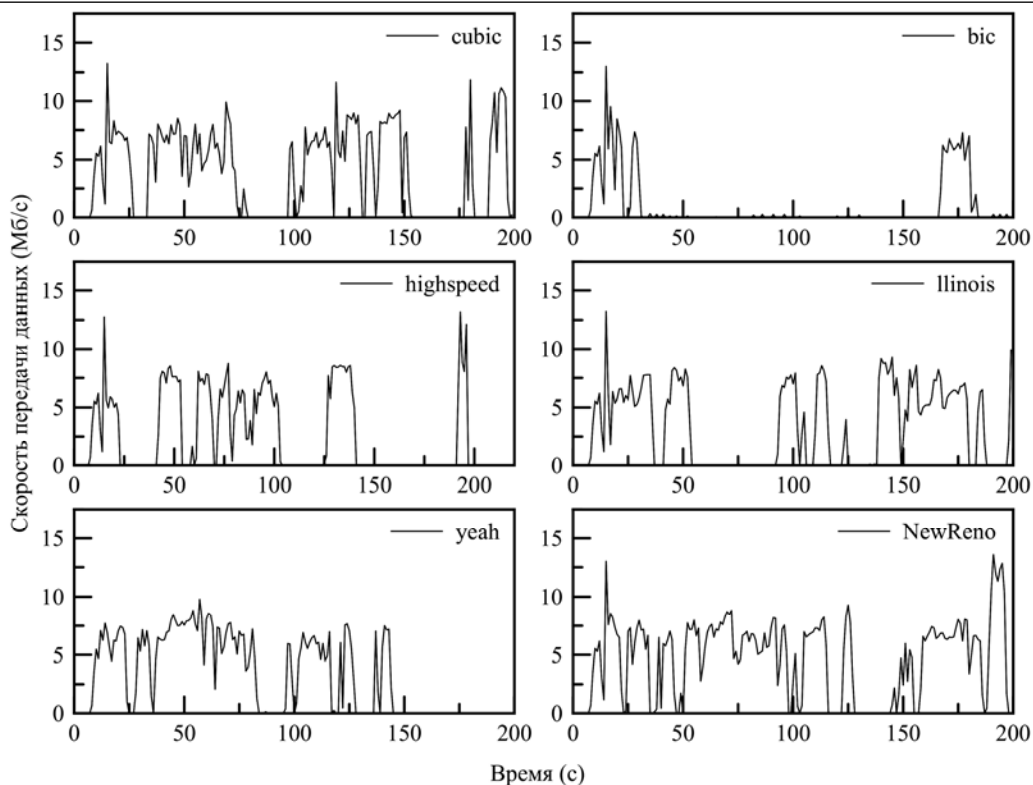
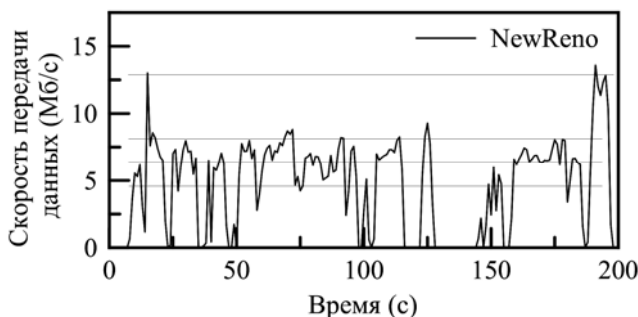


Рис. 2. Сравнение динамики скорости передачи данных

В то же время модель NewReno показывает относительную стабильность в работе, хотя в динамике наблюдаются сильные перепады (рис. 2). Исходя из полученных результатов, данная модель будет использоваться в будущих экспериментах.

При резком изменении мгновенной скорости передачи она устанавливалась приблизительно на одних и тех же уровнях (рис. 3). Данное явление связано с изменением длины маршрута.

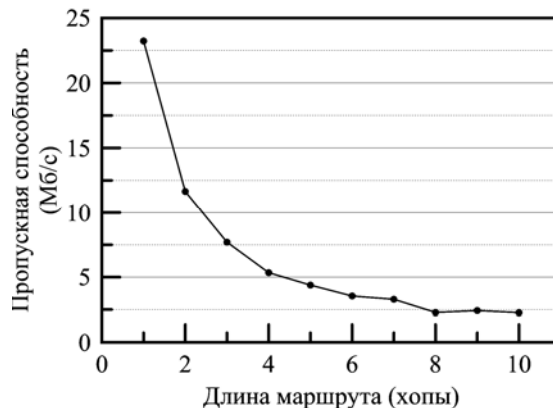
Рис. 3. Уровни скорости передачи данных в соединении TCP: горизонтальными линиями обозначены уровни скорости передачи при неизменной длине маршрута



Влияние длины маршрута на пропускную способность TCP соединения. В ходе проведения эксперимента была использована симуляционная модель с неподвижными узлами, выстроенными в линию (топология «цепь»). Клиент и сервер установлены на конечных узлах данной цепочки. Потоковый трафик в сети отсутствовал.

На рис. 4 представлена пропускная способность TCP соединения в зависимости от количества хопов в маршруте. Она уменьшается вдвое с добавлением одного промежуточного узла и стабилизируется с дальнейшим увеличением количества хопов.

Рис. 4. Пропускная способность TCP соединения в зависимости от длины пути



Основной причиной происходящего являются особенности физики 802.11. Пусть имеется простая сеть, состоящая из 5 узлов, которая представлена на рис. 5. Так как беспроводное устройство не может в одно и то же время передавать и принимать, то в данной сети одновременно могут быть активными только две связи: 1–2 и 4–5. Связь 2–3 не может быть активна, так как узел 2 не способен одновременно передавать и принимать сигнал, а связь 3–4 не может быть активна, потому что сигнал 3-го узла может повлиять на работу 2-го.

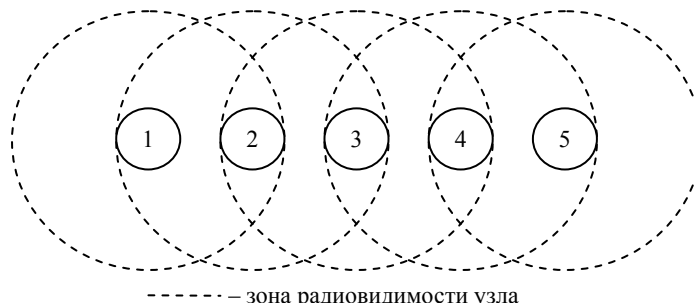


Рис. 5. Многохоповая сеть топологии «цепь»

Пропускную способность маршрута, состоящего из n хопов, можно вычислить по следующей формуле:

$$S = \begin{cases} B/n, & 1 \leq n \leq 3; \\ B/3, & n > 3. \end{cases}$$

где S – пропускная способность соединения; B – пропускная способность канала в одну сторону.

Приведенная формула не является точной, так как на канальном уровне в обратном направлении одного хопа передаются подтверждения об успешном получении пакета. Для TCP соединения наблюдается еще меньшее соответствие, так как в нем на скорость передачи влияет обратный поток АСК сегментов, который занимает часть пропускной способности канала. Более подробное исследование данной проблемы представлено в статье [12].

Заключение. Установлено, что с помощью модели управления нагрузкой NewReno по протоколу TCP в среднем можно передать больший объем данных, чем с использованием других моделей, в условиях сетей MANET. Также эксперимент показал, что данные в соединении TCP передаются с нестабильной скоростью и с периодическими паузами (см. рис. 3, 4). Данное явление связано с меняющейся топологией и нестабильным каналом связи в беспроводных мобильных ad hoc сетях.

Выявлена зависимость между пропускной способностью маршрута и его длиной.

Исследование поддержано проектом 7.701.2011 (НИР 1/12 темплана ТУСУРа) по Госзаданию Министерства образования и науки.

Литература

1. Mohit K. An overview of MANET: History, Challenges and Applications / K. Mohit, M. Rashmi // Indian Journal of Computer Science and Engineering (IJCSSE). – Feb.–Mar. 2012. – Vol. 3, № 1. – P. 121–125.
2. Radhika R.R. Handbook of mobile ad hoc networks for mobility models. – USA: Springer, 2011. – 1169 с.
3. Basagni S. Mobile ad hoc networking / S. Basagni, M. Conti, S. Giordano, I. Stojmenovic. – Wiley-IEEE Press, 2004. – 461 p.
4. Toor Y. Vehicle ad hoc networks: applications and related technical issues / Y. Toor, P. Muhlethaler, A. Laouiti // Communications Surveys & Tutorials, IEEE. – 2008. – Vol. 10. – P. 74–88.
5. Дмитриев В.Н. Системы связи с динамической топологией сети / В.Н. Дмитриев, А.А. Сорокин, О.Н. Пищин // Инфокоммуникационные системы и технологии: проблемы и перспективы. – СПб.: Изд-во Политех. ун-та, 2007. – С. 59–118.
6. Разгуляев Л. Перспективные мобильные адаптивные сети передачи информации для СВ США // Зарубежное военное обозрение. – 2008. – № 1. – С. 35–39.
7. Gerla M. TCP performance in wireless multi-hop networks / M. Gerla, K. Tang, R. Bagrodia // Mobile Computing Systems and Applications. Proceedings of IEEE WMCSA'99. – New Orleans, LA, February 1999. – P. 41–50.

8. Devaraj S.A. Comparative analysis of random based mobility models using TCP variant in MANETs / S.A. Devaraj, R.H.V. Anita, J.J. Christa // Communication and Network Technologies (ICCNT), 2014 International Conference. – Sivakasi, 2014. – P. 324–329.
9. Романов С. В. Симуляторы беспроводных MANET-сетей / А.Н. Жолобов, Д.Е. Прозоров, С.В. Романов // Инфокоммуникационные технологии. – 2012. – № 3. – С. 28–33.
10. Шварц М. Сети связи: протоколы, моделирование и анализ: в 2 ч. – М.: Наука, 1992. – Ч. 1. – 336 с.
11. Кориков А.М. Эксперимент в научном исследовании // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – № 2 (36). – С. 148–154.
12. Caro G.D. AntHocNet: An ant-based hybrid routing algorithm for mobile ad hoc networks / G.D. Caro, F. Ducatelle, L.M. Gambardella // Proceedings of Parallel Problem Solving from Nature VIII, LNCS 3242. – 2004. – P. 461–470.

Иовлев Денис Игоревич

Аспирант каф. автоматизированных систем ТУСУРа
Тел.: 8-923-422-92-05
Эл. почта: prodenx@t-sk.ru

Iovlev D.I.

TCP variants comparison in MANET. Influence of single-level organization of network on TCP

Results of experiment at the TCP variants comparison and research results of influence of the single-level organization principle of wireless mobile ad hoc networks on the TCP connection throughput are presented. Dependence between length of a route and its throughput is revealed.

Keywords: TCP protocol, ad hoc, networks, wireless.

УДК 504.064.37

М.Ю. Катаев, С.Г. Катаев, А.А. Бекеров

Методика поиска изменений из анализа спутниковых данных спектрорадиометра MODIS

Статья посвящена методам нахождения изменений на поверхности Земли из анализа спутниковых данных спектрорадиометра MODIS. Приведен обзор типичных подходов к решению задачи поиска изменений и предлагается новая методика. Обсуждаются результаты применения предлагаемой методики к обработке данных спутниковых измерений.

Ключевые слова: дистанционные спутниковые методы, спектрорадиометр MODIS, спутниковое изображение, априорные данные, методы обработки и анализа.

В настоящее время спутниковые данные наблюдения являются важнейшим глобальным и периодическим источником информации, необходимой для изучения атмосферы и поверхности Земли. С каждым годом увеличивается число спутниковых систем, обладающих разнообразными характеристиками (пространственными, временными, спектральными), что порождает значительный рост получаемых данных и приводит к необходимости развивать соответствующие методы хранения, обработки и анализа, которые должны обеспечивать эффективную и быструю работу со спутниковыми данными. Особое внимание уделяется развитию программно-информационной составляющей, позволяющей пользователям искать, получать, обрабатывать и визуализировать спутниковую информацию.

Получаемые с помощью разнообразных спутниковых систем мониторинговые данные связаны с процессом непрерывного сбора информации об интересующих параметрах исследуемого объекта на конкретной территории для определения тенденций их изменения. Существующие спутниковые системы, такие как MODIS [<http://modis.gsfc.nasa.gov>] и Landsat [<http://landsat.gsfc.nasa.gov>], уже более десяти лет регулярно поставляют спутниковую информацию, обработка которой дает возможность оценивать параметры атмосферы (аэрозоль, облачность, осадки, влажность и др.) и поверхности Земли (вегетационные индексы, отражательную способность, температуру и др.).

Важнейшей информацией, которая позволяет исследовать происходящие на поверхности Земли процессы, являются вегетационные индексы [1–3]. Классификация величин индексов и их взаимосвязей позволяет четко выделять объекты на Земле, которые относятся к разным типам поверхности. Изучение временных и пространственных изменений типов поверхности относится к задачам, которые в мировой литературе называются «поиск изменений или change detection». Поиск изменений необходим в различных приложениях, связанных с контролем состояния лесных массивов, пахотных земель, строительных территорий, оценкой площади выгоревшего леса и др. Решение конкретной задачи поиска изменений представляет собой достаточно сложный процесс, поскольку при этом приходится оперировать большими массивами не только спутниковых, но и иных измерений, что требует своеобразной организации вычислительных процедур в информационном комплексе.

Данная статья является развитием работ [4, 5] по разработке интернет-информационной системы, предназначенной для накопления, обработки и анализа данных измерений, полученных спектрорадиометром MODIS.

Обзор подходов поиска изменений. На рис. 1 показана схема формирования отраженного и рассеянного солнечного излучения, которое является основой спутниковых сигналов в видимой и ближней ИК-областях спектра (0,3–3 мкм). Именно в этой области спектра расположены основные спектральные каналы многих спутников, предназначенных для исследования поверхности Земли. Относительно пикселя, куда направлено поле зрения спутникового прибора, спутник и Солнце располагаются под разными углами (φ_{sat} , φ_{sun}), что требует учета их величин при предварительной подготовке данных для обработки. Основные вклады в измеряемый сигнал дают отраженное от поверхности Земли солнечное излучение (I_1) и излучение, которое формируется из рассеянного в воздухе солнечного излучения на частицах аэрозоля и газов, переотраженного излучения от расположенной вне пикселя площадки T , а также рассеянного в воздухе излучения (I_2). Таким образом,

поступающее на спутниковый прибор излучение является суммой и несет в себе информацию, как это видно из рис. 1, о параметрах атмосферы и поверхности Земли:

$$I(\lambda) = I_1(\lambda) + I_2(\lambda) = I_{\text{sun}}(\lambda) \cos(\varphi_{\text{sun}}) \rho(\lambda) T_{\text{sat}}(\lambda) T_{\text{sun}}(\lambda) + I_2(\lambda), \quad (1)$$

где λ – спектральный канал спутникового прибора; $I_{\text{sun}}(\lambda)$ – солнечное излучение на границе атмосферы; $\rho(\lambda)$ – коэффициент спектрального отражения поверхности; $T_{\text{sat}}(\lambda)$, $T_{\text{sun}}(\lambda)$ – спектральное пропускание атмосферы на пути от Солнца до поверхности Земли и до спутника.

Из уравнения (1) видно, что основным элементом, который связан со свойствами поверхности является коэффициент спектрального отражения $\rho(\lambda)$. Величина этого коэффициента зависит от типа поверхности и ее состояния (мокрый-сухой, вода-снег-лед и др.). Заметим, что исследование свойств поверхности требует предварительной обработки поступающей спутниковой информации и эта процедура называется атмосферной коррекцией. Без проведения такой операции получаемые характеристики поверхности земли будут зависеть от условий прохождения солнечного излучения в атмосфере.

На рис. 2 приведены основные подходы к обнаружению изменений на поверхности Земли. Рассмотрим вкратце основное их содержание [6–13].

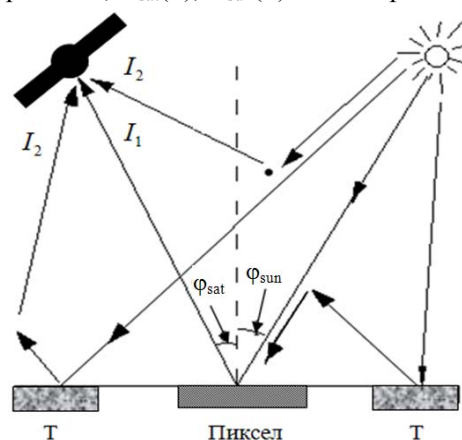


Рис. 1. Схема формирования спутникового сигнала отраженного солнечного излучения

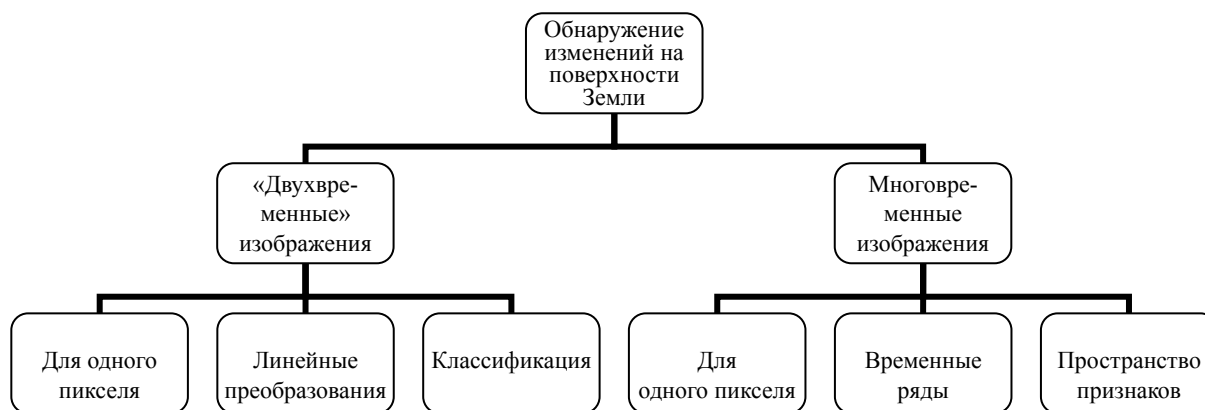


Рис. 2. Обзор методов основных подходов к обнаружению изменений на поверхности Земли

Двухвременные изображения позволяют построить алгоритмы обнаружения изменений, основанные на сравнении двух изображений $I(t_1)$ и $I(t_2)$ с разными датами (t_1 и t_2). На выходе алгоритма получается, как правило, маска изменений $C(i, j) = I(t_1)/I(t_2)$ (или $C(i, j) = I(t_1) - I(t_2)$), которая представляет собой матрицу, состоящую из $[M \times N]$ пикселей, в которой $C(i, j) = 1$, если состояние поверхности Земли в пикселе изменилось, и $C(i, j) = 0$ в противном случае. Развитие этого подхода связано с тем, что вводят некоторые уровни изменений и тогда при определении маски C , происходит сравнение получаемых величин с порогом. Особенностью этих методов является то, что изменения имеют знак измерений (положительный или отрицательный), и это привносит сложность при разработке алгоритмов. Подход, основанный на учете пороговых соотношений, может быть реализован с помощью иного варианта, когда на основе изменений строят распределение значений разности двух изображений, представленное на рис. 3. В этом случае порогом будут являться границы крыльев полученной гистограммы, где сконцентрированы максимальные положительные и отрицательные изменения, а в центре расположены типичные значения, в которых изменения минимальны. Так как вариации состояния атмосферы от измерения к измерению могут быть значительными, для выравнивания величин измеряемых сигналов, значения одного из сигналов нормируют на среднее μ и дисперсию σ другого сигнала. Тогда пересчитанное значение (I_n), например, второго сигнала по уровню первого будет таким: $I_n(t_2) = \sigma_1(I(t_2) - \mu_2)/\sigma_2 + \mu_1$. В этом случае элементы матрицы C рассчитываются так: $C(i, j) = I(t_1) - I_n(t_2)$. Эти методы весьма эффективны для исследования ло-

кальных территорий, но их основной недостаток заключается в том, что они крайне чувствительны к шуму измерений и неточности атмосферной коррекции.

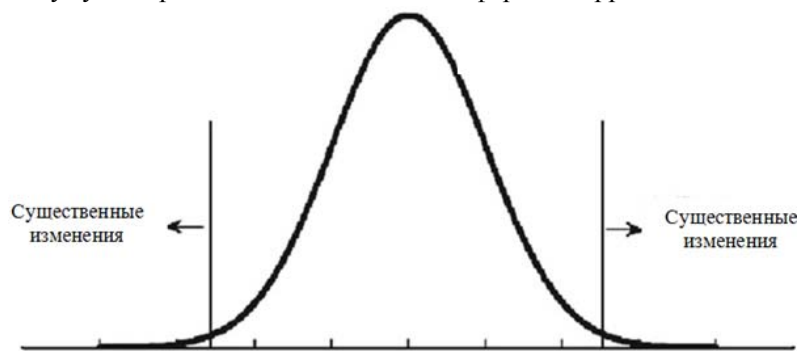


Рис. 3. Распределение значений разности двух изображений

Методы обнаружения на основе линейных преобразований являются гораздо более надежными, чем пиксель-ориентированные подходы, однако их эффективность достигается для осредненных пространственных областей. Именно поэтому они менее восприимчивы к шуму и вариациям пороговых значений. Эти методы основаны на факте, что за относительно небольшой промежуток времени значения измеряемых сигналов, формирующих изображения, меняются незначительно.

Это позволяет записать линейную зависимость между измеряемыми изображениями в виде $I(t_1) = A - B \ln(t_2)$, где A, B – искомые коэффициенты. Тогда поиск изменений связан с фиксацией отклонения коэффициентов A, B от некоторых средних значений, полученных за определенный промежуток времени. Методы поиска изменений, основанные на подходах классификации, в значительной мере относятся к классу вычислительно трудоемких, так как приходится выполнять массовые матричные вычисления, например, как в подходе главных компонент при расчете собственных векторов и значений или кластеризации. К этой категории можно отнести методы, основанные на подходах искусственного интеллекта: деревья решений, нейронные сети, опорные векторы и др. Сложность в этих подходах заключается в выборе центров классов и их количества, формировании соответствующей по точности обучающей выборке.

При наличии спутниковых сигналов для определенной территории в течение длительного времени (многовременные изображения) можно строить алгоритмы поиска изменений характеристик типов земной поверхности с учетом этой «исторической» информации.

Нами рассмотрены многие из указанных подходов и разработан собственный метод, который представлен ниже по тексту.

Описание метода. Основа метода оценки изменений состояния исследуемой территории состоит в использовании классического подхода разложения временного ряда NDVI (рис. 4) на составляющие: трендовую, сезонную и случайную (аномалии) [14]. На рис. 4 приведены значения вегетационного индекса для одного из пикселей измерений, выполненных спутниковым прибором MODIS, в районе г. Томска. Зимой значения NDVI минимальны, а летом они максимальны. Вариации значений вегетационного индекса связаны с естественными причинами, такими как дождь, ветер, прозрачность атмосферы и др.

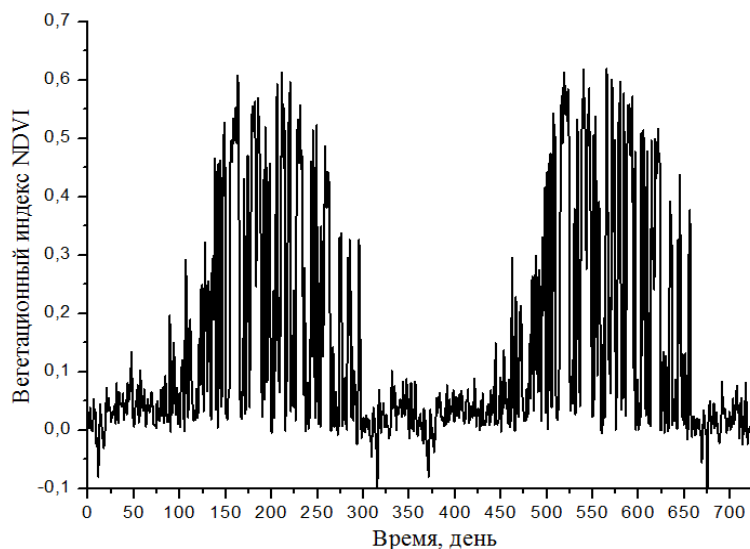


Рис. 4. Значения вегетационного индекса NDVI за два года (2005 и 2006 гг.)

Принцип разложения временных рядов вегетационного индекса на составляющие основывается на предпосылке, что значения NDVI, порожденные процессами меньшего масштаба, колеблются около величин, сформированных процессами большего масштаба. Так, средние месячные значения NDVI в годовом цикле совершают колебания около долговременного тренда, аномалии средних ме-

сячных значений колеблются около годового хода. Таким образом, средние месячные значения вегетационного индекса NDVI в конкретный месяц t представляются как

$$N(t) = N_{tr}(t) + N_s(t) + \Delta N(t), \quad (2)$$

где $N_{tr}(t) + N_s(t) + \Delta N(t)$ – величина долговременного тренда NDVI, среднее значение NDVI конкретного месяца t и отклонение средних месячных значений конкретных месяцев (аномалия); t – условный порядковый номер месяца ($t = 1, \dots, n$), начиная с первого элемента временного ряда.

Разложение ряда на компоненты осуществляется поэтапно. Вначале выделяется долговременный линейный тренд: $N_{tr}(t) = \alpha t + \beta$, где α – средняя скорость изменения индекса; β – константа. Для оценивания параметров линейного тренда используется метод наименьших квадратов. Далее из исходного ряда удаляется величина тренда и для остатка определяется годовой ход. Годовой ход можно определять разными способами. Одним из них является стандартный расчет средних многолетних значений конкретного месяца. Другой способ определения годового хода заключается в описании его гармонической функцией (первый член ряда Фурье):

$$N_s(t) = a \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6}(t-1)\right) + b \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}(t-1)\right), \quad (3)$$

где постоянные для временного ряда коэффициенты a и b рассчитываются как

$$a = \frac{2}{n} \sum_{t=1}^n N(t) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6}(t-1)\right); \quad b = \frac{2}{n} \sum_{t=1}^n N(t) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}(t-1)\right).$$

Для определения амплитуды годового хода используется выражение

$$A = \sqrt{a^2 + b^2}. \quad (4)$$

Используя амплитуду годового хода A и величину фазового сдвига φ

$$\varphi = \arctg(a/b),$$

NDVI представим в виде

$$N_s(t) = A \cos\left(\frac{\pi}{6}(t-1) - \varphi\right).$$

Аномалии (остаток) температуры получаются как разность между фактическим значением температуры конкретного месяца и суммой долговременного тренда и сезонной составляющих:

$$\Delta N(t) = N(t) - [N_{tr}(t) + N_s(t)].$$

Таким образом, определив для каждого пикселя измеренного изображения спутниковым прибором основные параметры детерминированных составляющих временного ряда (среднее значение, амплитуда и фаза временного ряда) и зная остаток $\Delta N(t)$, мы имеем возможность сравнивать эти величины для различных временных отрезков. Понятно, что чем больше отличий в этих значениях за определенный промежуток времени, тем более значимые изменения произошли на этой территории (данном пикселе).

Практическая апробация метода. Для практической апробации предлагаемого подхода, нами сформирована выборка спутниковых данных спектрорадиометра MODIS со средним пространственным разрешением за десять лет (2005–2014 гг.). Данными являются ежедневные продукты MODIS: атмосферно скорректированный продукт глобального дневного поверхностного отражения (Surface Reflectance) 250 м MOD09GA/MOD09GQ для спутника Terra и MYD09GA/MYD09GQ для спутника AQUA. Измерения заимствованы с ресурсов NASA: [https://lpdaac.usgs.gov/data_access/daac2disk] или [https://lpdaac.usgs.gov/data_access/data_pool]. Спутниковые данные записаны в формате HDF (иерархический формат данных) [http://www.hdfgroup.org], который представляет собой контейнер растровых слоев и метаданных, доступных для просмотра через программу HDFView [www.hdfgroup.org/products/java/hdfview].

На рис. 5 приведены величины отклонений среднего значения для территории одного из районов г. Томска (a – промежуток времени 2005–2014 гг. и b – 2005–2010 гг.).

На рис. 5, a , b приведена территории (40×40 пикселей) постройки одного из микрорайонов г. Томска (по осям обозначены номера пикселей, по оси абсцисс – номера пикселей по долготе, а ординат – по широте). Видно, что на период начала строительства (см. рис. 5, a), изменения природной среды были минимальными (серый цвет), и лишь только первый высотный дом и инфраструктура стройки отразилась в изменениях (темно-серый цвет). Через четыре года (см. рис. 5, b) в мик-

районе было построено около 10 домов различной высоты, и изначальное состояние природной среды существенно изменилось, что четко фиксирует предлагаемая нами методика. Обнаружено, что естественные изменения укладываются в диапазон значений в абсолютном выражении [0–6], а [7–10] при появлении строительных или иных объектов (дороги, свалки и др.).

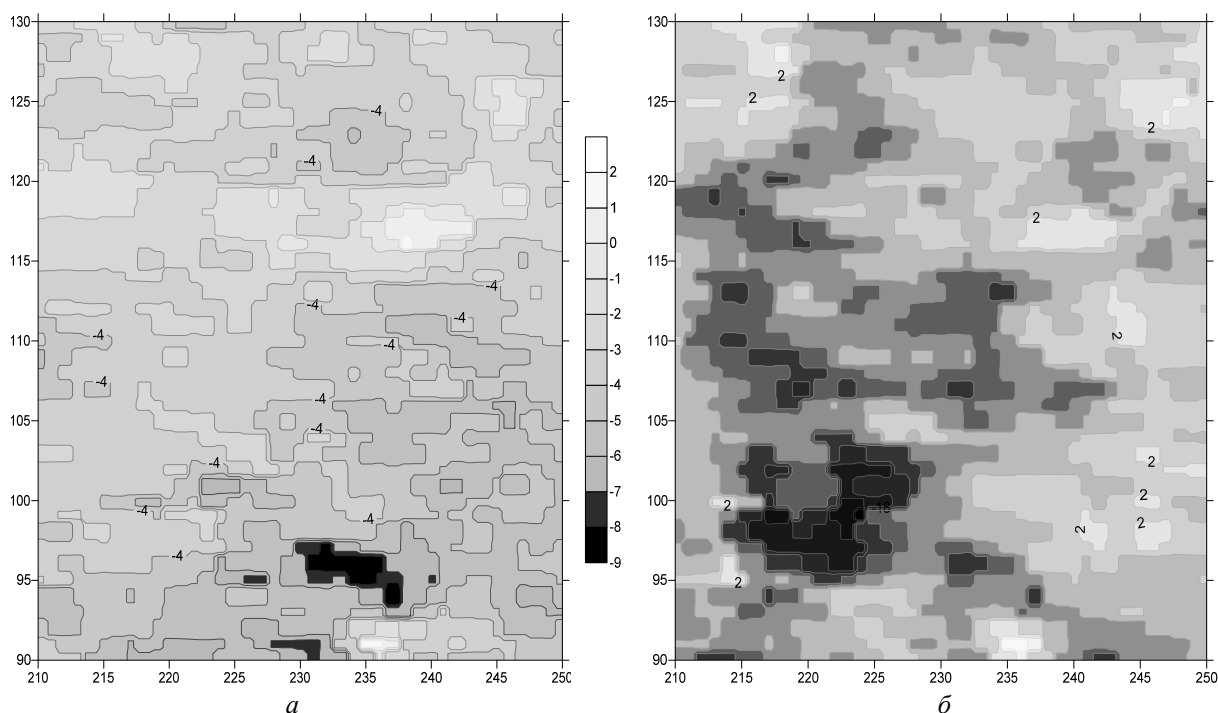


Рис. 5. Величины отклонений среднего значения для территории одного из районов г. Томска: а – промежуток времени 2005–2010 гг. и б – 2005–2014 гг.)

Таким образом, разработанный нами метод может служить средством оценки изменений на территории (изменения, связанные с заменой одного типа поверхности на другой с существенно отличающимися коэффициентами отражения).

Заключение. В статье приведен метод поиска изменений, основанный на вычислении параметров, характеризующих основные составляющие временного ряда среднемесячных значений вегетационного индекса NDVI за отдельные промежутки времени. Сравнение этих параметров позволяет определить не только величину отклонения, но и направление (знак). Предлагаемый метод апробирован для спутниковых данных спектрорадиометра MODIS (для расчета NDVI использованы первый и второй спектральные каналы с пространственным разрешением 250 м на пиксель) для территории, расположенной в окрестностях г. Томска. Методика показала высокую скорость и точность определения знака и величины отклонений и оказалась устойчивой к случайным погрешностям и отклонениям вегетационного индекса.

Литература

1. Белов В.В. От физических основ, теории и моделирования к тематической обработке спутниковых изображений. – Томск : Изд-во Ин-та оптики атмосферы СО РАН, 2005. – 265 с.
2. Сухих В.И. Аэрокосмические методы в лесном хозяйстве и ландшафтном строительстве. – Йошкар-Ола, 2005. – 390 с.
3. Шовенгердт Р.А. Дистанционное зондирование. Модели и методы обработки изображений / Р.А. Шовенгердт. – М.: Техносфера, 2010. – 582 с.
4. Катаев М.Ю. Обнаружение экологических изменений природной среды по данным спутниковых измерений / М.Ю. Катаев, А.А. Бекеров // Оптика атмосферы и океана. – 2014. – Т. 27, № 7. – С. 652–656.
5. Катаев М.Ю. Интернет-информационная система накопления, обработки и анализа спутниковых данных MODIS / М.Ю. Катаев, А.А. Бекеров, А.К. Лукьянов // Доклады ТУСУРа. – 2015. – № 1(35). – С. 93–99.

6. Gombay E. Change detection in autoregressive time series // Journal of Multivariate Analysis. – 2008. – № 99(3). – P. 451–464.
7. Hawkins D.M. Fitting multiple change-point models to data // Computational Statistics & Data Analysis. – 2001. – № 37(3). – P. 323–341.
8. Kasetkasem T. An image change detection algorithm based on Markov random field models / T. Kasetkasem, P. Varshney // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – 2002. – № 40(8). – P. 1815–1823.
9. Liu Y. Analysis of four change detection algorithms in bi-temporal space with a case study / Y. Liu, S. Nishiyama, T. Yano // International Journal of Remote Sensing. – 2004. – № 25. – P. 2121–2139.
10. Lu D. Change detection techniques / D. Lu, P. Mausel, E. Brond'izio, E. Moran // International Journal of Remote Sensing. – 2003. – № 25(12). – P. 2365–2401.
11. Lunetta R.S. Land-cover change detection using multi-temporal MODIS NDVI data / R.S. Lunetta, J.F. Knight, J. Ediriwickrema, J.G. Lyon // Remote Sensing of Environment. – 2006. – № 105(2). – P. 142–154.
12. Radke R. Image change detection algorithms: a systematic survey / R. Radke, S. Andra, O. Al-Kofahi, B. Roysam // IEEE Transactions on Image Processing. – 2005. – № 14(3). – P. 294–307.
13. Melgani F. Unsupervised change-detection methods for remote-sensing images / F. Melgani, G. Moser, S.B. Serpico // Optical Engineering. – 2002. – № 41(12). – P. 3288–3297
14. Кусков А.И. Проблемы исследования геофизических полей / А.И. Кусков, С.Г. Катаев // Вестник ТГПУ. – 2000. – Вып. 2 (18). – С. 21–27.

Катаев Михаил Юрьевич

Д-р техн. наук, профессор каф. автоматизированных систем управления (АСУ) ТУСУРа,
профессор Юргинского технологического института (филиала)
Национального исследовательского Томского политехнического университета
Тел.: 8-960-975-27-85, +7 (382-2) 70-15-36
Эл. почта: kataev.m@sibmail.com

Катаев Сергей Григорьевич

Д-р техн. наук, профессор каф. общей физики Томского государственного педагогического университета
Тел.: +7 (382-2) 52-17-51
Эл. почта: sgkataev@sibmail.com

Беккеров Артур Александрович

Аспирант Института мониторинга климатоэкологических систем СО РАН, Томск
Тел.: +7 (382-2) 70-15-36
Эл. почта: artur@bekerov.ru

Kataev M.Yu., Kataev S.G., Bekerov A.A.

Technique for change detection using the analysis of satellite data radiometer MODIS

The article presents method of the change detection on the Earth's surface using of the analysis of satellite data radiometer MODIS. The authors provide an overview of typical approaches to the problem of change detection and propose a new approach. The results of applying the proposed method to process data of satellite measurements are described.

Keywords: remote satellite methods, MODIS, satellite image, apriori data, methods of processing and analysis.

УДК 519.684.6:004.42

В.К. Салов, К.Э. Джанбаев, С.П. Куксенко

Использование графического ускорителя для вычисления элементов матрицы системы линейных алгебраических уравнений в системе TALGAT

Разработан алгоритм для вычисления элементов матрицы системы линейных алгебраических уравнений при решении двумерных задач электростатики методом моментов в системе TALGAT с использованием графического ускорителя. Выполнено тестирование и сравнение времени работы алгоритма на центральном и графическом процессорах. Показано уменьшение времени вычислений до 18,9 раза.

Ключевые слова: электростатика, метод моментов, система линейных алгебраических уравнений, графический ускоритель.

При моделировании ряда задач электромагнитной совместимости необходимо решение двумерных задач электростатики. Примером является вычисление матриц погонных параметров многопроводных линий передачи. Один из методов, используемый для этого, – метод моментов, в котором вычисление параметров линии сводится к следующим шагам [1]:

1. Получение из уравнений Максвелла интегральных уравнений структуры.
2. Дискретизация структуры (разбиение структуры на N подобластей).
3. Вычисление элементов матрицы системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) порядка N . Порядок вычисляемой матрицы СЛАУ зависит от количества подобластей на границах проводник–диэлектрик и диэлектрик–диэлектрик, а элементы матрицы вычисляются из параметров этих подобластей.
4. Вычисление элементов вектора воздействий \mathbf{v} размером N .
5. Решение СЛАУ $\mathbf{S}\boldsymbol{\sigma} = \mathbf{v}$, где $\boldsymbol{\sigma}$ – вектор плотности зарядов.
6. Вычисление требуемых характеристик из вектора $\boldsymbol{\sigma}$.

Основные затраты при этом связаны с вычислением элементов матрицы СЛАУ и решением СЛАУ. Вычислительные затраты значительно возрастают при многократных вычислениях, например при вычислении отклика в линии, свойства диэлектриков которой имеют частотную зависимость [2]. Поэтому актуальна реализация версии алгоритма, время работы которого уменьшено за счёт параллельных вычислений. Обзор работ показывает широкое использование для этого технологии CUDA компании NVIDIA [3], предназначенной для поддержки вычислений общего назначения на графическом процессоре. Графический процессор представляет собой устройство, содержащее значительное количество однородных исполнительных модулей, в которых одна и та же операция применяется одновременно к множеству независимых данных.

Так, в работе [4] приведено теоретическое описание архитектуры процессора специального назначения для выполнения команд, снижающих время вычисления в вычислительной электродинамике на порядки. В работе [5] для анализа взаимных помех антенн на больших и сложных платформах применяется решение, основанное на поверхностном методе моментов, использующее быстрый метод мультиполей в сочетании с быстрым преобразованием Фурье. Код ускорен за счёт параллелизации и векторизации вычислительно-затратных участков программного кода, что позволяет использовать преимущества многоядерных центральных и графических процессоров. Полученные данные проверены с помощью измерений. В работе [6] описаны массово-параллельные вычисления электрических двухполупериодных волн во временной области, которые могут быть использованы в схемах и симуляторах электромагнитного поля. Рассматривается несколько способов ускорения этих методов численного моделирования, которые основаны на параллельных вычислительных платформах, таких как кластеры и графические процессоры. В работе [7] приведены результаты сравнения производительности различных графических процессоров CUDA при ускорении алгоритмов, основанных на методе моментов для электродинамического моделирования в частотной области. Использовались три различные графические видеокарты GeForce: GTX 480, GTX 580 и GTX 680. Про-

изводительность измерялась на трёх задачах электродинамического моделирования: идеально проводящая сфера; линза Люнеберга; микрополосковая антенная решётка, размещённая на корпусе вертолета. Показано, что наиболее важным параметром для достижения лучшей производительности является пропускная способность памяти графического ускорителя. В работе [8] представлена реализация метода моментов для решения задач рассеяния и излучения электромагнитных волн, ускоренная за счёт использования графического ускорителя с поддержкой CUDA. Решение основано на интегральном уравнении электрического поля в частотной области для произвольных конфигураций проводящих тел и проводов. Приведены численные результаты и полученные ускорения по сравнению с реализацией на CPU для тестируемой структуры. В работе [9] отмечается, что разработки распараллеленных, работающих со внешней памятью, матричных вычислителей позволили резко сократить время решения СЛАУ, так что затраты на заполнение матрицы в задачах, решаемых методом моментов применительно к поверхностно-интегральным уравнениям, становятся основными. Поэтому в работе предложен эффективный алгоритм для ускоренного расчёта элементов матрицы с помощью графического процессора. Численные эксперименты показали ускорение от 1,5 до 21 раза в зависимости от порядка разложений и точности интегрирования.

Цель данной работы – разработать алгоритм для параллельных вычислений элементов СЛАУ при решении задач электростатики методом моментов на графическом процессоре в системе TALGAT.

Согласно [1] каждый элемент матрицы СЛАУ может быть вычислен независимо от остальных элементов. Таким образом, для вычисления на графическом ускорителе необходимо:

1. Дискретизировать геометрическую модель структуры.
2. Копировать параметры подобластей из памяти хоста в память графического ускорителя.
3. Вычислить значения элементов матрицы СЛАУ s_{ij} ($i = 1, \dots, N$; $j = 1, \dots, N$), каждое в отдельном потоке CUDA.
4. Копировать элементы матрицы СЛАУ из памяти графического ускорителя в память хоста.

Для тестирования построены геометрические модели поперечных сечений связанных линий реальной печатной платы в системе TALGAT. Поперечные сечения структур с геометрическими параметрами для двух различных слоёв печатной платы (условно названные Top и Bottom) приведены на рис. 1. На слое Top проводники находятся на поверхности подложки с диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{rc} = 4,2$ и покрыты слоем препрега. На слое Bottom проводники покрыты слоем паяльной маски, диэлектрическая проницаемость которой $\epsilon_{rm} = 3,5$. Толщина проводников $t = 35$ мкм, толщина подложки $h_c = 510$ мкм, ширина проводника $w = 300$ мкм, толщина препрега $h_p = 170$ мкм, толщина маски $h_m = 10$ мкм, расстояние между проводниками $s = 475$ мкм.

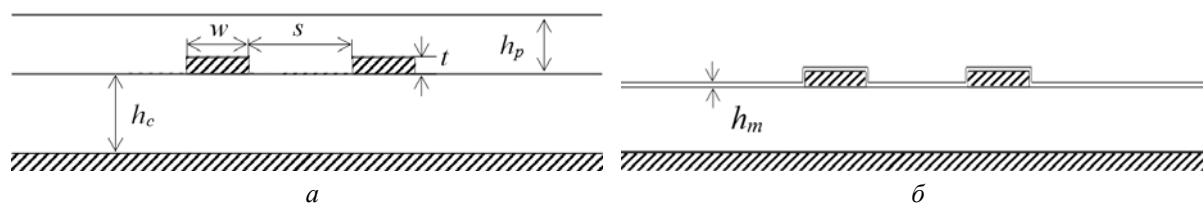


Рис. 1. Поперечные сечения связанных линий на слоях Top (а) и Bottom (б)

Для тестирования вычислены матрицы СЛАУ разных порядков и измерено время их вычисления на хосте (CPU) и графическом ускорителе (GPU). Основные характеристики платформ, на которых выполнялось тестирование реализованного алгоритма, приведены в табл. 1. Время вычисления элементов матрицы СЛАУ сведено в табл. 2.

Таблица 1

Основные характеристики платформ

Платформа	Частота процессора, МГц	Объём ОЗУ, Мб	Число ядер	Операционная система
CPU Intel Core I7 930	2800	12288	4	Windows 7 64-bit
GPU Tesla C1060	1300	4096	240	Windows 7 64-bit

Из табл. 2 видно, что для структуры на слое Top отношение времён t_{CPU}/t_{GPU} составило от 7,6 до 18,9 раза, на слое Bottom – от 10,6 до 18,3 раза. Таким образом, использование графического процессора для уменьшения временных затрат при вычислении элементов матрицы СЛАУ в задачах электростатики методом моментов целесообразно.

Время вычисления элементов матрицы СЛАУ

Порядок матрицы	Структура на слое Top			Порядок матрицы	Структура на слое Bottom		
	$t, \text{мс}$		$t_{\text{CPU}} / t_{\text{GPU}}$		$t, \text{мс}$		$t_{\text{CPU}} / t_{\text{GPU}}$
	CPU	GPU			CPU	GPU	
800	220	29	7,6	960	319	30	10,6
1600	860	79	10,9	1440	710	69	10,3
2400	1930	150	12,7	2400	1949	141	13,8
3200	3420	219	15,6	3360	3820	241	15,9
4000	5339	320	16,7	3840	4970	293	17,0
4800	7670	440	17,4	4320	6299	377	16,7
5600	10419	579	18,0	4800	7769	430	18,1
6400	13600	720	18,9	5280	9390	514	18,3

Моделирование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №14-19-01232) в ТУСУРе, алгоритмы и программное обеспечение разработаны при поддержке гранта РФФИ 14-29-09254.

Литература

1. Газизов Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях / Т.Р. Газизов; под ред. Н.Д. Малютин. – Томск: НТЛ, 2003. – 212 с.
2. Салов В.К. Важность корректного учёта частотной зависимости диэлектрической проницаемости материалов при моделировании задач ЭМС / В.К. Салов, Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов // Изв. высш. учеб. завед. «ФИЗИКА», тематический выпуск под ред. д.ф.-м.н. А.А. Глазунова. – 2012. – Т. 55, № 9/3. – С. 106–108.
3. Параллельные вычисления CUDA. Что такое CUDA? NVIDIA [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.nvidia.ru/object/cuda-parallel-computing-ru.html>, свободный (дата обращения: 08.09.2015).
4. Ozdemir T. Functional description of the architecture of a special purpose processor for orders of magnitude reduction in run time in Computational Electromagnetics // IEEE Workshop on Signal and Power Integrity (SPI) 17th, Paris. – 2013. – P. 1–4.
5. Burkholder Robert J., Goykhman Yuriy M., Miranda Malcolm J., Ozdemir Tayfun. Multi-core CPU and GPU accelerated FMM-FFT solver for antenna co-site interference analysis on large platforms // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), Memphis (USA, TN). – 2014. – P. 1634–1635.
6. Asai H. GPU-based acceleration of the time-domain electrical full-wave solvers in PI/SI/EMI simulation // International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA). – Torino, 2011. – P. 1392–1395.
7. Kolundzija B.M., Olcan D.I., Zoric D.P. GPU accelerated EM modelling in frequency domain: Comparison of performance of various GPU cards // International Symposium on Antennas and Propagation (ISAP). – Nagoys, 2012. – P. 918–921.
8. Karwowski A., Topa T., Noga A. Using GPU accelerated version of MoM for solving scattering and radiation electromagnetic problems // 19th International Conference on Microwave Radar and Wireless Communications (MIKON). – Warsaw, 2012. – P. 233–234.
9. Zoric D.P., Kolundzija B.M. Efficient evaluation of MoM matrix elements using CPU and/or GPU // 6-th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP). – Prague, 2012. – P. 702–706.

Салов Василий Константинович

Канд. техн. наук, доцент каф. телевидения и управления ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 41-34-39
Эл. почта: catred@mail2000.ru

Джанбаев Кирилл Эдуардович

Магистрант каф. телевидения и управления ТУСУРа

Тел.: +7 (382-2) 41-34-39

Эл. почта: k.dzhanbaev@yandex.ru

Куksenко Сергей Петрович

Канд. техн. наук, доцент каф. телевидения и управления ТУСУРа

Тел.: +7 (382-2) 41-34-39

Эл. почта: ksergp@sibmail.com

Salov V.K., Dzhanbaev K.E., Kuksenko S.P.

Use of graphics processing unit for calculation of the matrix elements of the system of linear algebraic equations in the TALGAT system

The article describes the development of the calculation algorithm for the matrix entry of the algebraic equations to solve two-dimensional electrostatic problems by the method of moments in the system TALGAT using graphics processing unit. Testing and functioning comparison on the central and graphic processors are performed. Decreasing of the calculation time up to 18,9 times is shown.

Keywords: electrostatic, method of moments, graphics processing unit.

УДК 519.612

Р.Р. Ахунов, С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов

Простой способ ускорения вычисления емкостных матриц полосковой структуры при изменении её геометрического параметра

Исследуется зависимость времени многократного вычисления методом моментов ёмкостной матрицы полосковой структуры от порядка (прямого или обратного) изменения её геометрического параметра. В ходе этого вычисления для ускорения решения системы линейных алгебраических уравнений использован итерационный метод. Приведены результаты вычислений 100 емкостных матриц трех структур: микрополосковой линии при изменении толщины полоски и двух модальных фильтров разной конфигурации при изменении зазора между проводниками в них. Получено ускорение до 1,84 раза за счет выбора обратного порядка.

Ключевые слова: микрополосковая линия, модальный фильтр, многократное решение, система линейных алгебраических уравнений, итерационный метод, предобусловливание, матрица емкостей.

В настоящее время разработка сложной радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) не обходится без предварительного компьютерного моделирования её работы. Для РЭА актуально моделирование и обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС). Для моделирования ЭМС сложной РЭА целесообразно отдельное моделирование её элементов. Поэтому для быстрого моделирования необходимо выявлять ресурсы ускорения. Моделирование задач ЭМС проводится различными видами анализа. В зависимости от вида задачи и исходных данных используют электродинамический, квазистатический или схемотехнический виды анализа. Одной из важных задач является вычисление методом моментов ёмкостной матрицы в общем случае произвольных двумерных и трехмерных структур проводников и диэлектриков, например полосковых. Решение этой задачи сводится к решению системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ). При изменении значений параметров структуры в широком диапазоне требуется многократное решение СЛАУ вида $A_i x_i = b$ при $i = 1 \div m$, где A_i – квадратная плотная матрица порядка N , часто приводящее к большим затратам времени [1, 2]. При малых изменениях параметров структуры значения изменяющихся элементов текущей матрицы могут отличаться несущественно относительно предыдущей, поэтому, особенно при их расположении в произвольных местах матрицы, предпочтительно использование итерационных методов с предобусловливанием. Так, рассмотрено применение итерационного метода BiCGStab, показавшего существенное ускорение относительно метода исключения Гаусса [1, 3]. Для ускорения итерационного процесса использовались: вектор начального приближения, равный вектору решения предыдущей СЛАУ; неявное предобусловливание с матрицей M , полученной при решении первой СЛАУ. Однако показано падение эффективности предобусловливателя при увеличении разницы между первой и очередной матрицами. Данная проблема может быть решена корректировкой предобусловливателя. Однако при неявном предобусловливании корректировка L и U матриц достаточно сложна и почти всегда неэффективна [4]. Предложено реформировывать предобусловливателя, если число итераций становится выше заданного порога, и показано наличие оптимального порога, при котором время решения всех СЛАУ минимально [3]. Однако у данного подхода есть недостаток, который не позволяет широко использовать его на практике: определить значение оптимального порога до начала решения невозможно. Предложено условие реформирования по увеличению среднеарифметического времени решения СЛАУ, что позволило получить ускорение, близкое к оптимальному [5]. Тем не менее дополнительные предобусловливания требуют затрат времени.

Между тем ряд ресурсов ускорения не выявлен и не используется. Среди них особо важны те, которые не требуют вмешательства в итерационный процесс и дополнительных затрат времени. При этих условиях они оказываются универсальными, поскольку могут быть применимы к любому итерационному методу. Поэтому весьма актуально их выявление. Цель данной работы – найти подход к многократному решению СЛАУ итерационным методом, позволяющий ускорить решение без вмешательства в итерационный процесс и дополнительных затрат времени.

Одним из ресурсов ускорения представляется использование определенной очередности решения СЛАУ. Действительно, эта очередность обычно определяется заданным изменением параметра структуры. Но если общее время решения всех СЛАУ зависит от того, какая именно СЛАУ будет первой, какая – второй и т.д., то существует оптимальная очередность по критерию минимального времени решения. То, что такая зависимость существует, следует из самой сути многократного решения СЛАУ итерационным методом с предобуславливанием. Очевидно, что она определяется двумя факторами: выбором матрицы для вычисления предобуславливателя (то, какая именно из всех матриц будет выбрана, влияет на число итераций, требуемых для решения последующих СЛАУ), а также использованием решения предыдущей СЛАУ в качестве начального приближения текущей (чем ближе начальное приближение окажется к решению, тем меньше потребуется итераций) [1]. При многовариантном анализе используют несколько основных видов изменения параметра: линейное, логарифмическое, с заданными пользователем значениями. При оптимизации изменение может быть случайное, причем в любом направлении. Рассмотрим самое простое, но широко используемое изменение: линейное. При нем изменение очередности решения сводится к тривиальному выбору порядка решения, т.е. по возрастанию параметра (прямой порядок) или убыванию (обратный порядок).

Отметим, что линейное изменение параметра вовсе не гарантирует монотонного изменения элементов матрицы СЛАУ или её нормы, но может быть частым на практике. В любом случае полезен анализ конкретных структур. Для оценки изменений матриц использованы нормы [6]: $\|\Delta\mathbf{A}_{i,j}\|_1$ и $\|\Delta\mathbf{A}_{i,j}\|_\infty$, где $\Delta\mathbf{A}_{i,j}$ – матрица изменений ($\Delta\mathbf{A}_{i,j} = \mathbf{A}_i - \mathbf{A}_j$), i и j – порядковые номера сравниваемых матриц ($i, j = 1 \div m$, m – общее число СЛАУ). Анализируемые матрицы получены в системе TALGAT [7] по математическим моделям на основе метода моментов [8]. Использована структура (рис. 1), представляющая собой симметричный модальный фильтр с лицевой связью [9]. Число сегментов на каждом отрезке структуры не менялось, для постоянства N . Матрицы с $N = 2001$ получены путем изменения зазоров (s) в диапазоне. Изменения выполнялись в прямом (100, 101, ..., 199 мкм) и обратном (199, 198, ..., 100 мкм) порядках.

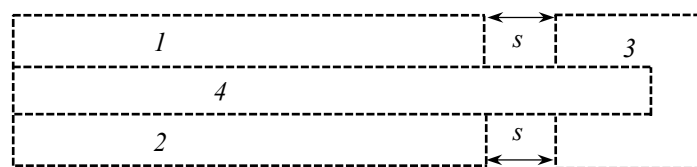


Рис. 1. Вид поперечного сечения модального фильтра в системе TALGAT. Три проводника (1, 2 и 3), между которыми помещен диэлектрик 4

Зависимости относительных норм матрицы изменений для прямого и обратного порядков от номера решаемой СЛАУ приведены на рис. 2. Как видно, характер изменений для обеих норм одинаков, но для прямого порядка наблюдается монотонное нарастание с уменьшающейся скоростью (более выраженное в начале и менее – в конце диапазона), а для обратного порядка характер зависимостей противоположный. Как упоминалось, существует зависимость эффективности предобуславливателя от изменений матриц. Изменения в обратном порядке практически для всех i меньше, чем в прямом. Поэтому при обратном порядке эффективность предобуславливателя увеличивается из-за меньших и более плавных изменений в матрице СЛАУ. Следовательно, для ускорения решения предпочтительно первоначально решать СЛАУ с меньшими изменениями между матрицами, а затем – с большими. Для этого необходимо для каждой матрицы определить близкую к ней матрицу с минимальными изменениями, т.е. найти $\min_j \|\Delta\mathbf{A}_{i,j}\|_1$ или $\min_j \|\Delta\mathbf{A}_{i,j}\|_\infty$ и далее выполнить сортировку по возрастанию изменений. Но данный поиск трудоемок, поскольку требует нахождения матрицы изменений m^2 раз. Поэтому такой подход не подходит для практики.

Однако в нашем случае происходит линейное изменение параметра, что позволяет, меняя только порядок решения (прямой или обратный), выявить оптимальный порядок. На основе предложенного подхода к определению оптимального порядка многократного решения СЛАУ разработан общий алгоритм:

1. Задать очередность решения СЛАУ с матрицами \mathbf{A}_i , где $i = 1 \div m$
2. Вычислить матрицу предобуславливания \mathbf{M} из матрицы \mathbf{A}_1 .

3. Для i от 1 до m .
4. Найти x_i из уравнения $\mathbf{M}\mathbf{A}_i x_i = \mathbf{M}\mathbf{b}$ с заданной точностью Tol .
5. Увеличить i .

Для вычислительного эксперимента использовался персональный компьютер (без распараллеливания, т.е. работало одно ядро процессора) с параметрами: платформа – Intel(R) Core (TM) i7; частота процессора – 2,80 ГГц; объем ОЗУ – 12 Гбайт; число ядер – 8; операционная система – Windows 8×64. Использовались итерационные методы BiCGStab [10] и CGS [11]. Рассматривалась, как и ранее, структура 1 (см. рис. 1). Для структуры 2 (рис. 3, а), представляющей собой проводник на диэлектрической подложке над идеально проводящей плоскостью, матрицы порядка $N = 1600$ получены путем изменения высоты проводника (t) в диапазоне 6, 7, ... 105 мкм. Для структуры 3 (рис. 3, б), представляющей собой зеркально-симметричный модальный фильтр [12], матрицы с $N = 1709$ получены путем изменения зазоров (s) в диапазоне 7,0; 7,1; ...; 16,9 мкм. Далее учащением сегментации этих структур получены матрицы порядков 3200, 3001 и 3109, соответственно. Матрицы получены путем изменения зазоров (s). При этом число сегментов на каждом отрезке структуры не менялось для постоянства N .

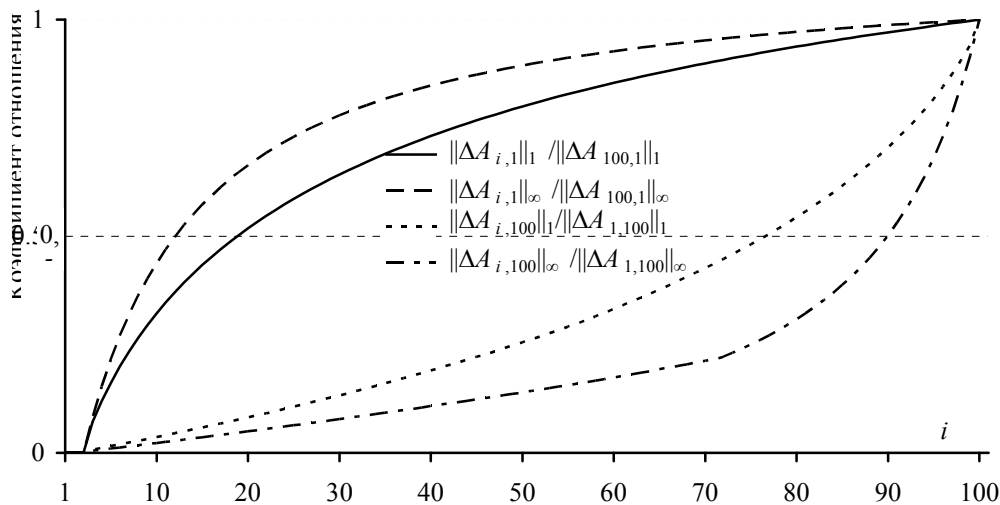


Рис. 2. Зависимости относительных норм матрицы изменений от номера решаемой СЛАУ для прямого и обратного порядков решения

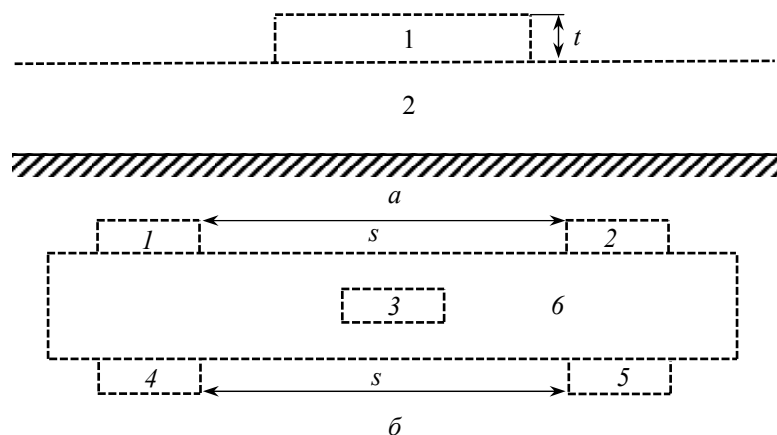


Рис. 3. Вид поперечного сечения структур 2 – проводник (1) на диэлектрической подложке (2) над идеально проводящей плоскостью (а) и 3 – зеркально-симметричный модальный фильтр (1–5 – проводники, 6 – диэлектрик) (б)

При проведении вычислительного эксперимента по многократному решению СЛАУ выявлена целесообразность использования обратного порядка. В таблице сведены полученные ускорения при использовании обратного порядка решения СЛАУ относительно прямого.

Видно, что для всех структур наблюдается ускорение при использовании обратного порядка решения СЛАУ (до 1,84 для структуры 1 при $N = 3001$, итерационный метод BiCGStab), причем оно

получено для всех N и обоих итерационных методов. Ускорение достигается разницей в числе требуемых итераций при решении СЛАУ методом BiCGStab в прямом (N^+_{it}) и обратном (N^-_{it}) порядках, выражаемой в площади фигуры, ограниченной кривыми числа итераций (рис. 4, структура 1 – при $N = 2001$ (а) и 3001 (б), для структур 2 и 3 характер аналогичен). Обращает на себя внимание изрезанность правой части верхних графиков. Для всех структур при решении СЛАУ в прямом порядке число итераций больше, чем в обратном. Основная причина этого заключается в разных СЛАУ, из которых получен предобусловливатель: в прямом порядке предобусловливатель получен из первой СЛАУ, а в обратном – из 100-й. На число требуемых итераций повлияла и различная степень изменений матрицы СЛАУ в начале (сильная) и конце (слабая) диапазона. Полученные результаты подтверждают предположение о влиянии очередности решения СЛАУ на эффективность решения.

Ускорение решения 100 СЛАУ методами BiCGStab и CGS с использованием оптимальной очередности решения СЛАУ

Структура	Порядок матрицы	Метод	
		BiCGStab	CGS
1	2001	1,71	1,58
	3001	1,84	1,53
2	1600	1,76	1,73
	3200	1,63	1,66
3	1709	1,82	1,59
	3109	1,83	1,32

Таким образом, доказано влияние порядка многократного решения СЛАУ итерационным методом на общее время решения всех СЛАУ. Проведен вычислительный эксперимент при значительном изменении элементов матриц СЛАУ для вычисления ста емкостных матриц трех структур: микрополосковой линии при изменениях её толщины; двух модальных фильтров при изменении зазоров между их проводниками. Полученные ускорения обратного порядка (до 1,84 раза) относительно вычислений в прямом порядке показывают перспективность контроля очередности решения СЛАУ.

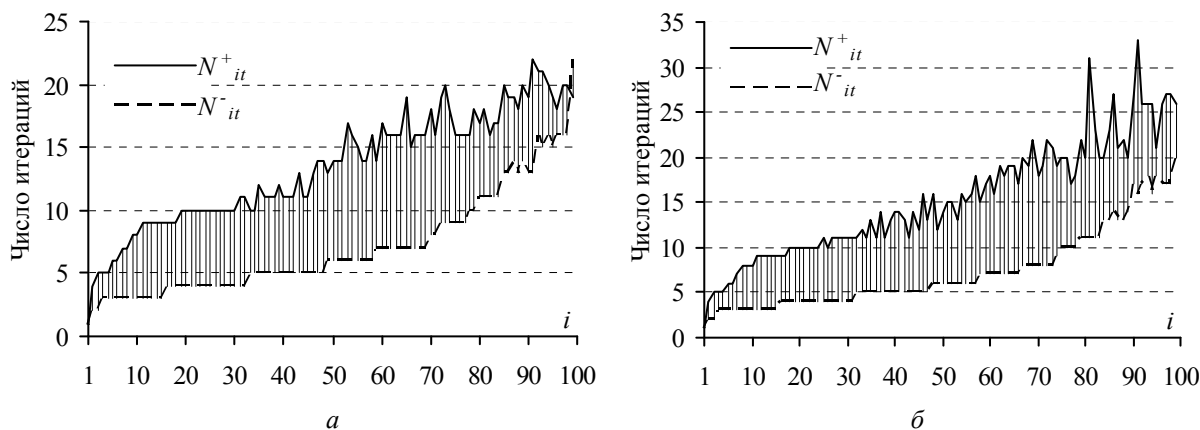


Рис. 4. Число итераций при многократном решении СЛАУ

Алгоритм многократного решения СЛАУ разработан при поддержке РФФИ по проектам 14-07-31267 и 14-29-09254. Программное обеспечение разработано в рамках выполнения проектной части Государственного задания № 8.1802.2014/К Минобрнауки России. Вычисление емкостей микрополосковой линии и модальных фильтров методом моментов выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №14-19-01232) в ТУСУРе.

Литература

1. Ахунов Р.Р. Ускорение многократного решения СЛАУ итерационным методом при вычислении емкости микрополосковой линии в широком диапазоне изменения ее размеров / Р.Р. Ахунов, С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов // Зап. науч. семин. ПОМИ. – 2014. – Т. 428. – С. 32–41.
2. Куксенко С.П. Совершенствование алгоритма вычисления методом моментов емкостных матриц структуры проводников и диэлектриков в диапазоне значений диэлектрической проницаемости / С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов // Электромагн. волны электр. сист. – 2012. – Т. 10. – С. 13–21.
3. Ахунов Р.Р. Многократное решение СЛАУ итерационным методом с перестроением матрицы предобусловливания / Р.Р. Ахунов, С.П. Куксенко, Т.Р. Газизов // Зап. науч. семин. ПОМИ. – 2014. – Т. 428. – С. 42–48.

4. Calgario C. Incremental incomplete LU factorizations with applications to time-dependent PDEs / C. Calgario, J.P. Chehab, Y. Saad // Numer. Lin. Algebra with Appl. – 2010. – Vol. 17(5). – P. 811–837.
5. Ahunov R.R. Multiple solution of linear algebraic systems by an iterative method with recomputed preconditioner in the analysis of microstrip structures / R.R. Ahunov, S.P. Kuksenko, T.R. Gazizov // Proc. of the 13-th Int. Conf. of Numerical Analysis and Applied Mathematics. – 2015. – Sept. 23–29. – Rhodes, Greece. – P. 1–4.
6. Амосов А.А. Вычислительные методы для инженеров: учеб. пособие / А.А. Амосов, Ю.А. Дубинский, Н.В. Копченова. – М.: Высшая школа, 1994. – 544 с.
7. Куksенко С.П. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куksенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Докл. Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – Т. 2 (36). – С. 45–50.
8. Gazizov T.R. Analytic expressions for Mom calculation of capacitance matrix of two dimensional system of conductors and dielectrics having arbitrary oriented boundaries // Proc. of the 2001 IEEE EMC Symposium. – 2001. – Vol. 1. – August 13–17. – Montreal, Canada. – P. 151–155.
9. Zabolotsky A.M. Improved design of modal filter for electronics protection / A.M. Zabolotsky, T.R. Gazizov, A.O. Melkozerov et al. // Proc. of 31-th Int. conf. on lightning protection. – 2012. – September 2–7. – Vienna, Austria.
10. Van der Vorst H. Bi-CGSTAB: a fast and smoothly converging variant of Bi-CG for solution of nonsymmetric linear systems // SIAM J. Sci. Stat. Comput. – 1992. – Vol. 13. – P. 631–644.
11. Sonneveld P. CGS, a fast Lanczos-type solver for nonsymmetric linear systems // SIAM J. Sci. Statist. Comput. – 1989. – Vol. 10. – P. 36–52.
12. Заболоцкий А.М. Использование зеркальной симметрии для совершенствования модальной фильтрации // Докл. Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – Т. 2(36). – С. 41–44.

Ахунев Роман Раисович

Инженер-исследователь науч.-исслед. лаборатории

«Безопасность и электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств» (НИИ «БЭМС РЭС»)

Тел.: 8 (382-2) 41-34-39

Эл. почта: arr1982@sibmail.com

Куksенко Сергей Петрович

Канд. техн. наук., доцент каф. телевидения и управления (ТУ), ст. научн. сотр. НИИ «БЭМС РЭС»

Тел.: 8 (382-2) 41-34-39

Эл. почта: ksergp@mail.ru

Газизов Тальгат Рашитович

Д-р техн. наук, ст. науч. сотрудник, зав. каф. ТУ

Тел.: 8 (382-2) 41-34-39

Эл. почта: talgat@tu.tusur.ru

Akhunov R.R., Kuksenko S.P., Gazizov T.R.

A simple method to speed up the computation of capacitive matrixes of strip structure when changing its geometric parameter

The paper investigates the dependence existing between the time of a multiple solution of a capacitive matrix in a strip structure, by the method of moments, and the order (direct or reverse) in which its geometric parameter is changed. To accelerate solution of linear systems, iterative method was used during this computation. Computational results of 100 capacitive matrixes are given for three structures: a microstrip line under the changes of strip thickness and two modal filters of different configuration under the changes of a gap between their conductors. Acceleration up to 1.84 times has been obtained due to selection of the reverse order.

Keywords: microstrip line, modal filter, multiple solution, linear algebraic system, iterative method, preconditioning, capacitive matrix.

УДК 621.396.6

А.Т. Газизов

Сравнение результатов измерения и моделирования временного отклика модального фильтра на воздействие сверхкороткого импульса

Представлены результаты измерения и моделирования временного отклика модального фильтра с лицевой связью на воздействие сверхкороткого импульса (СКИ). При моделировании использовано две формы воздействия: треугольная и максимально приближенная к реально воздействию СКИ. Выполнено сравнение временных откликов. Показана целесообразность точного учета формы реального импульса.

Ключевые слова: модальный фильтр, сверхкороткий импульс, связные линии.

В настоящее время важной задачей является защита от преднамеренных электромагнитных воздействий [1]. Особую опасность представляют сверхкороткие импульсы (СКИ), которые не ослабляются традиционными устройствами защиты [2]. Модальные фильтры (МФ) – это особые пассивные структуры, в которых происходит разложение СКИ на импульсы меньшей амплитуды вследствие разной скорости мод сигнала в связанной линии с неоднородным диэлектрическим заполнением [3]. При исследовании новых структур МФ важным этапом является сравнение результатов эксперимента и моделирования. При моделировании в качестве аппроксимации реального входного воздействия (помехового СКИ) часто используют треугольный импульс. При эксперименте входное воздействие, подаваемое с генератора, может существенно отличаться от треугольного, что может вызвать несоответствие форм сигнала на выходе МФ, полученных при моделировании и эксперименте. Цель данной работы – сравнение результатов измерения и моделирования временного отклика МФ на воздействие СКИ.

Для определенности в данной работе используется структура полоскового МФ асимметричной конструкции с лицевой связью [3], представляющая собой линию передачи с регулярным поперечным сечением (рис. 1): на подложке толщиной h и диэлектрической проницаемостью ϵ_r расположены три параллельных проводника – активный (А), опорный (О) и пассивный (П). Ширина проводников – w , толщина – t , расстояние между проводниками – s , расстояние от края структуры до проводника – d .

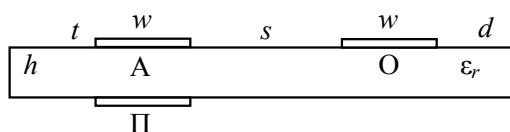


Рис. 1. Поперечное сечение МФ с лицевой связью

Схема включения МФ представлена на рис. 2: e – источник ЭДС; R_1 – внутренне сопротивление источника e ; R_3 – сопротивление нагрузки (тракта осциллографа); R_2, R_4 – нагрузочные сопротивления МФ. Также на схеме обозначены ближние и дальние концы активного (А) и пассивного (П) проводников.

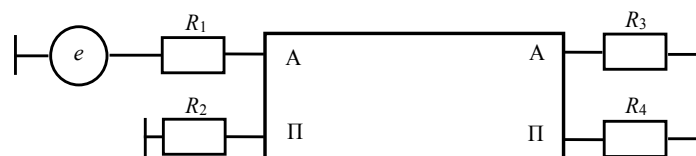


Рис. 2. Схема включения МФ

Диапазон геометрических параметров для макета МФ (рис. 3) выбран исходя из требований миниатюризации, экономической целесообразности и максимального пропускаемого тока. С помощью генетических алгоритмов посредством компьютерного моделирования в системе TALGAT [4]

найлены оптимальные значения параметров $s = 3$ мм и $w = d = 4$ мм по критерию равенства среднего геометрического характеристических импедансов четной и нечетной мод волновому сопротивлению тракта 50 Ом. Используется двусторонний фольгированный стеклотекстолит с параметрами $h = 0,18$ мм, $t = 65$ мкм, $\epsilon_r = 5$, выбранный из соображений дешевизны и общедоступности. Значения сопротивлений МФ $R_2 = R_4 = 50$ Ом выбраны из условия согласования для минимизации отражений. Длина макета выбрана равной 0,2 м (как достаточной для возможно более полного разложения воздействующего СКИ). К входу и выходу макета для стыковки с трактом припаяны SMA разъемы.

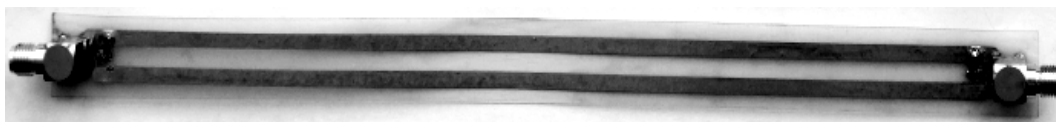


Рис. 3. Макет МФ

Для моделирования временного отклика используется квазистатический анализ, основанный на математических моделях, внедренных в систему TALGAT. В ней любая линия передачи полагается регулярной с произвольным поперечным сечением. Отрезок линии передачи с N сигнальными проводниками и одним опорным, на основе заданного поперечного сечения описывается следующими матрицами погонных параметров: электромагнитной индукции (\mathbf{L}), электростатической индукции (\mathbf{C}), сопротивления (\mathbf{R}), проводимости (\mathbf{G}). Матрицы \mathbf{L} и \mathbf{C} вычисляются методом моментов [5]. Потери в проводниках и диэлектриках определяются соответственно матрицами \mathbf{R} и \mathbf{G} с учетом их частотной зависимости. Элементы матрицы \mathbf{R} вычисляются с учетом скин-эффекта. Все проводники имеют одинаковое поперечное сечение, поэтому диагональные (r) и недиагональные (r_m) элементы матрицы \mathbf{R} связаны выражением $r = 2r_m$, где $r_m = 1/(w\sigma t) + r_s/w$, где σ – удельная проводимость меди, w и t – ширина и толщина проводника, $r_s = (\pi f \mu_0 / \sigma)^{1/2}$, где f – частота, μ_0 – абсолютная магнитная проницаемость меди. Кроме того, учитывается частотная зависимость комплексной диэлектрической проницаемости материала FR-4 согласно аналитической модели [6].

Сначала при моделировании в качестве входного воздействия используется треугольный импульс амплитудой 600 мВ и длительностью фронта и спада по 0,5 нс. Из полученной формы сигнала (рис. 4) видно, что максимальная амплитуда на выходе МФ составляет 0,1 В (произошло ослабление входного СКИ в 6 раз), а разность задержек мод (временной промежуток между двумя первыми максимумами) составляет 0,7 нс.

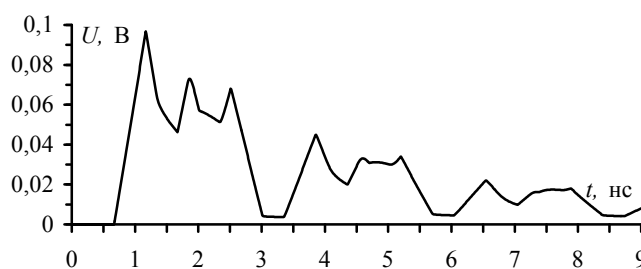


Рис. 4. Вычисленная форма сигнала на выходе МФ (треугольное воздействие)

Экспериментальное получение формы сигнала на выходе МФ проведено с помощью осциллографа вычислительного комбинированного С9-11. В качестве входного воздействия выбран импульс амплитудой 600 мВ (на нагрузке 50 Ом) длительностью 820 пс (по уровню 0,1). Данный импульс (рис. 5) близок к треугольному, но если увеличить изображение по горизонтали, то станут видны явные отклонения от треугольной формы: нелинейный вид фронта и спада, ненулевая длительность плоской вершины. (Для всех осциллограмм цена деления составляет 100 мВ и 1 нс).

Сравним формы сигнала на выходе МФ, полученные при эксперименте (рис. 6) и при моделировании с треугольным входным воздействием (см. рис. 4). Форма сигнала, полученная при моделировании с треугольным входным воздействием, отличается от экспериментальной и имеет меньшие амплитуды для всех импульсов. Ошибка в этих параметрах не превышает 10%. Несмотря на малую погрешность в определении электрических характеристик МФ, импульсы при моделировании с треугольным входным воздействием существенно отличаются по форме от экспериментальных: они перекрываются, увеличивая тем самым уровень сигнала между импульсами.

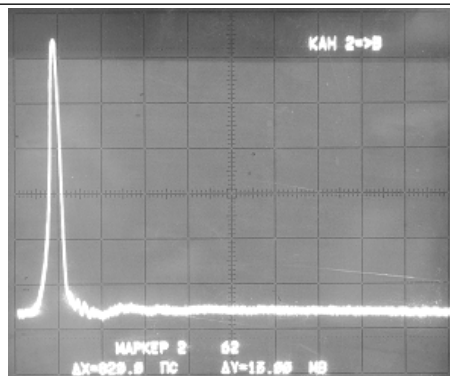


Рис. 5. Форма входного воздействия

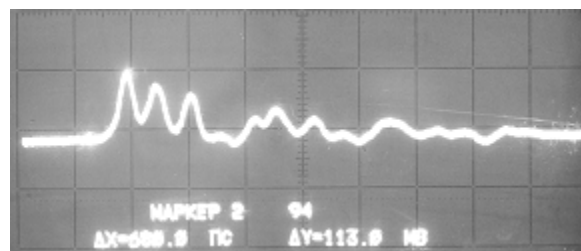


Рис. 6. Форма сигнала на выходе МΦ (эксперимент)

Экспериментальная форма сигнала на выходе МΦ представлена на рис. 6. Максимальная амплитуда составляет 113 мВ, разность задержек – около 0,6 нс.

Обеспечим максимальное соответствие входного воздействия при моделировании реальному. Для этого входное воздействие с осциллографа оцифровано и задано в качестве пользовательского источника сигнала в системе TALGAT (шаг дискретизации по времени – 10 пс, число учитываемых гармоник – 2^{12}). Форма сигнала на выходе МΦ, полученная при моделировании с реальным входным воздействием в системе TALGAT с помощью квазистатического анализа, а также оцифрованная экспериментальная форма сигнала представлены на рис. 7. Видно, что форма сигнала при моделировании приобрела вид, более близкий к экспериментальной кривой. Однако несоответствие в амплитудах импульсов и опережение по времени остались.

На рис. 7 также представлена форма сигнала на выходе МΦ, вычисленная посредством электродинамического анализа в CST MWS. Видно, что формы сигнала, полученные при электродинамическом и квазистатическом анализе, согласуются по времени: различие в задержках распространения импульсов четной и нечетной мод становится существенным только после третьего импульса. Вместе с тем амплитуды импульсов на выходе МΦ для различных видов анализа отличаются значительно, что объяснимо различием учета потерь. Отличие экспериментального результата от результатов моделирования может быть связано с меньшим значением ϵ_r реального материала подложки, чем используемых при моделировании. Кроме того, влияют неоднородности соединителей и их посадочных мест, не учитываемые в моделировании.

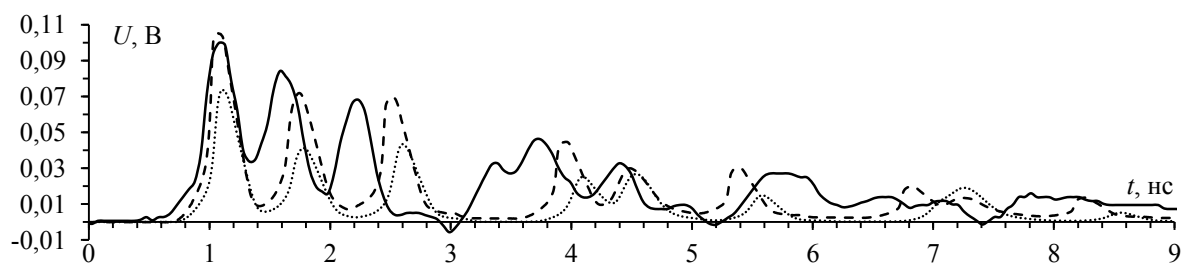


Рис. 7. Форма сигнала на выходе МΦ при эксперименте (—) и моделировании с реальной формой СКИ: квазистатический (---) и электродинамический (····) анализы

Таким образом, в данной работе для МΦ асимметричной структуры с лицевой связью представлены выходные формы сигнала: полученная при моделировании с треугольной формой входного воздействия; полученная экспериментально с воздействием СКИ генератора; полученная при моделировании с формой входного воздействия, максимально приближенной к экспериментальной. Для реального воздействия представлены результаты квазистатического и электродинамического моделирования. Проведено сравнение результатов моделирования между собой и с экспериментальным результатом. Показано, что задание входного воздействия, максимально приближенного к экспериментальному, позволяет получить более точную форму выходного сигнала при моделировании. В то же время выявлено, что основные электрические характеристики временного отклика МΦ (максимальная амплитуда и разность задержек) в моделированиях совпадают. Таким образом, использование треугольного входного воздействия в предварительных исследованиях является оправданным и может применяться для определения основных характеристик МΦ. Однако при анализе соответ-

вия временных откликов, полученных при моделировании и эксперименте, следует использовать моделирование с точным заданием входного воздействия.

Автор благодарен рецензентам за ценные замечания к статье.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №14-19-01232) в ТУСУРе.

Литература

1. ГОСТ Р 56103–2014. Автоматизированные системы в защищенном исполнении. Организация и содержание работ по защите от преднамеренных силовых электромагнитных воздействий. – М.: Стандартинформ, 2014. – 20 с.
2. Гизатуллин Р.М. Помехоустойчивость и информационная безопасность вычислительной техники при электромагнитных воздействиях по сети электропитания / Р.М. Гизатуллин, З.М. Гизатуллин. – Казань: Изд-во Казан. гос. техн. ун-та, 2014. – 142 с.
3. Заболоцкий А.М. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Изд-во ТУСУРа, 2013. – 150 с.
4. Куксенко С.П. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости «TALGAT» / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Докл. Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 2(36). – С. 45–50.
5. Gazizov T.R. Analytic expressions for Mom calculation of capacitance matrix of two dimensional system of conductors and dielectrics having arbitrary oriented boundaries // Proc. of the 2001 IEEE EMC Symp. – P. 151–155. – doi: 10.1109/ISEMC.2001.95057.
6. Djordjevic A.R. Wideband frequency-domain characterization of FR-4 and time-domain causality / A.R. Djordjevic, V.D. Likar-Smiljanic, T.K. Sarkar // IEEE Trans. Electromagn. Compat. – 2001. – Vol. 43, № 4. – P. 662–667.

Газизов Александр Тальгатович

Лаборат-исследователь каф. ТУ ТУСУРа, студент НИТПУ

Тел.: +7-913-100-06-28

Эл. почта: gazizov@tpu.ru

Gazizov A.T.

Comparison of measurement and simulation results of time response of modal filter to ultrashort pulse impact

The results of measurement and simulation of the time response of the modal filter to ultrashort pulse impact are presented. In simulation two forms of impact are used: triangle; as close to the real ultrashort impact. The comparison of time responses is carried out. The efficiency of the accurate accounting of the real shape of the pulse is shown.

Keywords: modal filter, ultrashort pulse, coupled lines.

УДК 621.37

Р.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий, П.Е. Орлов

Локализация максимумов сигнала в многопроводных линиях передачи печатных плат с помощью системы TALGAT

Представлены выражения для совершенствования вычисления временного отклика в системе TALGAT, позволяющие получить значения токов и напряжений вдоль любого проводника каждого отрезка многопроводной линии передачи с помощью квазистатического анализа. Результаты динамически отображаются и используются для нахождения максимальных значений токов и напряжений и их последующей локализации. Приведены результаты реализации и верификации усовершенствованного вычисления.

Ключевые слова: меандровая линия, квазистатический анализ, электромагнитная совместимость, информационная безопасность.

Анализ и визуализация параметров сигнала в радиоэлектронной аппаратуре (РЭА) широко используются в современных системах компьютерного моделирования, поскольку это позволяет лучше оценить процессы, происходящие в объекте, примером которого является сложная печатная плата с высокой плотностью трассировки межсоединений. Как правило, отображаются цветом токи и напряжения при гармоническом воздействии на заданной частоте. При импульсном воздействии отображение затруднено и требует более сложных подходов. Между тем всё более широкое распространение цифровых сигналов, а также всевозможные воздействия самых разных форм помеховых сигналов, распространяющихся в реальной аппаратуре, а значит, требующих соответствующего имитационного моделирования, делают актуальной их визуализацию во временной области. В печатных платах с большими размерами и плотностью трассировки использование визуализации позволит выявить и локализовать места возможных паразитных взаимовлияний, излучений и восприимчивости, чтобы своевременно принять меры по их устранению для обеспечения электромагнитной совместимости и информационной безопасности. Другим применением может быть определение мест установки датчиков контроля полезных сигналов или мониторинга помеховых сигналов, обеспечивающих требуемую чувствительность, что также важно для повышения помехозащищенности и надежности РЭА. Наконец, реализация указанной возможности может оказаться полезной и для исследования особенностей распространения импульсных сигналов в СВЧ-устройствах на основе сложных многосвязных полосковых структур [1].

Для анализа межсоединений печатных плат широко используют квазистатический подход. Теоретические основы квазистатического вычисления отклика для произвольной схемы из отрезков многопроводных линий передачи (МПЛП) описаны в работах [2, 3]. На основе данной теории разработаны алгоритмы вычисления временного отклика [4], которые позволяют выполнить вычисления значений токов и напряжений только в узлах схемы. Представлены первые результаты по реализации в системе TALGAT [9] вычисления токов [5, 6] вдоль каждого проводника межсоединения печатной платы, а также напряженности создаваемого электрического поля [7]. Однако основные выражения и алгоритм, позволяющие вычислить значения тока и напряжения в заданной координате вдоль каждого проводника отрезка МПЛП для произвольной схемы, не описаны.

Целью данной работы является усовершенствование алгоритма вычисления токов и напряжений в системе TALGAT для их динамической визуализации, а также для обнаружения, локализации и отображения максимумов напряжений и токов.

Для вычисления откликов в TALGAT используется алгоритм, описанный в работе [5]. Он сводится к решению уравнения в частотной области для схемы из n отрезков МПЛП с сосредоточенными элементами на концах отрезков:

$$\mathbf{V}(s) = \left(s\mathbf{W} + \mathbf{H} + \sum_{k=1}^n \mathbf{D}_k \mathbf{Y}(s)_k \mathbf{D}_k^t \right)^{-1} \mathbf{E}(s), \quad (1)$$

где $s = j\omega$, ω – угловая частота; \mathbf{W} , \mathbf{H} – матрицы размера $A \times A$, описывающие произвольные оконечные и соединительные схемы из активных и реактивных элементов (A – количество параметров,

вычисляемых в модифицированном методе узловых потенциалов); \mathbf{D}_k – матрица-селектор, отображающая токи, входящие в k -ю линию, с элементами $d_{i,j} \in \{0, 1\}$, где $i \in \{1, \dots, N_k\}$, $j \in \{1, \dots, m_k\}$ с одним ненулевым значением в каждом столбце, $m_k = 2 \cdot N_k$ – количество токов, входящих в k -ю линию, где N_k – число проводников k -й линии; $\mathbf{Y}(s)_k$ – матрица проводимостей для k -й линии; $\mathbf{V}(s)$ – вектор узловых напряжений; $\mathbf{E}(s)$ – вектор, состоящий из независимых источников напряжения или токов.

Однако уравнение (1) позволяет вычислять отклик только в узлах цепи. Поэтому для вычисления значений напряжения и тока вдоль линии передачи, используются уравнения [2]:

$$\mathbf{V}(x) = \mathbf{S}_V(\mathbf{E}(x)\mathbf{C1} + \mathbf{E}(x)^{-1}\mathbf{C2}), \quad (2)$$

$$\mathbf{I}(x) = \mathbf{S}_I(\mathbf{E}(x)\mathbf{C1} - \mathbf{E}(x)^{-1}\mathbf{C2}), \quad (3)$$

где \mathbf{S}_V – матрица модальных напряжений; \mathbf{S}_I – матрица модальных токов; $\mathbf{E}(x)$ – диагональная матрица $\{\exp(-\gamma_1 x), \exp(-\gamma_2 x), \dots, \exp(-\gamma_{N_k} x)\}$ и γ_{N_k} – коэффициенты распространения линии передачи; x – координата вдоль линии передачи; $\mathbf{C1}$, $\mathbf{C2}$ – векторы констант. Вычисление значений матриц \mathbf{S}_I , \mathbf{S}_V , $\mathbf{E}(x)$ описано в [4]. Однако чтобы найти $\mathbf{V}(x)$ и $\mathbf{I}(x)$ для каждого значения координаты x вдоль отрезка линии передачи в цепи, необходимо вычислить $\mathbf{C1}$ и $\mathbf{C2}$ как

$$\begin{bmatrix} \mathbf{C1} \\ \mathbf{C2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_V & \mathbf{S}_V \\ \mathbf{S}_V \mathbf{E}(l) & \mathbf{S}_V [\mathbf{E}(l)]^{-1} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{V}(0) \\ \mathbf{V}(l) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где $\mathbf{E}(l)$ – диагональная матрица $\{\exp(-\gamma_1 l), \exp(-\gamma_2 l), \dots, \exp(-\gamma_{N_k} l)\}$ и l – длина линии; $\mathbf{V}(0)$ и $\mathbf{V}(l)$ – векторы констант, описывающие напряжение на концах линии передачи, полученные после решения уравнения (1).

В результате совершенствования алгоритма вычисления временного отклика с помощью выражений (2)–(4) в TALGAT появилась возможность вычислять формы напряжений и токов вдоль проводников каждого отрезка МПЛП. Для визуального отображения изменения форм сигнала в TALGAT создается принципиальная схема. На ней необходимо указать начальный узел А и конечный узел В. После этого путь распространения импульса определяется автоматически, используя алгоритм GoThrough [8, 9]. При этом проводник отрезка МПЛП, по которому распространяется сигнал, окрашивается в цвет, соответствующий форме сигнала. Далее по вычисленным формам сигнала определяются максимальные значения токов и напряжений. В результате отображается информация о расположении локализованных максимумов.

Демонстрация работы алгоритма выполнима на примере любой сложности, но для оценки достоверности результатов желательна ясная физическая интерпретация полученного результата, которая возможна только на относительно простой структуре. Примером такой структуры является меандровая линия: процессы в ней довольно хорошо исследованы, но в многовитковых линиях при сильной связи между проводниками могут наблюдаться мало изученные эффекты. Поэтому рассмотрена микрополосковая меандровая линия из двух витков, включенная в тракт 50 Ом, с длиной полувитков по 27 мм (рис. 1), поперечное сечение которой изображено на рис. 2. Ширина проводника – 0,542 мм, толщина проводника – 0,1 мм, ширина диэлектрика – 5,149 мм, толщина диэлектрика – 0,3 мм, расстояние между проводниками – 0,217 мм. Вычислено по 50 форм напряжений вдоль каждого полувитка меандровой линии, 6 из которых (через каждый полувиток) показаны на рис. 3. Видно, что форма сигнала существенно искажается перекрестными наводками в полувитках линии, несмотря на то, что потери в проводниках и диэлектрике полагаются отсутствующими. Примечательно, что максимальное напряжение равно 0,57 В (график 3_4(46)), что в 1,14 раза больше максимального напряжения в узле 2. Это локализованный максимум: он находится в 46-м сегменте (указан стрелкой) второго проводника отрезка линии (между узлами 3 и 4). Обращают на себя внимание и значительные отрицательные выбросы на сигналах.

Для верификации квазистатического моделирования системой TALGAT выполнено электродинамическое моделирование системой CST MWS [10] при прочих равных условиях (рис. 4). Сравнение форм напряжений в точке локализованного максимума показывает хорошее согласование основной формы импульса. Более ранний приход сигнала, полученного в TALGAT, вызван неучетом задержки в перемычке, соединяющей первый и второй полувитки. Для более точного учета реальной структуры проведено еще одно моделирование в TALGAT со схемой, в которой вместо трёх перемычек между полувитками включены соответствующие отрезки одиночной линии с такими же параметрами, как у меандровой. Как видно из рис. 4, основные формы импульса практически полностью совпадают. Кроме того, улучшилось совпадение и отражений.

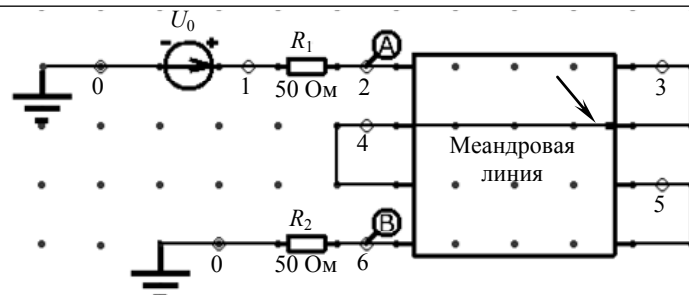


Рис. 1. Схема включения меандровой линии



Рис. 2. Поперечное сечение меандровой линии

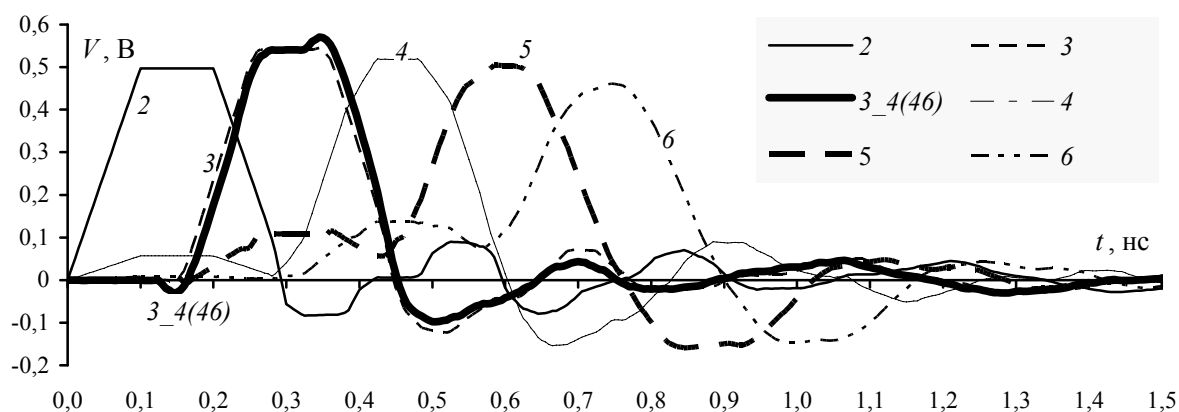


Рис. 3. Формы напряжений вдоль меандровой линии, вычисленные в TALGAT

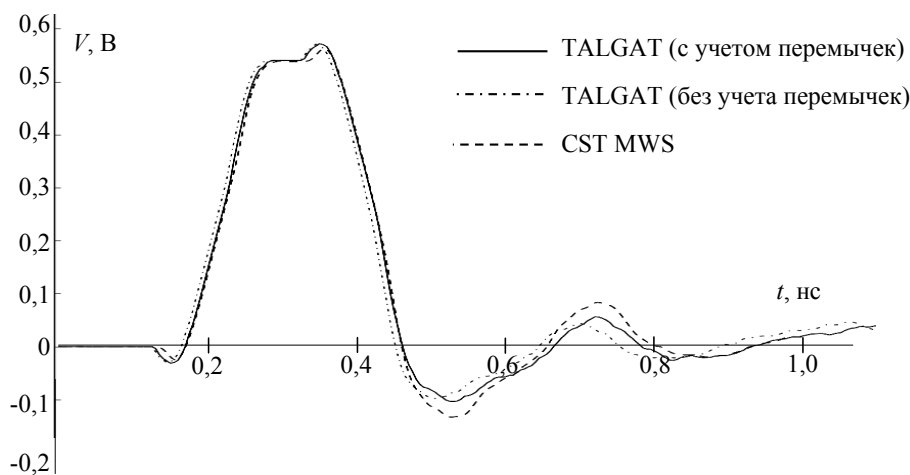


Рис. 4. Сравнение форм напряжений, вычисленных в CST MWS и TALGAT

Таким образом, в результате работы усовершенствован программный модуль для вычисления и отображения токов и напряжений вдоль проводников МПЛП с помощью квазистатического анализа. Добавлена возможность нахождения и отображения местоположения максимальных значений амплитуд напряжений и токов. Тем самым реализована локализация максимумов сигнала в полосковых структурах произвольной сложности. Она продемонстрирована и верифицирована на примере двухвитковой меандровой линии, в которой выявлена точка с напряжением, значительно превышающим напряжение на входе линии. Использование реализованной функциональности представляется полезным для решения ряда прикладных задач.

Разработка алгоритма выполнена при поддержке гранта РФФИ 14-29-09254, моделирование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект №14-19-01232) в ТУСУРе.

Литература

1. Малютин Н.Д. Регулярные и нерегулярные многосвязанные полосковые структуры и устройства на их основе: расчет первичных параметров, импульсные измерения характеристик / Н.Д. Малютин и др. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – 218 с.
2. Djordjevic A.R., Sarkar T.K. Analysis of time response of lossy multiconductor transmission line networks // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1987. – Vol. 35, № 10. – P. 898–907.
3. Achar R. Simulation of high-speed interconnects / R. Achar, M.S. Nakhla // Proceedings of the IEEE. – 2001. – Vol. 89, № 5. – P. 693–728.
4. Заболоцкий А.М. Временной отклик многопроводных линий передачи / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Томский государственный университет, 2007. – 152 с.
5. Газизов Р.Р. Вычисление токов вдоль многопроводных межсоединений печатных плат // Студент и научно-технический прогресс: сб. тезисов междунар. науч. студ. конф. МНСК–2013. – Новосибирск, 2013. – С. 76.
6. Газизов Р.Р. Результаты квазистатического анализа токов вдоль отрезка многопроводной шины печатной платы // Научная сессия ТУСУР–2013: матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. Томск, 15–17 мая 2013 г. – Томск: В-Спектр, 2013. – С. 103–105.
7. Газизов Р.Р. Программный модуль для динамической визуализации токов и электромагнитного поля печатной платы // Электронные средства и системы управления: матер. докладов X Междунар. науч.-практ. конф. / Томск, 12–14 ноября 2014 г. – Томск: В-Спектр, 2014. – С. 200–202.
8. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Докл. Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники. – 2015. – № 2 (36). – С. 45–50.
9. Газизов Р.Р. Анимированные графики для визуализации токов и напряжений в системе TALGAT / Р.Р. Газизов, Ев.В. Лежнин // Научная сессия ТУСУР–2015: матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. Томск, 13–15 мая 2015 г. – Томск: В-Спектр, 2015. – С. 109–111.
10. CST MICROVAWE STUDIO [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.cst.com/products/CSTMWS>, свободный (дата обращения: 25.10.2015).

Газизов Руслан Рифатович

Студент каф. КИБЭВС, лаборант науч.-исслед. лаборатории безопасности и электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств (НИЛ БЭМС РЭС)
Тел.: +7-923-431-77-24
Эл. почта: ruslangazizow@gmail.com

Заболоцкий Александр Михайлович

Канд. техн. наук, доцент каф. ТУ, заведующий НИЛ «БЭМС РЭС»
Тел.: +7-913-824-23-06
Эл. почта: zabolotsky_am@mail.ru

Орлов Павел Евгеньевич

Канд. техн. наук, мл. науч. сотрудник НИЛ «БЭМС РЭС»
Тел.: +7-923-408-59-95
Эл. почта: praetorian281@gmail.ru

Gazizov R.R., Zabolotsky A.M., Orlov P.E.

Signal maximum localization in multiconductor transmission lines of printed circuit boards using TALGAT system

Expressions for modified calculation of time response in TALGAT system are shown. These expressions allow getting currents and voltage values along each conductor of each section of multiconductor transmission line, using quasi-static analysis. The results are dynamically plotted and are used for maximum values of currents and voltages searching. Results of implementation and verification of modified calculation are given.

Keywords: meander line, quasi-static analysis, electromagnetic compatibility, information security.

УДК 621.37.037

И.В. Дмитренко, А.М. Заболоцкий

Анализ частотного отклика модальных фильтров для подавления излучаемых эмиссий бортовой аппаратуры космического аппарата

Построены модели модальных фильтров с торцевой связью, с активным и пассивным проводниками на одной стороне подложки и опорным на другой, с лицевой связью. Вычислены матрицы погонных емкостей и индуктивностей, разности погонных задержек четной и нечетной мод. Выполнено моделирование частотных откликов модальных фильтров. Обнаружена возможность изменения знака разности погонных задержек мод в структуре с активным и пассивным проводниками на одной стороне подложки и опорным на другой.

Ключевые слова: модальные фильтры, частотный отклик, моделирование, бортовая аппаратура, космический аппарат.

В настоящее время повышается интерес к новым методам и средствам ослабления излучаемых эмиссий для бортовой аппаратуры (БА) космических аппаратов (КА). К последним предъявляются такие требования, как радиационная, вибрационная устойчивость, малые массогабаритные показатели, простота и низкая стоимость. В этой связи представляют интерес пассивные устройства, в частности на основе многосвязных полосковых структур с неуравновешенной связью [1]. К таким устройствам можно отнести и модальные фильтры (МФ). Исследованы разные структуры МФ: с торцевой связью, с активным и пассивным проводниками на одной стороне подложки и опорным на другой (далее треугольного), с лицевой связью [2], однако частотные характеристики МФ остаются мало исследованными. Кроме того, не показана возможность их использования для подавления сигнала на заданных частотах. Между тем, это очень актуально, особенно для БА КА. Так, существует стандарт [3], в котором представлены требования на уровень излучаемых эмиссий для БА КА (рис. 1). На рис. 1 допустимые уровни излучения приводятся в дБмкВ/м, а частота – в МГц. Как видно, на некоторых частотах уровень излучаемых эмиссий на 40 дБ ниже общего уровня. Тем временем известно, что излучаемые эмиссии можно подавить ослаблением кондуктивных, а значит, используя МФ.

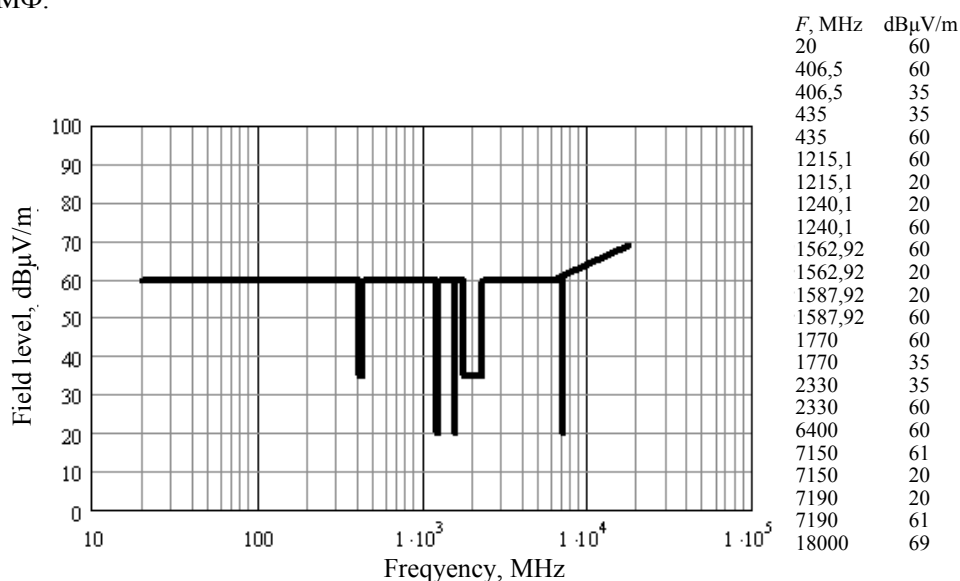


Рис. 1. Требования к уровню излучаемых эмиссий по [3]

Цель данной работы – показать возможность использования МФ для подавления излучаемых эмиссий БА КА на примере частоты работы глобальных навигационных систем. Для достижения

заданной цели представляется необходимым решить следующие задачи: построить геометрические модели поперечного сечения МФ; обеспечить согласование с радиочастотным трактом; рассчитать параметры исследуемых МФ; вычислить частотные отклики (зависимости модуля выходного напряжения МФ от частоты гармонического воздействия источника ЭДС с амплитудой 1 В) для случаев без учета потерь и с учетом потерь в проводниках и диэлектрике, в том числе с учетом частотной зависимости комплексной диэлектрической проницаемости для материала.

Для исследования выбраны структуры, которые использовались ранее [2]. Поперечные сечения структур показаны на рис. 2.

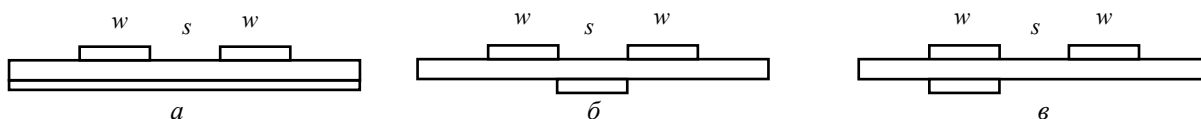


Рис. 2. Поперечные сечения МФ: *a* – с торцевой связью; *б* – треугольного; *в* – с лицевой связью

Материалом для каждой структуры выбран стеклотекстолит фольгированный двусторонний (толщина стеклотекстолита 0,25 мм, толщина фольги 105 мкм, $\epsilon_r = 5,4$). Схема включения фильтров изображена на рис. 3.



Рис. 3. Схема включения МФ

Моделирование производилось в системе TALGAT, поскольку данное ПО полностью подходит для достижения поставленной цели [4]. Для каждой структуры были выбраны ширина проводников w и расстояние между ними s для согласования с 50-омным трактом (при моделировании полагалось, что $R_1=R_2=R_3=R_4=50$ Ом). Длины линий рассчитывались по формуле

$$l = \frac{1}{2f|\tau_e - \tau_o|}, \quad (1)$$

где l – длина линии; f – частота, на которой осуществляется подавление; $|\tau_e - \tau_o|$ – модуль разности погонных задержек четной (e) и нечетной (o) мод МФ. Для подавления сигнала выбрана частота 1,5 ГГц, так как она используется глобальными системами позиционирования. Параметры МФ сведены в таблицу. (Z_e и Z_o определены как собственные значения матрицы характеристических импедансов, полученной из матриц \mathbf{L} и \mathbf{C} .)

Параметры исследуемых МФ

Название структуры	С торцевой связью		Треугольного		С лицевой связью	
\mathbf{L} , нГн/м	298	103	303	91	574,4	513,3
	103	298	91	303	513,3	578,9
\mathbf{C} , пФ/м	127,8	-25,6	125,2	-15,3	425,1	-409
	-25,6	127,8	-15,3	125,2	-409	424,7
Z_e , Ом	64,83		59,85		265,45	
Z_o , Ом	36,67		38,83		8,84	
$(Z_e Z_o)^{0,5}$, Ом	48,76		48,2		48,08	
τ_e , нс/м	5,32		6,578		4,105	
τ_o , нс/м	6,2		5,457		7,26	
$\Delta\tau$, нс/м	0,886		-1,121		3,155	
w , мм	0,35		1		2	
s , мм	0,15		0,4		0,9	
l , мм	358		283		101	

Из таблицы видно, что волновые сопротивления отличаются на 4% от сопротивления измерительного тракта, что полагается допустимым. В структурах с торцевой связью и треугольной сопротивлением четной и нечетной мод имеют небольшую разницу, в то время как в структуре с лицевой связью сопротивление нечетной моды резко падает, а четной – возрастает (что показывает предпоч-

тельность последней структуры). Это вызвано тем, что связь между активным и пассивным проводниками значительно усиливается по сравнению с остальными структурами. Также видна смена знака разности погонных задержек в треугольной структуре, чего не было выявлено ранее [5]. Данная особенность может быть использована для разложения и последующего (возможно частичного) восстановления сигналов [6]. Модуль разности погонных задержек четной и нечетной мод сигнала возрастает от МФ с торцевой связью к МФ с лицевой связью, соответственно по формуле (1) уменьшается длина МФ.

Далее вычислены частотные отклики МФ без учета и с учетом потерь (рис. 4). Отклики МФ с торцевой связью и треугольного практически не различаются, нули четко выражены на требуемой частоте. В отклике МФ с лицевой связью видны возникающие отражения, сигнал подавляется и на частотах ниже требуемой, из-за чего сильно сужается полоса пропускания данного МФ, соответственно может ослабляться полезный сигнал. Такие МФ можно использовать в цепях питания, так как в них отсутствует полезный сигнал, но зачастую распространяются наводки. При моделировании с учетом потерь выполнено моделирование частотного отклика с учетом потерь в проводниках и диэлектрике МФ, в том числе с частотной зависимостью комплексной диэлектрической проницаемости для материала FR-4 по модели Джорджевича [4].

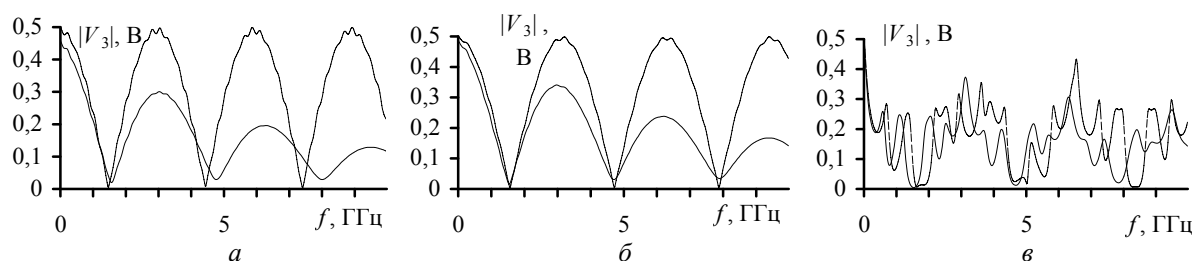


Рис. 4. Вычисленные частотные отклики без учета потерь (---) и с учетом потерь и частотной зависимости диэлектрической (исправлено на графиках U на V_3) проницаемости (—) для МФ: а – с торцевой связью; б – треугольного; в – с лицевой связью

Из графиков видно, что моделирование без потерь показывает подавление сигнала лишь за счет разности погонных задержек четной и нечетной мод. В случае с потерями уровень сигнала уменьшается с ростом частоты, при этом сигнал не подавляется на 100% вследствие неполной компенсации по амплитуде четной и нечетной мод. Кроме этого, наблюдается небольшой сдвиг по частоте в отличие от случая без потерь. На частоте 1,5 ГГц ослабление составляет для структуры с торцевой связью $-64,8$ дБ; для треугольной $-67,9$ дБ; для структуры с лицевой связью $-91,9$ дБ.

Таким образом, в работе приведены результаты исследования МФ на предмет подавления сигнала на требуемой частоте. Рассмотрено моделирование как без учета потерь, так и с учетом потерь в проводнике и диэлектрике. Показано, что с помощью МФ можно существенно снизить уровень кондуктивных, а значит, и излучаемых эмиссий. Исследуемые модели МФ обладают небольшими габаритами, что говорит о возможности их применения в БА КА. Кроме этого, дополнительно уменьшить длины линий можно, применяя диэлектрики с более высоким ϵ_r , а также производя дополнительную оптимизацию, используя генетические алгоритмы.

В заключение представляется важным отметить, что моделирование в данной работе позволило ясно выявить влияние потерь на частотный отклик МФ, что трудно выполнить экспериментально. Авторами планируется экспериментальная проверка полученных результатов. Но в свете актуальности совершенствования БА отечественных КА полученные результаты моделирования представляются актуальными.

Исследование выполнено за счет средств Российского научного фонда по проекту 14-19-01232 в ТУСУРе.

Литература

1. Малютин Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1990. – 164 с.

2. Заболоцкий А.М. Модальные фильтры для защиты бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата / А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов. – Томск: Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2013. – 151 с.
3. AIAA S-121-2009 Electromagnetic Compatibility Requirements for Space Equipment and Systems / American Institute of Aeronautics and Astronautics [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.booksfiles.org/xiazai/AIAA_S_121_2009_pre.pdf, свободный (дата обращения: 16.12.2015).
4. Новые возможности системы моделирования электромагнитной совместимости TALGAT / С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, А.О. Мелкозеров, Т.Р. Газизов // Доклады ТУСУРа. – 2015. – № 2(36). – С. 45–50.
5. Самотин И. Е. Устройства защиты вычислительной техники и систем управления путем модального разложения импульсов помех в кабельных и полосковых структурах: дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2011. – 199 с.
6. Экспериментальное подтверждение модального разложения и восстановления импульса / И.Г. Бевзенко, Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий и др. // Матер. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления», Томск, 29–30 сентября 2008 г. – Томск: В-Спектр, 2009. – С. 81–84.

Дмитренко Илья Васильевич

Магистрант каф. ТУ ТУСУРа

Тел.: 8-923-417-3576

Эл. почта: ilyadmitren@mail.ru**Заболоцкий Александр Михайлович**

Канд. техн. наук, доцент каф. ТУ ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-34-39

Эл. почта: zabolotsky_am@mail.ru

Dmitrenko I.V., Zabolotsky A.M.

Analysis of the frequency response of the modal filter for rejection of radiated emissions of spacecraft onboard equipment

The models of following modal filters were built: with an end-of coupling, with active and passive conductors on one side of the substrate and the support on the other, with the front bond. The matrix of linear capacitance and inductance, the difference between the delays of even and odd modes of the signal were calculated. The frequency responses of the modal filter was received. The possibility of changing of the difference sign in linear modes delays in the structure with active and passive conductor on one side of the substrate and the support on the other are found.

Keywords: modal filters, frequency response, modeling.

УДК 629.3.054.254

М.Ю. Катаев

Анализ содержания метана атмосферы с помощью инфракрасных LED-диодов

Применение инфракрасных LED-диодов (Light Emitting Diode) для изучения газового состава атмосферы в настоящее время является малоизученным направлением. Особенность применения таких излучателей в том, что полоса излучения составляет от нескольких десятков, до сотен обратных сантиметров. Это приводит к тому, что при применении широкополосного приемника одновременно, помимо исследуемого, участвует в поглощении излучения LED-диодов сразу несколько атмосферных газов, затрудняя решение обратной задачи концентрационного анализа. В статье приводятся описание методики и результаты численного моделирования задачи оценки содержания метана с помощью газоанализатора на основе инфракрасных LED-диодов.

Ключевые слова: атмосферный метан, LED-светодиоды, методы обработки и анализа.

Метан (CH_4) – один из важных для человечества естественных газов. Концентрация метана формируется из биохимических, геохимических и антропогенных процессов [1]. Метан относится к «парниковым» газам, являясь третьим (после CO_2 и H_2O) по важности «парниковым» газом [2]. Естественные и антропогенные факторы вызывают необходимость постоянного слежения за ростом и изменениями концентрации приземного метана. Отметим, что задача измерения концентрации атмосферного метана решается давно и разработано множество приборов, основанных на различных принципах измерений (диодные лазеры, твердотельные и газовые лазеры, параметрические генераторы, спектрометрические и Фурье-спектрометры [2–6]).

Особое направление занимают задачи измерений больших концентраций метана, реализуемые, например, при решении технологических задач на химическом производстве, перекачке нефти и газа в случае утечек, а также в угольных шахтах. Известные подходы измерения больших концентраций, основанные на химических, газохроматографических и даже оптических методах, имеют большое время срабатывания на быстрые изменения концентрации и большие погрешности. Это требует разработки простых и надежных в работе газоанализаторов концентрации метана.

Описание методики. Рассмотрим кратко методические особенности измерений концентрации газов методом дифференциального поглощения оптическими абсорбционными газоанализаторами. Для контроля газового состава атмосферы необходимо иметь высокочувствительные к поглощению приборы, обладающие способностью измерять концентрации газов в большом динамическом диапазоне в многокомпонентных смесях. Одним из таких приборов является трассовый газоанализатор с различными видами лазерных источников излучения, например диодные лазеры, газовые лазеры CO_2 или СО или параметрические генераторы [2–6]. Для анализа содержания исследуемых газов на трассе используется излучение, проходящее в атмосфере путь от лазерного источника до отражателя (зеркало или топографическая мишень) и обратно. Задача определения концентраций газов из измеренных сигналов в общем случае сводится к решению системы линейных алгебраических уравнений. Точность решения возникающей системы уравнений зависит как от учета случайных погрешностей эксперимента, так и многочисленных систематических факторов (аэрозоль, поглощение газами смеси и др.).

Средняя по трассе концентрация искомого газа \bar{x} в методе дифференциального поглощения определяется из выражения [7]

$$\bar{x} = \frac{1}{2\Delta KL} \ln \left(C \cdot \frac{I(\lambda_{\text{off}})I_o(\lambda_{\text{on}})}{I(\lambda_{\text{on}})I_o(\lambda_{\text{off}})} \right) - \frac{\Delta\alpha_{\Sigma}(\lambda)}{2\Delta K}, \quad (1)$$

здесь C – константа калибровки; L – длина оптического пути; I, I_o – измеренное излучение и посланное на длинах волн on, off (on – излучение попадающее в линию, а off – излучение попадающее вне линии поглощения исследуемым газом), $\Delta\alpha_{\Sigma} = \alpha_{\Sigma}^{\text{on}} - \alpha_{\Sigma}^{\text{off}}$, $\Delta K = K_o^{\text{on}} - K_o^{\text{off}}$ – разность коэффициентов суммарных ослаблений (включая аэрозольное, континуальное и мешающих газов) и разность коэффициентов поглощения исследуемого газа.

Лазерные методы, работающие по принципу дифференциального поглощения, имеющие полуширину линии излучения уже полуширины линии поглощения (на уровне земли около $0,1 \text{ см}^{-1}$), имеют много особенностей при технической реализации. Эти особенности связаны с жесткой стабилизацией частоты линии генерации, температуры и др. Это усложняет техническую реализацию прибора, но делает измерения точными.

Известны и широко применяются газоаналитические оптические приборы, основанные на применении широкополосных источников излучения. Если газоанализатор, работающий по методу дифференциального поглощения, содержит источник излучения имеющего конечную спектральную величину $\Delta\lambda$, которая превышает среднюю полуширину линии поглощения, возникают особенности как технического плана, так и способа восстановления исследуемой концентрации. Особенность решения обратной задачи газоанализа в этом случае связана с нелинейной зависимостью измеряемой величины и анализируемой концентрации газа [7]. Это связано с тем, что спектры поглощения атмосферных газов имеют селективную структуру и поэтому искажаются в приемном тракте при использовании лазерного источника с шириной линии излучения $\Delta\lambda$, которая сравнима с шириной линии поглощения в приземных условиях.

Измеряемые сигналы связаны в этом случае со средней по трассе концентрацией исследуемого газа соотношением [7]

$$I(\lambda) = I(\lambda_0) S_{\text{app}}(\lambda) \eta(\lambda) e^{-2L\alpha_{\text{ac}}(\lambda)} \cdot \int_{\Delta\lambda} g(\lambda - \lambda') e^{-2L \sum_{j=1}^M K_j(\lambda) x_j} d\lambda, \quad (2)$$

где $S_{\text{app}}(\lambda)$, $\eta(\lambda)$ – аппаратные характеристики газоанализатора и чувствительность приемника; α_{ac} – коэффициент ослабления за счет аэрозоля и континуального поглощения, $g(\lambda)$ – нормированный контур линии излучения лазера.

В случае конечности ширины линии лазерного излучения объемный коэффициент поглощения газами определяется уже не линейным выражением

$$\alpha(\lambda) = \sum_{j=1}^M K_j(\lambda) x_j, \quad (3)$$

а нелинейным выражением вида [7]

$$\alpha_i^{\text{ef}} = -\frac{1}{2L} \ln \left[\int_{\Delta\lambda} g(\lambda - \lambda') \exp \left\{ -2L \sum_{j=1}^M K_j(\lambda') x_j \right\} d\lambda' \right], \quad i = \text{on, off}. \quad (4)$$

Из выражения (4) видно, что нелинейная зависимость коэффициента ослабления приводит к необходимости привлекать более сложные алгоритмы обработки данных измерений [8].

Влияние конечности ширины полосы источника излучения (при условии, что приемник излучения имеет частотный спектр шире или сравнимый с источником излучения) сказывается на уменьшении концентрации восстанавливаемой концентрации анализируемого газа. Можно отметить, что для исследования веществ, спектры которых гладкие и слабо зависят от длины волны (спектры многоатомных углеводородов), влияние аппаратной функции минимально. Для случая атмосферных газов (спектр поглощения которых является селективной) данный эффект можно учитывать различными способами.

LED-диоды ИК-излучения. В последнее десятилетие развитие техники привело к появлению новых источников генерации широкополосного ИК-излучения, так называемых LED-диодов [www.roithner-laser.com, www.ibsg-st-peterburg.com] или [http://www.ibsg.ru]. Самые популярные LED-излучатели в видимой области спектра применяются в разнообразных приложениях науки и техники, быту. В последнее десятилетие появились LED-излучатели, генерирующие в ИК-области спектра. Несмотря на то, что полоса генерации таких излучателей превышает $100\text{--}300 \text{ см}^{-1}$, они нашли широкое применение на практике, в том числе и в газоанализе [9–10]. Известны приборы для измерения таких газовых составляющих атмосферы, как H_2O , CO_2 , CO , CH_4 и др. В случае применения LED-диодов как излучателей, так и широкополосных приемников схемы измерителей газов получаются простыми, компактными и надежными в эксплуатации.

Для примера на рис. 1 приведены спектральные кривые излучения LED-диодов (LED 20, LED27, LED34) фирмы [www.ibsg-st-peterburg.com], предназначенных для измерения концентрации метана, и кривая чувствительности диодного приемника излучения (PR43) той же фирмы.

Спектроскопическая информация. Газоанализаторы, работающие на основе поглощения оптического излучения газами атмосферы, требуют знания коэффициентов поглощения, которые необходимы для расчета пропускания атмосферы и решения обратной задачи [см. формулы (1)–(4)]. Расчет коэффициентов поглощения газов, попадающих в область излучения ИК-LED-диодов, проводился на основе спектроскопической информации базы HITRAN-2008 [https://www.cfa.harvard.edu/hitran/]. Найдено, что в диапазон генерации ИК-LED-диодов попадает поглощение девяти газов: H₂O, CO₂, N₂O, CO, CH₄, NO, SO₂, NO₂, NH₃. На рис. 2, а–в показаны рассчитанные методом line-by-line коэффициенты поглощения для газов H₂O, CO₂, CH₄, имеющих заметное поглощение (учитывая реализуемую их среднюю концентрацию в приземном слое атмосферы [1]).

Рис. 1. Кривая чувствительности диодного приемника излучения PR43 в сравнении со спектральными кривыми излучения LED-диодов, используемых для детектирования метана

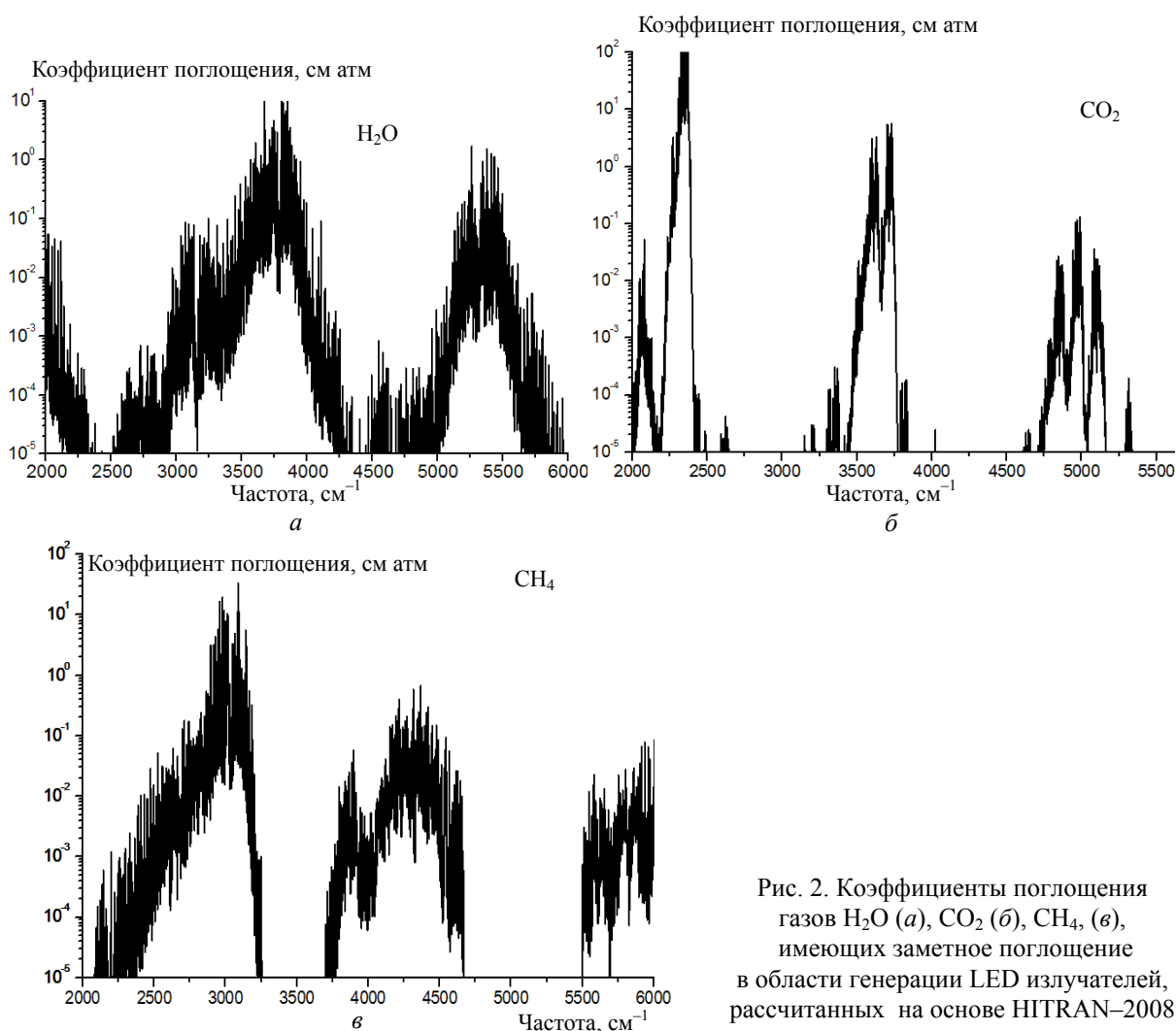
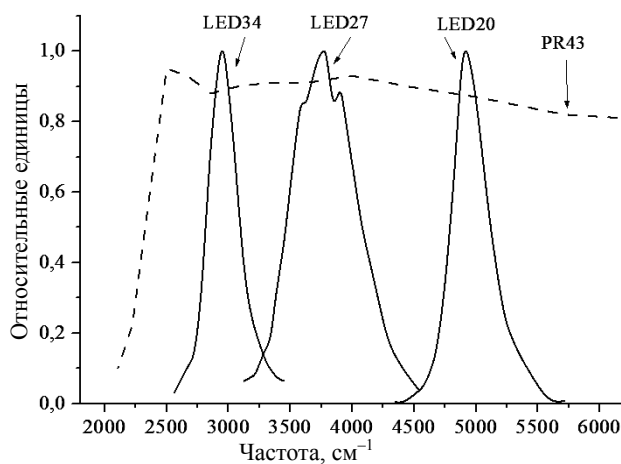


Рис. 2. Коэффициенты поглощения газов H₂O (а), CO₂ (б), CH₄, (в), имеющих заметное поглощение в области генерации LED излучателей, рассчитанных на основе HITRAN-2008

Решение обратной задачи. Решение задачи концентрационного газоанализа для случая, когда источник излучения является широкополосным, можно находить из минимизации функционала:

$$\Phi(x) = \sum_{i=1}^N (\tilde{T}_i - T(\lambda_i, x_1, \dots, x_M, g, \Delta\lambda))^2 \rightarrow \min_x \quad (5)$$

В общем случае уравнение (5) является нелинейным относительно искомым концентраций [см. выражения (2), (4)]. Существует много численных методов, позволяющих решать подобные уравнения. Известно, что скорость сходимости большинства методов решения обратных задач, и в некоторых случаях точность решения уравнения (5) существенно зависят от выбора начального приближения. В данном случае хорошим начальным приближением $\{\bar{x}_1, \dots, \bar{x}_M\}$ будет являться решение уравнения (6) в предположении монохроматичности зондирующего излучения для определенной заранее оптимальной пары длин волн исследуемого газа:

$$\bar{x} = \frac{-\ln(\tilde{T})}{2L\Delta K}, \quad (6)$$

где \tilde{T} – зарегистрированное пропускание атмосферы на трассе длиной L .

Имея начальное приближение, можно проводить линеаризацию и решать известными подходами типа Ньютона–Рафсона, Левенберга–Маркуарта и др., или решать прямо методами типа Ньютона. Однако при работе по этим методам необходимо оперировать большими спектроскопическими массивами данных. К тому же решение этими методами, как правило, включает много итераций. Все это снижает оперативность обработки экспериментальных данных и делает практически невозможным определение концентраций газов во время проведения эксперимента (режим реального времени).

Рассмотрим вариант поиска концентрации, например метана, на основе LED-диодов фирмы [www.ibsg-st-peterburg.com]. Схема эксперимента представлена на рис. 3.

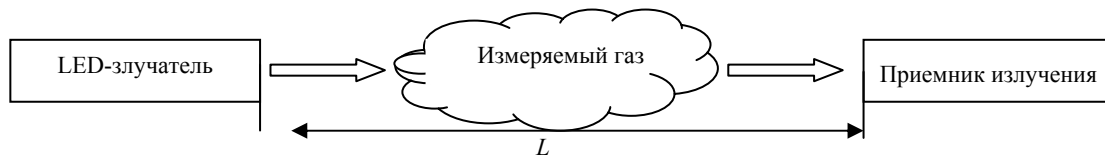


Рис. 3. Схема измерений

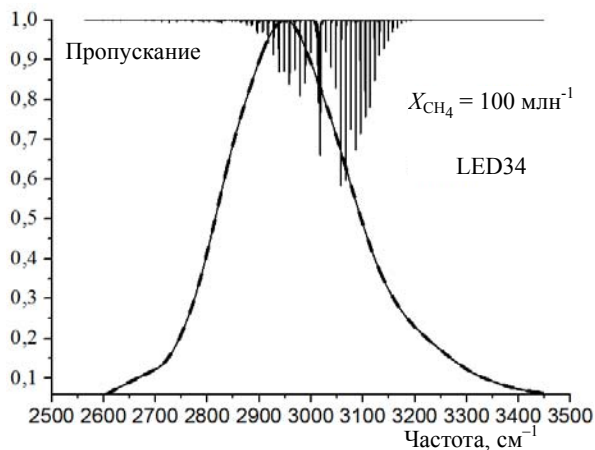


Рис. 4. Сравнение полосы излучения диода LED34 и полосы поглощения метана 3000 см^{-1} (3,3 мкм)

Для измерения концентрации CH_4 , согласно методу дифференциального поглощения, необходимо выбрать два спектральных канала, один из которых попадает в полосу поглощения изучаемого газа (ON), а второй – вне полосы поглощения (OFF). Анализируя спектры излучения LED-диодов и атмосферных газов (см. рис. 2, а–в) можно выбрать в качестве OFF – LED20, LED27, где поглощение метаном минимально, и опорного (ON) – LED34, где поглощение метаном максимально (рис. 4).

Отметим, что для измерений больших концентраций возникает два противоречащих условия, между которыми необходимо опытным путем или на основе численного моделирования искать согласованное решение. Первое условие – это длина оптического пути и второе – ослабление, за счет поглощения исследуемым газом ($\alpha(\lambda) = K(\lambda)x$). При определенных значениях указанных параметров пропускание стремится либо к своему максимальному ($T(\lambda) = 1$), либо к минимальному значению ($T(\lambda) = 0$), что затрудняет точное определение концентрации газов. Поэтому задача оптимальной длины трассы является актуальной при расчете подобных газоанализаторов.

Восстановление концентрации метана может быть выполнено по следующей методике. Рассчитаем OFF-сигнал по формуле

$$I(\text{LED20}) = \int_{-\Delta(\nu)/2}^{+\Delta(\nu)/2} I_o(\nu)\eta(\nu)\exp\{-L\alpha(\nu)\}d\nu \quad (7)$$

и ON-сигнал LED-излучателя по формуле

$$I(\text{LED34}) = \int_{-\Delta(\nu)/2}^{+\Delta(\nu)/2} I_o(\nu)\eta(\nu)\exp\{-LK(\nu)x - L\alpha(\nu)\}d\nu, \quad (8)$$

здесь мы предполагаем, что суммарное ослабление, не связанное с содержанием исследуемого газа в спектральных каналах примерно одинаковое и такое, что $(\alpha_{\text{LED34}}(\nu) - \alpha_{\text{LED20}}(\nu)) \approx 0$. Последнее условие легко реализуется, учитывая, что оптическая трасса является малой и спектральные каналы выбраны таким образом, что влияние поглощения мешающих газов минимально. При таких условиях влияние мешающих газов, имеющих малую концентрацию, становится минимальным (пропускание стремится к единице). Тогда из формул (7), (8) можно получить оценку искомой концентрации газа в виде

$$\frac{I(\text{LED34})}{I(\text{LED20})} \approx \exp\{-L\hat{K}x - L\Delta\alpha\}, \quad (9)$$

где \hat{K} – эффективный коэффициент поглощения, $\Delta\alpha = \alpha_{\text{LED34}}(\nu) - \alpha_{\text{LED20}}(\nu)$.

Ослабление за счет аэрозоля и континуального поглощения является слабоселективным в полосе излучения LED, что позволяет с хорошей точностью вынести его за знак интеграла.

Учитывая выражение (9), получим

$$x = \frac{1}{L\hat{K}} \ln \left\{ \frac{I(\text{LED20})}{I(\text{LED34})} \right\}. \quad (10)$$

В выражении (10) эффективный коэффициент поглощения K может быть получен, например, на основе выражения (4).

Результаты моделирования. Моделирование задачи восстановления концентрации метана проводилось для типичных условий атмосферы (влажность 100%, предположения, что концентрация CH_4 в момент выброса может достигать значения 1–3%). Расчеты коэффициентов поглощения проводились на основе данных базы спектроскопической информации HITRAN–2008. Величины аэрозольных коэффициентов ослабления для атмосферных условий (фоновая атмосфера и дымка) были взяты из [11]. Задачей моделирования является нахождение условий, когда детектирование повышенных концентраций метана в условиях атмосферы может быть осуществлено быстро, точно и надежно.

На основе выражения (2) проводилось моделирование сигналов при вариации расстояния L для оценки условий, когда влияние мешающих газов и аэрозольного ослабления было бы минимальным. Расстояние между приемником и излучателем взято равным 1 м. При таких расстояниях влияние континуального поглощения и аэрозольного ослабления является минимальным, и при рассмотрении обратной задачи необходимо учитывать только две газовые составляющие – H_2O (мешающий) и CH_4 (измеряемый). Влияние поглощения водяного пара можно компенсировать двумя возможными путями: ввести в прибор дополнительный канал измерений (следуя [www.ibsg-st-peterburg.com], выбрать LED16 как OFF и LED18 как ON-каналы) или брать содержание водяного пара из независимых измерений. Далее будем считать, что влияние поглощения водяного пара компенсировано тем или иным способом и его влияние минимально.

На рис. 5 представлены результаты восстановления концентрации метана по модельным данным газоанализатора на основе ИК-LED-излучателей при длине оптической трассы 1 м.

Можно отметить, что при сделанных допущениях при получении формулы (10), результаты моделирования, представленные на рис. 5, показывают точность восстановления концентрации метана, которой достаточно для использования на практике. Видно, что погрешность восстановления имеет минимум в районе концентрации метана 1000 млн^{-1} (1 ppm или миллионная доля млн^{-1}) и при более низких и высоких концентрациях резко возрастает. Это связано с тем, что при больших концентрациях пропускание очень малое и дальнейшее увеличение или уменьшение концентрации не позволяет прибору детектировать уверенно эти изменения. Однако, если ограничиться погрешностью восстановления в 10%, то существует коридор концентраций $800\text{--}1200 \text{ млн}^{-1}$, когда газоанализатор уверенно детектирует изменения в концентрации метана.

Подобную технологию можно применять и для более низких фоновых концентраций метана, что требует соответствующих расчетов и является предметом следующей статьи. Развитием предлагаемой методики может быть использование беспилотного носителя излучателя и приемника, а поверхности Земли как отражателя.

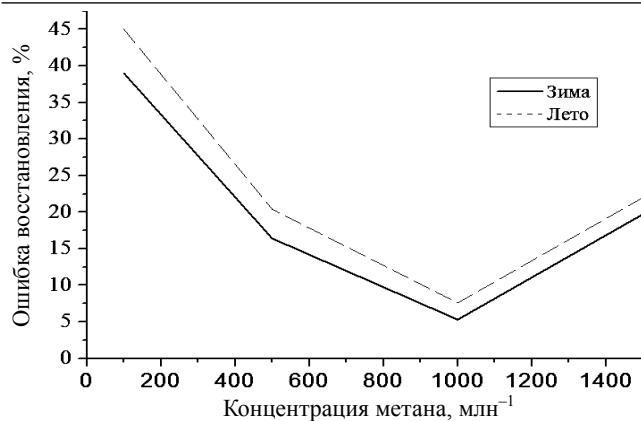


Рис. 5. Погрешность восстановления концентрации метана по модельным данным газоанализатора на основе ИК-LED-излучателей (для условий зимы и лета)

Заключение. В статье приведены результаты моделирования задачи восстановления концентрации метана газоанализатором, где в качестве излучателя и приемника находятся LED-диоды. За основы были выбраны LED-диоды известной фирмы [www.ibsg-st-peterburg.com], для которых и проведены расчеты. Проведенные расчеты показали, что возможно осуществление детектирования повышенной (относительно фоновой атмосферной) концентрации метана. Одним из вариантов решения поставленной задачи обнаружения повышенной концентрации газов может быть применение методик качественного анализа.

Литература

1. Karol I.L. The methane cycle // NATO ASI Series. – 1993. – Vol. 18. – 153 p.
2. Werle P. Near- and mid-infrared laser-optical sensors for gas analysis / P. Werle, F. Slemr, K. Maurer // Opt. Las. Engineering. – 2002. – Vol. 37. – P. 101–114.
3. Richter D. Development of an automated diode-laser-based multicomponent gas sensor / D. Richter, D.G. Lancaster, F.K. Tittel // App. Opt. – 2000. – Vol. 39, № 24. – P. 4444–4450.
4. Uehara K. Remote detection of methane with a 1.66- μm diode laser / K. Uehara, H. Tai // Appl. Opt. – 1992. – Vol. 31, № 6. – P. 809–812.
5. Mihalcea R.M. Diode laser sensor for measurements of CO, CO₂, and CH₄ in combustion flows / R.M. Mihalcea, D.S. Baer, R.K. Hanson // Appl. Opt. – 1997. – Vol. 36, № 33. – P. 8745–8747.
6. Hovde D.C. Measuring atmospheric methane and water vapor using near-infrared diode lasers / D.C. Hovde, J.A. Silver, A.C. Stanton // SPIE, Tunable diode laser spectroscopy, lidar, and DIAL technique. – 1994. – Vol. 2112. – P. 110–111.
7. Катаев М.Ю. Особенности решения обратной задачи газоанализа при измерениях ПГС спектрометром // VII междунар. симпозиум «Оптика атмосферы и океана». – Томск, 2000. – С. 11.
8. Тихонов А.Н. Методы решения некорректных задач / А.Н. Тихонов, В.Я. Арсенин. – М.: Наука, 1979. – 238 с.
9. Gao H.H. InAsSb/InAsSbP light emitting diodes for the detection of CO and CO₂ at room temperature / H.H. Gao, A. Krier, V. Sherstnev, Y. Yakovlev // J. Phys. D: Appl. Phys. – 1999. – № 32. – P. 1768–1770.
10. High power 4.6 μm light emitting diodes for CO detection / A. Krier, H.H. Gao, V. Sherstnev, Y. Yakovlev // J. Phys. D: Appl. Phys. – 1999. – № 32. – P. 1–2.
11. Зуев В.Е. Оптические модели атмосферы / В.Е. Зуев, Г.М. Креков. – Л.: Гидрометеоздат, 1986. – 225 с.

Катаев Михаил Юрьевич

Д-р техн. наук, профессор каф. автоматизированных систем управления (АСУ) ТУСУРа, профессор Юргинского технологического института (филиала) Национального исследовательского Томского политехнического университета
Тел.: 8-960-975-27 85, (382-2) 70-15-36
Эл. почта: kataev.m@sibmail.com

Kataev M.Yu.

Atmosphere methane concentration retrieving with the help of infrared LEDs

Nowadays the application of IR LEDs (light emitting diode) for measuring atmospheric gas concentration is a topic which is not studied profound enough. The main feature of applying such a light emitters is that the radiation band is very broad (from 10 to 100 cm^{-1}). Spectral broadband of a emitter and the receiver lead to the influence of other gases of an atmosphere absorption that effects on accuracy of the inverse task. The article presents a description of a technique and results of numerical modeling of a methane concentration retrieving with the help of a gas analyzer on the basis of infrared LEDs.

Keywords: atmospheric methane, LEDs, methods for processing and analysis.

УДК 004.85: 621.3.032.269

К.С. Сарин, А.В. Медовник, И.А. Ходашинский

Нечеткий аппроксиматор значения плотности тока в пучке электронов форвакуумного плазменного источника

Представлена нечеткая система, аппроксимирующая плотность тока в пучке электронов форвакуумного плазменного источника. Процессы, протекающие в электронных пучках форвакуумных диапазонов давлений, мало изучены, поэтому затруднено построение точных аналитических моделей этих процессов. В связи с этим предложено построение модели на основе экспериментальных данных. В качестве модели выбрана нечеткая система типа Такаги–Сугено. Структурная идентификация системы осуществлялась методом кусочно-линейной инициализации. Для параметрической идентификации были применены рекуррентный метод наименьших квадратов и метаэвристический алгоритм «кукушкин поиск». Адекватность полученной модели оценивалась среднеквадратичной ошибкой аппроксимации.

Ключевые слова: нечеткая система, идентификация, «кукушкин поиск», рекуррентный метод наименьших квадратов, электронный пучок, распределение плотности тока.

Генерация электронных пучков в форвакуумном диапазоне давлений (3–50 Па) позволяет осуществлять эффективную обработку материалов [1]. В статье [2] рассматривается форвакуумный источник электронов, использующий дуговой разряд с катодным пятном. Его применение позволяет значительно увеличить мощность плазменного источника по сравнению с существующими источниками, функционирующими на основе тлеющего разряда с полым катодом и в связи с этим имеющими ограничения по максимальному току и длительности импульса.

Важным параметром электронного пучка при осуществлении поверхностной обработки материалов является однородность плотности тока по сечению пучка, так как от распределения плотности зависят качество и эффективность модификации поверхности. В связи с этим возникает проблема определения зависимости плотности тока от параметров плазменного источника, расстояния от экстрактора источника и расстояния от центра пучка. Процессы, протекающие в электронных пучках форвакуумных диапазонов давлений, мало изучены, поэтому затруднено построение точных аналитических моделей этих процессов [3]. Поскольку возникают такие трудности, предлагается создание статистических или нечетких моделей на основе экспериментальных данных.

Цель настоящей работы заключается в нахождении зависимости плотности тока по сечению пучка от параметров импульса в форвакуумном источнике, расстояния от экстрактора источника и расстояния от центра пучка вдоль его сечения.

Экспериментальные данные. Эксперимент проводился на макете электронного источника с плазменным катодом на основе дугового разряда, описание макета дано в работе [2]. Постоянное ускоряющее напряжение U (4–8 кВ) формировалось высоковольтным блоком электропитания. Давление p (3–8 Па) регулировалось напуском рабочего газа непосредственно в камеру. Ток разряда I варьировался в пределах от 20 до 60 А.

Регистрация распределения плотности тока пучка j (А/см²) осуществлялась с помощью плоского зонда, который был помещен в металлический заземленный экран с коллимирующим отверстием диаметром 3 мм. Зонд устанавливался на двухкоординатную систему перемещения. Радиальная координата r отсчитывалась от оси симметрии источника электронов, которая совпадает с центром катода, а вертикальная координата L – от экстрактора. L изменялась в диапазоне от 75 до 275 мм, а r – от –60 до 60 мм [2].

В результате серии экспериментов была сформирована таблица наблюдений, выходным признаком которой является плотность тока по сечению пучка источника. Таблица размером 625 наблюдений включает пять входных признаков: U – ускоряющее напряжение, p – давление остаточного газа, I – ток разряда, r – радиальная координата и L – вертикальная координата от экстрактора.

Нечеткий аппроксиматор. Нечеткий аппроксиматор – это нечеткая система типа Такаги–Сугено [4]. Основная идея этих систем заключается в разделении пространства входных переменных на области, в которых поведение моделируемой системы можно описать с помощью простых

функций, чаще всего линейных. Правила нечеткой системы типа Такаги–Сугено имеют следующий вид:

IF $x_1 = A_{1i}$ AND $x_2 = A_{2i}$ AND ... AND $x_n = A_{ni}$ THEN $y = d_{0i} + d_{1i}x_1 + \dots + d_{ni}x_n$,

где A_{ji} – лингвистический терм, которым оценивается входная переменная x_j ; выход y задается линейной функцией от входных переменных.

Выход нечеткого аппроксиматора определяет следующее отображение:

$$f(\mathbf{x}; \boldsymbol{\theta}, \mathbf{D}) = \frac{\sum_{i=1}^R \prod_{j=1}^n \mu(x_j; c_{ij}, \sigma_{ij}) \cdot (d_{0i} + d_{1i}x_1 + \dots + d_{ni}x_n)}{\sum_{i=1}^R \prod_{j=1}^n \mu(x_j; c_{ij}, \sigma_{ij})}, \quad (1)$$

где \mathbf{x} – входной вектор; R – число правил; n – число входных переменных; μ – функция принадлежности гауссового типа, имеющая вид $\mu(x_j; c_{ji}, \sigma_{ji}) = \exp(-((x_j - c_{ji}) / \sigma_{ji})^2)$; $\boldsymbol{\theta}$ – матрица параметров функций принадлежности правил нечеткого аппроксиматора; \mathbf{D} – матрица параметров линейных функций консеквентов правил нечеткого аппроксиматора.

Построение нечеткого аппроксиматора заключается в подборе структуры системы и параметров $\boldsymbol{\theta}$ и \mathbf{D} . В данной работе построение осуществлялось на основе таблицы наблюдений. Для имеющейся таблицы качество аппроксимации проверялось методом кроссвалидации [5]. Согласно этому методу таблица наблюдений была разделена на обучающую и тестовую в отношении 4:1. Обучающая часть таблицы имеет вид $\{(\mathbf{x}_p; t_p), p = 1, \dots, m\}$, а тестовая $\{(\mathbf{x}_p; t_p), p = 1, \dots, s\}$, где \mathbf{x}_p – вектор входных значений, а t_p – выход. С помощью обучающей части осуществлялось построение аппроксиматора, а на тестовой проводилась оценка качества аппроксимации, которая в данной работе выражается среднеквадратичной ошибкой (Mean Squared Error, *MSE*):

$$MSE(\boldsymbol{\theta}, \mathbf{D}) = \frac{\sum_{p=1}^s (t_p - f(\mathbf{x}_p; \boldsymbol{\theta}, \mathbf{D}))^2}{s}. \quad (2)$$

Построение нечеткого аппроксиматора. Построение нечеткого аппроксиматора производилось в два этапа – структурная и параметрическая идентификация. На этапе структурной идентификации осуществлялось определение структурных характеристик нечеткой системы, таких как число нечетких правил и количество нечетких термов для каждого входного признака. На этапе параметрической идентификации в сформированной структуре подбирались параметры $\boldsymbol{\theta}$ и \mathbf{D} таким образом, чтобы среднеквадратичная ошибка *MSE*, вычисленная на обучающей части таблицы наблюдений, была минимальна.

Структурная идентификация производилась методом кусочно-линейной инициализации [6], который относится к методам кластеризации. В методах этого типа входные данные собираются в группы по определенному условию, каждая такая группа ассоциируется с правилом нечеткой системы. Условием образования кластера в этом методе является порог среднеквадратичной ошибки между данными в кластере и аппроксимирующей эти данные линейной функцией, найденной с помощью метода наименьших квадратов.

Параметрическая идентификация осуществлялась с помощью метаэвристического алгоритма «кукушкин поиск» [7] для нахождения параметров $\boldsymbol{\theta}$ и рекуррентным методом наименьших квадратов [8] для нахождения параметров \mathbf{D} .

Оптимизационный алгоритм «кукушкин поиск» (АКП) – метаэвристика, основанная на имитации способа размножения кукушки, когда она находит недавно построенные гнезда и подкладывает в них свои яйца (заменяет своими), которые в итоге могут быть выкинуты хозяином гнезда. В основе алгоритма лежат три следующих правила: 1) кукушка откладывает по одному яйцу в случайно выбранное гнездо, которое представляет собой решение; 2) часть лучших решений будет перенесена в следующее поколение; 3) количество гнезд фиксировано, и есть вероятность того, что хозяин может обнаружить чужое яйцо; в этом случае хозяин может выбросить яйцо из гнезда или вовсе отказаться от гнезда и построить новое на новом месте.

Важной составляющей АКП является использование полетов Леви для локального и глобального поиска. Процесс полета Леви является случайным блужданием, которое характеризуется серией скачков, обусловленных функцией плотности вероятности с «толстыми» хвостами, за счет которых

вероятность значительных отклонений от среднего больше, чем у нормального распределения. Пошаговое описание алгоритма для оптимизации параметров θ нечеткой системы дано в [9, 10].

Рекуррентный метод наименьших квадратов (РМНК), используемый в данной работе, позволяет подобрать коэффициенты линейной функции, которая наилучшим образом будет аппроксимировать экспериментальные данные. Преимущество РМНК перед обычным методом наименьших квадратов состоит в том, что он позволяет работать с линейно зависимыми и зашумленными данными. Чтобы воспользоваться этим методом для оптимизации параметров \mathbf{D} , приведем выражение (2) к виду, в котором выход нечеткой системы является линейной функцией, коэффициентами которой будут параметры \mathbf{D} . Для этого введем следующее обозначение:

$$\beta_i = \frac{\prod_{j=1}^n \mu(x_j; c_{ij}, \sigma_{ij})}{\sum_{i=1}^R \prod_{j=1}^n \mu(x_j; c_{ij}, \sigma_{ij})}. \quad (3)$$

Используя обозначение (3), выход нечеткого аппроксиматора принимает следующий вид:

$$f(\mathbf{x}; \theta, \mathbf{D}) = \sum_{i=1}^R (d_{0i} \beta_i + d_{1i} x_1 \beta_i + \dots + d_{ni} x_n \beta_i). \quad (4)$$

Выражение (4) показывает, что выход нечеткого аппроксиматора является линейной функцией с коэффициентами \mathbf{D} при переменных $\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_R, x_1 \beta_1, x_2 \beta_1, \dots, x_n \beta_1, x_1 \beta_2, \dots, x_n \beta_2$. Чтобы найти \mathbf{D} , необходимо знать экспериментальные значения этих переменных, которые находятся с помощью обучающей таблицы наблюдений. Представим эти значения в виде матрицы \mathbf{Z} размерностью $m \times R(n+1)$:

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} \beta_{11} & \dots & \beta_{R1} & x_{11} \beta_{11} & \dots & x_{11} \beta_{R1} & \dots & x_{n1} \beta_{11} & \dots & x_{n1} \beta_{R1} \\ \vdots & & \vdots & \vdots & & \vdots & & \vdots & & \vdots \\ \beta_{1m} & \dots & \beta_{Rm} & x_{1m} \beta_{1m} & \dots & x_{1m} \beta_{Rm} & \dots & x_{nm} \beta_{1m} & \dots & x_{nm} \beta_{Rm} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

где β_{ij} обозначает значение β_i для элемента \mathbf{x}_j обучающих данных таблицы наблюдений, а x_{lj} – его l -й признак. Выходы обучающей части таблицы наблюдений представим в виде вектора $\mathbf{T} = [t_1 \dots t_m]^T$, а параметры \mathbf{D} в виде $\mathbf{D} = [d_{01} \dots d_{0R} \ d_{11} \dots d_{1R} \ \dots \ d_{n1} \dots d_{nR}]^T$, k -й столбец матрицы \mathbf{Z} будем обозначать \mathbf{Z}_k . Тогда $\mathbf{D} = \mathbf{D}_k$, где \mathbf{D}_k рекурсивно вычисляется по следующей схеме:

$$\mathbf{D}_k = \mathbf{D}_{k-1} + \frac{\mathbf{P}_{k-1} \mathbf{Z}_k}{1 + \mathbf{Z}_k^T \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{Z}_k} (\mathbf{T}_k - \mathbf{Z}_k^T \mathbf{D}_{k-1}), \quad (6)$$

$$\mathbf{P}_k = \mathbf{P}_{k-1} - \frac{\mathbf{P}_{k-1} \mathbf{Z}_k \mathbf{Z}_k^T \mathbf{P}_{k-1}}{1 + \mathbf{Z}_k^T \mathbf{P}_{k-1} \mathbf{Z}_k}, \quad (7)$$

где $k = 1, 2, \dots, m$; $\mathbf{P}_0 = \alpha \mathbf{I}$ матрица размерностью $R(n+1) \times R(n+1)$; α – большое число (в данной работе использовалось 10^{100}); \mathbf{I} – единичная матрица; \mathbf{D}_0 – вектор размера $R(n+1)$, элементы которого равны 0.

Результаты. После построения нечеткого аппроксиматора указанным выше способом среднеквадратичная ошибка аппроксимации MSE плотности тока в пучке электронов на обучающей части таблицы наблюдений составила 0,0083, а на тестовой 0,006. База правил нечеткого аппроксиматора состоит из четырех правил и приведена ниже:

R1: IF $L = \mu(L; 274.884, 122.535)$ AND $p = \mu(p; 5.842, 4.61)$ AND $U = \mu(U; 7.026, 4)$
 AND $I = \mu(I; 51.955, 30.12)$ AND $r = \mu(r; 33.987, 23.961)$ THEN
 $j = -0.166 + 0.002L - 0.011p - 0.003U + 0.006I - 0.009r$
 R2: IF $L = \mu(L; 271.666, 143.821)$ AND $p = \mu(p; 4.02, 3.744)$ AND $U = \mu(U; 5.353, 2.914)$ AND
 $I = \mu(I; 31.189, 38.273)$ AND $r = \mu(r; -56.868, 32.479)$ THEN
 $j = -0.585 + 0.004L - 0.017p - 0.012U + 0.006I + 0.007r$
 R3: IF $L = \mu(L; 116.994, 70.315)$ AND $p = \mu(p; 6.452, 4.51)$ AND $U = \mu(U; 7.372, 3.881)$ AND
 $I = \mu(I; 34.944, 39.691)$ AND $r = \mu(r; 57.785, 116.179)$ THEN
 $j = -0.117 + 0.001L + 0.02p + 0.014U + 0.006I - 0.003r$

R4: IF $L = \mu(L; 270.534, 43.879)$ AND $p = \mu(p; 6.72, 4.927)$ AND $U = \mu(U; 7.877, 1.852)$ AND $I = \mu(I; 59.648, 11.499)$ AND $r = \mu(r; -0.487, 5.331)$ THEN $j = 6.453 - 0.049L + 0.556p + 1.068U - 0.013I + 0.107r$

Результат работы аппроксиматора приведен на рис. 1, причем на рис. 1, б и г изображена работа в режиме прогнозирования, поскольку на этих срезах не было экспериментальных данных из таблицы наблюдений.

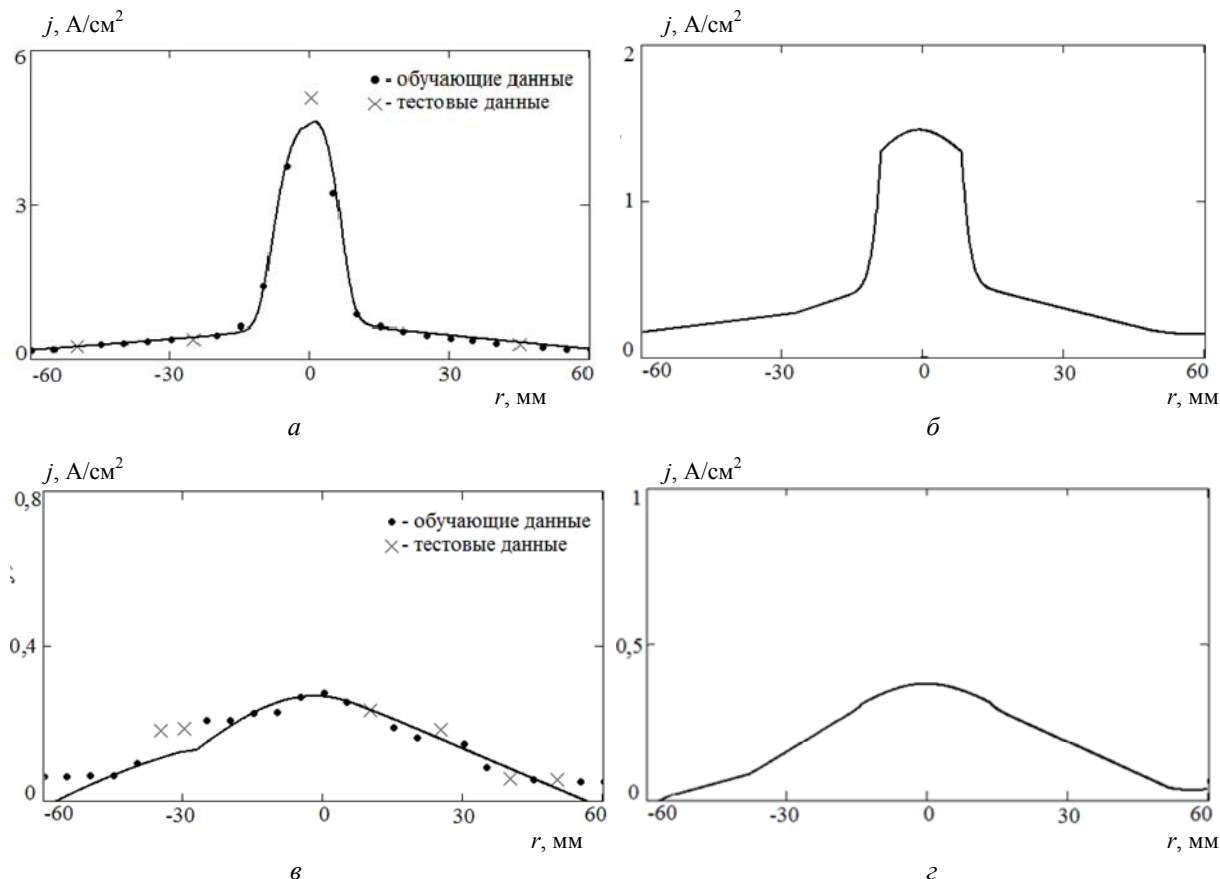


Рис. 1. Зависимость плотности тока пучка электронов j от радиальной координаты r :

$a - L = 275, p = 8, U = 8, I = 60;$ $б - L = 200, p = 4, U = 8, I = 50;$
 $в - L = 170, p = 3, U = 8, I = 20;$ $г - L = 190, p = 4, U = 7, I = 30$

Заключение. Представленный в работе нечеткий аппроксиматор позволяет получать значения плотности тока в пучке электронов форвакуумного плазменного источника, задав на входе аппроксиматора произвольные значения ускоряющего напряжения, давления остаточного газа, ток разряда, радиальной координаты и вертикальной координаты. Ошибка аппроксимации не превышает допустимый инженерный уровень, что позволяет сделать вывод о практической применимости описанного подхода для аппроксимации и прогнозирования.

Литература

1. Бурдовицин В.А. О возможности электронно-лучевой обработки диэлектриков плазменным источником электронов в форвакуумной области давлений / В.А. Бурдовицин, А.С. Климов, Е.М. Окс // Письма в Журнал технической физики. – 2009. – Т. 35, № 11. – С. 61–66.
2. Форвакуумный импульсный плазменный источник электронов на основе дугового разряда / А.В. Казаков, В.А. Бурдовицин, А.В. Медовник, Е.М. Окс // Приборы и техника эксперимента. – 2013. – № 6. – С. 50–53.
3. Park H.W. Large pulsed electron beam surface treatment of translucent PMMA / H.W. Park, I. Lee // Applied Surface Science. – 2014. – Vol. 308. – P. 311–315.
4. Takagi T. Fuzzy identification of systems and its application to modeling and control / T. Takagi, M. Sugeno // IEEE Transaction Systems, Man and Cybernetics. – 1985. – Vol. 15. – P. 116–132.

5. Kohavi R. A study of cross-validation and bootstrap for accuracy estimation and model selection // International Joint Conferences on Artificial Intelligence. – 1995. – Vol. 2, № 12. – P. 1137–1145.
6. Сарин К.С. Метод кусочно-линейной инициализации нечетких систем типа Такаги–Сугено / К.С. Сарин, И.А. Ходашинский // Робототехника и искусственный интеллект: матер. VI Всерос. науч.-техн. конф. с междунар. участием / Сиб. федер. ун-т. – Красноярск: Центр информации, ЦНИ «Монография». – 2014. – С. 147–152.
7. Yang X.-S. Engineering optimisation by cuckoo search / X.-S. Yang, S. Deb // International Journal of Mathematical Modelling and Numerical Optimisation. – 2010. – Vol. 1. – P. 330–343.
8. Ljung L. Theory and practice of recursive identification / L. Ljung, T. Soderstrom. – Cambridge, MA: MIT Press, 1983. – 528 p.
9. Ходашинский И.А. Идентификация параметров нечетких аппроксиматоров и классификаторов на основе алгоритма «кукушкин поиск» / И.А. Ходашинский, Д.Ю. Минина, К.С. Сарин // Автоматика. – 2015. – Т. 51, № 3. – С. 27–34.
10. Hodashinsky I. A. Identification of the Parameters of Fuzzy Approximators and Classifiers Based on the Cuckoo Search Algorithm / I.A. Hodashinsky, D.Yu. Minina, K.S. Sarin // Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing. – 2015. – Vol. 51, № 3. – P. 234–240.

Сарин Константин Сергеевич

Ассистент каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем (КИБЭВС) ТУСУРа

Тел.: +7 (382-2) 70-15-29

Эл. почта: sks@security.tomsk.ru

Медовник Александр Владимирович

Канд. техн. наук, доцент каф. физики ТУСУРа

Тел.: +7 (382-2) 41-33-69

Эл. почта: medovnikav@mail.ru

Ходашинский Илья Александрович

Д-р техн. наук, профессор каф. КИБЭВС ТУСУРа

Тел.: +7 (382-2) 90-01-11

Эл. почта: hodashn@rambler.ru

Sarin K.S., Medovnik A.V., Hodashinsky I.A.

Fuzzy approximator for determining the value of the current density in the electron beam of foreline plasma source

This paper presents a fuzzy system for approximation the value of the current density in the electron beam of foreline plasma source. Because of insufficient knowledge about the behavior of the arc cathode spot in the operating pressure range of foreline plasma electron sources, it is difficult to construct accurate analytical models describing this behavior. Thus, we propose to construct such a model based on experimental data. As the mathematical model, we use a fuzzy system of Takagi-Sugeno type. For structure identification of this system, we propose the method of piecewise linear initialization. For parameter identification of the system, we use the recursive least-square method and the cuckoo search optimization algorithm. Validity of the model is evaluated in terms of the mean square error, which is shown not to exceed the tolerable level.

Keywords: fuzzy system, identification, cuckoo search algorithm, recursive least squares method, electron beam, current density

УДК 004.94:537.533

И.Ю. Бакеев, А.В. Медовник, А.В. Казаков

Моделирование распространения электронного пучка, генерируемого форвакуумным источником на основе дугового разряда

Разработана модель распространения широкоапертурного электронного пучка, генерируемого форвакуумным источником электронов на основе дугового разряда, описывающая поведение электронов пучка и частиц, образующихся при ионизации электронами молекул остаточного газа (пучковой плазмы). В результате моделирования определена роль механизмов, отвечающих за изменение распределения плотности тока широкоапертурного сильнооточного пучка в форвакуумной области давлений: его сжатие обусловлено действием собственного магнитного поля, в то время как взаимодействие с остаточным газом вызывает рассеяние пучка.

Ключевые слова: электронный пучок, форвакуум, моделирование.

В настоящее время импульсные электронные пучки находят широкое применение для поверхностной обработки различных материалов [1–4]. При этом пучки, генерируемые форвакуумными источниками электронов, позволяют осуществлять поверхностную обработку диэлектриков (различных марок керамики, полимеров и др.) [5]. При генерации широкоапертурных пучков форвакуумными источниками на основе дугового разряда [6], как и для источников электронных пучков традиционного диапазона давлений, встает вопрос об обеспечении однородности плотности тока по сечению пучка для равномерной обработки поверхности изделий. Использование перераспределяющего электрода [7] в разрядном промежутке источника на основе дугового разряда позволяет улучшить равномерность радиального распределения концентрации плазмы вблизи эмиссионной границы и вследствие этого обеспечить генерацию однородного по сечению пучка. Одна из причин, приводящая к изменению распределения сильнооточного электронного пучка при его распространении в традиционном диапазоне давлений, как отмечено в [7], состоит в сжатии пучка под действием собственного магнитного поля. В то же время, как утверждают авторы [8], в форвакуумном диапазоне давлений рассеяние электронов на молекулах остаточного газа приводит к обратному эффекту, его уширению. Таким образом, вопрос о сохранении однородности плотности тока широкоапертурного сильнооточного пучка при его распространении в форвакуумном диапазоне давлений остается открытым. Цель настоящей работы состояла в моделировании распространения широкоапертурного сильнооточного электронного пучка и поведения частиц образованной пучковой плазмы для выявления процессов, определяющих радиальное распределение плотности тока пучка по мере его распространения в форвакуумной области давлений.

Модель. Для решения задачи используется имитационный метод: на каждом временном шаге Δt осуществляется обработка поведения частиц на основании математического описания: движение электронов пучка под действием магнитного и электрического полей; образование заряженных частиц при ионизации молекул остаточного газа электронами пучка; движение заряженных частиц пучковой плазмы под действием электрического поля.

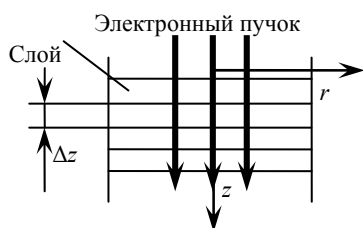


Рис. 1. Схема области распространения пучка:
 z, r – координаты;
 Δz – толщина слоя

Для решения задачи область распространения электронного пучка разбивается на слои малой толщины Δz перпендикулярно направлению пучка (рис. 1). В каждом слое рассматриваются радиальная составляющая электрического, азимутальная компонента магнитного поля и движение частиц плазмы в радиальном направлении.

Для описания электронов пучка используется метод крупных частиц [9], т.е. рассматривается распространение конечного (небольшого) числа групп, характеризующихся общими параметрами: координатами z, r ; проекциями скорости v_z (обусловленной ускоряющим напряжением) и v_r . Перемещение каждой группы осуществ-

вляется по двум координатам, причем при подсчете радиального ускорения, вызванного магнитным полем, для упрощения принимается, что электроны пучка распространяются вдоль оси z :

$$\begin{cases} z = z_0 + v_z \cdot \Delta t, \\ r = r_0 + v_{r0} \cdot \Delta t + \frac{a_r \cdot (\Delta t)^2}{2}, \\ v_r = v_{r0} + a_r \cdot \Delta t, \\ a_r = \frac{e}{m_e} (E + v_z \cdot B), \end{cases} \quad (1)$$

где z_0, r_0, v_{r0} – координаты и радиальная проекция скорости в предыдущий момент времени соответственно; z, r, v_r, v_z – координаты и проекции скорости в текущий момент времени соответственно; a_r – радиальное ускорение; e, m_e – заряд и масса электрона соответственно; E – напряженность электрического поля; B – индукция магнитного поля.

Помимо действия электрического и магнитного полей, направления скоростей у электронов пучка изменяются при рассеянии на молекулах остаточного газа. Моделирование отклонения в радиальном и азимутальном направлениях (рис. 2, а) при рассеянии осуществляется методом Монте-Карло [8] согласно формуле Резерфорда

$$\frac{dN(\theta)}{N_0} = na \left(\frac{2Ze^2}{m_e v^2} \right) \frac{2\pi \sin(\theta) d\theta}{4 \sin^4 \left(\frac{\theta}{2} \right)}, \quad (2)$$

где $dN(\theta)$ – число электронов, отклоненных на угол θ ; N_0 – общее число частиц; n – концентрация молекул остаточного газа; a – пройденный электронами путь; Z – зарядовое число; v – скорость электрона.

Каждый рассматриваемый слой разбивается на кольцевые области (рис. 2, б). Каждая такая область характеризуется значением потенциала ϕ (напряженности E) электрического поля, индукции магнитного поля B , количеством частиц электронов и ионов плазмы в данной области.

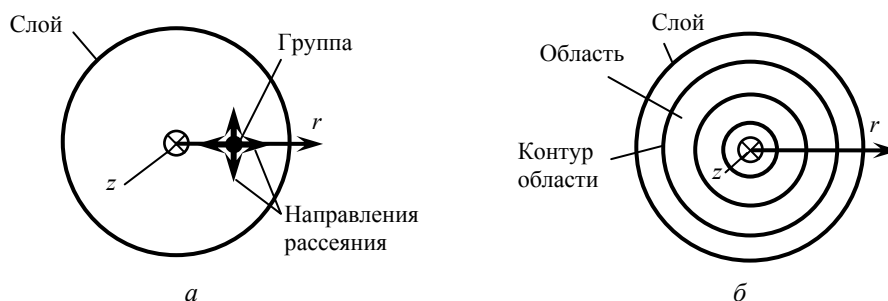


Рис. 2. Схема рассеяния электронов пучка на молекулах остаточного газа (а) и схема деления слоев на кольцевые области (б)

Число ионизированных электронами пучка молекул N_i (образованных электронов и ионов пучковой плазмы) при прохождении пучком толщины слоя Δz определяется исходя из эффективного сечения ионизации σ_i :

$$N_i = \sqrt{2} \cdot \Delta z \cdot N_e \cdot n \cdot \sigma_i, \quad (3)$$

где N_e – число прошедших электронов пучка.

Распределение потенциала в каждом слое определяется уравнением Пуассона в цилиндрической системе координат. Индукция магнитного поля B определяется, исходя из теоремы о циркуляции вектора магнитной индукции.

Перемещение частиц плазмы осуществляется согласно формуле

$$r = r_0 + \mu \cdot E \cdot \Delta t, \quad (4)$$

где μ – подвижность.

Помимо движения частиц плазмы под действием электрического поля, учитывается их тепловое расширение, для чего частицам задаются скорости согласно распределению Максвелла:

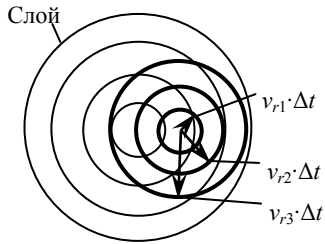


Рис. 3. Перемещение частиц плазмы за счет теплового расширения

$$\Delta N = N \cdot \sqrt{\frac{m}{2 \cdot \pi \cdot k \cdot T}} \cdot \exp\left(-\frac{m \cdot v_r^2}{2 \cdot k \cdot T}\right) \Delta v, \quad (5)$$

где ΔN – количество частиц, обладающих скоростью v_r ; m – масса частицы; k – постоянная Больцмана; T – температура частиц плазмы; v_r – средняя тепловая скорость частиц; Δv – шаг разбиения по скоростям. При этом максимально возможной тепловой скоростью считается скорость, соответствующая значению функции плотности вероятности, равному 0,1% от максимума распределения.

Считается что движение частиц, обладающих скоростью v_r , происходит равномерно во все стороны. Из каждой области строятся окружности радиусом $v_r \cdot \Delta t$ (рис. 3). Число частиц N_S , перемещаемых в соседние области, равно

$$N_S = \Delta N \frac{l_S}{l}, \quad (6)$$

где l_S – длина дуги, пересекающая площадь области, в которую происходит перемещение, l – длина дуги.

Результаты моделирования и сравнение с экспериментом. На рис. 4, а представлены расчетные радиальные распределения потенциала на уровне экстрактора в различные моменты времени. В начальный момент времени распределение потенциала обусловлено лишь имеющимися электронами пучка. По мере их распространения в области движения образуются ионизованные газовые молекулы и медленные электроны, причем медленные электроны под действием электрического поля выталкиваются на периферию, чем обеспечивается накопление положительных ионов. С течением времени (спустя десятки наносекунд) накопление ионов в области распространения пучка приводит к нейтрализации электрического заряда электронов пучка, т.е. образуется пучковая плазма. Высокое значение потенциала плазмы относительно стенок камеры обусловлено наличием вытолкнутых на периферию медленных электронов. Дальнейший разлет медленных электронов и попадание их на стенки камеры приводят к снижению потенциала плазмы. За счет тепловых скоростей частиц происходит медленное расширение пучковой плазмы в радиальном направлении, причем плазма отделяется от остального пространства потенциальным барьером величиной порядка 4 В. Радиальное распределение индукции магнитного поля (рис. 4, б) с течением времени не меняется и зависит лишь от радиального распределения плотности тока пучка. Таким образом, в форвакуумной области давлений радиальное распределение плотности тока электронного пучка по мере его распространения определяют лишь сила Лоренца, направленная к центру пучка, и рассеяние электронов на молекулах остаточного газа.

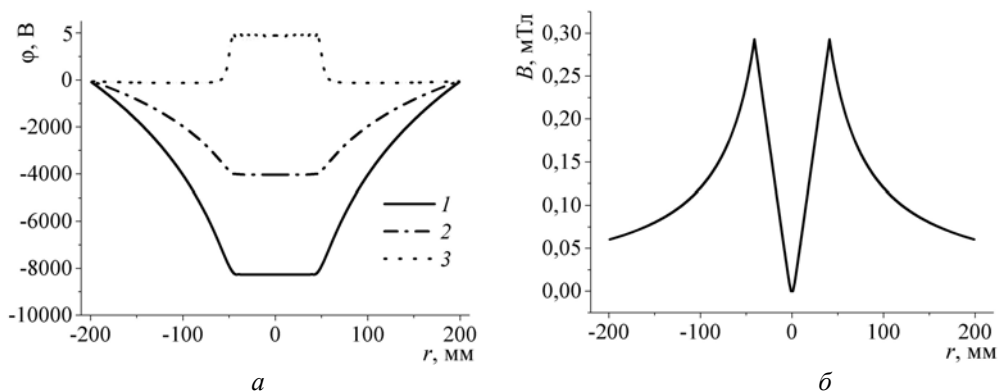


Рис. 4. Радиальные распределения потенциала ϕ на уровне экстрактора в различные моменты времени t после начала приложения импульса (а) (ток пучка $I_b = 45$ А, радиус пучка $R_b = 40$ мм, распределение плотности тока пучка равномерное) и радиальное распределение индукции магнитного поля B , создаваемого электронным пучком на уровне экстрактора (б): $1 - t = 5 \cdot 10^{-8}$ с; $2 - t = 5 \cdot 10^{-7}$ с; $3 - t = 3 \cdot 10^{-6}$ с

Эксперименты по измерению параметров пучка по мере его распространения проведены на макете электронного источника, описание конструкции которого и методика экспериментов изложены в [10]. Сопоставление расчетных и экспериментальных распределений плотности тока показано на

рис. 5. Как можно заметить, сжатие пучка происходит по мере его распространения (рис. 5, а), причем сжатие усиливается с возрастанием тока пучка (рис. 5, б). При сравнении экспериментальных и расчетных данных обнаруживается удовлетворительное совпадение.

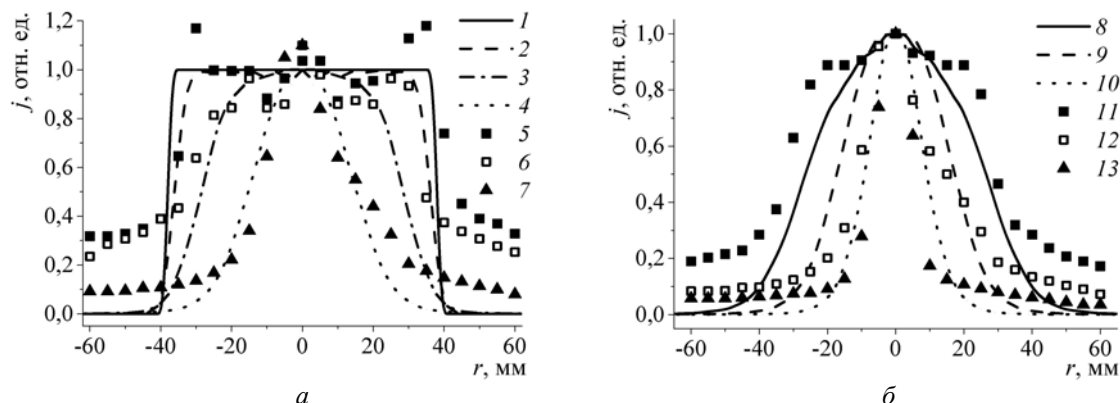


Рис. 5. Радиальные распределения плотности тока пучка j на различных расстояниях z от экстрактора (а – $I_b = 30$ А, $P = 8$ Па, ускоряющее напряжение $U_a = 8$ кВ) и при различных токах пучка I_b (б – $z = 275$ мм, $P = 8$ Па, ускоряющее напряжение $U_a = 8$ кВ): 1 – $z = 0$ мм; 2, 5 – $z = 75$ мм; 3, 6 – $z = 170$ мм; 4, 7 – $z = 275$ мм; 8, 11 – $I_b = 15$ А; 9, 12 – $I_b = 30$ А; 10, 13 – $I_b = 45$ А; 1–4, 8–10 – расчетные результаты; 5–7, 11–13 – экспериментальные данные

Заключение. Впервые разработана модель распространения широкоапертурного электронного пучка, генерируемого форвакуумным источником электронов на основе дугового разряда, описывающая поведение электронов пучка и частиц, образующихся при ионизации электронами молекул остаточного газа (пучковой плазмы). Как показали экспериментальные и расчетные данные, однородность пучка заметно ухудшается при распространении в форвакуумной области давлений: на расстоянии 275 мм от экстрактора пучок значительно сужается и имеет выраженный максимум распределения плотности тока на оси пучка. В результате моделирования определена роль механизмов, отвечающих за изменение распределения плотности тока: его сжатие обусловлено действием собственного магнитного поля. В то же время на пучок оказывает существенное влияние рассеяние электронов на молекулах остаточного газа. При сравнении расчетных и экспериментальных данных обнаруживается удовлетворительное совпадение, что свидетельствует о справедливости положений модели. Разработанная модель позволяет более обоснованно подходить к конструированию и применению форвакуумных источников электронов на основе дугового разряда.

Литература

1. Pulsed electron-beam technology for surface modification of metallic materials / D.I. Proskurovsky, V.P. Rotshtein, G.E. Ozur et al. // J. Vac. Sci. Technol. – 1998. – A 16 (4). – P. 2480–2488.
2. Surface alloying by pulsed intense electron beams / G. Mueller, V. Engelko, A. Weisenburger, A. Heinzl // Vacuum. – 2005. – Vol. 77. – P. 469–474.
3. Bacterial Inactivation Using Low-Energy Pulsed-Electron Beam / P.R. Chalise, M.S. Rahman, H. Ghomi et al. // IEEE Transactions on plasma science. – 2004. – Vol. 32, № 4. – P. 1532–1539.
4. Murray J.W. Repair of EDM induced surface cracks by pulsed electron beam irradiation / J.W. Murray, A.T. Clare // Journal of Materials Processing Technology. – 2012. – Vol. 212. – P. 2642–2651.
5. Surface structure of alumina ceramics during irradiation by a pulsed electron beam / V.A. Burdovitsin, E.S. Dvilis, A.V. Medovnik et al. // Tech. Phys. – 2013. – Vol. 58, № 1. – P. 111–113.
6. A Forevacuum Pulse Arc-Discharge-Based Plasma Electron Source / A.V. Kazakov, V.A. Burdovitsin, A.V. Medovnik, E.M. Oks // Instruments and Experimental Techniques. – 2013. – Vol. 56, № 6. – P. 659–662.
7. Devyatkov V.N. Generation and transport of high-current, low-energy electron beam in a system with a gas filled diode / V.N. Devyatkov, N.N. Koval, P.M. Shchanin // Tech. Phys. – 1998. – Vol. 43, № 1. – P. 39–43.
8. Золотухин Д.Б. Моделирование методом Монте-Карло упругого и неупругого рассеяния электронного пучка в газе / Д.Б. Золотухин, В.А. Бурдовицин // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 2(26), ч. 2. – С. 55–58.

9. Birdsall C.K. Plasma Physics via Computer simulation / C.K. Birdsall, A.V. Langdon. – McGraw-Hill Book Company, 1985 – 504 p.

10. Распределение плотности тока электронного пучка, генерируемого импульсным форвакуумным плазменным источником электронов на основе дугового разряда / А.В. Казаков, А.В. Медовник, В.А. Бурдовицин, Е.М. Окс // Изв. вузов. Физика. – 2014. – Т. 57, № 11–3. – С. 68–72.

Бакеев Илья Юрьевич

Мл. науч. сотрудник, аспирант каф. физики ТУСУРа

Тел.: 8-953-953-17-26

Эл. почта: bakeeviyu@mail.ru

Медовник Александр Владимирович

Канд. техн. наук, доцент каф. физики ТУСУРа

Тел.: 8-913-802-94-86

Эл. почта: medovnikav@mail.ru

Казаков Андрей Викторович

Мл. науч. сотрудник, аспирант каф. физики ТУСУРа

Тел.: 8-923-413-39-95

Эл. почта: kazakov89@sibmail.com

Bakeev I.Yu., Medovnik A.V., Kazakov A.V.

Modeling of the propagation of electron beam generated by a forevacuum-pressure plasma electron source based on a cathodic arc

The model for the propagation of large-radius electron beam generated by a forevacuum-pressure plasma electron source based on a cathodic arc is presented. This model describes the behavior of the electron beam and the particles produced in electron ionization of residual gas molecules, i.e. beam plasma. The simulation has defined the role of the mechanisms responsible for changes in the current density distribution of the beam while it is spread. The compression of the beam is caused by electron beam own magnetic field. On the other hand the beam affects the scattering of electrons in the molecules of the residual gas.

Keywords: electron beam, forevacuum, modeling of beam propagation.

УДК 004.5: 621.397.7

Ф.Д. Михальков

Инструментальные средства оценки быстродействия и эффективности алгоритмов выделения особых точек изображения

Описываются инструментальные средства измерения характеристик реализованных алгоритмов детектирования особенностей изображения с использованием программной платформы Microsoft .NET. Описан принцип функционирования разработанного автоматизированного инструментария оценки эффективности реализаций алгоритмов детектирования.

Ключевые слова: особые точки, дополненная реальность, оценка эффективности, Microsoft .NET, UML.

При разработке видеоинформационных систем, работающих в режиме реального времени, очень много внимания уделяется как быстродействию отдельных модулей, так и всей системы в целом. В видеоинформационных системах дополненной реальности основной задачей является непрерывное определение взаимного расположения «маркерного» изображения и наблюдающей камеры или изменения её положения в пространстве [1].

Для решения этой задачи необходимо выделять на каждом кадре видеопотока локальные особенности изображения, которые также называют «особые», или реперные, точки. Основным свойством реперных точек служит то, что окрестность реперной точки можно отличить от окрестности любой другой точки изображения. Если выделить на двух следующих друг за другом кадрах видеопотока особые точки, а затем проанализировать изменение их расположения, то в результате можно определить изменение расположения камеры и маркерного изображения, что является основной задачей [2]. Выделение особых точек изображения осуществляется с помощью специальных алгоритмов – детекторов особенностей изображения.

Так как видеоинформационные системы дополненной реальности работают в режиме реального времени, к быстродействию алгоритмов анализа видеоряда предъявляются высокие требования. Существует минимальная кадровая частота, обеспечивающая плавность движения на экране. Эта частота составляет 24 кадра в секунду и является общемировым стандартом частоты киносъемки и проекции [3]. Минимальная кадровая частота определяет верхний предел длительности обработки одного кадра, который составляет около 41 мс.

Наряду с быстродействием не менее значимой характеристикой детекторов является эффективность, которая определяется двумя критериями: количеством обнаруженных особых точек и повторяемостью, т.е. одинаковым выделением особых точек на последовательности изображений видеоряда. Если детектор обладает низкой повторяемостью, то увеличивается число ложных срабатываний детектора, что усложняет выполнение основной задачи.

В процессе разработки видеоинформационной системы дополненной реальности возникла необходимость в оценке эффективности реализованных алгоритмов-детекторов, а именно в измерении быстродействия алгоритмов, количества и повторяемости выделяемых особенностей изображения.

Так как алгоритмы детектирования испытываются на наборе тестовых изображений, то необходимые средства оценки также должны позволять испытывать проверяемые реализации алгоритмов на произвольных тестовых изображениях.

Описание реализации инструментального средства. Для реализации инструментальных средств тестирования и оценки эффективности модуля детектирования особенностей изображения целесообразно использовать тот же набор инструментов и программных платформ, что был использован в тестируемом модуле. Программная часть разрабатываемой видеоинформационной системы реализована с использованием парадигмы объектно-ориентированного программирования (ООП) и программной платформы Microsoft .NET. Исходя из этого, разрабатываемый инструмент оценки также реализован с использованием вышеуказанной платформы, а описание реализации будет приведено в терминах ООП.

В разрабатываемой видеоинформационной системе используется модифицированный детектор Харриса, и его реализация являлась предметом оценки эффективности. С помощью разработанного инструментария были оценены быстродействие и устойчивость алгоритма к распространенным искажениям [2, 4].

Для обеспечения возможности многократного использования тестируемых модулей детектор выделен в отдельный законченный логический модуль и реализован в виде класса `HarrisDetector`, реализующего программный интерфейс `IDetector`. Интерфейс `IDetector` определяет две операции (или метода в терминологии ООП), которые описаны в классе `HarrisDetector`:

- метод загрузки тестового изображения в детектор и предварительной настройки внутренних параметров (`Load`);
- метод определения особых точек, возвращающий набор выделенных особых точек (`Detect`).

Предварительная настройка внутренних параметров детектора выполняется один раз и вынесена в отдельный метод для исключения её влияния на измеренное быстродействие. Для измерения интересующих параметров быстродействия был создан класс `Estimator`, который работает с любыми реализациями интерфейса `IDetector`. Измерение длительности выполнения детектирования особенностей изображения осуществляется с помощью стандартного класса платформы `.NET Stopwatch`, который используется для точного измерения затраченного времени [5]. Для оценки эффективности выполняются следующие действия:

- класс `Estimator` загружает из файла в память тестовое изображение, выбранное пользователем, и передает его оцениваемому классу, вызывая метод `Load`;
- класс `Stopwatch` начинает отсчет затрачиваемого времени;
- вызывается метод `Detect` у оцениваемого детектора;
- после завершения выполнения метода `Detect` класс `Stopwatch` прекращает отсчет времени.

Для оценки количества и повторяемости выделенных особенностей изображения используется набор особых точек, возвращаемый методом `Detect`. Для определения повторяемости сравнивался набор особых точек, определенных детектором на эталонном изображении и на изображении с наложенными помехами.

На рис. 1 приведена диаграмма классов разработанного инструментального средства, выполненная в нотации UML [6]. Диаграммы классов используются при моделировании и проектировании программных систем. Они являются одной из форм статического описания системы, показывая ее структуру. Диаграмма классов не отображает динамическое поведение изображенных на ней классов. На диаграммах классов показываются классы, программные интерфейсы и отношения между ними.

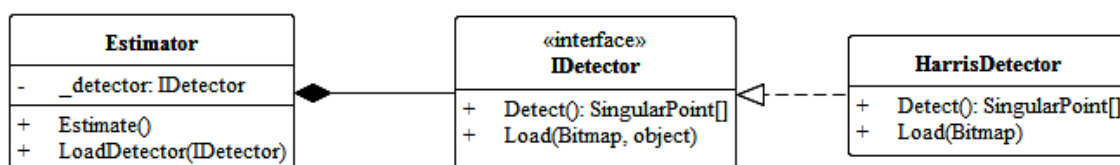


Рис. 1. Основные сущности разрабатываемого инструментария

Реализованный инструментарий позволяет сохранять данные об обнаруженных особенностях в файлы формата CSV для последующей обработки и анализа, а также выполнять тестовые запуски детектора указанное количество раз для проведения статистического анализа получаемых результатов.

Выводы. Разработано инструментальное средство, которое, в отличие от известных средств, позволяет измерять характеристики исполнения отдельных программных модулей, реализующих определенный программный интерфейс. Измеренные характеристики используются для оценки эффективности реализаций алгоритмов детектирования особых точек изображения.

Литература

1. Козырева А.В. Определение координат мобильного устройства в пространстве на основе изображений, получаемых от его видеокамеры [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.iis.nsk.su/files/articles/sbor_kas_13_kozyreva_1.pdf, свободный (дата обращения: 02.03.2014).
2. Михальков Ф.Д. Влияние искажений изображения на работу детектора Харриса с предварительным выделением особых точек // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2015. – № 3(37). – С. 103–105.

3. Саломатин С.А. Профессиональная киносъёмочная аппаратура и тенденции её развития в СССР / С.А. Саломатин, И.Б. Артишевская, О.Ф. Гребенников // Профессиональная киносъёмочная аппаратура. – 2-е изд. – Л.: Машиностроение, 1990. – 288 с.

4. Михальков Ф.Д. Оценка эффективности использования яркостного предварительного детектора в системах дополненной реальности / Ф.Д. Михальков, М.И. Курячий // 25-я Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015). – 2015. – Т. 1. – С. 261–262.

5. Stopwatch-класс. Каталог API (Microsoft) и справочных материалов. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https://msdn.microsoft.com/ru-ru/library/system.diagnostics.stopwatch\(v=vs.110\).aspx](https://msdn.microsoft.com/ru-ru/library/system.diagnostics.stopwatch(v=vs.110).aspx), свободный (дата обращения: 04.11.15).

6. Иванов Д.Ю. Основы моделирования на UML: учеб. пособие / Д.Ю. Иванов, Ф.А. Новиков. – СПб.: Изд-во политехн. ун-та, 2010. – 249 с.

Михальков Федор Дмитриевич

Аспирант каф. телевидения и управления ТУСУРа

Тел.: +7-951-185-37-95

Эл. почта: fixed.fred@gmail.com

Mikhalkov F.D.

Instrumental means to evaluate performance and efficiency of algorithms selecting specific points on the image

This paper describes a tools for measuring characteristics of implemented algorithms intended to detect image features using a software platform Microsoft.NET. The functioning principles of the automated evaluation tools of detection algorithms are described.

Keywords: singular points, augmented reality, estimation of efficiency, Microsoft .NET, UML.

УДК 621.397: 004.932.2

В.В. Капустин

Коррекция координатных искажений в телевизионно-вычислительных системах

Рассмотрен метод коррекции координатных искажений в телевизионно-вычислительных системах с дисторсионными объективами. Предложен и апробирован алгоритм восстановления изображений при больших значениях коэффициента дисторсии. Разработан и апробирован алгоритм для восстановления информации в изображении после применения алгоритма исправления дисторсии.

Ключевые слова: координатные искажения, коррекция, телевизионно-вычислительные системы.

Задача коррекции дисторсионных искажений. В ряде сфер деятельности человека, связанных с оптикой, телефотоаппаратурой, картографией и многих других, возникает задача анализа дисторсионных искажений и их дальнейшей коррекции. Дисторсионные искажения возникают, прежде всего, в широкоугольных объективах, в зеркалах с большим углом обзора, «дверных глазках», отражениях на сфере, в телевизионной аппаратуре из-за нелинейности разверток и в других технических устройствах. Широугольные объективы подразделяют на две группы: дисторсирующие и ортоскопические. Объективы первой группы обладают неисправленной дисторсией, величина которой достигает нескольких, а иногда десятков процентов. Это обстоятельство ограничивает области возможных применений подобных широкоугольных систем: их использование возможно лишь в тех случаях наблюдения или фотографирования, когда допустимы масштабные искажения изображений.

Цель и постановка задачи. Целью работы является создание и реализация алгоритма коррекции сферических искажений цифровых изображений, полученных в телевизионно-вычислительных системах с дисторсионными объективами.

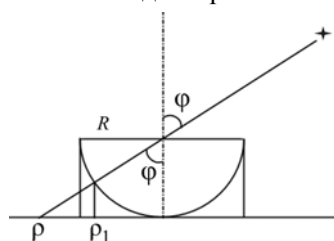


Рис. 1. Возникновение сферических искажений

Возникновение сферических искажений. На рис. 1 представлена модель возникновения сферических искажений. Планшайба выполнена из оптоволокна, на которую проецируются лучи света, проходящие через отверстие в центре на фоточувствительный датчик, расположенный за планшетом. Такая система будет обладать углом обзора, близким к значению 180 град. В данной системе будут возникать сферические искажения [1], описываемые формулой (1):

$$\rho_1 = R \sin \left(\arctg \frac{\rho}{R} \right) = \frac{R\rho}{\sqrt{R^2 + \rho^2}}. \quad (1)$$

Здесь R – радиус сферы, описывающий кривизну поверхности планшетки; $\varphi = \arctg \frac{\rho}{R}$ – угол между нормалью и направлением на объект; $\rho_1 = R \sin(\varphi)$ – проекция изображения объекта на фоточувствительном датчике.

Формулу коррекции сферических искажений получим из формулы (1) как обратную функцию

$$\rho = R \operatorname{tg} \left(\arcsin \frac{\rho_1}{R} \right) = \frac{R\rho_1}{\sqrt{R^2 - \rho_1^2}}. \quad (2)$$

Реализация алгоритма. Для реализации алгоритма коррекции сферических искажений использовался пакет прикладных программ MATLAB. Язык MATLAB является высокоуровневым интерпретируемым языком программирования, включающим основанные на матрицах структуры данных, широкий спектр функций, интегрированную среду разработки и объектно-ориентированные возможности [2].

Для апробирования алгоритма восстановления дисторсионных изображений на первом этапе было использовано неискаженное тестовое изображение «шахматное поле» с разрешением 256×256

элементов (рис. 2, а). В результате преобразования входного тестового изображения по формуле (1) при $R = 150$ было получено искаженное изображение (рис. 2, б). Для устранения бочкообразного искажения, изображение (рис. 2, б) было преобразовано по формуле (2) при $R = 150$ (рис. 2, в).

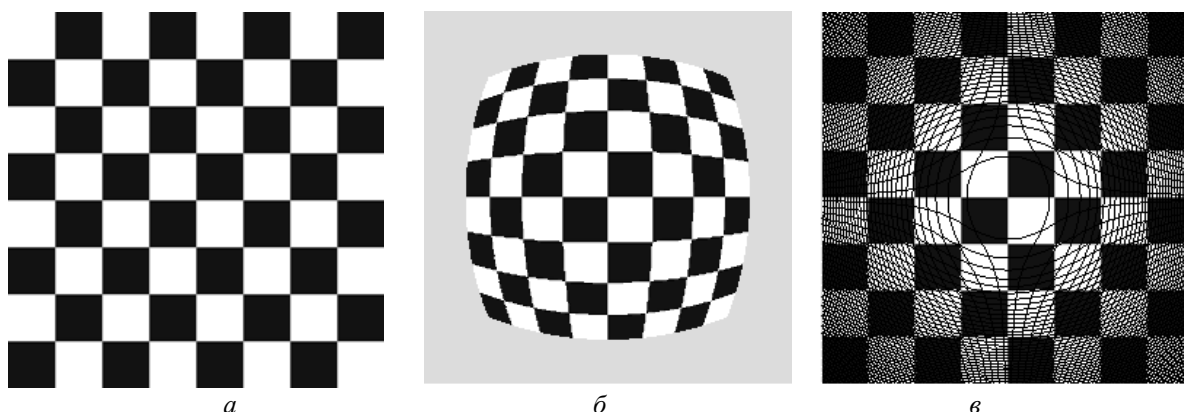


Рис. 2. Применение алгоритма коррекции координатных искажений для изображения «шахматное поле»

На втором этапе для верификации разработанного алгоритма в качестве исходного использовалось изображение с «видеоглазка» разрешением 600×600 элементов, имеющее бочкообразные искажения (рис. 3, а). Для исправления искажений в изображении с «видеоглазка» к данному изображению было применено преобразование по формуле (2) при $R = 400$ (рис. 3, б).



Рис. 3. Применение алгоритма коррекции координатных искажений для изображения с «видеоглазка»

После преобразования изображений по формуле (2), в результате пересчета координат в восстановленном изображении возникают области с незаполненными элементами, которые проявляются как артефакты на восстановленном изображении (рис. 3, б). Области изображения с незаполненными элементами представляют собой различные линии и фигуры черного цвета, т.е. значения элементов изображения в данных областях равны нулю.

Для заполнения недостающих значений элементов в восстановленном изображении разработан алгоритм адаптивной линейной интерполяции [3]. Блок-схема алгоритма представлена на рис. 4.

Работа алгоритма начинается с обхода элементов изображения по строкам и столбцам по условию, если значение элемента будет равно нулю, начнется обход значений восьми элементов окружающих нулевой. По окончании работы алгоритма нулевому элементу изображения будет присвоено среднее значение окружающих его элементов.

Окончательное сравнение входного искаженного и выходного исправленного изображений приведено на рис. 5, а, б.

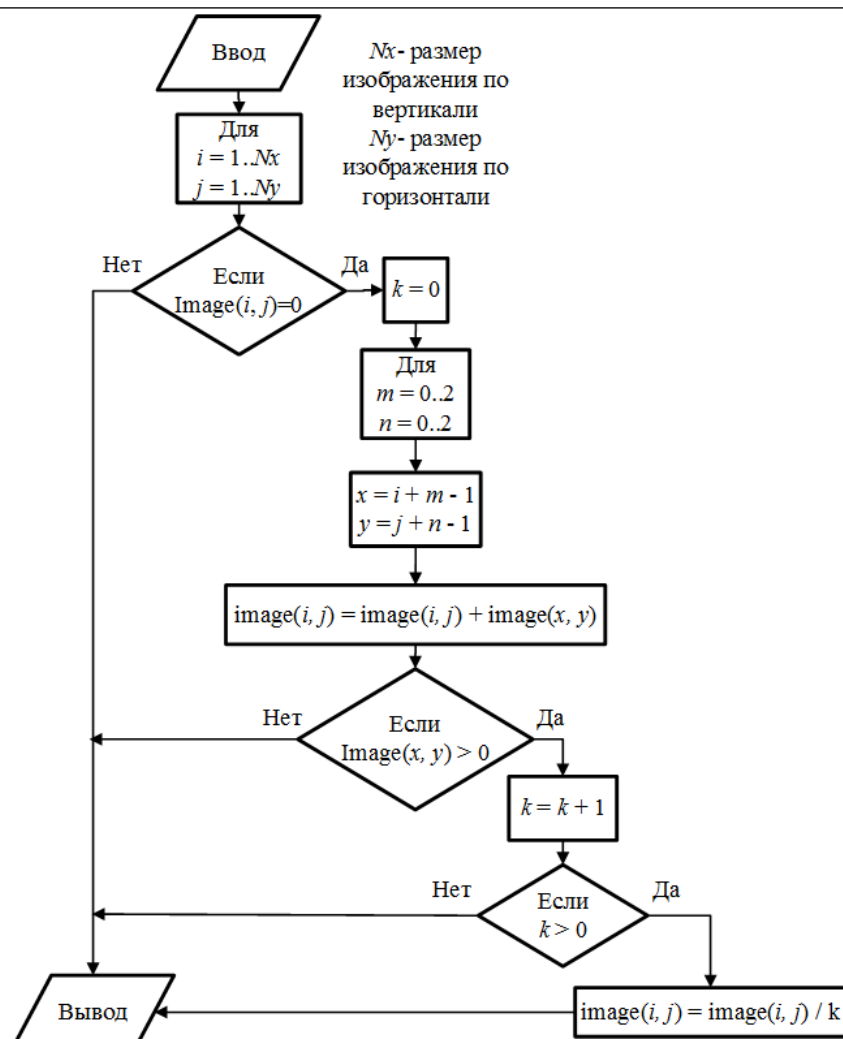


Рис. 4. Алгоритм адаптивной линейной интерполяции

Рис. 5. Входное и реконструированное изображение: *а* – входное искаженное изображение; *б* – восстановленное изображение после применения алгоритма адаптивной линейной интерполяции

Заключение. Предложен и апробирован алгоритм коррекции сферических искажений цифровых изображений, полученных в телевизионно-вычислительных системах с дисторсионными объективами. Разработан и апробирован алгоритм адаптивной линейной интерполяции для восстановления

ния элементов изображения, потерянных после пересчета координат. В среде MATLAB разработана программа для коррекции сферических искажений в цифровых изображениях. Проведенные эксперименты доказали работоспособность алгоритмов для успешной коррекции сферических искажений в цифровых изображениях.

Литература

1. Kapustin V.V. Coordinate Correction of Distortions in the Television-Computer Systems for Pattern Recognition / V.V. Kapustin, A.G. Kostevich, M.I. Kuryachiy // IEEE 16-th International Conference of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices. – 2015. – P. 289–291.
2. Гонсалес Р. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB / Р. Гонсалес, Р. Вудс, С. Эддинс. – М.: Техносфера, 2006. – 616 с.
3. Конюхов А.Л. Определение функции рассеяния точки по характерным фрагментам изображений / А.Л. Конюхов, А.Г. Костевич, М.И. Курячий // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 2 (26). - С. 116–120.

Капустин Вячеслав Валериевич

Аспирант каф. телевидения и управления ТУСУРа

Тел.: +7-960-969-88-77

Эл. почта: peregnun@mail.ru

Kapustin V.V.

Coordinate correction of distortions in the television-computer systems

A method for correcting coordinate distortions in the television-computer systems with distorted lenses is described. Author proposed and tested algorithm for image reconstruction at high values of the coefficient of distortion, as well as the one for image reconstruction the after applying the distortion correction algorithm.

Keywords: coordinate distortion, correction, television-computer systems.

УДК 004.896

Н.В. Замятин, Е.О. Иванов

Нечеткая советующая система контроля артезианских скважин

Представлена нечеткая система по отслеживанию критических ситуаций и выдаче рекомендаций по возможности использования оборудования артезианских скважин. Проведено моделирование в системе MATLAB.

Ключевые слова: множественные объекты, нечеткая логика, функции принадлежности, артезианская скважина.

В последнее время вырос интерес к задачам анализа и синтеза энергосберегающего управления множественными объектами. Такими объектами являются артезианские скважины водозаборов, которых может быть от нескольких штук до сотен. Причем эти объекты обладают различными параметрами, такими как уровень воды в скважинах, дебет добычи, потребляемая мощность, различные времена работы и простоя. При этом особое внимание уделяется вопросам робастности, отказоустойчивости и функционирования систем в условиях неопределенности. Основным моментом при управлении множественными объектами в виде артезианских скважин является выдача рекомендаций для обеспечения эффективного по минимуму затрат энергии функционирования такой системы.

Существует противоречие между потенциальными возможностями современных информационных технологий и характеристиками современных систем управления и контроля. Наглядными проявлениями этих противоречий являются водозаборные системы, в которых применяются АСКУЭ, но эффективного управления множественными системами в виде скважин не производится. Поэтому целесообразно в этом случае применить интеллектуальный подход в виде нечеткой логики для формирования рекомендаций. Основная идея применения систем с нечеткой логикой, заключается во введении опыта эксперта в систему, управляющую некоторым динамическим процессом.

Нечеткая логика имеет ряд преимуществ:

- поддерживает разработку быстрого прототипа технического устройства с последующим усложнением его функциональности;
- нечеткая логическая модель легче понимается, чем аналогичная математическая модель на основе дифференциальных или разностных уравнений;
- нечеткие модели проще для аппаратной реализации по сравнению с классическими алгоритмами управления техническими системами и имеют возможность для распараллеливания процедур вычисления.

Постановка задачи. Имеется множество артезианских скважин с установленными насосными агрегатами, при этом каждый объект имеет разные параметры и к нему предъявляются различные требования по эксплуатации. Наиболее важные требования – нахождение характеристик внутри рабочих интервалов, т.е. соблюдение режима работы оборудования. При несоблюдении режимов работы оборудования возможно наступление аварийной ситуации [1].

Кроме критических режимов работы оборудования, при которых необходимо его отключение, существуют также различные другие режимы, характеризующиеся степенью приемлемости отклонений характеристик, а также значимости самих характеристик при определении режима.

График суточного водопотребления колеблется в широких пределах в течение суток, что приводит к целесообразности исключения постоянной эксплуатации всего имеющегося вододобывающего оборудования, так как оно находится в избыточном количестве. Таким образом, возникает задача определения списка оборудования, наиболее эффективного к эксплуатации в текущей ситуации. Артезианские скважины предполагается ранжировать (упорядочивать) по некоторому результирующему признаку степени пригодности к эксплуатации (включению), а затем последовательно выбирать наиболее пригодные к работе, до тех пор, пока их суммарная производительность не достигнет необходимой на данный момент. Естественно, из этого списка необходимо исключить оборудование,

не пригодное для эксплуатации на данный момент (находящееся за пределами нормального режима работы), а также при возможности исключить нежелательное к эксплуатации, например из-за низкого дебета скважины.

Из вышесказанного следует следующая общая задача – осуществление контроля критических режимов работы оборудования (в первую очередь насосов артезианских скважин), а также определение оптимального набора работающего оборудования.

Если определение критической ситуации является довольно формализованной задачей (превышение параметров, указанных в паспорте оборудования), то задача определения приемлемости работы оборудования носит явно нечеткий характер [2, 3]. Поэтому для решения второй задачи предполагается построение нечеткой системы, которая будет эмулировать решения эксперта-диспетчера.

Лингвистические переменные. Введены следующие лингвистические переменные, определяющие основные параметры работы скважины: подача, отклонение уровня тока от нормы, динамическое понижение уровня воды в скважине, температура двигателя насоса. Также целесообразно ввести синтетическую лингвистическую переменную – выключение насоса, которая будет характеризовать степень необходимости указанного действия.

Снижение подачи воды свидетельствует об износе насоса и различного оборудования. Интенсивная эксплуатация скважины может привести к чрезмерному понижению ее уровня воды относительно статического уровня (до начала эксплуатации). Рассогласование уровня воды скважины (м) и высоты подъема насоса приводит к энергетической неэффективности, сильное же понижение уровня воды может являться критическим как для вододобывающего оборудования, так и для состояния источника водоснабжения. Высокие значения силы тока свидетельствуют об износе или повреждении насоса или о запесочивании скважины, заниженные – о подаче или напоре воды [4].

Указанные величины могут быть измерены соответствующими приборами: водомерами, уровнемерами, амперметрами, термометрами [4]. Для простоты вычислений и применения методики к различному оборудованию будем считать, что все параметры нормированы, т.е. их область значений лежит в $[0; 1]$, где 0 соответствует начальному (минимальное, нормальное) значению работы, а 1 – критическому. Параметр «выключение насоса» будет иметь такую же область значений, как и остальные лингвистические переменные, значение 0 соответствует нулевой необходимости выключения, 1 – крайней (аварийной) степени.

Зададим следующие лингвистические терм-множества переменных:

- снижение подачи = {нулевое, низкое, среднее, высокое, критическое},
- отклонение тока = {нулевое, низкое, среднее, высокое, критическое},
- понижение уровня = {нулевое, низкое, среднее, высокое, критическое},
- температура двигателя = {нулевая, низкая, средняя, высокая, критическая},
- необходимость выключения = {нулевая, низкая, средняя, высокая, критическая}.

Для синтеза системы нечеткого вывода по управлению режимом работы скважин воспользуемся пакетом Fuzzy Logic Toolbox среды MATLAB. Введем следующее наименование переменных в MATLAB: снижение подачи – RateLowering, отклонение тока – AmperageDeviation, понижение уровня – LevelLowering, температура двигателя – EngineTemp, необходимость выключения насоса – TurnOffPump. Соответствующие терм-множества переменных обозначим как {zero, low, medium, high, critical}.

В качестве функций принадлежности множеств переменных выбран ее простейший вид – треугольные функции для различных терм-множеств нечеткой переменной «снижение подачи». Аналогичный вид будут иметь функции принадлежности нечетких переменных отклонение тока, понижение уровня, температура двигателя. Указанные функции выполняют условия разбиения единицы, которое заключается в равенстве 1 сумме степеней принадлежности для каждого из элементов области определения. При выполнении этого условия модель имеет обычно более гладкую поверхность отклика [5].

В качестве входов модели зададим снижение подачи, отклонение тока, понижение уровня, температуру двигателя, выходным значением будет необходимость выключения насоса скважины.

Нечеткая модель должна на основе значений различных рабочих параметров скважины определить необходимость включения и выключения насосов (управление). Например, при нахождении всех параметров (подача, температура, понижение, ток) в низких или нулевых зонах – необходимость выключения насоса должна быть также низкой или нулевой. При средних значениях соответствующих параметров – необходимость средняя, при высоких и критических – высокая и критиче-

ская соответственно. Следует принять во внимание один немаловажный факт – при нахождении хотя бы одного из параметров в области высоких и критических значений, даже при нулевых значениях всех остальных параметров, итоговое значение степени выключения насоса должно находиться в высоких и критических областях соответственно. Назовем это требованием критического режима работы.

База правил. В табл. 1 представлена соответствующая база правил.

Таблица 1

База правил нечеткой системы (с весами)

Правило	Вес
Если снижение подачи= нулевое или температура= нулевая или понижение уровня= нулевое или ток= нулевой , то отключение= нулевое	0,1
Если снижение подачи= низкое или температура= низкая или понижение уровня = низкое или ток= низкий , то отключение= низкое	0,1
Если снижение подачи= среднее или температура= средняя или понижение уровня = среднее или ток= средний , то отключение= среднее	0,1
Если снижение подачи= высокое или температура= высокая или понижение уровня = высокое или ток= высокий , то отключение= высокое	0,2
Если снижение подачи= критическое или температура= критическая или понижение уровня= критическое или ток= критический , то отключение= критическое	1

База правил состоит всего из 5 правил, что упрощает ее понимание и повышает скорость работы модели, при этом модель, построенная на основе такой базы правил, будет являться полной, так как каждому входному состоянию сопоставлено некоторое выходное [5].

Для выполнения требования критического режима работы правила базы имеют различные веса. Так, правила нулевых-средних значений имеют вес 0,1. Для того чтобы отметить вклад критических значений в выполнение критического условия выключения, соответствующему правилу присвоен наивысший вес 1.

Нечеткая модель. В качестве оператора произведения нечетких множеств выбран оператор произведения (PROD), позволяющий получить более гладкую поверхность модели и снизить ее нечувствительность [5].

В качестве операторов объединения нечетких множеств, импликации, агрегации использовались операторы MAX, MIN (оператор импликации Мамдани), MAX соответственно. В качестве метода дефаззификации использовался метод центра тяжести. Данные операторы выбраны по следующим причинам: простота, популярность [5], а также использованию их по умолчанию в MATLAB. Запуск модели показал удовлетворяющие изначальным требованиям результаты, что показало отсутствие необходимости в модификации вида функций принадлежности и операторов.

В табл. 2 представлены различные состояния входов нечеткой модели и соответствующие им выходы, взятые из реальных данных функционирования системы скважин. Как видно из таблицы, модель удовлетворяет предъявляемым к ней требованиям.

Таблица 2

Запуск модели с различными параметрами (с комментариями)

Вход				Выход	Комментарий
Снижение подачи	Отклонение тока	Понижение уровня	Температура двигателя		
1	2	3	4	5	6
0,25	0	0	0	0,241	Низкая необходимость отключения – один из параметров в низкой зоне
0,5	0	0	0	0,37	Средняя необходимость отключения – один из параметров в средней зоне
0,75	0	0	0	0,553	Не отключаем – в высокой зоне лишь один из параметров, критической зоны нет
0,85	0	0	0	0,703	Отключение (выход > 0,7) – один из параметров в критической зоне
1	0	0	0	0,794	Отключение (выход > 0,7) – один из параметров в критической зоне

Продолжение табл. 2

1	2	3	4	5	6
0,25	0,25	0,25	0,25	0,25	Низкая необходимость выключения – все параметры в низкой зоне
0,5	0,5	0,5	0,5	0,5	Средняя – все в средней
0,75	0,5	0,5	0,5	0,62	Средняя, но желательно выключение (выход > 0,6) – все в средней, один в высокой
0,5	0,75	0,5	0,5	0,62	Средняя, но желательно выключение (выход > 0,6) – все в средней, один в высокой
0,75	0,75	0,75	0,75	0,7	Отключение (выход > 0,7) – все в высокой зоне
0,75	0,5	0,9	0,33	0,713	Отключение (выход > 0,7) – один вход в критической зоне, остальные в разных
0,33	0,25	0,25	0,9	0,7	Отключение (выход > 0,7) – один вход в критической зоне, остальные в разных

После апробации в MATLAB, модель реализована на языке программирования C++ с использованием библиотеки Fuzzylite [6] в качестве советующей системы с графическим пользовательским интерфейсом, поддерживающим редактирование функций принадлежности и области значений нечетких переменных (положение движков).



Рис. 1. Нечеткая графическая советующая система

Заключение. Созданная нечеткая система позволяет определить степень пригодности к эксплуатации артезианских скважин, выраженных как численно, так и лингвистически, что позволяет ранжировать пригодное к эксплуатации оборудование для дальнейшего отбора с точки зрения критериев оптимальности, а также определять явно непригодное оборудование и исключать его из рассмотрения. Результат, формируемый нечеткой моделью, предназначен для энергоэффективного комплекса управления водозабором первого подъема водоканалов.

Литература

- ГОСТ 10428-89. Агрегаты электронасосные центробежные скважинные для воды. Основные параметры и размеры. – Введ. 1989–15–06. – М.: Изд-во стандартов, 1989. – 66 с.
- Лотарев В.В. Синтез системы нечеткого адаптивного управления насосными агрегатами [Электронный ресурс] / В.В. Лотарев, С.П. Щеглов, А.Н. Лабутин // Современные техника и технологии: сб. трудов XVIII Междунар. науч.-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 9–13 апреля 2012 г.: в 3 т. / Национальный исследовательский Томский политехнический университет (ТПУ). – 2012. – Т. 2. – С. 345–346. – Схема доступа: http://www.lib.tpu.ru/fulltext/v/Conferences/2012/C2/V2/v2_169.pdf
- Карамбиров С.Н. Нечеткое управление забором подземных вод / С.Н. Карамбиров., П.М. Уманский // Природообустройство. – 2010. – № 4. – С. 67–72.
- Суреньянц С.Я. Эксплуатация водозаборов подземных вод / С.Я. Суреньянц, А.П. Иванов. – М.: Стройиздат, 1989. – 80 с.
- Пегат А. Нечеткое моделирование и управление. – 2-е изд. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2013. – 798 с.

6. Fuzzylite: библиотека для управления с помощью нечеткой логики [Электронный ресурс]. – URL: <http://www.fuzzylite.com/> (дата обращения: 23.02.2015).

Замятин Николай Владимирович

Д-р техн. наук, профессор каф. автоматизации обработки информации ТУСУРа

Тел.: 50-64-81; 70-15-93

Эл. почта: zam@fet.tusur.ru

Иванов Егор Олегович

Аспирант каф. автоматизации обработки информации ТУСУРа

Тел.: +7-923-411-57-37

Эл. почта: egor.o.ivanov@yandex.ru

Zamyatin N.V., Ivanov E.O.

Water well mode fuzzy control system.

The set up of the well water mode control problem is given. A fuzzy system of critical emergency tracking and providing of recommendations on the possibility of using equipment is proposed. MATLAB modeling is done.

Keywords: fuzzy logic, well water.

УДК 001.18; 519.257

В.И. Авдзейко, В.И. Карнышев, Л.В. Парнюк, Р.В. Мещеряков

Прогнозирование: формирование специализированных баз данных и построение временных рядов патентов

Рассмотрены проблема прогнозирования развития технических направлений, использование патентного метода при решении задач технологического прогнозирования, а также применение временных рядов патентов в подгруппах Международной патентной классификации для выявления основных подгрупп, включающих наиболее перспективные и/или прорывные технологии.

Ключевые слова: технологическое прогнозирование, патентный метод, временные ряды.

Особенности технологического прогнозирования. Эффективность научно-технической деятельности во многом определяется правильностью выбора направлений развития, соответствующей концентрацией финансовых, кадровых и материальных ресурсов на этих направлениях, а также накопленным опытом.

Максимальный эффект развития достигается, с одной стороны, за счет прогнозирования направлений развития и их корректировки в соответствии с передовыми мировыми тенденциями, а с другой – за счёт постоянного контроля выполнения заданных показателей и индикаторов развития. В связи с этим всё более актуальной становится разработка методов технологического прогнозирования (ТП) и мониторинга перспективных научно-технических направлений.

Технологическое прогнозирование призвано решать следующие задачи [1]:

– определять перспективы ближайшего или более отдаленного будущего в конкретной технической области на основе известных решений;

– выявлять факторы, которые смогут влиять на эту область в будущем;

– определять возможные тенденции развития и формировать перспективные планы;

– оценивать принятые решения с точки зрения последствий в течение прогнозируемого периода.

Главная функция прогнозирования в научно-технической области включает в себя [2]:

– анализ тенденций развития объекта прогнозирования;

– выявление критических проблем и предвидение новых ситуаций;

– выявление возможных альтернатив развития в перспективе;

– принятие оптимальных решений в отношении объекта прогнозирования.

Среди основных принципов, на которых основано технологическое прогнозирование в настоящее время, можно выделить следующие [2]:

– научная обоснованность прогноза;

– непрерывность прогнозирования;

– сочетание перспективного и текущего прогнозирования;

– согласованность прогнозов;

– многовариантность, альтернативность прогноза;

– выбор основных факторов;

– системность при выработке прогноза;

– верифицируемость прогнозов;

– адекватность;

– рентабельность.

Классификация методов технологического прогнозирования рассмотрена в большом количестве публикаций, а его сложность и многогранность подтверждены большим числом используемых методов. Например, в статье [8] известные методы прогнозирования были разбиты на девять больших групп. В свою очередь, авторы [9] распределили по этим группам 49 самых распространенных методов. И тем не менее единой общепризнанной классификации методов в настоящее время не существует, поскольку известные классификационные схемы слабо взаимодействуют друг с другом.

Методы опережающего прогнозирования. В данной работе задача сравнения и анализа методов прогнозирования не ставилась. По мнению авторов, для выявления и определения возможностей и перспектив развития конкретных научно-технических направлений наиболее целесообразно использовать методы опережающего прогнозирования [3]. Эти методы, использующие свойства научно-технической информации опережать реализацию достижений в технологической сфере, основываются на мониторинге новейших исследований и оценке результатов и прорывных достижений в различных областях, а также на создании специальных методов обработки и анализа научно-технической информации [2].

С другой стороны, методы прогнозирования можно разделить на две большие группы: интуитивные (методы экспертных оценок) и формализованные.

Интуитивные методы позволяют получить прогнозную оценку развития объекта в будущем независимо от информационной обеспеченности. Они базируются на данных, которые генерируют эксперты в ходе систематизированных процедур выявления и обобщения различных оценок. При этом обобщенное мнение экспертов предлагается использовать в качестве решения проблемы [4].

Формализованные методы основаны на имеющейся информации об объекте прогнозирования и анализе истории его развития, включая методы обработки количественной информации о динамике развития, выявления закономерностей развития и взаимосвязей характеристик, используемые для получения прогнозных моделей.

К наиболее распространённым методам опережающего прогнозирования относятся:

- патентный метод, основанный на анализе изобретений и динамики их патентования по выбранной системе критериев;
- публикационный метод, основанный на анализе содержания и динамики публикаций, рассматривающих выбранный объект;
- цитатно-индексный метод прогнозирования, основанный на анализе динамики цитирования публикаций, относящихся к объекту прогнозирования.

Таким образом, основными источниками информации для указанных методов являются патенты и различные виды публикаций.

Патентный метод прогнозирования. Патентная информация включает в себя самые различные технологические аспекты и является источником знаний об особенностях технологий, технической реализуемости и коммерческой ценности [10]. Кроме того, она широко используется при анализе конкурентоспособности и тенденций развития технологий [11], а также является важным показателем технологических усовершенствований [12]. Использование информации о патентах позволяет оценивать и корректировать поставленные цели, разрабатывать технологические или даже глобальные стратегии развития целых отраслей и предприятий в современных условиях.

Поскольку патентная информация является общедоступной и представляет собой источник обширных технологических знаний, её использование для прогнозирования тенденций технологического развития началось ещё в XX в. [13]. В многочисленных работах было показано, как с помощью патентной статистики можно выявлять инновационные изменения в технологических процессах. Так, например, в работе [14] рассмотрено использование патентных данных для прогнозирования в государственном, отраслевом и корпоративном секторах. При этом статистический анализ данных о международных патентах может служить основой для корпоративного технологического прогнозирования и планирования [15, 16]. Факт эффективного отражения динамики технологического развития в патентных данных подтвержден в целом ряде работ [17–20].

Таким образом, обработка и анализ патентной информации позволяют выявлять и прогнозировать перспективные технологические направления, которые не могут быть обнаружены иным способом. Причём эффективность патентного метода прогнозирования увеличивается за счет постоянного роста количества подаваемых заявок и выдаваемых патентов практически во всех патентных ведомствах мира.

Основными свойствами патентной информации, которые делают ее наиболее предпочтительной для целей анализа тенденций в научно-технической сфере, являются [5]:

1. Полнота. Подавляющее большинство новых научно-технических идей нашли отражение в патентных документах, а патентные фонды охватывают практически всю научно-техническую деятельность.
2. Оперативность. В соответствии с международным юридическим статусом патентных документов они являются первыми опережающими публикациями.

3. Достоверность. Реальная осуществимость предлагаемого в патенте технического решения и возможность получения обещанного эффекта подтверждаются в ходе экспертизы заявки.

4. Формализованность. Все патентные фонды используют единую Международную патентную классификацию (МПК) изобретений.

Патентный метод прогнозирования основан на построении временных рядов количества выданных патентов в конкретных классах, группах, подгруппах МПК, а также патентов, содержащих заданные ключевые слова, выданных в конкретных странах, и т.п. Корреляция между количеством зарегистрированных патентов и уровнем развития конкретного технологического направления базируется на том, что патентуются только те инновационные решения, которые имеют высокую практическую значимость [21]. Выявление направлений, в которых происходит быстрое увеличение числа патентов или изменения динамики их выдачи, позволяет установить направленность инновационной деятельности ведущих мировых производителей в развитии технологического потенциала.

Указанный метод, использующий информацию о технологических тенденциях и основных участниках разработки новых и улучшенных продуктов и процессов, наиболее полезен для мониторинга изменений, происходящих в области конкретных технологий. Так, патентный анализ позволяет определить следующие основные показатели развития исследуемых технологических направлений:

- рост или падение интереса к разработкам в данном направлении, определяемые динамикой количества выданных патентов в заданный период времени;
- степень конкурентоспособности разработчиков, производителей или стран, определяемая количеством полученных ими патентов;
- характеристики индивидуальной патентной активности производителей, определяемые не только количеством патентов, но также составом авторов, средним возрастом патента и т.д.;
- анализ патентного портфеля, содержащего суммарную информацию.

Патентный анализ позволяет предсказать новые разработки на рынке за 6–18 мес до их появления и является в настоящее время одним из лучших способов отслеживания технологических изменений по всему миру, позволяя также выявить потенциальных кандидатов для покупки или лицензирования разрабатываемой технологии [14]. При этом поиск патентной информации осуществляется в базах данных, размещенных на сайтах соответствующих организаций (например, WIPO, EPO, USPTO, Роспатент и т.д.).

Специализированные базы данных патентов и временные ряды. Одним из известных подходов [22] к патентному анализу является формирование баз данных патентов с использованием Международной патентной классификации, позволяющей производить поиск и классификацию любого технического решения, относящегося к изобретению, по классам, группам, подгруппам МПК или ключевым словам [6].

Авторами была разработана процедура автоматизированного формирования локальных специализированных баз данных патентов США [7], предназначенных для:

- сокращения сроков и автоматизации процессов при поиске аналогов, прототипов изобретений и проведения патентных исследований;
- проведения сравнительного анализа уровня собственных разработок и технических решений, уже получивших патентную защиту;
- составления аналитических обзоров по интересующим техническим направлениям для оценки существующих тенденций и перспектив их развития в будущем;
- выявления перспективных направлений развития конкретных тематик исследований;
- поиска новых технических решений для начала инновационной деятельности.

Для реализации данной процедуры разработано программное обеспечение, позволившее сформировать полные списки патентов США за 1976–2014 гг. по 129 классам, 639 подклассам, 7314 основным группам и 61397 подгруппам МПК.

Разработанный подход позволяет в автоматическом режиме формировать списки патентов для последующей их выборки по номерам патентов, одному или нескольким ключевым словам в названиях патентов, подклассам и группам МПК и требуемой глубине поиска. Для дальнейшей разработки метода опережающего прогнозирования на базе сформированных специализированных баз данных патентов были построены временные ряды количества патентов США в интервале 1976–2014 гг. для более 65 тыс. подгрупп МПК.

Выбор открытой базы данных Патентного ведомства США объясняется тем, что она позволяет осуществлять поиск и анализ полнотекстовой патентной информации на глубину как минимум

40 лет, что является вполне достаточным с точки зрения ретроспективного анализа. Кроме того, эта БД является одним из крупнейших информационных ресурсов в мире. Помимо этого, заявки на получение патента в USPTO подаются из наиболее промышленно развитых стран мира, крупнейшими производственными и исследовательскими структурами (фирмами, корпорациями). Это повышает вероятность формирования репрезентативных технологических прогнозов.

В качестве примера на рис. 1 и 2 приведены временные ряды количества патентов США, выданных в подгруппе МПК¹⁴ H02M5/42 «Преобразование энергии переменного тока на входе в энергию переменного тока на выходе... с помощью статических преобразователей» и H04N7/01 «Телевизионные системы... с преобразованием телевизионных стандартов», за период времени с 1976 по 2012 г.

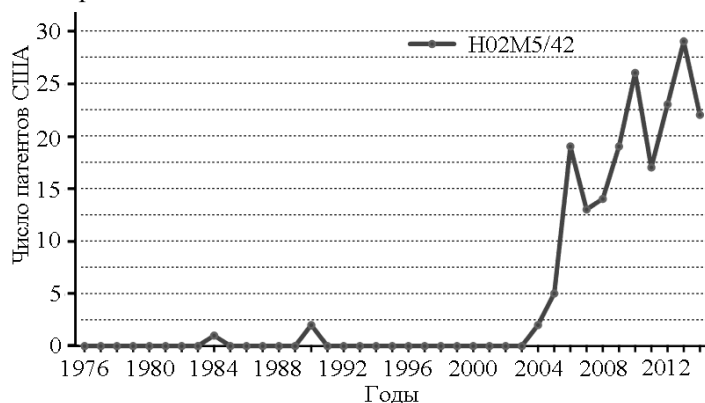


Рис. 1. Число патентов США в подгруппе МПК¹⁴ H02M5/42

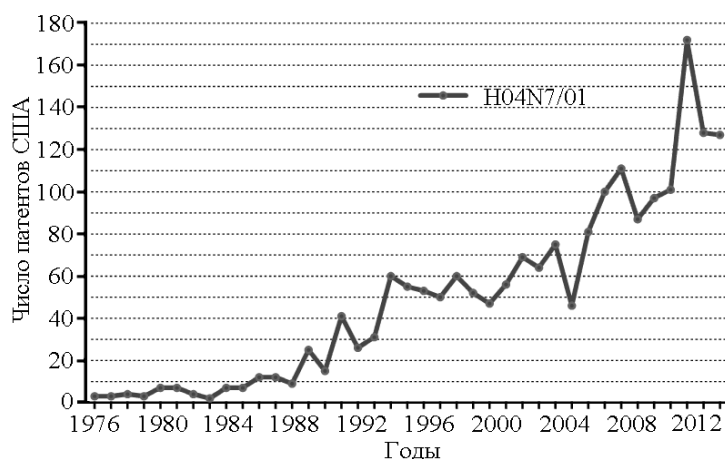


Рис. 2. Число патентов США в подгруппе МПК¹⁴ H04N7/01

В интервале 2004–2010 гг. наблюдается рост количества патентов на преобразователи АС/АС с 2 до 26, а затем некоторое их снижение до 17 в 2011 и 15 в 2012 г. Снижение числа патентов по преобразователям переменного напряжения в переменное объясняется, по нашему мнению, решением многих проблем в силовой части этих преобразователей, использованием новых надежных силовых элементов и необходимостью решения уже комплексных проблем более высокого уровня, в которых данные преобразователи выступают не как отдельные звенья, а являются элементами комплексных управляемых систем.

На рис. 2 показана динамика изменения количества патентов за период с 1976 по 2012 г. в подгруппе МПК H04N7/01. Из приведенной диаграммы видна тенденция уверенного роста количества патентов в данном техническом направлении на всём временном периоде. При этом использование методов экстраполяции позволяет

сделать уверенный вывод о перспективности развития данной тематики исследований на ближайшие годы.

Анализ сформированных временных рядов патентов США, выданных в конкретных подгруппах МПК, позволяет провести разбиение всех подгрупп по числу патентов и в дальнейшем провести их кластеризацию по виду динамики изменения числа патентов.

Такой подход позволяет выделить как основные (с позиций прогнозирования) типы зависимостей (спадающий и нарастающий тренд), так и зависимости типа «равномерное распределение», «провал», «горб», «S-образное распределение» и др.

С точки зрения выявления перспективных технологических направлений интерес будут представлять в первую очередь подгруппы МПК, в которых наблюдается нарастающий тренд в числе выданных патентов. При этом резкий, взрывной рост числа патентов за ограниченный временной промежуток может рассматриваться как появление новой прорывной технологии.

Заключение. Таким образом, построение временных рядов патентов на базе Международной патентной классификации как составная часть патентного анализа может с полным основанием использоваться для оценки перспектив конкретных технологических направлений и опережающего прогнозирования в ряде технических областей.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 14-07-00449 а.

Литература

1. Гмурман В.Е. Теория вероятностей и математическая статистика: учеб. пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 2003. – 479 с.
2. Новикова Н.В. Прогнозирование национальной экономики: учеб.-метод. пособие / Н.В. Новикова, О.Г. Поздеева. – Екатеринбург: Изд-во Урал. гос. экон. ун-та. – 2007. – 135 с.
3. Наумов А.В. Сравнительный анализ результатов отечественных исследований с аналогичными зарубежными разработками в области нанотехнологий / Минобрнауки России, 2009 г. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.portalnano.ru/read/sci/analit/analit1>, свободный (дата обращения: 02.10.2014).
4. Миндели Л.Э. Прогноз научно-технологического развития / Л.Э. Миндели, М.А. Мотова // Информационный бюллетень ЦИСН. – 2006. – № 1. – 188 с.
5. Соловьев А.В. Управление информационными потоками / А.В. Соловьев, А.С. Логинов // Сборник трудов Института системного анализа Российской академии наук. – М.: Едиториал УРСС, 2002. – 368 с.
6. Анализ динамики выдачи патентов для выявления перспективных направлений развития в области силовой электроники / В.И. Авдзейко, В.И. Карнышев, Р.В. Мещеряков, А.А. Шелупанов, Л.В. Парнюк // Вестник Том. гос. ун-та. – Экономика. – 2015. – № 394. – С. 159–169.
7. Карнышев В.И. Создание специализированных баз данных патентной и реферативной информации / В.И. Карнышев, В.И. Авдзейко, Л.В. Парнюк // Современное образование: проблемы обеспечения качества подготовки специалистов в условиях перехода к многоуровневой системе высшего образования: матер. междунар. науч.-метод. конф., Томск, 2–3 февраля 2012. – Томск: ТУСУР, 2012. – 345 с.
8. Firat A.K. Technological Forecasting: a review / A.K. Firat, W.L. Woon, S. Madnick // Working Paper CISL#. – 2008. – № 15. – P. 47–54.
9. On the future of technological forecasting / V. Coates, M. Faroque, R. Klavins et al. // Technol. Forecast. Soc. Change. – 2001. – № 67(1). – P. 1–17.
10. Kuznets S. Innovative activity: problems of definition and measurement // The Rate and Direction of Inventive Activity / ed. R. Nelson. – New Jersey, NY, USA: Princeton university press, 1962. – 240 p.
11. Hall B.H. Patents and R&D: is there a lag? / B.H. Hall, Z. Griliches, J.A. Hausman // International Economic Review. – 1986. – Vol. 27, № 2. – P. 265–283.
12. Ernst H. The use of patent data for technological forecasting: the diffusion of CNC-technology in the machine tool industry // Small Business Economics. – 1997. – Vol. 9, № 4. – P. 361–381.
13. Technology forecasting via published patent applications and patent grants / Dar-Zen Chen, Chang-Pin Lin, Mu-Hsuan Huang, Yi-Tung Chan // Journal of Marine Science and Technology. – 2012. – Vol. 20, № 4. – P. 345–356.
14. Campbell R.S. Patent trends as a technological forecasting tool // World patent information. – 1983. – Vol. 5. – P. 137–143.
15. Moge M.E. Using patent data for technology analysis and planning // Research Technology Management. – 1991. – Vol. 34. – P. 43–49.
16. Simmons E.S. Trends disrupted - patent information in an era of change // World Patent information. – 2005. – № 27. – P. 292–301.
17. Modeling and forecasting U.S. patent application filings / K. Adams, D. Kim, F.L. Joutz, R.P. Trost, G. Mastrogianis // Journal of Policy Modeling. – 1997. – Vol. 19. – P. 491–535.
18. Harhoff D. Improvements of Methods for Forecasting Patent Filings // Research Program announced by the European Patent Office, Background Information Document. – Munich: EPO Publ., 2001. – 160 p.
19. Hingley P. Methods for forecasting numbers of patent applications at the European Patent Office / P. Hingley, M. Nicolas // World Patent Information. – 2004. – Vol. 26. – P. 191–204.
20. Joutz F.L. Forecasting USPTO patent application filings // Proceedings of the WIPO–OECD Workshop on Statistics in the Patent Field. – Geneva, Switzerland, 2003. – 280 p.
21. Joutz F.L. Forecasting patent applications at the European Patent Office: a bottom-up versus top-down approach // Proceedings of the WIPO–OECD Workshop on Statistics in the Patent Field. – Geneva, Switzerland, 2004. – 320 p.
22. Jun S. IPC code Analysis of Patent Documents Using Association Rules and Maps-Patent Analysis of Database Technology // Communications in Computer and Information Science. – 2011. – Vol. 258. – P. 21–30.

Авдзейко Владимир Игоревич

Канд. техн. наук, зам. начальника науч. управления ТУСУРа

Тел.: 8 (383-2) 70-15-84

Эл. почта: avi@main.tusur.ru

Карнышев Владимир Иванович

Канд. техн. наук, нач. патентно-информационного отдела ТУСУРа

Тел.: 8 (383-2) 70-15-83

Эл. почта: pio@main.tusur.ru

Парнюк Любовь Валериевна

Вед. инж. патентно-информационного отдела ТУСУРа

Тел.: 8 (383-2) 70-15-83

Эл. почта: scinews@main.tusur.ru

Мещеряков Роман Валерьевич

Д-р техн. наук, профессор, проректор по научной работе и инновациям ТУСУРа

Тел.: 8 (383-2) 51-43-02

Эл. почта: mrv@security.tomsk.ru

Avdzeiko V.I., Karnyshev V.I., Parnjuk L.V., Mescherjakov R.V.

Forecasting: creation of technical data base and time series of patents

In the given paper, the authors consider the problem of technical development forecasting, the use of patent method for technological forecasting in perspective, as well as application of time series of patents in IPC subgroups for revealing the main subgroups which include the most perspective or/and breakthrough technologies.

Keywords: technological forecasting, patent method, time series.

СООБЩЕНИЯ

УДК 004.942: 53

М.П. Сухоруков

Математические модели радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата

Исследована возможность использования общепризнанных подходов и методов для разработки упрощенной модели унифицированного электронного модуля бортовой радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата. Проведено численное моделирование тепловых и механических режимов функционирования УЭМ КА. Показана эффективность математического упрощения в сравнении с геометрическим.

Ключевые слова: численное моделирование, подробная модель, упрощенная модель, бортовая радиоэлектронная аппаратура, космический аппарат.

Актуальность. Обеспечение длительного срока активного существования космических аппаратов (КА) является важнейшей научной, инженерной и экономической задачей. Эта задача может быть решена с применением современных систем численного моделирования, которые в свою очередь могут оценить работоспособность разрабатываемой радиоэлектронной аппаратуры (РЭА).

Унифицированный электронный модуль (УЭМ) представляет собой конструктивно-законченный узел, имеющий жесткие ограничения по массе, габаритам, потребляемой мощности и разрабатываемый с применением серийных компонентов промышленного и космического назначений.

Подробная математическая модель [1] унифицированного электронного модуля (УЭМ) бортовой радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) космического аппарата (КА) (рис. 1) для проведения анализа тепловых и механических режимов работы включает в себя множество геометрических элементов: несущие конструкции 1-го и 2-го уровней, средства коммутации, металлизацию переходных отверстий, проводящий рисунок, электрорадиоизделия (ЭРИ), припой, слой клея, лака и т.д.

Для учета вышеперечисленного количества элементов модели УЭМ при численном моделировании требуется построение подробной расчетной сетки, что ведет к увеличению времени расчета.

Поэтому является актуальной задача построения упрощенных математических моделей, которые позволят обеспечить сокращение вычислительных ресурсов, необходимых для проведения анализа тепловых и механических режимов работы УЭМ, что как следствие приведет к:

- возможности проработки большего числа вариантов конструкции УЭМ;
- уменьшению технического риска отказов электронного оборудования при реализации передовых решений (проектных, конструктивных, технологических);
- сокращению времени проведения расчетов и как следствие сокращению сроков разработки УЭМ и бортовой РЭА в целом.

Рассматриваемые подходы к созданию упрощенных моделей базируются на общепризнанных методах и подходах [2–4], оказывающих влияние на результаты расчетов в допустимых пределах точности, таких как:

- **физическое упрощение:** исключение из рассмотрения зависимости физических процессов, характеристик материалов модели УЭМ от температуры, времени, пространственных координат; интеграция (группировка) нескольких идентичных (схожих) по тепловым и механическим, надежностным (долговечность) характеристикам элементов конструкции УЭМ в одно целое; исключение

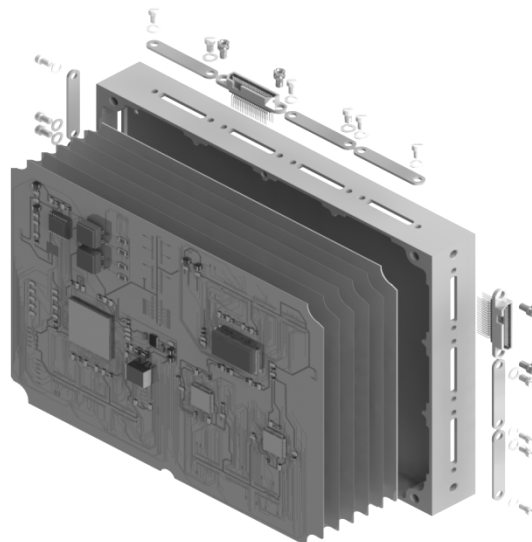


Рис. 1. Подробная модель УЭМ

из рассмотрения некоторых начальных и граничных условий: саморазогрев проводника при протекании электрического тока, тепловыделения отдельных ЭРИ и др. Физическое упрощение может сопровождаться геометрическим и математическим упрощениями;

– **геометрическое упрощение:** игнорирование мелких деталей, а также отверстий, скруглений и фасок;

– **математическое упрощение:** контроль сеточных элементов (генерация параллелепипедов); контроль за плотностью сетки (максимальные, минимальные размеры граней, поверхностей геометрии, конечных элементов расчетной сетки и др.); применение вместо твердотельных оболочечных моделей.

Физические упрощения зачастую не приводят к уменьшению количества узлов расчетной (конечно-элементной) сетки, однако позволяют сократить время подготовки модели к расчету и время его выполнения за счет сокращения количества факторов и переменных задачи.

Для определения наиболее эффективного подхода к созданию упрощенной математической модели было проведено численное моделирование тепловых и механических режимов функционирования УЭМ КА с использованием 4 упрощенных моделей УЭМ и последующим сравнением с подробной моделью (Модель № 1):

– Модель № 2 – геометрическое упрощение: объединение, игнорирование мелких деталей, таких как фаски, отверстия, скругления;

– Модель № 3 – математическое упрощение: изменение плотности сетки;

– Модель № 4 – геометрическое и математическое упрощения, а именно изменение плотности сетки;

– Модель № 5 – геометрическое и математическое упрощения, а именно выбор формы сеточных элементов.

Стоит отметить, что при создании упрощенной модели № 5 использовался метод протяжки (метод Sweep) [4], так как этот метод позволяет создавать регулярные сетки и добиваться лучшей схожести расчетных результатов.

Проверка адекватности и достоверности моделей УЭМ проведена путем сопоставления результатов расчета. Для этого был проведен анализ тепловых и механических (напряженно-деформированных состояний) режимов работы.

Уравнение теплового анализа в самом общем случае записывается следующим образом [4]:

$$[C] \cdot T' + [K] \cdot T = Q(t, T), \quad (1)$$

где $[C]$ – матрица удельной теплоемкости; T' – первая производная температуры по времени; $[K]$ – матрица теплопроводности; T – температура; Q – вектор скорости генерации тепла в системе; t – время.

Уравнение движения (перемещения) конструкции УЭМ в общем виде [1]

$$[M] \cdot x'' + [C] \cdot x' + [K] \cdot x = F(t), \quad (2)$$

где $[M]$ – матрица масс; $[C]$ – матрица демпфирования; $[K]$ – матрица жесткости; x – перемещение; x'' , x' – первая и вторая производные перемещения по времени, соответственно; F – сила.

Для реализации условий эксплуатации УЭМ необходимы следующие типы граничных условий: температура – для задания температуры от термостабильной плиты (граничное условие I рода) и радиационный теплообмен (граничное условие III рода).

При задании начальных условий считаем, что температура конструкции УЭМ в начальный момент времени распределена равномерно.

При создании упрощенных моделей было введено физическое упрощение: отсутствует зависимость физических процессов от времени (замена нестационарных режимов – стационарным).

В стационарном уравнении теплового анализа все изменяющиеся со временем параметры исключаются, однако допустимыми являются нелинейные эффекты. С учетом сказанного уравнение (1) преобразуется в уравнение

$$[K] \cdot T = Q(T). \quad (3)$$

В стационарном уравнении движения (2) все зависящие от времени слагаемые равны нулю

$$[K] \cdot x = F. \quad (4)$$

Матричное уравнение в стационарном уравнении движения решается относительно перемещений x .

Анализ напряженно-деформированного состояния (НДС) проводился на основании результатов теплового анализа и условий механического закрепления УЭМ при размещении на термостабильной плите в составе бортовой РЭА КА.

Критериями сравнения явились: количество узлов расчетной сетки, результаты теплового анализа, результаты анализа напряженно-деформированного состояния.

Число узлов (N) расчетных сеток для разработанных моделей представлено на рис. 2.

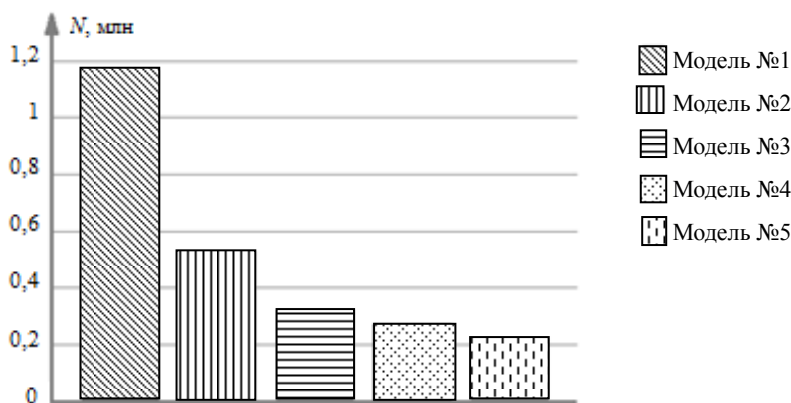


Рис. 2. Количество узлов расчетной сетки

На основании полученных данных было проведено сравнение результатов анализов, полученных при использовании упрощенных моделей, с результатами анализов подробной модели (табл. 1, 2).

Таблица 1

Сравнения расчетов (разница результатов)

Показатель	Модель № 2	Модель № 3	Модель № 4	Модель № 5
Максимальная температура, °С	0,1028	0,0051	0,0921	0,1061
Максимальная деформация (перемещения), мм	0,028	0,002	0,027	0,031
Максимальное напряжение, МПа	5	22	5,5	4,3

Таблица 2

Сравнения расчетов (относительная погрешность)

Показатель	Модель № 2	Модель № 3	Модель № 4	Модель № 5
Максимальная температура, %	4,57	0,0022681	4,09	4,72
Максимальная деформация (перемещения), %	0,5110	0,0365	0,4927	0,5657
Максимальное напряжение, %	2	8,96	2,24	1,75

Анализ табл. 1, 2 показал, что наиболее эффективным упрощением является математическое (модель № 3). Но при использовании только математического упрощения для механического (напряженно-деформированного) анализа наблюдается резкое увеличение расхождения между результатами анализа подробной и упрощенной моделей. Это объясняется тем, что для описания, к примеру, фасок, отверстий, скруглений необходимо большое количество узлов, и уменьшение числа узлов приводит к увеличению ошибки расчетов в этих местах.

Данную проблему можно решить совместным использованием математического и геометрического упрощений, что подтверждают результаты, полученные при использовании моделей № 4, 5.

Заключение. Проведен анализ общепризнанных подходов применительно к разработке упрощенных моделей УЭМ.

На основании анализа был реализован ряд моделей с учётом особенностей конструкции и условий эксплуатации УЭМ.

На основании построенных численных подробной и упрощенной моделей проведено компьютерное моделирование тепловых и механических режимов работы УЭМ.

Результаты анализа тепловых и механических режимов работы УЭМ показали эффективность математического упрощения в сравнении с геометрическим, а также резкое увеличение расхожде-

ния между результатами механического анализа подробной и упрощенной моделями, что свидетельствует о целесообразности совместного использования математического и геометрического упрощения.

Работа выполнена в рамках реализации Постановления Правительства РФ от 09.04.2010 г. № 218 и договора между ОАО «ИСС» и Минобрнауки РФ от 12.02.2013 г. №02.G25.31.0042.

Литература

1. Сунцов С.Б. Численное моделирование напряженно-деформированного состояния унифицированного электронного модуля / С.Б. Сунцов, В.М. Карaban, М.П. Сухоруков, Е.А. Морозов // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 2012. – Т. 55, № 9–3. – С. 120–125.
2. Сухоруков М.П. Разработка упрощенных моделей электрорадиоизделий с гибкими выводами для механического анализа // X Междунар. науч.-практ. конф. «Фундаментальные и прикладные исследования в современном мире». – СПб. – 2015. – Т. 1. – С. 99–102.
3. Карaban В.М. Математические модели многослойных печатных плат для теплового моделирования электронных устройств и систем / В.М. Карaban, М.П. Сухоруков, Е.А. Морозов // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 3(29). – С. 170–174.
4. Сухоруков М.П. Численное моделирование собственных частот радиоэлектронной аппаратуры космического аппарата // Вестник Том. гос. ун-та. Математика и механика. – 2015. № 4(36). – С. 93–100.
5. Сунцов С.Б. Создание упрощенной тепловой модели унифицированного электронного модуля / С.Б. Сунцов, В.М. Карaban, М.П. Сухоруков, Е.А. Морозов // Изв. высш. учеб. завед. Физика. – 2012. – Т. 55, № 9–3. – С. 114–119.

Сухоруков Максим Петрович

Аспирант каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 90-01-06
Эл. почта: max_sukhorukov@mail.ru

Sukhorukov M.P.

Approaches to the development of simplified mathematical models of spacecraft electronics

We have studied the possibility of using the generally accepted approaches and methods to develop a simplified model of a unified electronic on-board module electronics for the spacecraft. Numerical simulation of thermal and mechanical operating modes of UEM spacecraft. It revealed the most optimal approach to simplification.

Keywords: numerical modeling, detailed model, simplified model, on-board radioelectronic equipment, space vehicles.

Памяти Льва Алексеевича Бокова

Вся трудовая биография Льва Алексеевича Бокова связана с ТУСУРОм. Еще в студенческие годы проявился его характер созидателя, стойкого бойца студенческих строительных отрядов, строителя Нефтеграда – Стрежевого. Эта его деятельность отмечена Почетным знаком ЦК ВЛКСМ.

В 1969 году он окончил Томский институт радиоэлектроники и электронной техники (ТИРиЭТ). После окончания института работал на кафедре сверхвысоких частот, которая открыла ему путь в науку.

В 1980-е годы Лев Алексеевич был ответственным исполнителем ряда научно-исследовательских работ, результаты которых были отмечены Премией Министра обороны СССР. Исследования магнитоупругих и магнитоэлектрических волн в ферродиеlectricких монокристаллах, которые стали основой диссертационной работы Л.А. Бокова, хорошо известны специалистам. Позднее Лев Алексеевич был научным руководителем и ответственным исполнителем двух НИР в области акустооптоэлектроники, выполнявшихся по постановлениям Правительства.

Л.А. Боков активно занимался научной и учебно-методической работой, был признан одним из лучших лекторов РТФ. С 2001 по 2008 год Лев Алексеевич возглавлял радиотехнический факультет. Под его руководством РТФ достиг высоких результатов в научной и образовательной деятельности, вошел по большинству показателей в число лидеров университета. Как декан и преподаватель Лев Алексеевич пользовался заслуженным уважением студентов и коллег, отдавал много времени и энергии работе с коллективом и общению с учениками.

В начале 2000-х годов Л.А. Боков занимался теорией и практикой организации учебного процесса в высшей школе. Он активно включился в инновационное обновление учебного процесса в университете, создал Центр инновационных образовательных технологий и стал его первым директором. С 2008 года Л.А. Боков – проректор по учебной работе, с декабря 2014 года возглавлял департамент образования университета.

Благодаря его опыту, энергии и инициативе в ТУСУРе внедрена творческая технология группового проектного обучения, существенно перестроившая учебный процесс, нацелив его на подготовку инновационно активных специалистов, готовых к предпринимательской деятельности. Технология группового проектного обучения стала ядром инновационной образовательной программы ТУСУР, победившей в конкурсе ОУ ВПО в рамках национального проекта «Образование» (2006–2007 гг.). Труды по этому направлению изданы в ведущем журнале «Высшее образование сегодня», в материалах международных конференций.

Л.А. Боков являлся координатором Программы стратегического развития ТУСУРа на 2012–2016 годы, победившей в конкурсе Минобрнауки в конце 2011 года. Под его руководством ТУСУР успешно перешёл на уровневую систему образования.

Профессор, кандидат физико-математических наук Л.А. Боков – автор 68 публикаций, 6 учебных пособий, 5 авторских свидетельств на изобретения. Он – дважды лауреат конкурса в сфере образования и науки Томской области, действительный член Российской академии естественных наук, награждён медалью ордена «За заслуги перед Отечеством» II степени, почётным знаком «Заслуженный работник Высшей школы», медалью Федерации космонавтики России им. С.П. Королева.



07.12.1944 – 24.12.2015

Уважаемые авторы!
С 2016 года изменяется формат печати журнала,
вводятся новые правила и требования к оформлению статьи.
Подробно описание оформления статьи приведены в шаблоне статьи на сайте journal.tusur.ru

**Требования к подготовке рукописей статей, представляемых для публикации в журнале
«Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники»**

1. Электронный вариант статьи должен быть представлен в виде файла, названного по-русски фамилией первого автора, на дискете или диске в формате Word 2003. Предпочтительнее представить его по электронной почте.

2. Оригинал на бумажном носителе должен полностью соответствовать электронному варианту.

3. Статья должна иметь (в порядке следования): УДК; И.О. Фамилии авторов; заглавие; аннотация (не реферат); ключевые слова; основной текст статьи; список библиографий под подзаголовком «Литература»; сведения об авторах; далее на английском языке: Фамилии авторов И.О., заглавие статьи, аннотацию, ключевые слова. Сведения об авторах включают в себя фамилию, имя, отчество, ученую степень, ученое звание, должность, место работы, телефон, электронный адрес.

4. Текст статьи должен быть размещен в две колонки без принудительных переносов через один интервал шрифтом Times New Roman 10 кегля на одной стороне листа белой писчей бумаги формата А4, без помарок и вставок. Для облегчения форматирования прилагается **шаблон статьи**, который размещен на сайте: journal.tusur.ru. Размер статьи со всеми атрибутами должен быть, как правило, не более пяти страниц.

5. Одни и те же символы в тексте, формулах, таблицах и рисунках должны быть единообразными по написанию. Русские и греческие символы набираются прямым шрифтом, а латинские – курсивом, кроме слов, их сокращений, имен функций, программ, фирм и химических формул.

6. Формулы должны быть набраны в формульном редакторе (Equation, MathType) программы Word. Русские буквы, греческие символы, математические знаки (+, -, ×, ∈, =, скобки, ...) и цифры всегда набираются прямым не жирным шрифтом, а переменные, обозначенные латинскими буквами – курсивом, кроме слов, их сокращений, имен функций, программ, фирм и химических формул (const, input; $\sin x(t_1)$; U_{in} ; $I_{вх}$; T_z ; β_2 ; H_2O , Adobe Acrobat, Cisco и т.д.); векторные величины – жирным, прямо (не курсив) – A_1 , $M(f)$, β . Шаблоны для набора формул необходимо взять из шаблона статьи.

7. Все употребляемые обозначения и сокращения должны быть пояснены.

8. Единицы измерения физических величин должны соответствовать Международной системе единиц (СИ) и написаны по-русски через пробел

(х, ГГц; 20 ГГц; T , град; $7^\circ C$). Десятичные числа пишутся через запятую (не точку).

9. Таблицы и рисунки должны иметь тематические заголовки (не повторяющие фразы-ссылки на них в тексте). (Рис. 1. Название рисунка; Таблица 1. Название таблицы). Большие блоки расшифровки условных обозначений лучше приводить в тексте. Подписи и надписи – Times New Roman, 9 пт, не жирным, не курсивом, переменные – также как и в тексте. На все рисунки и таблицы должны быть ссылки в тексте (... на рис. 3, ... в табл. 2).

10. Рисунки и фотографии должны быть **черно-белыми**, четкими, контрастными, аккуратными, сгруппированными. Графики – не жирно, сетка – четко. Единицы измерения – на русском. Десятичная запятая (не точка). Рисунки могут быть выполнены в программах CorelDraw, Illustrator, Word, Visio и должны давать возможность внесения исправлений.

11. Иллюстрации, должны быть разрешением не менее 600 dpi. Масштаб изображения – 8 или 16,7 см по ширине (при условии читаемости всех надписей, выполненных шрифтом Times New Roman 9 кегля).

12. На все источники, указанные в списке литературы, должны быть ссылки по тексту (нумерация в порядке упоминания, например, [1, 2], [5–7]). Описание источников должно соответствовать ГОСТ 7.1–2003 и ГОСТ Р 7.0.5–2008 и содержать всю необходимую для идентификации источника информацию, а именно: *для неперидических изданий* – фамилию и инициалы автора, полное название работы, место издания, название издательства, год издания, количество страниц; *для периодических изданий* – фамилию, инициалы автора, полное название работы, название журнала, год выпуска, том, номер, номера страниц (см. примеры оформления библиографий).

Бумажный вариант рукописи статьи должен быть подписан авторами и (для сторонних авторов) иметь сопроводительное письмо на бланке организации.

Плата за публикацию рукописей не взимается.

Материальные претензии авторов, связанные с распространением материалов их статей после опубликования, не принимаются.

Авторы несут полную ответственность за содержание статей и за последствия, связанные с их публикацией.

Контактная информация

Адрес: 634050, Томск, пр. Ленина, 40, 414-ГК. Эл. почта: vnmas@tusur.ru. Тел.: +7 (3822) 51-21-21.