

ISSN 1818-0442

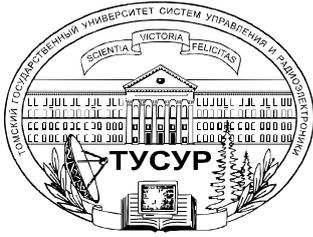
Доклады ТУСУРа. №1(31), 2014

ДОКЛАДЫ

Томского государственного университета
систем управления и радиоэлектроники

1(31) • 2014





Министерство образования и науки Российской Федерации

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

1(31) • март 2014

Периодический научный журнал

Выходит 4 раза в год

Основан в 1997 г.

ISSN 1818-0442

Гл. редактор:

Ю.А. Шурыгин, д.т.н., проф.

Зам. гл. редактора:

А.В. Кобзев, д.т.н., проф.

А.А. Шелупанов, д.т.н., проф.

Редакционный совет:

Л.А. Боков, к.ф.-м.н., проф.

А.Г. Буймов, д.т.н., проф.

Ю.П. Ехлаков, д.т.н., проф.

А.М. Кориков, д.т.н., проф.

Е.М. Окс, д.т.н., проф.

И.Н. Пустынский, д.т.н., проф.

В.Н. Татаринов, д.т.н., проф.

С.М. Шандаров, д.ф.-м.н., проф.

Г.С. Шарыгин, 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. Бочкарева
Техн. редактор В.М. Бочкарева
Корректор В.Г. Лихачева

Подписано в печать 20.03.2014.
Формат 60×84 1/8.
Усл. печ. л. 22,05
Тираж 500. Заказ 8.

Содержание

РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

Фисанов В.В. Прохождение плоских волн через поверхность раздела сопряжённых сред Теллегена.....	7
Воронин Н.Н., Абраменко А.Ю., Гошин Г.Г. Измерительный комплекс для анализа искажений, возникающих при прохождении полосовых сигналов через нелинейные устройства.....	11
Миронов М.В., Мещеряков А.А., Шарыгин Г.С., Сулова Н.А., Рогожников Е.В., Фирсов В.В. Влияние многолучевости на точность оценки разности моментов прихода сигналов на трассах «Земля – космический аппарат».....	16
Лайко К.А., Филимонова Ю.О. Амплитудный синтез диаграмм направленности множителя антенной решетки с контролируемым законом распределения боковых лепестков.....	23
Крат Н.М., Савин А.А., Шарыгин Г.С. Контрольно-проверочная аппаратура системы автономной навигации космических аппаратов.....	28
Агеева Е.Т., Афанасьев Н.Т., Ким Д., Михайлов Н.И. Математическое моделирование статистических характеристик доплеровского смещения частоты радиосигнала в нестационарном ионосферном канале.....	33
Сычев А.Н., Стручков С.М. Системы параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью.....	39
Бычков С.А., Шкоркин В.В. Физическая модель трансформатора тороидальной конструкции как излучателя магнитного поля.....	51
Зуев С.В., Красненко Н.П., Левикин В.А. Телевизионный измеритель характеристик облачности.....	54
Бороненко М.П., Гуляев П.Ю. Телевизионная измерительная система наносекундного разрешения.....	60
Махорин Д.А., Галиев А.Б., Задорин А.С. Возможность реализации линейного режима счета фотонов на лавинном фотодиоде S8664-05K при комнатной температуре.....	65
А.А. Бомбизов Способ спектрально-временного анализа электромагнитного излучения горных пород для обнаружения предвестников геодинамических событий ..	69
Калинин Р.Г., Семенов В.Д., Федотов В.А. Эффективность нагрева медного провода в зазоре индуктора поперечного магнитного поля для зачистки от лаковой изоляции.....	74
Лаптев Д.В., Пасынков Ю.А. Статистическое исследование измерения частоты методом совпадения.....	78
Кулешов Г.Е., Суляев В.И. Диэлектрическая проницаемость и электропроводность композиционных материалов на основе углеродных наноструктур.....	84
Котин А.С., Мурзакматов Э.Б. Моделирование и исследование просветляющих покрытий на кристаллах РКТП.....	88
Кутков И.В., Пехтелев М.И. Качественный и количественный анализ пленок нитрида кремния методом ИК-спектроскопии.....	92
Мухамадеев Р.А., Данилина Т.И. Моделирование процессов травления микро- и наноструктур с использованием программного модуля «NEMO etching».....	95

Троян П.Е., Сахаров Ю.В., Жидик Ю.С. Прозрачные электропроводящие покрытия с контролируруемыми значениями коэффициента пропускания и поверхностного сопротивления.....	99
Степаненко М.В., Арыков В.С., Ющенко А.М., Плотникова А.Ю., Ишуткин С.В. Полевой транзистор с субмикронным Т-образным затвором, полученным с использованием пристеночного диэлектрика.....	103
Степаненко М.В., Арыков В.С., Ющенко А.М., Плотникова А.Ю. Разработка технологии формирования слотовых отверстий в GaAs-подложках с помощью TCAD.....	106

ОПТОЭЛЕКТРОНИКА И ФОТОНИКА

Кульчин Ю.Н., Зинин Ю.А. Гибридные брэгговские волокна.....	111
Ромашко Р.В., Безрук М.Н., Ермолаев С.А., Кришнасвами С. Детектирование ультразвуковых упругих волн в твердых телах с помощью многоканальной адаптивной волоконно-оптической измерительной системы.....	115
Ермолаев С.А., Ромашко Р.В., Ефимов Т.А., Непомнящий А.В., Безрук М.Н. Способы детерминированного изменения массы микроосцилляторов.....	118
Ромашко Р.В., Грачев А.И., Камшилин А.А., Голик С.С., Кульчин Ю.Н. Линейный фотогальванический эффект в силленитах при облучении фемтосекундными импульсами.....	122
Ромашко Р.В., Грачев А.И., Камшилин А.А., Каменев О.Т., Кульчин Ю.Н. Автокоррелятор фемтосекундных импульсов на основе линейного фотогальванического эффекта.....	125
Ромашко Р.В., Яшкузин И.О., Ефимов Т.А., Асалханова М.А. Геометрия записи динамических голограмм в фоторефрактивном кристалле для детектирования колебаний микроосцилляторов.....	128
Шибельгут А.А., Литвинов Р.В., Кириенко Н.Г. Эффективность возбуждения волноводных мод оптического волокна при рассеянии лазерного пучка на радиально-симметричном слое неоднородностей сердцевины.....	132
Семкин А.О., Шарангович С.Н. Дифракционные характеристики фотонных ФПМ-ЖК структур при сложной дискретной пространственной неоднородности управляющего поля.....	136

УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

Марков А.В., Воевода А.А. Проверка достижимости маркировки сетей Петри при помощи инвертирования деревьев состояний для протокола передачи данных.....	143
Голубева А.А. Алгоритм параметрической идентификации на основе модифицированного метода наименьших квадратов для нечетких систем типа Такаги-Сугено.....	149
Григорьева Т.Е. Дискретно-событийное моделирование в СМ MAPC для курса «Системы массового обслуживания».....	152
Гаркуша С.В. Иерархическо-координационный метод распределения частотных каналов в mesh-сети IEEE 802.11 на основе принципа прогнозирования взаимодействий.....	156
Данченко А.М., Тараканов В.С., Штерн В.В. Применение индивидуально-поточной модели эвакуации при оценке рисков пожарной опасности в общественных зданиях.....	167
Дмитриев В.М., Ганджа В.В. Концепция лабораторного автоматизированного рабочего места на архитектуре ARM.....	171
Карауш А.А. Выбор численного метода интегрирования дифференциальных уравнений для задач спутниковых навигационных технологий.....	174
Басыня Е.А., Французова Г.А., Гунько А.В. Самоорганизующаяся система управления трафиком вычислительной сети.....	179
Колумбетов А.Т., Светлаков А.А. Динамическая модель квазиравновесных противоточных процессов многокомпонентной экстракции/реэкстракции в 3-ступенчатых экстракторах.....	185
Ларин В.П., Смирнов В.А. Интеллектуализация технологии приемочного контроля сложных технических объектов.....	191
Панов С.А. Формальный язык описания структуры документов и его интерпретация в формат метода компонентных цепей.....	197
Буданов А.Н., Дмитриев В.М. Методика организации стола технических совещаний.....	201

Сенченко П.В., Лазарев И.В. Способы организации межведомственного информационного взаимодействия органов и организаций, исполняющих государственные функции.....	205
Сидоров А.А. Методические подходы к оценке эффективности деятельности органов государственной власти и местного самоуправления.....	209

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Аристов А.В., Эккерт И.А. Формирование шагового режима работы асинхронного двигателя при потенциальной амплитудно-балансной модуляции.....	217
Персова М.Г., Соловейчик Ю.Г., Гамадин М.В., Сердобинцева М.Л. Исследование влияния длины асинхронного электродвигателя на распределение магнитного поля и создаваемый им вращающий момент	222
Корюкин А.Н., Воевода А.А. Наибольшая степень устойчивости двухмассовой системы для регуляторов пониженного порядка	229
Степной В.С., Абрамчук С.И., Мукашев А.М., Пуговкин А.В. Представление отопительных приборов в виде эквивалентных электрических схем.....	238
Осипов Ю.М., Осипов О.Ю. Создание изделий экстремальной робототехники на основе «активной» карданной передачи	242

СООБЩЕНИЯ

Козин В.В. Требования к визуально-программному комплексу в формировании обратных связей при обучении игровым приемам баскетболистов.....	247
---	-----

РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

УДК 537.874.2

В.В. Фисанов

Прохождение плоских волн через поверхность раздела сопряжённых сред Теллегена

Рассматриваются явления взаимодействия собственных плоских волн круговой поляризации (электромагнитных волн Бельтрами) с плоской поверхностью раздела сопряжённых биизотропных сред Теллегена. Прохождение плоской волны Бельтрами через поверхность раздела происходит без отклонения от угла падения и сопровождается возбуждением в отражённом поле ортогонально поляризованной плоской волны Бельтрами.

Ключевые слова: сопряжённые биизотропные среды Теллегена, диэлектрическая проницаемость, магнитная проницаемость, параметр невязимности, электромагнитные поля Бельтрами, волновые импедансы, волновое число, однородные плоские волны.

Среди различных композитных электромагнитных материалов, обладающих необычными свойствами (метаматериалов), отдельную группу образуют биизотропные материалы. При макроскопическом электродинамическом описании они характеризуются не только скалярами диэлектрической (ϵ) и магнитной (μ) проницаемостей, но и дополнительными параметрами перекрёстной (магнито-электрической) связи между индукциями и напряжённостями электрического и магнитного полей. Наиболее общая биизотропная среда содержит два дополнительных псевдоскаляра магнитоэлектрической связи. Различают среду Пастера, которая содержит киральные включения, и среду Теллегена, включения которой представляют собой тесно связанные коллинеарные пары постоянных электрических и магнитных диполей наподобие Янус-частиц [1, 2]. У таких частиц имеются два энантиоморфных варианта конфигурации (дипольные моменты либо одинаково направлены, либо противоположно направлены), которые соответствуют не истинной, а так называемой «ложной» киральности [3]. Среда Теллегена обладает уникальным свойством: в отличие от остальных изотропных сред она является невязимной средой. Свойство невязимности прослеживается уже при волновом распространении в безграничной среде Теллегена [4], однако более заметно оно проявляется при отражении от границ [5, 6].

В данной работе рассматривается прохождение плоских монохроматических электромагнитных волн через плоскую поверхность, разделяющую два полупространства сопряжённых сред Теллегена. Эти среды являются идентичными по составу и по материальным параметрам, но различаются знаками параметра невязимности, вследствие чего прохождение волн сопровождается отражением от поверхности раздела сред. Подразумевается временной фактор $\exp(-i\omega t)$, где ω – круговая частота, t – время. Поверхность раздела сопряжённых сред представляет интерес по той причине, что если параметр магнитоэлектрической связи уменьшается до нуля, то она исчезает, а отражение прекращается. Коэффициент отражения, следовательно, служит индикатором и мерой магнитоэлектрической активности. Для сред Пастера (киральных сред) аналогичное рассмотрение было проведено в работах [7, 8].

Постановка задачи, коэффициенты отражения и прохождения. Пусть плоскость $z=0$ является поверхностью раздела сопряжённых сред Теллегена. Область $z < 0$, в которой распространяются падающие и отражённые волны, характеризуется параметром невязимности α , а область $z > 0$ – параметром $-\alpha$. При отсутствии потерь в средах α является действительной величиной. С целью упрощения аналитических выкладок электромагнитное поле описывается посредством приведённых векторов напряжённостей $\mathbf{e} = \sqrt{\epsilon}\mathbf{E}$, $\mathbf{h} = \sqrt{\mu}\mathbf{H}$ и индукций $\mathbf{d} = \sqrt{\epsilon}\mathbf{D}$, $\mathbf{b} = \sqrt{\mu}\mathbf{B}$ с унифицированными размерностями, где \mathbf{E} , \mathbf{H} и \mathbf{D} , \mathbf{B} – канонические обозначения для векторов напряжённостей и индукций поля. Уравнения Максвелла и материальные уравнения для области $z < 0$ (в форме Друде – Борна – Фёдорова) примут вид

$$\nabla \times \mathbf{e} = ik\mu^{-1}\mathbf{b}, \quad \nabla \times \mathbf{h} = -ik\epsilon^{-1}\mathbf{d}, \quad \nabla \cdot \mathbf{d} = 0, \quad \nabla \cdot \mathbf{b} = 0; \quad (1)$$

$$\mathbf{d} = \epsilon(\mathbf{e} + i\alpha \nabla \times \mathbf{e}), \quad \mathbf{b} = \mu(\mathbf{h} - i\alpha \nabla \times \mathbf{h}), \quad (2)$$

где величина $k = \omega\sqrt{\varepsilon\mu}$ имела бы смысл волнового числа в среде в отсутствие магнитоэлектрических включений, а в данном случае вводится просто для удобства. Применение материальных уравнений (2) является более предпочтительным для среды Теллегена, чем уравнений Поста, ибо в последнем случае волновые числа собственных волн совпадают с величиной k [9, 10].

Как и в общей биизотропной среде, здесь справедлива предложенная Бореном [9] декомпозиция электромагнитного поля на два поля круговой поляризации, называемых также «полями Бельтрами» $\mathbf{Q}_1 = \mathbf{q}_1/\sqrt{\varepsilon}$ и $\mathbf{Q}_2 = \mathbf{q}_2/\sqrt{\mu}$. В отличие от исходных полей Бельтрами \mathbf{Q}_1 и \mathbf{Q}_2 – приведённые поля \mathbf{q}_1 и \mathbf{q}_2 обладают одинаковой размерностью. Для них декомпозиция Борена выглядит наиболее просто:

$$\mathbf{e} = \mathbf{q}_1 - iT\mathbf{q}_2, \quad \mathbf{h} = \mathbf{q}_2 - iT\mathbf{q}_1. \quad (3)$$

Безразмерный параметр T является унимодулярной величиной, так что $T = \exp(i\theta)$, $\text{Im}\theta = 0$. При несильной магнитоэлектрической активности композитной среды вещественный параметр θ находится из условия, что $k\alpha = \sin\theta$. Из структуры формул (3) следует, что параметр T имеет смысл приведённого (безразмерного) адмитанса поля \mathbf{q}_1 и приведённого импеданса поля \mathbf{q}_2 .

В результате декомпозиции (3) уравнения Максвелла (1) вместе с уравнениями связи (2) приводятся к виду

$$\nabla \times \mathbf{q}_1 = \gamma \mathbf{q}_1, \quad \nabla \cdot \mathbf{q}_1 = 0; \quad (4)$$

$$\nabla \times \mathbf{q}_2 = -\gamma \mathbf{q}_2, \quad \nabla \cdot \mathbf{q}_2 = 0, \quad (5)$$

и приведённые поля Бельтрами удовлетворяют уравнению Гельмгольца $\nabla^2 \mathbf{q}_{1,2} + \gamma^2 \mathbf{q}_{1,2} = 0$. Оба поля распространяются с единым волновым числом

$$\gamma = k/\cos\theta, \quad (6)$$

но имеют разные волновые импедансы $\eta_1 = \eta T^*$ и $\eta_2 = \eta T$, где $\eta = \sqrt{\mu/\varepsilon}$ и «*» – символ комплексного сопряжения, т.е. $T^* = T^{-1} = \exp(-i\theta)$. Связь между волновым числом γ и волновыми импедансами определяется формулами

$$\gamma = k(\eta_{1,2}/\eta \pm ik\alpha)^{-1}. \quad (7)$$

Справедливо соотношение $\eta_{1,2}(-\alpha) = \eta_{2,1}(+\alpha)$, поэтому в сопряжённой среде Теллегена (область $z > 0$) поля Бельтрами обмениваются импедансами, но сохраняют первоначальный тип левой или правой круговой поляризации.

Пусть волны распространяются в плоскости $y = 0$. На поверхность раздела они падают под углом φ к нормали \mathbf{n}

$$\mathbf{q}_1^i(x, z) = \{-i\cos\varphi, 1, i\sin\varphi\} q_1 \exp(i\boldsymbol{\gamma}^i \cdot \mathbf{r}), \quad (8)$$

$$\mathbf{q}_2^i(x, z) = \{i\cos\varphi, 1, -i\sin\varphi\} q_2 \exp(i\boldsymbol{\gamma}^i \cdot \mathbf{r}), \quad (9)$$

где q_1, q_2 – известные фазоры, $\mathbf{r} = \{x, 0, z\}$ – радиус-вектор точки наблюдения, $\boldsymbol{\gamma}^i = \gamma\{\sin\varphi, 0, \cos\varphi\}$ – волновой вектор, верхний индекс « i » указывает на принадлежность к падающему полю. Структура полей (8), (9) определяется исходными уравнениями для полей Бельтрами (4), (5). В отражённом поле (верхний индекс « r ») присутствуют волны

$$\mathbf{q}_1^r(x, z) = \{i\cos\varphi, 1, i\sin\varphi\} q_1^r \exp(i\boldsymbol{\gamma}^r \cdot \mathbf{r}), \quad (10)$$

$$\mathbf{q}_2^r(x, z) = \{-i\cos\varphi, 1, -i\sin\varphi\} q_2^r \exp(i\boldsymbol{\gamma}^r \cdot \mathbf{r}), \quad (11)$$

с волновым вектором $\boldsymbol{\gamma}^r = \gamma\{\sin\varphi, 0, -\cos\varphi\}$, причём амплитуды отражённых волн q_1^r, q_2^r связаны с величинами q_1 и q_2 посредством коэффициентов отражения

$$q_1^r = R_{11}q_1 + R_{12}q_2, \quad q_2^r = R_{21}q_1 + R_{22}q_2. \quad (12)$$

Прошедшие волны (верхний индекс « t ») записываются аналогично (8) и (9):

$$\mathbf{q}_1^t(x, z) = \{-i \cos \varphi, 1, i \sin \varphi\} q_1^t \exp(i \boldsymbol{\gamma}^t \cdot \mathbf{r}), \quad (13)$$

$$\mathbf{q}_2^t(x, z) = \{i \cos \varphi, 1, -i \sin \varphi\} q_2^t \exp(i \boldsymbol{\gamma}^t \cdot \mathbf{r}), \quad (14)$$

вводятся коэффициенты прохождения согласно формулам

$$q_1^t = Q_{11} q_1 + Q_{12} q_2, \quad q_2^t = Q_{21} q_1 + Q_{22} q_2. \quad (15)$$

Таким образом, отражённые поля характеризуются двухрядной матрицей отражения $\mathbf{R} = \begin{pmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{pmatrix}$, а прошедшие поля – двухрядной матрицей прохождения $\mathbf{Q} = \begin{pmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ Q_{21} & Q_{22} \end{pmatrix}$.

На поверхности $z=0$ должны выполняться граничные условия непрерывности касательных составляющих напряжённостей электрического и магнитного полей

$$e_x^i + e_x^r = e_x^t, \quad e_y^i + e_y^r = e_y^t; \quad h_x^i + h_x^r = h_x^t, \quad h_y^i + h_y^r = h_y^t, \quad (16)$$

где для области $z < 0$ следует применять формулы (3), а для области $z > 0$ в них следует заменить T величиной T^* . В результате учёта формул (12) и (15) отсюда следует система четырёх алгебраических уравнений:

$$\left[(1 + R_{11} - Q_{11}) - i (TR_{21} - T^* Q_{21}) \right] q_1 + \left[(R_{12} - Q_{12}) - i (T + TR_{22} - T^* Q_{22}) \right] q_2 = 0, \quad (17)$$

$$\left[(R_{21} - Q_{21}) - i (T + TR_{11} - T^* Q_{11}) \right] q_1 + \left[(1 + R_{22} - Q_{22}) - i (TR_{12} - T^* Q_{12}) \right] q_2 = 0, \quad (18)$$

$$\left[(1 - R_{11} - Q_{11}) - i (TR_{21} + T^* Q_{21}) \right] q_1 - \left[(R_{12} + Q_{12}) - i (T - TR_{22} - T^* Q_{22}) \right] q_2 = 0, \quad (19)$$

$$\left[(R_{21} + Q_{21}) - i (T - TR_{11} - T^* Q_{11}) \right] q_1 - \left[(1 - R_{22} - Q_{22}) - i (TR_{12} + T^* Q_{12}) \right] q_2 = 0. \quad (20)$$

Первичные падающие волны Бельтрами (8) и (9) могут возбуждаться отдельно. Полагая в уравнениях (17)–(20) сначала $q_2 = 0$, а затем $q_1 = 0$, получим две системы уравнений для отыскания всех коэффициентов отражения, прохождения и трансформации волн. В первом случае находим, что

$$R_{11} = 0, \quad R_{21} = -\sin \theta, \quad Q_{11} = T \cos \theta, \quad Q_{21} = 0. \quad (21)$$

Во втором случае соответственно имеем

$$R_{12} = \sin \theta, \quad R_{22} = 0, \quad Q_{12} = 0, \quad Q_{22} = T \cos \theta. \quad (22)$$

Коэффициенты отражения для ортогонально поляризованных волн Бельтрами равны по абсолютной величине, но имеют противоположные знаки. Для полученных коэффициентов выполняются энергетические соотношения:

$$|Q_{11}|^2 + |R_{21}|^2 = 1, \quad |Q_{22}|^2 + |R_{12}|^2 = 1. \quad (23)$$

Таким образом, прохождение какой-либо (левой или правой) плоской волны Бельтрами через поверхность раздела сред происходит без изменения направления распространения, но сопровождается возбуждением в отражённом поле сопутствующей ортогонально поляризованной волны Бельтрами (соответственно, правой или левой).

Доля отражённой энергии является фактически мерой невзаимности, она не зависит от угла падения, начинается с нуля и нарастает с увеличением магнитоэлектрической связи. Полное отражение достигается при значении параметра невзаимности $|\alpha| = \pi / \sqrt{\epsilon \mu}$. В этом случае поверхность раздела сред ведёт себя подобно идеально отражающему экрану. Действительно, если поверхностный импеданс отражающего экрана равен нулю, что соответствует электрической стенке, то отражение происходит с коэффициентом $R_{12} = iT$ [6], т.е. коэффициенты R_{12} являются унимодулярными и различаются только по фазе для критического значения $|\alpha| = \pi / \sqrt{\epsilon \mu}$.

Заключение. Невзаимность биизотропной среды Теллегена обнаруживается при прохождении собственных волн этой среды через плоскую поверхность раздела между двумя геометрически зеркально сопряжёнными средами Теллегена. При ненулевом значении параметра невзаимности часть энергии подводимой к поверхности раздела сред волны не проходит в сопряжённую среду, а отражается посредством сопутствующей волны Бельтрами, которая характеризуется не только ортогональной поляризацией, но и иным волновым импедансом.

Литература

1. Tellegen D.B.F. The gyrator: a new electric network element // Philips res. rept. – 1948. – Vol. 3, № 2. – P. 81–101.
2. Ghosh A. Voltage-controllable magnetic composite based on multifunctional polyethylene microparticles / A. Ghosh, N.K. Sheridan, P. Fischer // Small. – 2008. – Vol. 4, № 11. – P. 1956–1958.
3. Barron L.D. Chirality and life // Space Science Reviews. – 2008. – Vol. 135, № 1–4. – P. 187–201.
4. Фисанов В.В. Проявления невязимности в биизотропной среде Теллегена // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 2(26), ч. 1. – С. 96–99.
5. Sihvola A. Handedness in plasmonics: electrical engineers perspective / A. Sihvola, S. Zouhdi // Metamaterials and plasmonics: fundamentals, modeling, applications (S. Zouhdi, A. Sihvola, A.P. Vinogradov, eds.). – Dordrecht: Springer, 2009. – P. 3–20.
6. Фисанов В.В. Отражение плоских волн от импедансной границы в невязимной биизотропной среде Теллегена // Изв. вузов. Физика. – 2013. – Т. 56, № 5. – С. 69–74.
7. Lakhtakia A. What happens to plane waves at the planar interfaces of mirror-conjugated chiral media / A. Lakhtakia, V.V. Varadan, V.K. Varadan // J. opt. soc. Am. A. – 1989. – Vol. 6, № 1. – P. 23–26.
8. Фисанов В.В. Отражение и преломление плоских волн на границе зеркально сопряжённых киральных сред // Изв. вузов. Радиофизика. – 2005. – Т. 48, № 6. – С. 537–543.
9. Lakhtakia A. The Tellegen medium is “a Boojum, you see” // International j. of infrared and millimeter waves. – 1994. – Vol. 15, № 10. – P. 1625–1630.
10. Фисанов В.В. Об электродинамическом описании биизотропной среды Теллегена // Изв. вузов. Физика. – 2013. – Т. 56, № 8/2. – С. 5–7.
11. Bohren C.F. Light scattering by an optically active sphere // Chem. phys. lett. – 1974. – Vol. 21, № 3. – P. 458–462.

Фисанов Василий Васильевич

Д-р физ.-мат. наук, вед. науч. сотрудник СФТИ при НИТГУ, профессор каф. радиофизики
Национального исследовательского Томского государственного университета
Тел.: (382-2) 41-20-78
Эл. почта: fisanov@public.tsu.ru

Fisanov V.V.

Plane-wave transmission through an interface between conjugated Tellegen media

Interaction phenomena with plane interface of conjugated bi-isotropic Tellegen media are considered for plane circularly polarized eigenwaves (electromagnetic Beltrami waves). Transmission of a plane Beltrami wave through an interface takes place without inclination from the angle of incidence and accompanies the excitation of the orthogonally polarized plane Beltrami wave in the reflected field.

Keywords: conjugate bi-isotropic Tellegen media, dielectric permittivity, magnetic permeability, nonreciprocity parameter, electromagnetic Beltrami fields, wave impedances, wave number, homogeneous plane waves.

УДК 621.3.018.783

Н.Н. Воронин, А.Ю. Абраменко, Г.Г. Гошин

Измерительный комплекс для анализа искажений, возникающих при прохождении полосовых сигналов через нелинейные устройства

Представлены итоги разработки и экспериментального тестирования измерительного комплекса, позволяющего анализировать искажения, возникающие при прохождении полосовых сигналов через нелинейные устройства. Приведены экспериментальные данные, полученные для двух видов зондирующих сигналов, а также перспективы развития комплекса и программного обеспечения к нему.

Ключевые слова: полоса сигнала, усилитель, векторный генератор, преобразование Фурье.

В последнее время широкое распространение получила беспроводная передача данных, увеличилась скорость и объёмы передачи. Всё это вызвало усложнения информационных сигналов, а соответственно и возрастающих требований к передающему и приёмному трактам. Произошёл переход от ламповых усилителей к усилителям на транзисторах, от аналоговых сигналов – к цифровым.

В любом передающем тракте используются нелинейные устройства, такие как усилители, смесители и умножители. При прохождении сигналов через эти устройства возникают нелинейные искажения информационного сигнала, а именно обогащение спектра за счёт интермодуляционных составляющих и появления гармонических составляющих, кратных несущей частоте. Всё это приводит к ухудшению качества передачи сигнала и уменьшению возможности использования сигналов, несущих большой объём информации, но при этом менее защищённых от различных искажений. Эта проблема заставляет обратить на неё внимание. Разработаны различные подходы для измерения и анализа нелинейных искажений сигналов, например: «горячие» S-параметры [1], Load-Pull-измерения [2], X-параметры [3]. Данные методы имеют свои недостатки и сложности при их аппаратной реализации. Основным недостатком названных методик является то, что зондирующие сигналы в них далеки от тех сигналов, с которыми устройство будет работать в реальности, что не позволяет в полной мере оценить поведение устройства.

Теоретические предпосылки. Ввиду несовершенства используемых в настоящий момент методов возникает необходимость построения измерительного комплекса, использующего в качестве зондирующего сигналы, близкие к реальным, что даст возможность в полной мере оценить поведение нелинейных устройств в рабочем режиме. Отсюда вытекает необходимость применения векторного генератора для создания сигналов с цифровыми видами модуляции (PSK, QAM и т.д.).

Помимо уже давно привычных характеристик нелинейности устройства, таких как точка компрессии на 1 дБ, точка пересечения с гармоникой третьего порядка (IP3), применение нашли упомянутые ранее, более детальные методы характеристики нелинейных устройств: «горячие» S-параметры, Load-Pull-измерения, X-параметры. Основным недостатком «горячих» S-параметров является их узкая применимость и во многих случаях высокий уровень неточности. Load-Pull-измерения позволяют оценить поведение нелинейного устройства при изменении рабочей точки, т.е. для различных нагрузочных кривых. Но при этом не позволяют оценить сами нелинейные искажения, возникающие при прохождении через устройство. X-параметры, среди приведённых методов, наиболее полно отражают нелинейные искажения, возникающие при прохождении через нелинейные устройства; а если их измерение дополнить Load-Pull-измерениями, то будет получена максимальная информация о характеристиках нелинейного устройства. Однако даже такой мощный методический аппарат имеет свои недостатки. X-параметры не отражают нелинейные искажения в полосе сигнала, они отражают лишь уровень интермодуляционных составляющих вне его полосы. По причине того, что в качестве зондирующего сигнала используется гармонический сигнал, полученные характеристики могут не в полной мере отражать нелинейное искажение тех сигналов, с которыми в конечном итоге будет работать устройство. Также к недостатку данной методики можно отнести сложность аппаратной реализации.

Основным прибором как в вышеуказанных, так и в других методиках характеристики, служит векторный анализатор цепей (ВАЦ) [2, 4]. Связано это с тем, что векторный анализатор цепей позволяет получать не только амплитудные, но и фазовые характеристики сигнала. А при использовании векторных анализаторов цепей, построенных по канонической схеме с использованием ответвителей, которые позволяют сравнивать принятый и излученный сигналы, можно снизить требования к линейности генератора. Поскольку, если известен исходный сигнал, мы можем оценить, как он искажается в результате прохождения через нелинейное устройство.

Используя оцифрованный сигнал на входе исследуемого устройства (ИУ) $A(t)$ и оцифрованный сигнал на выходе ИУ $B(t)$, можем провести их сравнение. Сравнив входной и выходной сигналы на тех участках, где амплитуда сигнала не выходит за пределы линейного закона преобразования, можно вычислить линейный коэффициент усиления (КУ). Сравнивая между собой сигналы, можно вычислить изменение фазы ($\Delta\varphi$). Используя полученные данные, можно определить прогнозируемый сигнал $A^*(t)$, т.е. сигнал, который получился бы в случае линейного преобразования:

$$A^*(t) = A(t) \cdot КУ \cdot e^{i\Delta\varphi}. \quad (1)$$

Нелинейные искажения (НИ) определяются как разность между выходным сигналом $B(t)$ и прогнозируемым сигналом $A^*(t)$. Применив быстрое преобразование Фурье (БПФ) (2) и (3), получим характеристики сигналов в частотной области. В качестве оконной функции используем функцию Хемминга (4):

$$A(f) = \sum_{t=0}^{N-1} A(t) \cdot W(t) \cdot e^{-j2\pi \cdot f \cdot t / N}, \quad (2)$$

$$B(f) = \sum_{t=0}^{N-1} B(t) \cdot W(t) \cdot e^{-j2\pi \cdot f \cdot t / N}, \quad (3)$$

$$W(t) = 0,53836 - 0,46164 \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot t}{N-1}\right). \quad (4)$$

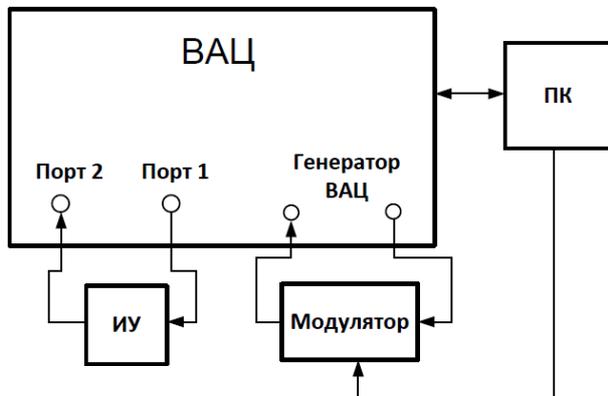


Рис. 1. Структурная схема измерительного комплекса

Полученные данные дадут возможность оценить искажения сигнала во временной и частотной областях.

Особенностью измерительного комплекса является использование векторного генератора полосовых сигналов. Для построения комплекса выбрана приведенная на рис. 1 схема, в которой векторный генератор сигналов реализован посредством использования генератора зондирующей частоты ВАЦ и квадратурного модулятора сигналов [5]. Исследуемое устройство (ИУ) включается между измерительными портами ВАЦ. Управление комплексом осуществляется с помощью персонального компьютера (ПК).

Результаты экспериментальных исследований. Основой измерительного комплекса является ВАЦ Р4М-18 производства НПФ «Микран». Его структурная схема с внешними блоками (ИУ и МОД) приведена на рис. 2. Исследуемым устройством являлся широкополосный усилитель с коэффициентом усиления 10 дБ. Сигнал с внутреннего источника зондирующего сигнала ВАЦ (Г1) подается на квадратурный модулятор (МОД), с которого модулированный сигнал поступает обратно в ВАЦ. Часть энергии модулированного сигнала ответвляется и с помощью второго генератора (Г2) и смесителя переносится на промежуточную частоту 25 МГц с последующей дискретизацией в АЦП опорного канала (А2). Другая часть сигнала через активный измерительный порт №2 подается на исследуемое устройство (ИУ). Прошедший через ИУ сигнал подается на измерительный порт №1, где переносится на промежуточную частоту и подвергается дискретизации АЦП измерительного канала (В1). Управление установкой осуществлялось с помощью специального программного обеспечения НПФ «Микран».

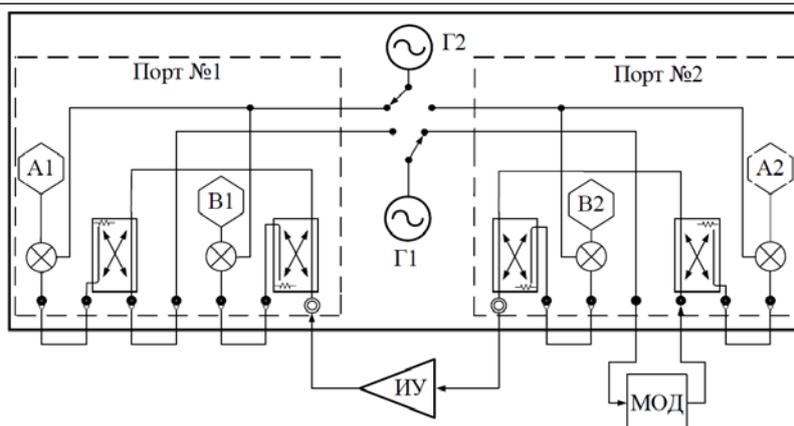


Рис. 2. Структурная схема векторного анализатора цепей с внешними блоками

Модули огибающих полученных сигналов приведены на рис. 3. В качестве зондирующего сигнала использовался полосовой сигнал QAM-16 с несущей частотой 3 ГГц и шириной 250 кГц. Спектры зондирующего и выходного сигналов показаны на рис. 4, а. Прогнозируемый сигнал и нелинейные искажения в частотной области приведены на рис. 4, б. Для того чтобы расширить функционал методики и подтвердить её правильность, получена точка компрессии на 1 дБ [7]. Производитель ИУ для данной схемы включения усилителя приводит значение точки компрессии 2 дБм. Используя данный измерительный комплекс и методику, получено значение точки компрессии на 1 дБ, равное 0 дБм.

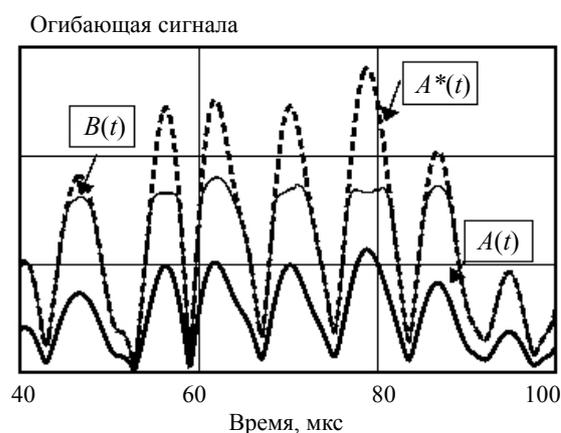


Рис. 3. Модуль комплексной огибающей сигналов во временной области

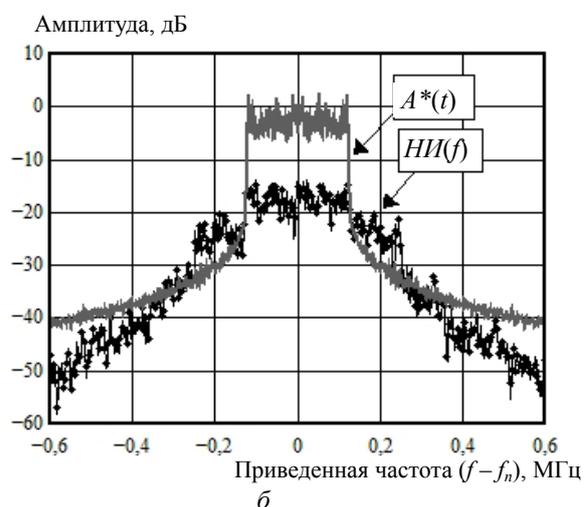
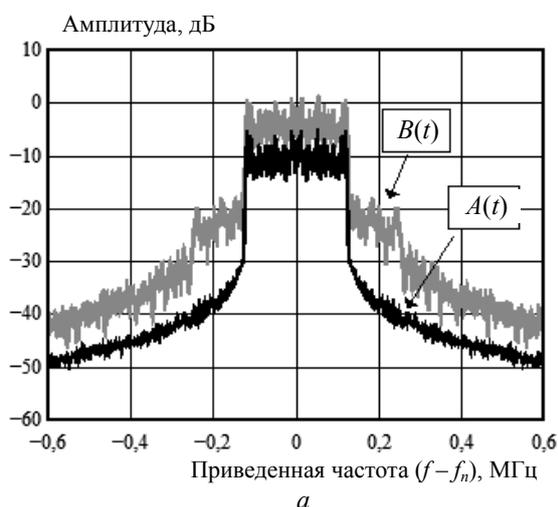


Рис. 4. Частотные характеристики: а – измеренных сигналов; б – рассчитанных сигналов

Выводы. Анализируя полученные данные, можно увидеть, что нелинейные искажения в полосе сигнала превышают уровень минус 20 дБм, «боковые» интермодуляционные составляющие превышают уровень минус 30 дБм. Если определять уровень нелинейных искажений по «боковым» интермодуляционным составляющим, то была бы допущена ошибка в 10 дБ. Анализируя сигналы во временной области, можно увидеть сжатие сигнала большого уровня и отсутствие изменений в огибающей для малого уровня. Эта разница как раз и вызвана нелинейными искажениями (рис. 5).

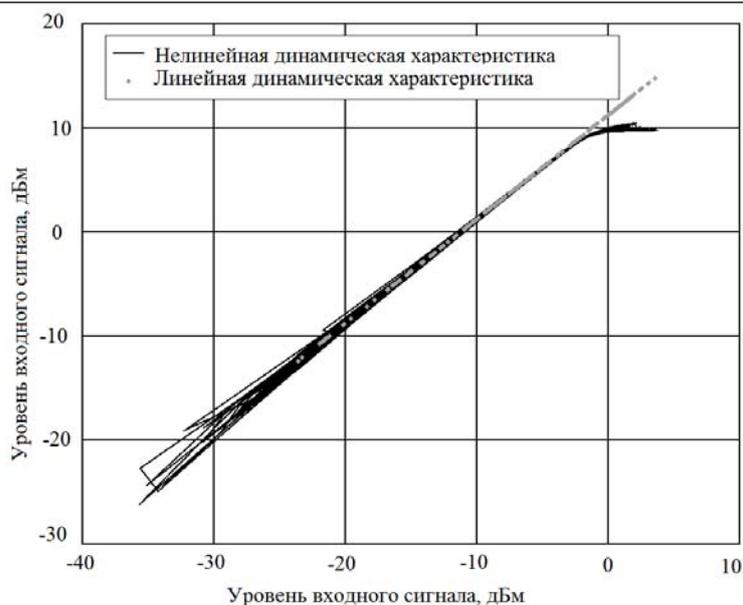


Рис. 5. Динамические характеристики исследуемого устройства

Расхождение полученных значений, точки компрессии на 1 дБ связано с тем, что ВАЦ по прямому назначению не предназначен для точного измерения абсолютной мощности и допускает погрешность ± 2 дБ. На стадии проведения экспериментов отсутствовала методика калибровки ВАЦ для точного измерения мощности. Реализация методики калибровки является следующим шагом, который позволит уменьшить инструментальную погрешность.

В результате проделанной работы создан макет измерительного комплекса, позволяющий оценивать искажения, возникающие при прохождении полосовых сигналов через нелинейные устройства. Комплекс позволяет оценивать уровень искажений как в полосе сигнала, так и за её пределами. Помимо измерительного комплекса, были созданы алгоритмы для обработки и анализа экспериментальных данных.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по договору № 02.G25.31.0091.

Литература

1. Hot S-Parameter Techniques: 6 = 4 + 2 [Электронный ресурс] / J. Verspecht, D. Barataud, J.-P. Teyssier, J.-M. Nébus. – Режим доступа: http://www.janverspecht.com/pdf/arftg_66th_hots_versepcht.pdf, свободный (дата обращения: 15.05.2013).
2. Teyssier J.-P. Characterization of high power microwave transistors // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 2 (22), ч. 1. – С. 127–136.
3. Vye D. Fundamentally Changing Nonlinear Microwave Design // Microwave Journal. – 2010. – № 3 (53). – P. 22–39.
4. Guillaume P. Nonlinear Extensions for VNAs: Quid Pro Quo? / P. Guillaume, F. Verbeyst, M.V. Bossche // Microwave Journal. – 2009. – № 9 (52). – P. 66–79.
5. Абраменко А.Ю., Гошин Г.Г. Структура универсального генератора сигналов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2013. – № 3 (29). – С. 5–9.
6. Контрольно-измерительное оборудование. Каталог [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.micran.com/sites/micran_eng/tmpl/default/p/files/Micran%20MTME.pdf, свободный (дата обращения: 10.10.2013).
7. Основные параметры компонентов РЧ блоков [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.rfdesign.ru/parameters/param-pldb.htm>, свободный (дата обращения: 15.05.2013).

Воронин Николай Николаевич

Аспирант каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники (СВЧикР) ТУСУРа

Тел.: +7 (382-2) 90-00-37

Эл. почта: Voronin@micran.ru

Абраменко Александр Юрьевич

Аспирант каф. СВЧикР

Тел.: +7 (382-2) 90-00-37

Эл. почта: abramenkoay@gmail.com

Гошин Геннадий Георгиевич

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. СВЧикР

Тел.: +7 (382-2) 70-15-18

Эл. почта: Goshingg@svch.tusur.ru

Voronin N.N., Abramenko A.Y., Goshin G.G.

Measurement systems for the analysis of distortions caused by the passage band signals through nonlinear devices

The measurement system is represented. It allows to analyze the distortions arising in the passing band signals through nonlinear devices. The experimental data obtained for the two types of probe signals are given. Prospects of development of the complex and the software for it are announced.

Key words: band signal, amplifier, vector signal generator, Fourier transform.

УДК 621.396.969.3

М.В. Миронов, А.А. Мещеряков, Г.С. Шарыгин, Н.А. Сулова, Е.В. Рогожников, В.В. Фирсов

Влияние многолучевости на точность оценки разности моментов прихода сигналов на трассах «Земля – космический аппарат»

Анализируется погрешность оценки разности моментов прихода радиосигналов в два приемных пункта, расположенных на космических аппаратах системы радиомониторинга. Приводятся результаты моделирования и обработки экспериментальных данных, полученных при регистрации сигналов навигационной системы GPS и сигналов наземного источника радиоизлучения трёхсантиметрового диапазона.

Ключевые слова: боковое излучение, многолучевость, оценка разности моментов прихода, корреляционная функция.

В настоящее время рассматривается возможность проектирования и разработки космической пассивной системы радиомониторинга наземных источников излучения (ИРИ) [1, 2]. Система может быть использована с целью выявления несанкционированных источников излучения, проверки соблюдения технических ограничений на параметры излучающей аппаратуры, для определения координат терпящих бедствие судов и для решения ряда других задач.

Для определения координат объектов был выбран разностно-дальномерный метод (РДМ), поскольку для его реализации не требуется большого количества бортовой аппаратуры, многоканальных приемников, сложных антенных систем, а также желательно размещение спутников на низко-высотных орбитах [3, 4].

Как известно, разностно-дальномерный метод использует измерения разностей моментов прихода сигнала в несколько пунктов наблюдения (ПН), находящихся на некоторых расстояниях друг от друга [5]. При решении задач радиомониторинга вид излученных сигналов неизвестен, при этом обнаружение может производиться по неэнергетическим параметрам, например по углу эллиптичности принятых сигналов [6]. Разность моментов прихода этих сигналов Δt в разнесенные пункты определяется по положению максимума их взаимно корреляционной функции (ВКФ), а погрешность измерения зависит от ширины спектра принятых сигналов. В общем случае точность оценки координат РДМ определяется выражением [7]

$$\sigma_x = c \cdot \sigma_{\Delta t} \cdot \Gamma, \quad (1)$$

где c – скорость света; $\sigma_{\Delta t}$ – среднее квадратическое отклонение (СКО) оценки разности моментов прихода сигнала в два ПН; Γ – геометрический фактор, характеризующий снижение точности оценки координат ИРИ, вызванное взаимным расположением источника излучения и пунктов наблюдения системы.

Постановка задачи. Система космического радиомониторинга предполагает прием бокового излучения направленных антенн наземных источников. При этом излучение по главному лепестку диаграммы направленности (ДН) антенны ИРИ производится вдоль земной поверхности, вызывая многочисленные отражения от элементов местности и местных предметов. Отраженные сигналы складываются с основным сигналом в приемной антенне, что приводит к искажениям формы сигналов и их спектров и соответственно к увеличению погрешности оценки разности моментов прихода. На рис. 1 приведена ситуация, при которой на борту космического аппарата (КА) системы мониторинга принимается прямой сигнал (R_0) и сигналы (R_i), отраженные от местности.

Цель, которую преследовали авторы данной статьи, состоит в определении погрешности оценки разностей моментов прихода сигналов с помощью математического моделирования и экспериментального подтверждения полученных результатов.

Математическая модель принимаемых сигналов. Для вычисления корреляционной функции необходимо определить модель сигнала, принимаемого на КА, которая сводится к заданию математического описания сигнала на входе канала распространения радиоволн (РРВ) и модели самого

канала РРВ. В настоящее время опубликовано большое число работ, посвященных методам численного расчета характеристик отражения радиолокационных объектов, обзор которых дан в [8]. Однако построение точной модели затруднено необходимостью учета огромного числа факторов и, как правило, нереализуемо из-за вычислительных проблем. Поэтому на практике более широкое распространение получили упрощенные модели, описывающие по отдельности те или иные характеристики отражения.

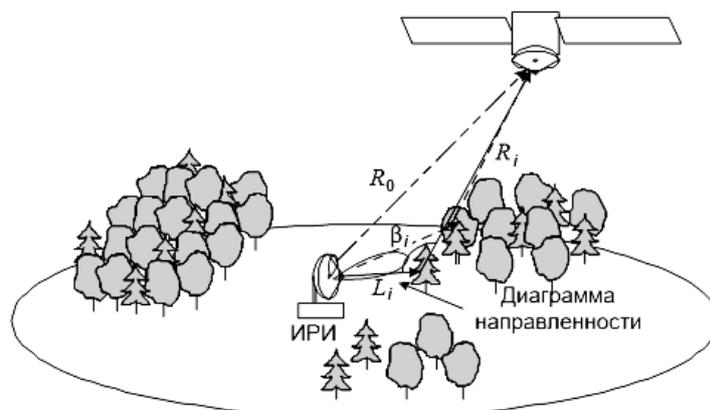


Рис. 1. Геометрия отражений от элементов местности

Способ математической записи принимаемого сигнала, предложенный в [9], рассматривается применительно к задаче отражения от большого числа независимых элементов. Согласно этой модели выражение для излученного сигнала имеет вид

$$s(t) = \text{Re}[u(t)\exp j\omega_0 t], \tag{2}$$

где $u(t)$ – комплексная огибающая сигнала $s(t)$, ω_0 – несущая частота.

Выражение для полного принятого сигнала записывается в виде [9]

$$y(t) = A \text{Re} \left[\sum_i \sigma_i u(t - r_i) \exp j[(\omega_0 - \omega_i)t - \omega_0 r_i - \theta_i] \right] + n(t), \tag{3}$$

где A – некоторая константа; σ_i – эффективная поверхность рассеяния каждого отражателя; ω_i – доплеровский сдвиг отраженного сигнала, измеренный в радианах в секунду; а r_i – его средняя пространственная задержка, выраженная в секундах; θ_i – случайная величина, характеризующая флуктуации r_i . Распределение величины θ_i полагается равномерным на интервале $(-\pi, +\pi)$, $n(t)$ – аддитивный гауссовский шум.

Точность определения разности моментов прихода в два ПН можно определить как

$$\sigma_{\Delta\tau}^2 = \sigma_{\tau_1}^2 + \sigma_{\tau_2}^2, \tag{4}$$

где $\sigma_{\tau_1}^2$, $\sigma_{\tau_2}^2$ – точность оценки момента прихода в первый и второй пункты наблюдения соответственно.

Если погрешности оценок в каждом пункте независимы и равны между собой, то выражение (4) примет вид

$$\sigma_{\Delta\tau}^2 = 2\sigma_{\tau}^2 \tag{5}$$

Точность определения момента прихода импульсного сигнала, наблюдаемого на фоне белого шума, определяется выражением [10]

$$\sigma_{\tau}^2 = \frac{1}{2q\Delta f_{\text{сиг}}^2}, \tag{6}$$

где σ_{τ}^2 – дисперсия оценки момента прихода; $q = \frac{2E}{N_0}$ – отношение сигнал/шум по энергии; $\Delta f_{\text{сиг}}$ – среднеквадратическая ширина спектра сигнала.

Результаты моделирования. Для исследования степени влияния отражений от элементов местности на точность оценки разности моментов прихода сигналов было проведено математическое моделирование в среде MATLAB. Цель моделирования – получить статистические характеристики разности моментов прихода для случая приема сигнала от ИРИ двумя пространственно разнесенными КА.

Оценка $\Delta\tau$ прихода радиосигнала в две пространственно разнесенные точки соответствует положению максимума модуля ВКФ сигналов, принятых в этих точках. Таким образом, для сигналов, зарегистрированных двумя пространственно разнесенными КА, можно записать:

$$\Delta\tau = \max(|R(\tau)|), \quad R(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T s_1(t)s_2(t+\tau)dt, \quad (7)$$

где T – длительность записи сигнала; $s_1(t)$, $s_2(t)$ – нормированные по средней мощности сигналы ИРИ, принятые первым и вторым КА.

Для количественного анализа ухудшения точности за счет отражений были рассмотрены однолучевой и многолучевой случаи распространения сигнала на трассе «Земля–КА». При моделировании в качестве входного сигнала была использована огибающая простого радиоимпульсного сигнала длительностью 300 нс, шаг дискретизации был выбран равным 11 нс. Такие параметры были выбраны для возможности сравнения результатов моделирования с экспериментальными данными. Приведенные ниже результаты получены при следующих исходных данных: импульсная мощность ИРИ $P_{\text{пер}} = 200$ кВт, коэффициент усиления антенны ИРИ $G_{\text{пер}} = 20$ дБ, уровень боковых лепестков антенны ИРИ УБЛ = минус 25 дБ, коэффициент усиления приемной антенны $G_{\text{пр}} = 3$ дБ, длина волны $\lambda = 0,03$ см, высота орбиты спутников $R_0 = 1500$ км. Количество реализаций для усреднения равно 500. Согласно рис. 1 и выражению (3) для формирования сигнала, принятого в условиях многолучевости, необходимо задаться количеством отражателей, величиной их ЭПР и расположением на трассе. Количество отражателей на трассе принималось равным от 3 до 10, ЭПР каждого отражателя распределена по релейскому закону со средним значением $\bar{\sigma}_i = 40$ м². Отражатели расположены в области пространства перед ИРИ, максимальный продольный размер которой принимался равным 400 м. Отражатели на трассе случайным образом распределялись по областям пространства перед ИРИ, а их декартовы координаты имели равномерный закон распределения.

На рис. 2 приведена одна из реализаций огибающей принятого сигнала с учетом отражений, полученная при моделировании по выражению (3). Согласно результатам моделирования, амплитуда отраженных сигналов может быть больше амплитуды прямого сигнала. На рис. 3 приведены результаты расчетов среднеквадратической ошибки (СКО) оценки разности моментов прихода, полученные при моделировании, для трех случаев: потенциальная точность, однолучевой случай и многолучевой случай распространения сигналов.

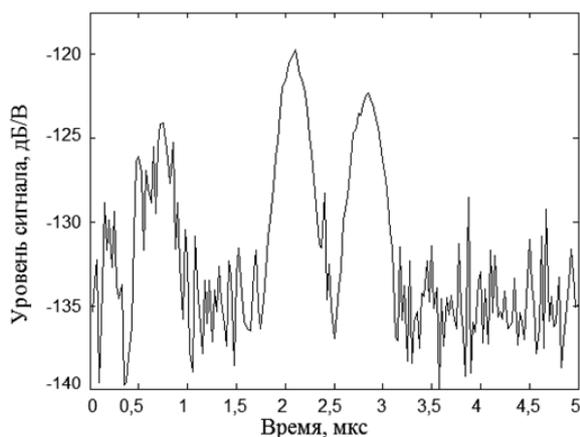


Рис. 2. Огибающая принятого сигнала

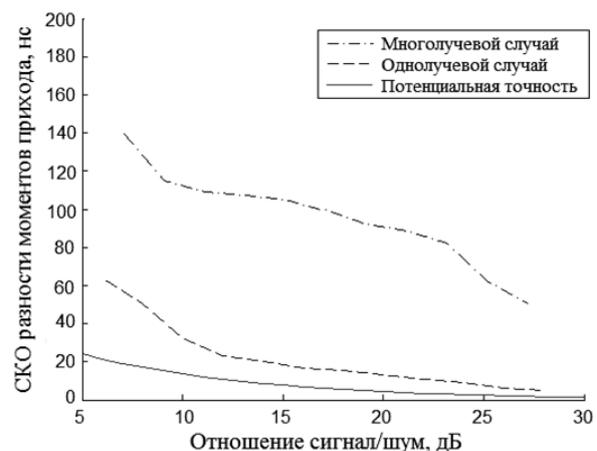


Рис. 3. СКП оценки разности моментов прихода радиоимпульсного сигнала

Как видно из результатов моделирования, при многолучевости точность оценки разности моментов прихода снижается более чем в 2 раза. Причиной понижения точности являются искажения

принимаемого сигнала за счет многолучевого распространения радиоволн, особенно когда амплитуда отраженных сигналов соизмерима или больше основного. В этом случае максимум взаимно корреляционной функции смещается в сторону импульса с большей амплитудой.

Результаты обработки экспериментальных данных. Поскольку провести натурный эксперимент невозможно, было предложено провести инверсный эксперимент по приему навигационных сигналов системы GPS [11] и определить погрешности оценки момента прихода за счет многолучевости.

Для проведения эксперимента использовалась направленная антенна в виде параболического зеркала диаметром 76 см и фокусным расстоянием 29 см, в фокусе которого установлена ненаправленная микрополосковая антенна. Направленная антенна установлена на поворотном устройстве, с помощью которого можно изменять угол места (УМ) антенны и осуществлять круговое сканирование в азимутальной плоскости.

В качестве регистрирующей аппаратуры использовались платы SiGe GN3S Sampler v3, которые состоят из радиочастотного тракта и аналого-цифрового преобразователя (АЦП) с максимальной частотой дискретизации 16,368 МГц. В англоязычной литературе подобные устройства называются front-end. Данные в цифровом двоичном виде поступают в ЭВМ посредством протокола USB. Фотография приемного пункта приведена на рис. 4.

Были проведены экспериментальные исследования формы ДН используемой антенны на наземной трассе на территории полигона Научно-исследовательского института радиотехнических систем Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники (НИИ РТС ТУСУРа). Для экспериментального исследования направленных свойств антенны на полигоне использовался специальный участок – антенный испытательный стенд, на котором размещена деревянная мачта высотой 12 м с площадкой для передающей аппаратуры и помещение с приемной и регистрирующей аппаратурой.

Расстояние между приемным и передающим пунктами стенда составляет 108 м. Между ними – покрытый травой участок полигона с углублением в его середине. Перепад высот участка у приемного и передающего пунктов составляет 3,7 м. Левая сторона участка выше правой с общим наклоном 6,8° относительно горизонтальной плоскости. На расстоянии 20–30 м справа и слева от линии приемник–передатчик растут деревья.

В качестве источника излучения использовался генератор сигналов высокой частоты Г4-83. Источник излучал радиоимпульсы длительностью 500 нс на частоте 1,575 ГГц. В качестве антенны источника излучения использовалась рупорная антенна с шириной ДН 15°. На рис. 5 приведена ДН параболической антенны, построенная по результатам измерений.



Рис. 4. Фотография приемного пункта

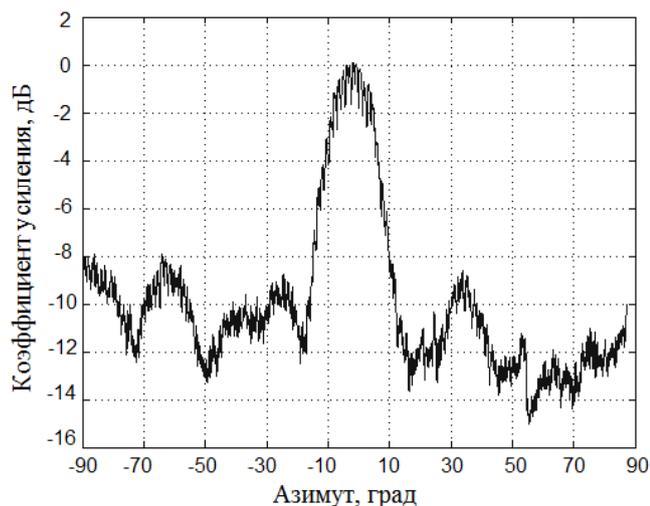


Рис. 5. Диаграмма направленности параболической антенны

Проведение эксперимента предусматривает регистрацию навигационных сигналов на направленную антенну в наведенном режиме. Как и при моделировании, рассматриваются две ситуации: приемная антенна направлена на конкретный спутник (однолучевой случай, принимаются только прямые сигналы); приемная антенна ориентирована вдоль земной поверхности и направлена на

объекты отражения (многолучевой случай). В обоих случаях выполняется регистрация файла. Далее обработка производится на ЭВМ: происходит поиск и обнаружение сигналов видимых спутников системы GPS, выделяется псевдодальномерный код каждого спутника и вычисляется взаимная корреляционная функция выделенного и опорного кодов.

На рис. 6 и 7 приведены примеры вычисления корреляционных функций псевдодальномерных кодов спутника № 12 для двух случаев соответственно.

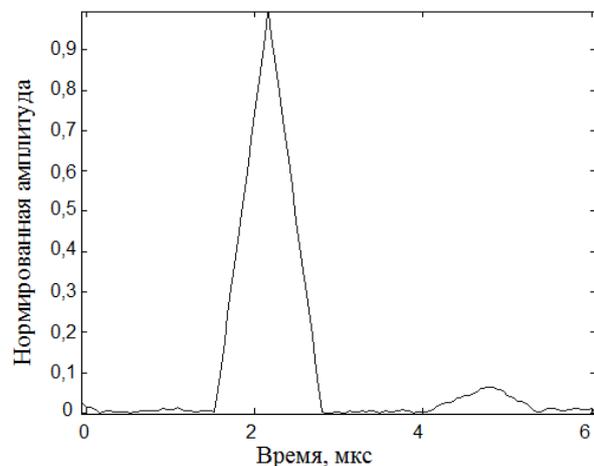


Рис. 6. Корреляционная функция псевдодальномерного кода для однолучевого случая

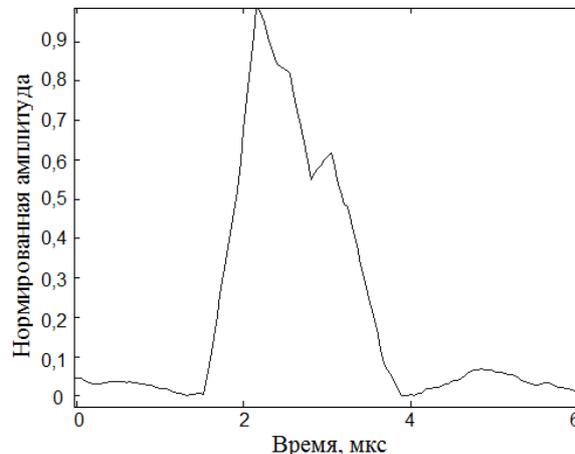


Рис. 7. Корреляционная функция псевдодальномерного кода для многолучевого случая

Из приведенных результатов видно, что во втором случае корреляционная функция искажена в результате приема отраженных сигналов, однако поскольку объекты находятся близко к приемному пункту, то невозможно разрешить их по времени. Также можно заметить, что передний фронт корреляционной функции не искажен, т.е. амплитуда прямого сигнала больше амплитуды отраженных сигналов. Объясняется это тем, что уровень боковых лепестков ДН используемой антенны достаточно высок ($-8...-10$ дБ) и не типичен для таких источников излучения, как радиолокационные станции.

Также на базе полигона НИИ РТС ТУСУРа в 2010 г. проводились экспериментальные исследования особенностей распространения импульсных сигналов на наземных трассах. Комплекс аппаратуры включает в себя мобильный передающий пункт трехсантиметрового диапазона и приемно-измерительный пункт [12]. В качестве источника излучения использовался радиопередающий комплекс РПК-1, который излучает импульсы длительностью 300 нс на частоте 9,6 ГГц, мощность излучения 200 кВт. Антенная система приемного пункта состоит из восьми прямоугольных рупоров, максимальное расстояние между которыми составляет 90 см. Исследования проводились на наземных трассах протяженностью 1–40 км.

Пример реализации огибающей принимаемых сигналов при разных углах отворота антенны передатчика от направления на приемный пункт приведен на рис. 8 и 9. Данные реализации получены на трассе протяженностью 17 км.

На рис. 8 приведен пример принятого сигнала для наведенного случая, т.е. когда передающая антенна направлена на приемную (однолучевое распространение). На рис. 9 приведен случай многолучевого распространения (ясно видны прямой сигнал и следующие за ним отраженные). Сравнивая результаты моделирования (см. рис. 2) и пример экспериментальных данных (см. рис. 9), можно увидеть качественное сходство полученных данных. Объяснить это можно тем, что уровень боковых лепестков двухпозиционной индикатрисы вторичного рассеяния местных предметов примерно одинаков в азимутальной и угломестной плоскостях. При этом амплитуда прямого сигнала может быть меньше амплитуды отраженного. Естественно, что наземные трассы и трассы типа «Земля–КА» отличаются характером распространения, однако для подтверждения качественной оценки разности моментов прихода сигнала можно использовать данные, полученные на наземных трассах.

Аналогично моделированию вычислим СКО оценки разности моментов прихода сигналов. Для вычисления корреляционной функции использовались сигналы антенн, разнесенных на максимальное расстояние. В качестве опорного используется сигнал, принятый в наведенном режиме. Результаты СКП оценки разности моментов прихода сигналов, полученные при обработке экспериментальных данных, приведены на рис. 10.

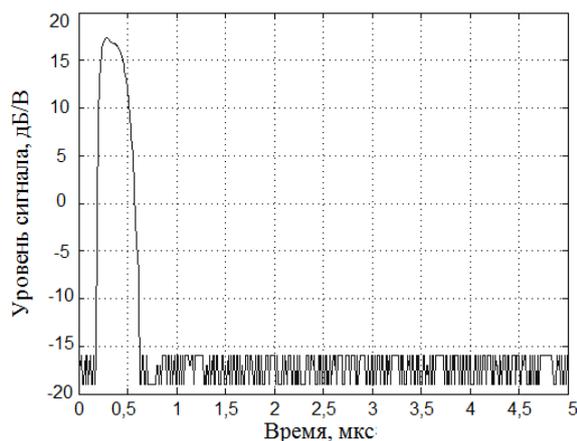


Рис. 8. Пример огибающей сигнала для однолучевого случая

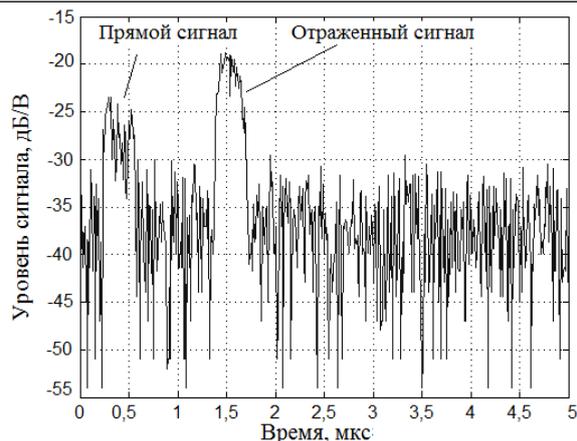


Рис. 9. Пример огибающей сигнала для многолучевого случая

Заключение. Согласно результатам моделирования, точность оценки разности моментов прихода вследствие многолучевого характера распространения ухудшается более чем в 2 раза при заданной длительности импульса (300 нс). Причиной ухудшения являются искажения принимаемого сигнала, которые приводят к смещению максимума взаимно корреляционной функции в сторону импульса с большей амплитудой.

1. В результате обработки принятых навигационных сигналов не выявлено ухудшения точности оценки разности моментов прихода, что объясняется использованием антенны с нетипично высоким уровнем боковых лепестков.

2. Обработка сигналов источника радиоизлучения, прошедших наземный канал распространения, приводит к качественно таким же результатам, которые были получены путем моделирования.

Литература

1. Миронов М.В. Структура космической пассивной системы мониторинга наземных источников радиоизлучения / М.В. Миронов, А.А. Будаев // Матер. науч.-техн. конф. молодых специалистов ОАО «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнева «Разработка, производство, испытания и эксплуатация космических аппаратов и систем», посвященной 50-летию полета в космос Ю.А. Гагарина (Железногорск). – Железногорск: Изд. дом «Класс Плюс», 2011. – С. 30–32.
2. Parameters optimization of a low-orbit small satellites batching using the range-difference method in order to estimate radio sources coordinates / M.V. Mironov, V.A. Gromov, E.P. Voroshilin, G.S. Sharygin // Telecommunications and radio engineering (N.Y., United States). – 2011. – Vol. 70, issue 6. – P. 521–533.
3. Ворошилин Е.П. Определение координат источников радиоизлучения разностно-дальномерным методом с использованием группировки низкоорбитальных малых космических аппаратов / Е.П. Ворошилин, М.В. Миронов, В.А. Громов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 1(21), ч. 2. – С. 23–28.
4. Повышение точности определения координат разностно-дальномерным методом с использованием группировки низкоорбитальных малых космических аппаратов / В.А. Громов, Е.П. Ворошилин, М.В. Миронов, Г.С. Шарыгин // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 2(22), ч. 2. – С. 14–16.
5. Черняк В.С. Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.

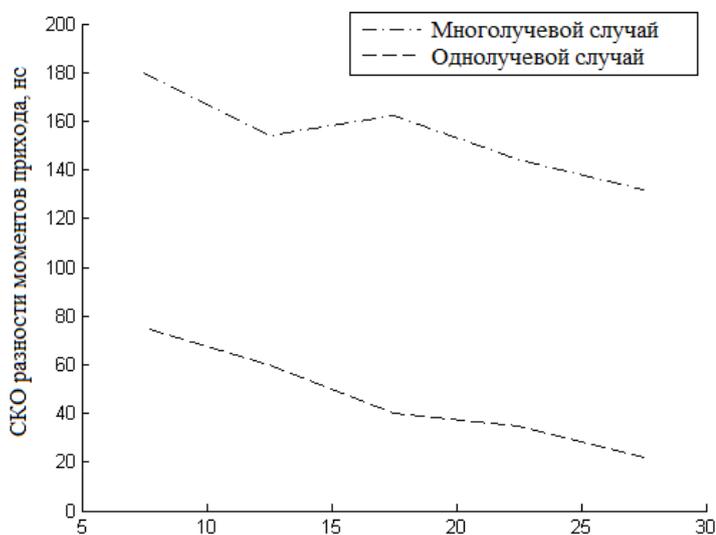


Рис. 10. СКП оценки разности моментов прихода радиоимпульсного сигнала

6. Угол эллиптичности электромагнитных сигналов и его использование для неэнергетического обнаружения, оптимального по критерию Неймана–Пирсона / В.А. Громов, Г.С. Шарыгин, М.В. Миронов // Изв. вузов. Физика (Томск). – 2012. – Т. 55, № 3. – С. 15–21.
7. Сайбель А.Г. Основы теории точности радиотехнических методов местоопределения. – М.: Оборонгиз, 1958. – 55 с.
8. Залевский Г.С. Обзор методов расчета вторичного излучения радиолокационных объектов // Системы обработки информации. – 2007. – №7 (65). – С. 16–24.
9. Кулемин Г.П. Рассеяние миллиметровых радиоволн поверхностью Земли под малыми углами / Г.П. Кулемин, В.Б. Разказовский. – Киев: Наукова думка, 1987. – 231 с.
10. Денисов В.П. Радиотехнические системы / В.П. Денисов, Б.П. Дудко. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2006. – 253 с.
11. Миронов М.В. Использование сигналов системы GPS при проведении экспериментов в пассивных системах радиомониторинга / М.В. Миронов, В.В. Фирсов, А.С. Кустов // Матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых (Томск). – Томск: В-Спектр, 2013. – Ч. 1. – С. 13–16.
12. Измерительный комплекс для исследования пространственно-временных искажений импульсных радиосигналов трехсантиметрового диапазона на наземных трассах / М.Е. Ровкин, М.В. Крутиков, А.А. Мещеряков и др. // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2006. – №6. – С. 7–12.

Миронов Михаил Владимирович

Ассистент, аспирант каф. радиотехнических систем ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-36-70

Эл. почта: mironov.mikhail.v@gmail.com

Мещеряков Александр Алексеевич

Ст. науч. сотрудник НИИ РТС ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-34-55

Эл. почта: msch@sibmail.com

Шарыгин Герман Сергеевич

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. РТС ТУСУРа

Тел.: (382-2) 41-38-98

Эл. почта: gssh@mail.tomsknet.ru

Суслова Наталья Андреевна

Лаборант НИИ РТС ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-36-70

Эл. почта: rioka@sibmail.com

Рогожников Евгений Васильевич

Ассистент, аспирант кафедры телекоммуникаций и основ радиотехники ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-34-71

Эл. почта: udzhon@mail.ru

Фирсов Вячеслав Валерьевич

Техник НИИ РТС ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-36-70

Эл. почта: fisher702@mail.ru

Mironov M.V., Mescheryakov A.A., Sharygin G.S., Suslova N.A., Rogozhnikov E.V., Firsov V.V.

The influence of multipath on the accuracy of estimation of the time difference of signal arrival for propagation paths «Earth – satellite»

The paper analyzes the error of the estimation of the time difference of radio signal arrival at two reception points located on a spacecraft. The results of simulation and analysis of the experimental data obtained by reception of signals of the terrestrial three-centimeter range radio source are shown.

Keywords: lateral radiation, multipath, estimation of the time difference of arrival, correlation function.

УДК 621.396.67.012.12

К.А. Лайко, Ю.О. Филимонова

Амплитудный синтез диаграмм направленности множителя антенной решетки с контролируемым законом распределения боковых лепестков

Исследована суперпозиция амплитудных распределений типа косинус m -й и косинус $m-2$ степени с весовым коэффициентом Δ_{m-2} . В сравнении с хорошо известными амплитудными распределениями типа косинус m -й степени, данные амплитудные распределения дают оптимальные соотношения коэффициента использования поверхности раскрыва и уровня боковых лепестков. Предложенный класс амплитудных распределений может быть использован для синтеза диаграмм направленности с нарастающим уровнем боковых лепестков.

Ключевые слова: амплитудное распределение, уровень боковых лепестков, коэффициент использования поверхности раскрыва, диаграмма направленности.

В работе [1] рассмотрен амплитудный метод синтеза диаграммы направленности (ДН) путем суперпозиции двух и более исходных простых ДН с равномерным амплитудным распределением и обладающими противофазными боковыми лепестками (БЛ) за счет пространственного смещения этих ДН на величину $+\theta_i$ и $-\theta_i$, что реализуется «зеркальным» фазовым распределением. В результате получен класс синфазных амплитудных распределений $\cos^m \left[\frac{kd}{2}(2n-1)(\sin\theta_i) \right]$ для антенных решеток (АР), который позволяет увеличить коэффициент использования поверхности раскрыва (КИПР) по сравнению с классом непрерывных амплитудных распределений $\cos^m \left(\frac{\pi x}{2} \right)$, подробно описанных в [2]. Данные по классу амплитудных распределений типа косинус m -й степени для дискретных излучающих систем представлены в табл. 1. На основе этого класса амплитудных распределений получен новый класс с более оптимальным соотношением КИПР для заданного уровня боковых лепестков (УБЛ).

Таблица 1

Характеристики ДН с амплитудным распределением типа косинус m -й степени для дискретных излучающих систем

Амплитудное распределение A_n	m	$2\theta_{0,5}$, град	Положение первого нуля θ , град	Огибающая БЛ ДН $F_{ог}(u)$	Уровень первого БЛ ξ , дБ	Коэффициент использования поверхности раскрыва для числа излучателей			
						10	50	100	1000
$\prod_{i=0}^m \cos \left[\frac{kd}{2}(2n-1)\sin\theta_i \right]$, $\prod_{i=0}^m \cos \left[\frac{kd}{2}\sin\theta_i \right]$, $\theta_1 = 26,1^\circ \frac{\lambda}{L}$, $\theta_2 = 25,65^\circ \frac{\lambda}{L}$, $\theta_3 = 26,1^\circ \frac{\lambda}{L}$, $\theta_4 = 25,25^\circ \frac{\lambda}{L}$	0	$48,33 \frac{\lambda}{L}$	$51,84 \frac{\lambda}{L}$	$\frac{1}{u}$	-13,20	1			
	1	$61,56 \frac{\lambda}{L}$	$80,19 \frac{\lambda}{L}$	$\frac{2}{u^{1,91}}$	-22,6	0,809	0,862	0,868	0,873
	2	$74,52 \frac{\lambda}{L}$	$108,54 \frac{\lambda}{L}$	$\frac{26}{u^{3,5}}$	-31,21	0,665	0,722	0,729	0,735
	3	$87,48 \frac{\lambda}{L}$	$137,70 \frac{\lambda}{L}$	$\frac{55}{u^4}$	-39,40	0,573	0,624	0,630	0,635
	4	$97,20 \frac{\lambda}{L}$	$166,50 \frac{\lambda}{L}$	$\frac{390}{u^{5,2}}$	-46,54	0,515	0,560	0,566	0,571

Примечание. ξ – уровень первого БЛ с точностью $\pm 0,5$ дБ.

В данном случае, в отличие от предыдущего, где использовали одну ДН, за основу берутся две разные исходные ДН с синфазным амплитудным распределением и противофазными БЛ. Этому условию удовлетворяют ДН с амплитудным распределением косинус m -й степени и косинус $m-2$ степени. Результирующее амплитудное распределение имеет вид

$$A_n = A_n^m + \Delta_{m-2} A_n^{m-2} = \cos^m \left[\frac{kd}{2} (2n-1) (\sin \theta_i) \right] + \Delta_{m-2} \cos^{m-2} \left[\frac{kd}{2} (2n-1) (\sin \theta_i) \right], \quad (1)$$

ДН для этого случая представлена на рис. 1.

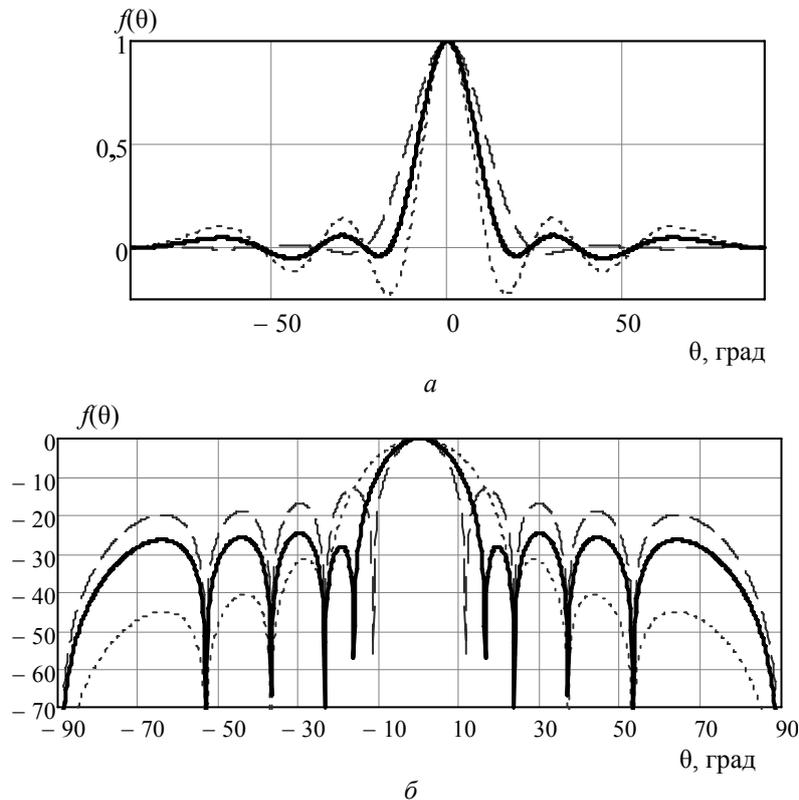


Рис. 1. Пример синтеза ДН суперпозицией исходных: a – в относительных единицах; b – в децибелах

Синтезируемая ДН обладает более оптимальным соотношением КИПР и УБЛ по сравнению с исходными и иным законом распределения БЛ.

Рассмотрим амплитудное распределение с минимальным индексом $m=2$:

$$A_n = \cos^2 \left[\frac{kd}{2} (2n-1) (\sin \theta_i) \right] + \Delta_0. \quad (2)$$

Амплитудное распределение (2) подобно распределению «косинус в квадрате с пьедесталом». Варьируя значения пьедестала, можно добиться требуемого УБЛ. Например, для десяти излучателей $2N=10$ при $\Delta_0=0,69$ УБЛ равен $\xi=-23$ дБ, КИПР $\nu=0,916$; при $\Delta_0=0,195$ УБЛ равен $\xi=-32$ дБ, КИПР $\nu=0,791$; при $\Delta_0=0,14$ УБЛ $\xi=-35$ дБ, КИПР $\nu=0,766$. Для 20 излучателей $2N=20$ при $\Delta_0=0,08$ УБЛ равен $\xi=-40$ дБ, КИПР $\nu=0,772$.

Аналогичным образом берется $m=3, 4, 5...$ и т.д. Все полученные данные сведены в табл. 2. Значения КИПР для амплитудного распределения (1) с точностью до 3% близки к КИПР амплитудных распределений, синтезируемых по методу Дольфа – Чебышева ($\nu_{дч}$) [3]. Так для $\xi=-30$ дБ и $2N=20$ КИПР $\nu=0,841$, $\nu_{дч}=0,867$, что отличается на 3%; для $\xi=-35$ дБ и $2N=20$ КИПР практически одинаков: $\nu=0,797$, $\nu_{дч}=0,799$.

Сравнительный анализ табл. 1 и 2 показывает, что синтезированное амплитудное распределение (1) обладает лучшим соотношением КИПР и УБЛ. Например, при $m=2, 2N=100$ при УБЛ

$\xi = -31$ дБ, КИПР $v_{\cos^m} = 0,729$; КИПР синтезированного амплитудного распределения $v = 0,820$, выигрыш составляет 12,5 %. При $m=4$ для амплитудного распределения типа косинус m -й степени для дискретных излучающих систем $\xi = -46,54$ дБ, для синтезированного амплитудного распределения (1) можно достичь УБЛ $\xi = -62$ дБ.

Таблица 2

Характеристики ДН с синтезированным амплитудным распределением

Амплитудное распределение	m	$2\theta_{0,5}$, град	ξ , дБ	Δ_{m-2}	Огибающая БЛ ДН $F_{ог}(u)$	КИПР для числа излучателей		
						10	20	100
$A_n = a \left\{ \frac{\prod_{i=0}^m \cos \left[\frac{kd}{2} (2n-1) \sin \theta_i \right]}{\prod_{i=0}^m \cos \left[\frac{kd}{2} \sin \theta_i \right]} + \frac{\prod_{i=0}^{m-2} \cos \left[\frac{kd}{2} (2n-1) \sin \theta_i \right]}{\prod_{i=0}^{m-2} \cos \left[\frac{kd}{2} \sin \theta_i \right]} \right\},$ $a = (1 + \Delta_{m-2})^{-1},$ $\theta_1 = 26,1^\circ \frac{\lambda}{L},$ $\theta_2 = 25,65^\circ \frac{\lambda}{L},$ $\theta_3 = 26,1^\circ \frac{\lambda}{L},$ $\theta_4 = 25,25^\circ \frac{\lambda}{L},$ $\theta_5 = 27^\circ \frac{\lambda}{L}$	2	$53,9 \frac{\lambda}{L}$	-23	0,600–0,690	$\frac{0,09}{u^{0,32}}$	0,916	0,926	0,923
		$60,4 \frac{\lambda}{L}$	-30	0,265	$\frac{0,038}{u^{0,22}}$	0,821	0,841	0,856
		$63,2 \frac{\lambda}{L}$	-32	0,166–0,195	$\frac{0,041}{u^{0,3}}$	0,791	0,814	0,820
		$64,6 \frac{\lambda}{L}$	-35	0,140–0,155	$\frac{0,038}{u^{0,32}}$	0,766	0,797	0,809
		$67,6 \frac{\lambda}{L}$	-40	0,08–0,107	$\frac{0,038}{u^{0,48}}$	0,736	0,772	–
	3	$67,3 \frac{\lambda}{L}$	-35	1,150–1,470	$\frac{0,32}{u^{1,3}}$	0,737	0,764	0,785
		$78,3 \frac{\lambda}{L}$	-50	0,170–0,215	$\frac{0,042}{u^{1,1}}$	0,630	0,653	0,682
		$82,17 \frac{\lambda}{L}$	-56	0,310	$\frac{0,015}{u}$	0,647	–	–
	4	$83,2 \frac{\lambda}{L}$	-51	0,820–0,954	$\frac{25,3}{u^{3,6}}$	0,592	0,631	0,651
		$87,6 \frac{\lambda}{L}$	-62	0,335–0,360	$\frac{14,1}{u^{3,6}}$	0,560	0,593	0,618
	5	$95,9 \frac{\lambda}{L}$	-74	0,540–0,760	$\frac{1,8}{u^{3,2}}$	0,517	0,535	0,538
		$96,03 \frac{\lambda}{L}$	-80	0,670	$\frac{0,01}{u^{1,8}}$	0,513	–	–

Примечание. Для упрощения таблицы, данные по УБЛ представлены по максимальному уровню с точностью $\pm 0,5$ дБ. Более точные значения можно получить, варьируя представленными коэффициентами Δ_{m-2} .

Ниже представлен рис. 2, на котором изображены ДН с амплитудным распределением (1) при $m=2$ (а, в), $m=3$ (б, г) и УБЛ, равным -30 дБ; -40 дБ. Как видно из рис. 2, огибающая БЛ амплитудного распределения (2) почти равномерна во всем секторе пространства, т.е. распределение (2) близко к оптимальным дольф-чебышевским распределениям. Примерные выражения для огибающей БЛ представлены в табл. 2. Анализ огибающей показывает, что минимальный показательный индекс при U имеет место, когда $m=2$, $\xi = -30$ дБ. Таким образом, амплитудное распределение (2) имеет огибающую с минимальным показательным индексом, что говорит о приближении к оптимальным распределениям. Данный класс можно отнести к классу квазиоптимальных распределений. Варьируя параметром Δ , можно добиться нарастающего УБЛ. В случае когда закон распределения БЛ обратно пропорционален ДН излучателя, имеет место максимум максимум КИПР для заданной характеристики направленности излучателя.

Например, для амплитудного распределения (2) и 10 излучателей ($2N=10$) в качестве излучателей использована диэлектрическая антенна с эквивалентной длиной $2,75\lambda$, найдено значение параметра $\Delta_0 = 0,1$, при котором закон изменения огибающей ДН множителя АР носит нарастающий характер. Полученная ДН с учетом направленных свойств излучателей представлена на рис. 3.

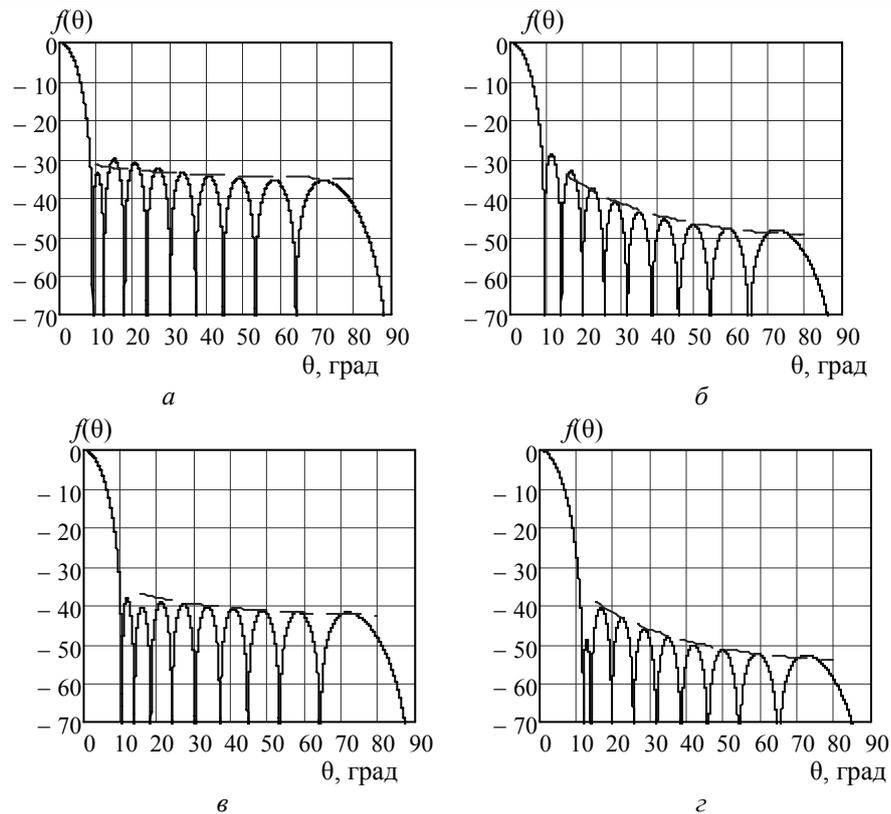


Рис. 2. ДН линейной АР без учета направленных свойств излучателей для $2N=20$, $d=0,5\lambda$

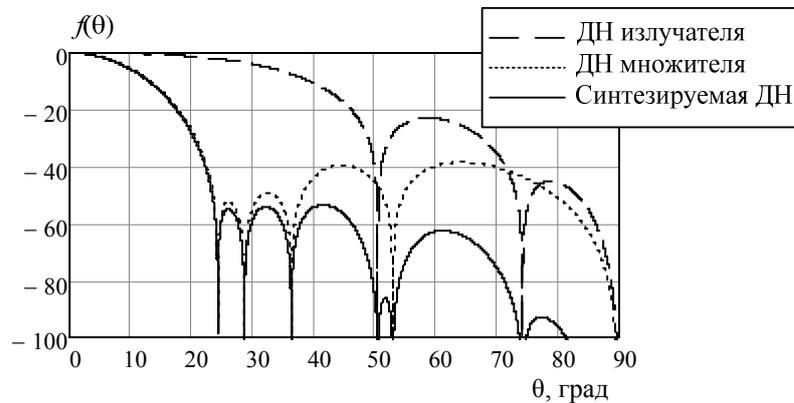


Рис. 3. Синтезированная ДН

Для $\xi=-55$ дБ КИПР составляет $\nu=0,735$. Для дольф-чебышевских распределений того же уровня ξ КИПР – $\nu_{дч}=0,677$. Выигрыш по сравнению с дольф-чебышевскими амплитудными распределениями составляет порядка 8,5%.

Предложенный класс амплитудных распределений позволяет получать оптимальные ДН множителя АР за счет подбора параметров Δ_{m-2} , m , θ_i . Так, при $m=2$ ДН обладает равномерными боковыми лепестками в некотором секторе углов, т.е. является квазиоптимальной. Заданный уровень боковых лепестков достигается путем варьирования Δ_{m-2} . В отличие от Дольф-Чебышевских амплитудных распределений предложенный класс описывается аналитическими выражениями. Амплитудное распределение (2) может быть использовано для синтеза ДН с нарастающим УБЛ по закону, обратно пропорциональному ДН излучателя, что обеспечивает максимум КИПР для заданного УБЛ и ДН излучателя.

Литература

1. Лайко К.А. Амплитудный синтез диаграмм направленности антенных решеток с минимальным уровнем первого лепестка и контролируемым спадом последующих / К.А. Лайко, Ю.О. Филимонова / Доклады ТУСУРа. – 2013. – Т. 29, № 3. – С. 33–37.
2. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток / Д.И. Воскресенский, В.И. Степаненко, В.С. Филиппов и др. – М.: Радиотехника, 2003. – 632 с.
3. Айзенберг Г.З. Антенны УКВ: в 2 ч. – М.: Связь, 1977. – Ч. 2. – 288 с.

Лайко Константин Алексеевич

Канд. техн. наук, доцент каф. конструирования и технологии радиоэлектронных средств (КТРС)
Новосибирского государственного технического университета (НГТУ)
Тел.: 8 (383) 346-06-33
Эл. почта: ktrs@ngs.ru

Филимонова Юлия Олеговна

Аспирантка каф. КТРС НГТУ
Тел.: 8 (383) 346-06-33
Эл. почта: jul7788@mail.ru

Layko K.A., Filimonova Y.O.

The amplitude synthesis of antenna array radiation pattern with controlled side lobes distribution law

In the paper we analyzed the superposition of m -degree cosine amplitude distribution and $m-2$ – degree cosine amplitude distribution with weighting coefficient Δ_{m-2} . In comparison with well-known m -degree cosine distribution, these amplitude distributions have optimal ratio of the side lobes level and antenna aperture efficiency. The obtained amplitude distributions can be used as the basis for the synthesis of radiation patterns with an increasing level of the side lobes.

Keywords: amplitude distribution, side lobe level, radiation pattern, antenna aperture efficiency.

УДК 621.376.4

Н.М. Крат, А.А. Савин, Г.С. Шарьгин

Контрольно-проверочная аппаратура системы автономной навигации космических аппаратов

Предложен вариант построения контрольно-проверочной аппаратуры для тестирования приемников сигналов спутниковых радионавигационных систем, входящих в состав аппаратуры системы автономной навигации космических аппаратов. Разработано программное обеспечение имитатора навигационных сигналов одновременно четырех спутниковых радионавигационных систем: ГЛОНАСС, GPS, Galileo и BDS. В качестве аппаратной части имитатора используется векторный генератор сигналов. С помощью цифрового высокочастотного осциллографа реального времени и специального программного обеспечения анализа навигационных сигналов выполнено исследование точности воспроизведения закона изменения задержки сигналов, формируемых имитатором.

Ключевые слова: контрольно-проверочная аппаратура, система автономной навигации, космический аппарат, спутниковая радионавигационная система, имитатор сигналов, анализатор сигналов, среднеквадратическая погрешность.

Специфика навигационного поля в околоземном космическом пространстве. Высоты орбит большинства навигационных космических аппаратов (НКА) современных спутниковых радионавигационных систем (СРНС) составляют примерно 20 тыс. км. Диаграмма направленности антенн НКА, излучающих навигационные радиосигналы, как правило, ориентирована на Землю и ограничена угловым размером земного диска. Таким образом, в зависимости от высоты потребителя навигационного поля возможны два принципиально разных варианта взаимного расположения группировки СРНС и навигационного приемника. Первый при нахождении приемника на высотах меньше 20 тыс. км практически не отличается от условий для наземного потребителя. Второй, при размещении приемника на высотах более 20 тыс. км предполагает, что возможен прием сигналов только тех НКА, которые находятся на существенном удалении от приемника в зоне радиовидимости с противоположной стороны Земли. Варианты размещения навигационного приемника на космическом аппарате (КА) с низкой и высокой орбитами показаны на рис. 1.

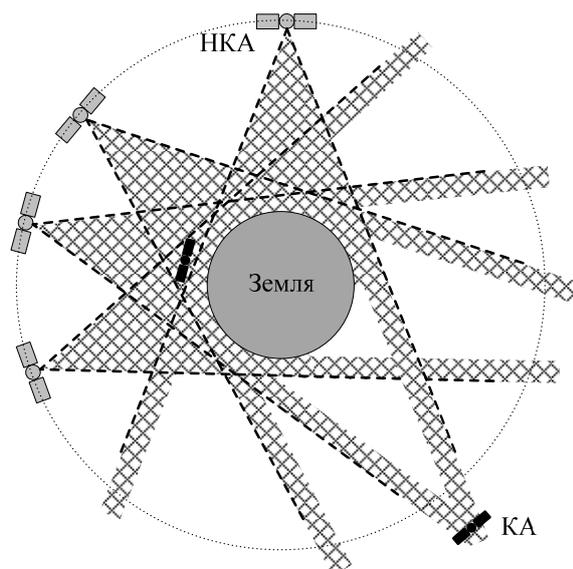


Рис. 1. Варианты взаимного расположения НКА и КА – потребителя навигационного поля. Штриховкой обозначены примерные области наличия навигационного сигнала спутников

В результате при движении КА на высоких орбитах (например, геостационарной или высокоэллиптической) количество принимаемых сигналов существенно ниже обычного. Для улучшения геометрического фактора и увеличения общего числа принимаемых сигналов следует использовать сигналы сразу нескольких СРНС. В настоящее время развернуты и функционируют четыре СРНС: отечественная ГЛОНАСС [1], американская GPS [2], европейская Galileo [3] и китайская BDS (Compass) [4]. Также следует отметить, что при увеличении числа доступных НКА уменьшается случайная (шумовая) составляющая погрешности измерения координат КА, что очень важно при низком уровне сигналов. Низкий уровень принимаемых сигналов определен большой удаленностью источника и приемника навигационных сигналов (НС). Однако распространение сигнала от источника к приемнику происходит практически в свободном пространстве, т.е. искажения за счет

влияния атмосферы Земли отсутствуют. Следовательно, реализация двухчастотного метода компенсации влияния ионосферы Земли не требуется и можно ограничиться только одним диапазоном для каждой используемой СРНС.

Таким образом, аппаратура универсальной системы автономной навигации (САН) КА, движущихся по различным орбитам, должна разрабатываться с учетом всех приведенных выше замечаний. В свою очередь, контрольно-проверочная аппаратура приемников САН КА должна обеспечивать условия проверки технических характеристик, которые максимально приближены к реальным.

Постановка задачи построения контрольно-проверочной аппаратуры САН. В настоящее время существует большое количество симуляторов навигационных систем, которые можно использовать для тестирования навигационных приемников [5, 6]. Некоторые строятся на базе векторного генератора сигналов, работающего под управлением программного обеспечения со специальной библиотекой функций. Большинство из существующих симуляторов позволяют имитировать навигационное поле для космического потребителя. Однако при недостаточной гибкости стоимость данного оборудования и программного обеспечения для него высока. Таким образом, для проверки навигационных приемников из состава САН КА целесообразна разработка собственной контрольно-проверочной аппаратуры (КПА).

Наиболее оптимальным по критерию «стоимость–функционал» решением является вариант с приобретением универсального векторного генератора сигналов и разработки собственного программного обеспечения имитации необходимых сигналов. Отметим, что для проверки основных технических характеристик аппаратуры САН достаточно имитации нескольких простых сигналов и режимов работы. В этом случае получается существенная экономия средств, но требуется проверка результатов работы разработанного программного обеспечения, управляющего работой приобретенного генератора.

Целью данной работы является создание программного обеспечения, которое вместе с имеющимся оборудованием позволит формировать навигационные сигналы с точностью, достаточной для проверки характеристик аппаратуры САН. В состав радионавигационной части КПА САН должны входить: имитатор навигационных сигналов, формирующий тестовые воздействия; анализатор навигационных сигналов, способный подтвердить качество имитируемых сигналов. Выходными сигналами КПА с требуемыми и подтвержденными метрологическими характеристиками должны быть сигналы четырех функционирующих на данный момент СРНС: ГЛОНАСС, GPS, Galileo и BDS.

Имитатор навигационных сигналов КПА САН. Имитатор навигационных сигналов (ИНС) построен на базе векторного генератора сигналов компании Agilent Technologies MXG5182B. Описание и технические характеристики векторного генератора сигналов MXG5182B приведены в [7]. Управление работой генератора выполняет специальная программа, установленная на управляющей ЭВМ (УЭВМ). Передача команд управления и данных между ИНС и УЭВМ осуществляется по протоколу Ethernet. К предварительным настройкам, которые необходимо передать в ИНС, можно отнести несущую частоту выходного сигнала (центральная частота в спектре), уровень выходного сигнала и частоту дискретизации, определяющую полосу выходного сигнала. После установки основных параметров в ИНС передаются квадратуры выходного сигнала.

Имитатор в составе КПА САН должен имитировать сигналы ГЛОНАСС в диапазоне L1 (центральная частота 1602 МГц, общая полоса 7,31 МГц, полоса сигнала одного спутника 1,022 МГц), GPS в диапазоне L1 (центральная частота 1575,42 МГц, полоса 2,046 МГц), Galileo в диапазоне E1 (центральная частота 1575,42 МГц, полоса 12,276 МГц) и BDS в диапазоне B1 (центральная частота 1561,098 МГц, полоса 4,096 МГц). Исходя из этого определим основные параметры ИНС. Несущую (центральную) частоту ИНС выбираем равной 1583 МГц, полосу занимаемых частот – 50 МГц (соответствующая частота дискретизации 100 МГц). Уровень выходного сигнала меняется в зависимости от имитируемых условий взаимного расположения источника и приемника. При калибровке ИНС уровень сигнала необходимо выбирать из условия обеспечения точности определения задержки.

Выражение для формирования комплексного сигнала в УЭВМ для последующей загрузки квадратур в ИНС имеет следующий вид:

$$s(k) = \sum_{i=1}^N A_i \cdot ПСП_i \left(k + \frac{\Delta t_i \cdot K}{T_i} \right) \cdot e^{j \cdot \Delta f_i \cdot k \cdot \Delta t}, \quad (1)$$

где N – число спутников, сигналы от которых имитируются; A_i – амплитуда сигнала i -го спутника; $ПСП_i$ – массив значений отчетов дальномерного кода i -го спутника (с учетом цифровой информации и вторичного кода); K – число отсчетов, соответствующее имитируемому сигналу; Δt_i – задержка сигнала i -го спутника от начала дальномерного кода; T_i – период дальномерного кода i -го спутника; Δt – шаг дискретизации; Δf_i – отстройка частоты сигнала i -го спутника от центральной. Разработанное программное обеспечение позволяет выполнить расчет квадратур по формуле (1) и после этого провести загрузку генератора (передать данные).

Отметим, что синхронизация ИНС осуществляется сигналом 10 МГц с выхода рубидиевого стандарта частоты. Для калибровки, проверки технических параметров и характеристик точности ИНС разработан анализатор навигационных сигналов.

Специальное программное обеспечение анализа навигационных сигналов. Анализатор навигационных сигналов (АНС) выполнен на базе цифрового высокочастотного запоминающего осциллографа реального времени компании Agilent Technologies DSO9404A [8]. Сигнал с выхода ИНС подается на вход осциллографа. Синхронизацию АНС также выполняет рубидиевый стандарт частоты. Тестирование ИНС осуществляет разработанное специальное программное обеспечение анализатора навигационных сигналов (СПО АНС). Программа функционирует на УЭВМ и выполняет следующие действия: запуск осциллографа и сохранение файла с записью сигнала на жесткий диск в формате *.h5, считывание зарегистрированного сигнала из файла, перенос спектра сигнала в область низких частот, фильтрацию и корреляционную обработку для оценки момента прихода навигационного сигнала. При необходимости оценки момента прихода пересчитываются в псевдодальность (ПД). Передача информационных потоков между АНС и УЭВМ производится по протоколу Ethernet.

Исследование среднеквадратической погрешности задержки НС. Для исследования среднеквадратической погрешности формирования задержки НС, формируемых ИНС, использована аппаратура стенда КПА САН. Навигационная часть стенда КПА САН содержит: рубидиевый стандарт частоты Ч1-2010; векторный генератор сигналов Agilent MXG5182B; цифровой осциллограф Agilent DSO9404A; управляющую ЭВМ (УЭВМ); коммутатор Ethernet. Схема подключения аппаратуры стенда в режиме калибровки и проверки статистических характеристик ИНС показана на рис. 2.

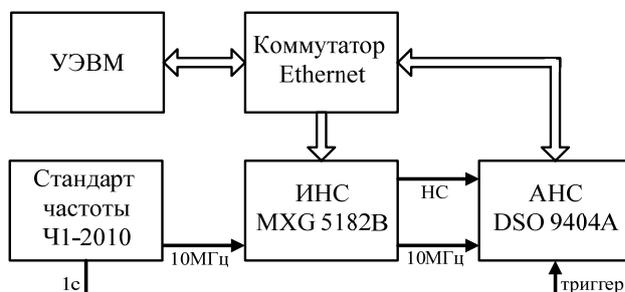


Рис. 2. Схема подключения элементов КПА САН при калибровке ИНС

АНС. Управление работой АНС и передача для обработки зарегистрированных напряжений производится также по командам, передаваемым УЭВМ через коммутатор Ethernet. Расчет оценок и протоколирование результатов производится в УЭВМ.

Отдельное измерение включает в себя загрузку сигнала с заданными параметрами в память генератора, подключенного к осциллографу, оцифровку и сохранение в файл зарегистрированных напряжений и последующую обработку. В результате обработки множества файлов данных рассчитывается значение среднеквадратического отклонения (СКО) оценки ПД.

По результатам проведенных исследований получены зависимости СКО оценки ПД от мощности сигнала на выходе ИНС. Графики СКО оценок ПД для сигналов четырех СРНС приведены на рис. 3. Предварительно была измерена мощность шума осциллографа, что позволило выполнить аналитический расчет СКО оценок ПД. Для проведения расчетов использована формула

$$\sigma = \frac{c}{2\pi \cdot \sqrt{\frac{P_s \cdot t_s}{P_n / \Delta f} \cdot \Delta f}}, \quad (2)$$

где c – скорость света; Δf – среднеквадратическая ширина спектра сигнала (1,022 МГц для ГЛОНАСС; 2,046 МГц для GPS; 4,192 для BDS; 12,276 для Galileo); P_s – мощность сигнала; P_n – мощность шума, равная -51 дБм в полосе сигнала; t_s – длительность выборки сигнала (1 мс для ГЛОНАСС, GPS и BDS; 4 мс для Galileo). Результаты расчета также приведены на рис. 3.

Сравнение полученных оценок с результатами расчетов показывает, что основной причиной появления флуктуационной составляющей погрешности измерения задержки являются шумы осциллографа. Генератор воспроизводит задержку сигнала с высокой точностью. Отличие расчетных и экспериментальных кривых при мощности несущей от -10 до -20 дБм обусловлено увеличением уровня шумов осциллографа при изменении вертикального масштаба развертки. Для калибровки генератора при накоплении на одном периоде дальномерного кода с целью определения среднего значения погрешности формирования задержки (систематической составляющей) с погрешностью не более $0,1$ м, достаточно уровня сигнала не менее -30 дБм для всех имитируемых СРНС.

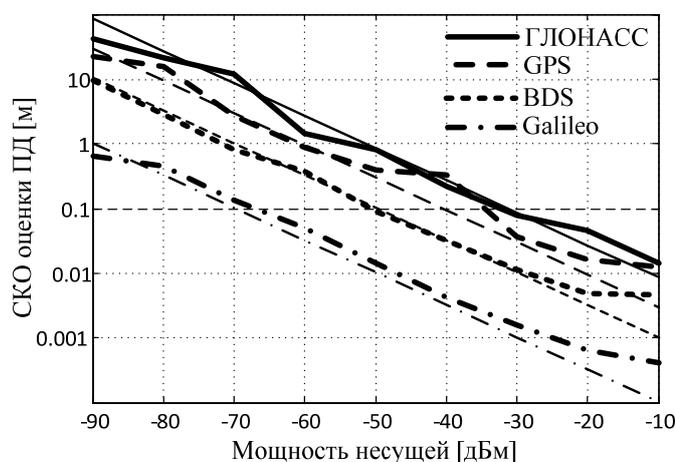


Рис. 3. Зависимости СКО оценок ПД от уровня несущей для различных СРНС. Тонкими линиями показаны расчетные значения СКО

Заключение. В работе рассмотрена высокочастотная радионавигационная часть контрольно-проверочной аппаратуры системы автономной навигации. На основе проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

1. Разработан имитатор в составе стенда КПА для тестирования систем автономной навигации по сигналам четырех СРНС. Разработанное программное обеспечение анализатора сигналов позволяет выполнять проверку метрологических характеристик формируемых сигналов.
2. Для калибровки ИНС с подключенными к нему кабельными сборками и необходимыми переходами с достаточной для КПА САН точностью необходимо выполнить измерения с помощью АНС при уровне сигнала не менее -30 дБм.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в соответствии с договором № 02.G25.31.0042 от 12.02.2013 г. в порядке реализации Постановления Правительства РФ № 218.

Литература

1. Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС (Интерфейсный контрольный документ, пятая редакция). М.: Координационный научно-информационный центр Российской Федерации, 2008. – 74 с.
2. Interface Control Document Global Positioning System (ICD-GPS-200C). – Wash., 1997. – 160 p.
3. European GNSS (Galileo) Interface Control Document. – Brussels, 2010. – 196 p..
4. BeiDou Navigation Satellite System Interface Control Document. – Peking, 2012. – 77 p.
5. Симулятор ГНСС фирмы National Instruments [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://tehnolux.org/doc/PXI-GNSS.pdf> (свободный).
6. Имитатор навигационных сигналов ГЛОНАСС и GPS фирмы Spirent Communications [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.all-pribors.ru/si/imitator-signalov-glonass-i-gps-41686> (свободный).
7. Описание векторного генератора сигналов Agilent Technologies MXG5182B [Электронный ресурс]: Режим доступа: <http://www.home.agilent.com/ru/pd-2115999-pn-N5182B/mxg-x-series-rf-vector-signal-generator> (свободный).
8. Описание цифрового осциллографа Agilent Technologies DSO9404A. [Электронный ресурс]: Режим доступа: <http://www.home.agilent.com/ru/pd-1632456-pn-DSO9404A/oscilloscope-4-ghz-4-analog-channels> (свободный).

Крат Никита Михайлович

Студент каф. радиотехнических систем ТУСУРа

Тел.: +7 (983) 238-97-35

Эл. почта: nik54312007@yandex.ru

Савин Александр Александрович

Канд. техн. наук, директор НИИ радиотехнических систем ТУСУРа

Тел.: +7 (952) 806-20-96

Эл. почта: saasavin@mail.ru

Шарыгин Герман Сергеевич

Д-р техн. наук, профессор, зав. кафедрой радиотехнических систем ТУСУРа

Тел.: +7 (913) 820-72-38

Эл. почта: gssh@mail.tomsknet.ru

Krat N.M., Savin A.A., Sharygin G.S.

Test equipment for autonomous navigation system of space vehicles

There is a variant of test equipment building for GNSS receivers, which are being contained in autonomous navigation system of space vehicles. Software of navigation signal simulator of simultaneously four GNSS (GLONASS, GPS, Galileo and BDS) has been developed. Vector signal generator is used as hardware. By means of real-time radiofrequency oscilloscope and special software for navigation signal analysis, accuracy research of signal delay changing law reproducing has been performed.

Keywords: test equipment, autonomous navigation system, space vehicle, global navigation satellite system (GNSS), signal simulator, signal analyzer, mean-square error.

УДК 519.8

Е.Т. Агеева, Н.Т. Афанасьев, Д. Ким, Н.И. Михайлов

Математическое моделирование статистических характеристик доплеровского смещения частоты радиосигнала в нестационарном ионосферном канале

На основе приближения геометрической оптики, метода малых возмущений и численно-аналитического алгоритма расчета проведено моделирование статистических доплеровских характеристик декаметрового радиосигнала при односкачковом распространении в нестационарном ионосферном канале. Выполнен анализ динамики среднего и среднеквадратического значений доплеровского смещения частоты радиосигнала, когда с течением времени размер зоны молчания становится равным длине скачка между корреспондентами. Показано, что временные зависимости доплеровских статистических характеристик нижних и Педерсеновских лучей имеют качественно разное поведение при уменьшении критической частоты ионосферы и существенно зависят от длины пути лучей и параметров случайных неоднородностей.

Ключевые слова: доплеровское смещение частоты, случайные неоднородности ионосферы, критическая частота, электронная концентрация, ионосферный радиоканал.

В настоящее время известно множество каналов, посредством которых осуществляется передача информации между корреспондентами (ионосферный, оптоволоконный, акустический и другие каналы). Проходя через информационный канал, параметры которого подвержены детерминированным и случайным воздействиям, сигнал может прийти в пункт приёма с большими искажениями [1–5]. В частности, при прохождении сигнала через движущуюся неоднородную среду при фиксированных координатах источника и приемника наблюдается изменение рабочей частоты сигнала, связанное с эффектом Доплера [6–8]. Поэтому актуальным является выявление функциональных связей между доплеровскими характеристиками сигнала и параметрами канала для прогнозирования оптимальных условий прохождения сигнала и улучшения его качества. С другой стороны, изменение доплеровских характеристик сигнала, вызванное неоднородностями канала, может быть использовано для диагностики параметров канала и восстановления его структуры [9].

Целью данной работы является исследование с помощью математического моделирования статистических характеристик доплеровского смещения частоты декаметрового радиосигнала при односкачковом распространении в нестационарном ионосферном канале.

Ионосферный радиоканал представляет собой сложную многосвязную систему. Вследствие существенной анизотропии ионосферы, многообразия типов ионосферных неоднородностей и особенностей механизмов распространения радиоволн прогнозирование характеристик этой системы представляет большую проблему. В частности, при оценке девиаций частоты декаметрового радиосигнала встает вопрос о форме спектра случайных неоднородностей канала. В определенных условиях требуется обоснование предположения о равномерном распределении неоднородностей по всей толще ионосферы. В ряде случаев, напротив, необходимы сведения о масштабах и местоположении локальных областей ионосферы, занятых неоднородностями. Дополнительные трудности возникают при описании процесса передачи сигнала в канале с учетом анизотропии ионосферы. Вследствие влияния магнитного поля Земли при ионосферном распространении радиоволн возникает явление двойного лучепреломления, и необходим расчет характеристик сигнала для обеих магнитоионных компонент.

Несмотря на указанные трудности, решение задачи оценки девиаций частоты сигнала в радиоканале возможно на основе моделей среды с обобщенными (интегральными) свойствами. В настоящее время геофизические параметры тонкой структуры ионосферного канала известны с большой степенью неопределенности, поэтому для прогнозирования характеристик сигнала, распространяющегося в канале, также используют радиофизические (эффективные) параметры неоднородностей, предварительно полученные путем приближенного решения обратной задачи по данным измерений некоторых характеристик пробных сигналов на реперной трассе [10]. Радиофизические

параметры неоднородностей, полученные таким образом, представляют и самостоятельный интерес, поскольку они содержат интегральную информацию о статистической изменчивости ионосферы. В данном направлении были получены важные результаты благодаря введению представлений о гауссовом корреляционном эллипсоиде, эффективно описывающем случайные неоднородности среды [11] и позволяющем существенно упростить аналитические расчеты статистических моментов сигнала. Следует заметить, что на самом деле ионосфера представляет собой многомасштабную среду и характеризуется степенным спектром неоднородностей. Тем не менее в определенных случаях при расчетах низших моментов фазовых флуктуаций сигнала можно использовать гауссов спектр неоднородностей с эффективными параметрами. В частности, исследования [12–14] показали, что при расчетах дисперсии фазы декаметрового радиосигнала в многомасштабной случайно-неоднородной ионосфере можно использовать гауссову модель корреляционного эллипсоида, если в качестве пространственного масштаба неоднородностей считать внешний масштаб ионосферной турбулентности, заданной степенным спектром. Связано это с тем, что высокочастотная часть спектра неоднородностей в большей степени оказывает влияние на амплитуду сигнала и в меньшей степени на его фазу [1].

Ниже рассмотрен случай распространения декаметрового радиосигнала в изотропном ионосферном канале. Однако предложенную методику моделирования можно использовать и для оценки девиаций частоты отдельных магнитоионных компонент радиосигнала в ионосферном канале с анизотропными свойствами, если учесть разные показатели преломления для обыкновенного и необыкновенного лучей. Методика расчета также допускает введение модели анизотропного корреляционного эллипсоида неоднородностей, ориентированного относительно радиотрассы [11]. Параметры этого эллипсоида можно определить по характеристикам пробных сигналов на реперной трассе с учетом априорной информации о типичных свойствах неоднородностей (например, их вытянутости вдоль силовых линий геомагнитного поля).

Метод математического моделирования. Для совместного расчёта среднего $\langle \Delta f \rangle$ и среднеквадратического $\sigma_f = \sqrt{\langle \delta f^2 \rangle}$ значений доплеровского смещения частоты f радиосигнала, распространяющегося в двумерно-неоднородной изотропной ионосфере, использовались приближение геометрической оптики и метод малых возмущений [1].

В результате была получена следующая приближенная система дифференциальных уравнений:

$$\begin{aligned} \frac{dx_0}{dt} &= c\sqrt{\varepsilon_0} \sin\beta_0, & \frac{dz_0}{dt} &= c\sqrt{\varepsilon_0} \cos\beta_0, & \frac{d\beta_0}{dt} &= -c \cdot \sin\beta_0 \cdot \frac{1}{2\sqrt{\varepsilon_0}} \cdot \frac{\partial \varepsilon_0}{\partial z_0}, \\ \frac{d\langle \Delta f \rangle}{dt} &= -\frac{f}{2} \cdot \left\langle \frac{\partial \varepsilon_0}{\partial \tau} \right\rangle, & \frac{d\langle \delta f^2 \rangle}{dt} &= \frac{\sqrt{\pi} f^2 v^2 \cdot N \sin^2 \beta_0}{2a c\sqrt{\varepsilon_0}}, \end{aligned} \quad (1)$$

где τ – текущее время; x_0 , z_0 , β_0 – координаты и угол рефракции луча в регулярной нестационарной ионосфере с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_0(z, \tau)$; c – скорость света; v, a – соответственно скорость вертикального движения и пространственный масштаб гауссова корреляционного эллипсоида случайных неоднородностей; dt – элемент времени группового запаздывания; $\langle \rangle$ – знак усреднения по ансамблю неоднородностей.

При выводе системы (1) в качестве модели пространственно-временных флуктуаций диэлектрической проницаемости ионосферы рассматривалось квазиоднородное поле случайных неоднородностей с функцией корреляции, однородная часть которой задавалась гауссовой зависимостью. Хаотическое движение случайных неоднородностей учитывалось в рамках гипотезы о переносе замороженной турбулентности [1]. Неоднородная часть функции корреляции представлялась в виде

$$N = \langle \gamma^2 \rangle (1 - \varepsilon_0)^2, \quad (2)$$

где $\langle \gamma^2 \rangle = \langle (\Delta n_e / n_e)^2 \rangle$ – интенсивность флуктуаций электронной концентрации ионосферы.

В нестационарной ионосфере с течением времени ее параметры могут существенно измениться. В частности, уменьшение критической частоты ионосферного слоя $F2$ приводит к тому, что размер зоны молчания при односкачковом распространении декаметрового радиосигнала будет воз-

растать и может стать равным длине скачка между корреспондентами. В этих условиях важно рассмотреть временные зависимости доплеровских характеристик нижних и верхних (Педерсеновских) лучей.

В качестве модели регулярной нестационарной ионосферы была выбрана функция

$$\varepsilon_0(z, \tau) = 1 - \left(\frac{f_{кр}(\tau)}{f} \right)^2 \exp \left(- \left(\frac{z - z_m}{h_m} \right)^2 \right). \quad (3)$$

Временная зависимость критической частоты ионосферы представлялась в виде:

$$f_{кр}(\tau) = f_{кр0} - b\tau^2, \quad (4)$$

где $f_{кр0}$ – критическая частота в начальный момент времени $\tau=0$; b – коэффициент пропорциональности, определяемый из значений $f_{кр0}$ и $f_{крк}$.

В конечный момент времени, когда граница зоны молчания совпадала с координатой приемника, критическая частота принимала значение $f_{крк}$. Размер зоны молчания вычислялся на основе анализа дистанционно-угловых характеристик, определяемых из системы уравнений (1).

Результаты расчетов и обсуждение численного эксперимента. При моделировании траекторных и доплеровских характеристик радиосигнала с помощью системы (1) были использованы разработанные нами численно-аналитический алгоритм расчета [15] и комплекс программ [16]. На основании численных расчетов были построены траектории распространения радиосигнала с различными углами выхода β_H (угол β_H отсчитывается от вертикали) (рис. 1, а, б).

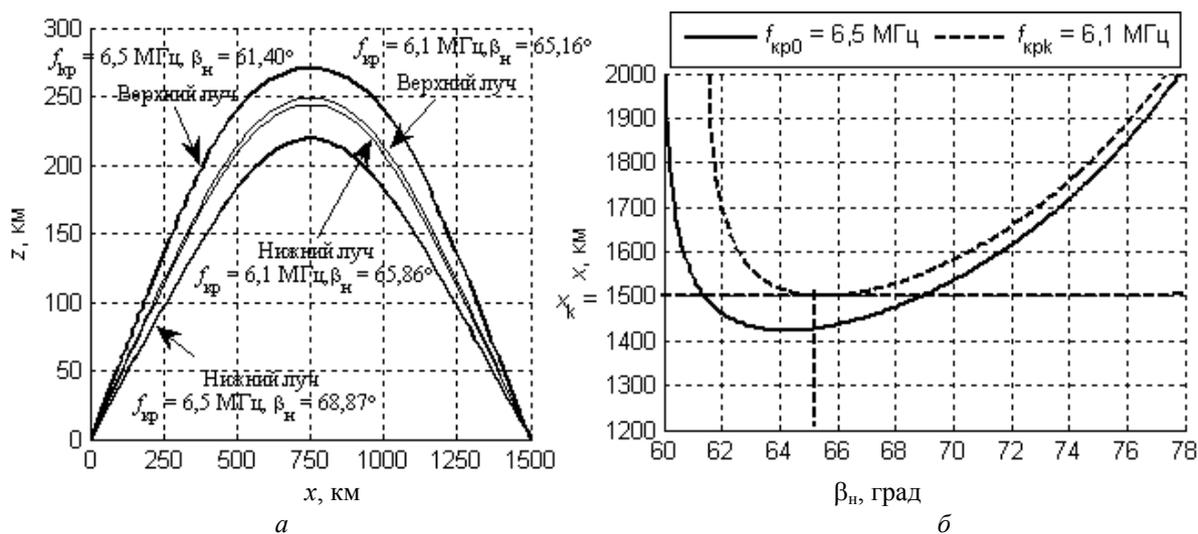


Рис. 1. Траектории и дистанционно-угловые характеристики радиосигнала при рабочей частоте $f=13 \text{ МГц}$

Из рис. 1, а следует, что при заданном вдоль поверхности Земли расстоянии между корреспондентами радиосигнал в ионосферном канале распространяется по двум траекториям с различными углами выхода, один из которых пологий (нижний), а другой более крутой (верхний) – луч Педерсена.

На рис. 1, б показано, что для рабочей частоты $f = 13 \text{ МГц}$ при заданном расстоянии между источником и приёмником (длина радиотрассы $x_k = 1500 \text{ км}$) и выбранной в начальный момент времени критической частоте ($f_{кр0} = 6,5 \text{ МГц}$ при $\tau = 0$) с уменьшением критической частоты минимум кривой $x(\tau)$ поднимается. Касательная ($x_k = 1500 \text{ км}$) к минимуму кривой $x(\tau)$ соответствует критической частоте ионосферы в конечный момент времени. При этой частоте верхние (Педерсеновские) и нижние лучи сливаются, а $x_k = 1500 \text{ км}$ является размером зоны молчания. На рис. 1, б показана зависимость дальности распространения верхних лучей от угла выхода в интервале $\beta_H = 60 - 65^\circ$, а нижних – $\beta_H = 65 - 78^\circ$. Характерный интервал времени регулярных изменений ионосферы был положен порядка 3 ч. Другие параметры детерминированной ионосферы при этом составляли: $z_m = 300 \text{ км}$, $h_m = 100 \text{ км}$.

Примеры результатов расчёта среднего $\langle \Delta f \rangle$ и среднеквадратического отклонения σ_f доплеровского смещения частоты в зависимости от изменения критической частоты и интенсивности флуктуаций электронной концентрации ионосферы для заданной радиотрассы ($x_k = 1500$ км) приведены на рис. 2, 3. Размер и скорость движения случайных неоднородностей при этом составляли $a = 10$ км, $v = 0,1$ км/с соответственно.

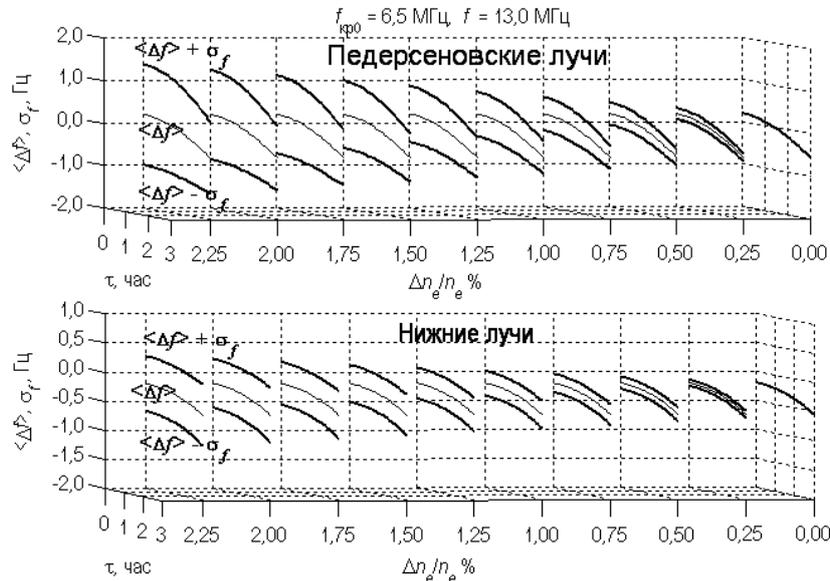


Рис. 2. Зависимость статистических характеристик доплеровского смещения частоты радиосигнала от времени τ и возмущения электронной концентрации

Из рис. 2, 3 следует, что с течением времени (с уменьшением критической частоты ионосферы) изменения средних значений $\langle \Delta f \rangle$ доплеровского смещения частоты нижнего и верхнего лучей сильно зависят от начальных условий. Между тем главное влияние на поведение $\langle \Delta f \rangle$ оказывает изменение длины траекторий нижних и верхних лучей при вариациях ионосферных параметров. В частности, уменьшение критической частоты ионосферы приводит к уменьшению длины траектории верхнего луча и увеличению траектории нижнего луча. В итоге в пункте приема $\langle \Delta f \rangle$ обоих лучей могут принимать также значения, противоположные по знаку, что является важным свойством при их идентификации. Что касается среднеквадратического отклонения доплеровского смещения частоты, то из рис. 2, 3 видно, что с увеличением $\Delta n_e/n_e$ величина σ_f возрастает как для верхних, так и для нижних лучей. С течением времени (уменьшением $f_{кр}$) σ_f падает для верхних лучей и возрастает для нижних. Такие изменения σ_f связаны с ростом флуктуаций частоты сигнала при увеличении пути лучей в случайно-неоднородной ионосфере. Что касается влияния размеров случайных неоднородностей на дисперсию доплеровского смещения частоты, то из системы (1) следует, что σ_f^2 обратно пропорционально масштабу корреляционного эллипсоида a . Поэтому при уменьшении внешнего масштаба ионосферной турбулентности, заданной степенным спектром, следует ожидать увеличение σ_f^2 .

Заключение. На основе полученной приближенной системы дифференциальных уравнений (1) и модели нелинейного изменения от времени критической частоты слоя $F2$ выполнено моделирование среднего $\langle \Delta f \rangle$ и среднеквадратического отклонения σ_f доплеровского смещения частоты декаметрового сигнала в нестационарном изотропном ионосферном канале со случайными неоднородностями. Расчеты показали, что:

1. Средние значения $\langle \Delta f \rangle$ доплеровского смещения частоты нижнего и верхнего лучей радиосигнала сильно зависят от начальных условий и от изменения длины траектории лучей.

2. С увеличением интенсивности флуктуаций электронной концентрации ионосферы средне-квадратическое отклонение σ_f доплеровского смещения частоты для верхних и нижних лучей растёт, а с уменьшением критической частоты падает для верхних и растёт для нижних лучей.

3. Зная характерные параметры регулярной ионосферы, среднее значение $\langle \Delta f \rangle$ и среднеквадратическое отклонение σ_f доплеровского смещения частоты радиосигнала на заданной радиотрассе, можно прогнозировать параметры корреляционного эллипсоида, эффективно описывающего случайные неоднородности ионосферного канала.

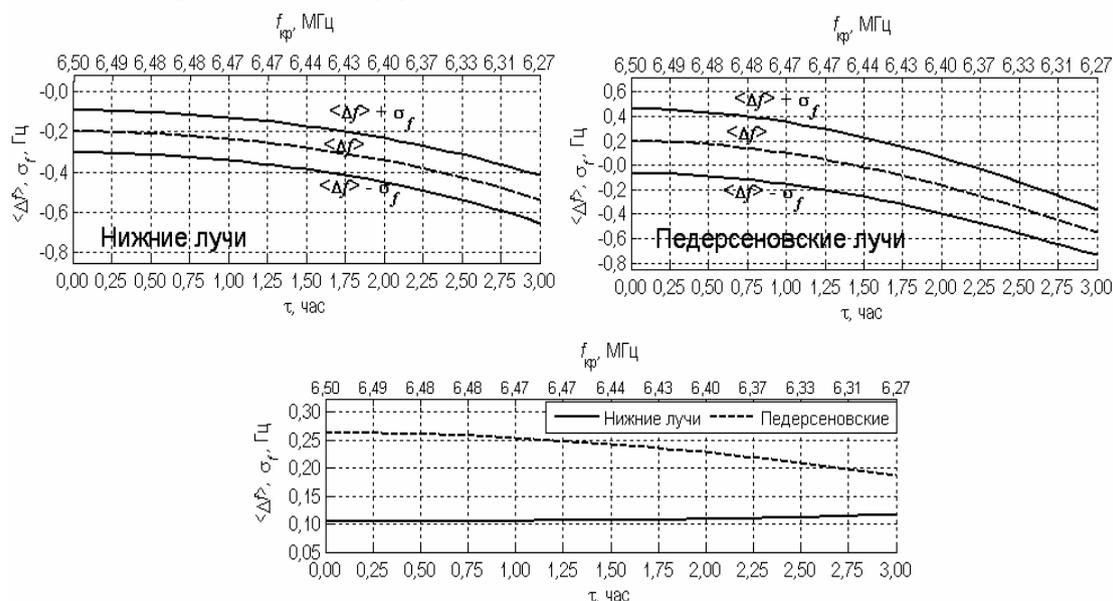


Рис. 3. Зависимость среднего значения $\langle \Delta f \rangle$ и среднеквадратического отклонения σ_f доплеровского смещения частоты радиосигнала от времени при возмущении электронной концентрации $\Delta n_e/n_e = 0,5\%$

Литература

1. Исимару А. Распространение и рассеяние волн в случайно неоднородных средах: в 2 ч. Ч. 2. – М.: Мир, 1981. – 320 с.
2. Состояние теории распространения волн в случайно-неоднородной среде / Ю.Н. Барабененков, Ю.А. Кравцов, С.М. Рытов, В.И. Татарский // УФН (Москва). – 1970. – Т. 102, № 1. – С. 3–42.
3. Макаров А.И. Передача информации в гидроакустическом канале / А.И. Макаров, В.Д. Дворников, В.К. Конопелько // Доклады БГУИР (Минск). – 2004. – № 2. – С. 103–118.
4. Кебкол К.Г. Количественные и качественные различия характеристик радио- и гидроакустических каналов связи / К.Г. Кебкол // Системы управління, навігації та зв'язку (Київ). – 2004. – № 12. – С. 198–205.
5. Сухарьков О.В. Передача дискретной информации в гидроакустический канал связи с использованием жидкоструйных преобразователей / О.В. Сухарьков // ЦИФРОВІ ТЕХНОЛОГІЇ (Київ). – 2011. – № 9. – С. 100–110.
6. Измерение доплеровского смещения частоты отдельных лучей с помощью ЛЧМ-ионозонда / В.И. Батухтин, В.А. Иванов, А.А. Колчев, С.В. Розанов // Изв. вузов. Радиофизика (Нижегород). – 2000. – Т. 43, № 12. – С. 1044–1054.
7. Колчев А.А. Измерение частотных зависимостей доплеровского смещения частоты и времени распространения каждой ионосферной моды с помощью непрерывного ЛМЧ-сигнала / А.А. Колчев, В.В. Шумаев // Изв. вузов. Радиоэлектроника (Санкт-Петербург). – 2009. – Т. 52, № 2. – С. 54–62.
8. Колчев А.А. Погрешности измерения доплеровского смещения частоты с помощью амплитудно-модулированного ЛЧМ-сигнала / А.А. Колчев, А.Е. Недопёкин, В.В. Шумаев // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета (Санкт-Петербург). – 2010. – № 4. – С. 42–48.
9. О диагностике ионосферных возмущений фазовым методом с доплеровской фильтрацией / В.А. Зюзин, В. Ким, Г.А. Комраков и др. // Геомагн. и аэрономия (Москва). – 1989. – Т. 29, № 1. – С. 154–156.

10. Diagnosing the effective parameters of the ionospheric fine structure from statistical characteristics of radio waves in the vicinity of a regular caustic / N.T. Afanasiev, A.A. Zheonykh, M.K. Ivelskaya et al. // *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics*. – 2001. – Vol. 63, is. 18. – P. 1967–1972.
11. Гусев В.Д. Модельное определение объемных характеристик неоднородностей ионосферы / В.Д. Гусев, Н.П. Овчинникова // *Геомagn. и аэрономия (Москва)*. – 1980. – Т. 20. № 4. – С. 626–631.
12. Алимов В.А. Модель взаимодействия ДКМВ-ДМВ радиоволн с сильно неоднородной среднеширотной ионосферой / В.А. Алимов, А.В. Рахлин, Ф.И. Выборнов // *Изв. вузов/ Радиофизика (Нижний Новгород)*. – 1997. – Т. 40, № 11. – С. 1323–1341.
13. Афанасьев Н.Т. Флуктуации фазы радиоволны при полном внутреннем отражении от случайно-неоднородной ионосферы / Н.Т. Афанасьев, О.А. Ларюнин, В.П. Марков // *Изв. вузов. Радиофизика (Нижний Новгород)*. – 2009. – Т. 52, № 10. – С. 779–784.
14. Phase fluctuations of radio waves experiencing total reflection from a randomly inhomogeneous plasma layer / N.T. Afanasiev, A.N. Afanasiev, O.A. Larunin, V.P. Markov // *Journal of Atmospheric and Solar-Terrestrial Physics*. – 2010. – Vol. 72, is. 7–8. – P. 583–587.
15. Численно-аналитический алгоритм моделирования флуктуаций траекторных характеристик информационного сигнала в канале связи / Е.Т. Агеева, Н.Т. Афанасьев, А.В. Багинов и др. // *Системы, методы, технологии (Братск)*. – 2012. – № 3 (15). – С. 61–66.
16. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2013660637 «Программа для расчёта характеристик сигнала в информационном канале с возмущёнными параметрами (KANAL 1.13)» / Е.Т. Агеева, А.В. Багинов, Н.И. Михайлов, Д.Ч. Ким. – Заявка № 2013617002. Дата поступления 1 августа 2013 г. Зарегистрировано в реестре программ для ЭВМ 13 ноября 2013 г.

Агеева Елена Тимофеевна

Ст. преподаватель каф. физики Братского государственного университета (БрГУ)
Тел.: 8-964-809-49-37
Эл. почта: Sphalerite@yandex.ru

Афанасьев Николай Тихонович

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. радиофизики Иркутского государственного университета
Тел.: 8 (964-3) 50-22-56
Эл. почта: nta@api.isu.ru

Ким Де Чан (Дмитрий Борисович)

Канд. физ.-мат. наук, профессор, зав. кафедрой физики БрГУ
Тел.: 8-914-929-07-76
Эл. почта: fizika-brgu@yandex.ru

Михайлов Никита Игоревич

Аспирант каф. физики БрГУ
Тел.: 8-950-059-27-06
Эл. почта: nikita-oxford@mail.ru

Ageeva E.T., Afanasiev N.T., Kim D., Mikhaylov N.I.

Mathematic modeling of statistical characteristics of Doppler frequency shift radio signal in nonstationary ionospheric channel

On the basis of the geometric-optics approximation, the method of small perturbations and numerically-analytical algorithm of calculation, the modeling of statistical Doppler characteristics of a decameter radio signal at single-hop propagation in the non-stationary ionospheric channel is carried out. The analysis of average dynamics and root-mean-square deviation of Doppler frequency shift radio signal have carried out when with time the size of quiet zone becomes equal to the length of jump between correspondents. It is shown, that the time dependences of statistical characteristics of the Doppler lower rays and Pedersen rays have qualitatively different behavior with a decrease in the critical frequency of the ionosphere and significantly depend on the length of the beam path and parameters of random inhomogeneities.

Keywords: Doppler frequency shift, random ionospheric inhomogeneities, critical frequency, electron density, ionospheric radio channel.

УДК 621.372

А.Н. Сычев, С.М. Стручков

Системы параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью

Представлены различные базисные наборы проектных параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью, позволяющие эффективно осуществлять моделирование, анализ и синтез связанных линий передачи, широко используемых в СВЧ-технике и высокоскоростных межсоединениях цифровых устройств.

Ключевые слова: связанные линии, чётная мода, нечётная мода, характеристический импеданс, собственный импеданс, коэффициент связи, эффективная диэлектрическая проницаемость.

Связанные линии передачи широко используются в СВЧ-технике в составе направленных ответвителей, фильтров, фазовращателей, а также в импульсной технике и высокоскоростных межсоединениях цифровых устройств.

Большое разнообразие конструкций связанных линий (СЛ) зачастую не позволяет разработчику сосредоточиться на ключевых электрических параметрах, позволяющих выявить их основные свойства и построить концептуальную классификацию СЛ по рабочим проектным параметрам. Многократный анализ конструкции (поперечного сечения) с сопутствующими процедурами оптимизации параметров является не всегда эффективным процессом, особенно на первых этапах. Ведь приходится выполнять полный цикл анализа [1]: «проектные параметры конструкции» → «электрические проектные параметры» → «частотный или временной отклик системы». Однако если весь процесс разбить на два этапа, выделив центральное связующее звено – «электрические проектные параметры», то задача намного упростится. Например, направленные ответвители на СЛ синтезируют по заданному коэффициенту связи, а это один из «электрических проектных параметров». Именно последним, характеризующим СЛ, и будет посвящена данная статья.

Постановка задачи. Рассмотрим в качестве примера одну из широко используемых конструкций СЛ – микрополосковые связанные линии, показанные на рис. 1, а. При этом заметим, что коммерчески доступные САПР СВЧ, например MW Office, имеют в своих библиотеках компонентов устройств модели СЛ (CLIN, CLINP, LGC_СТх). Для каждой такой модели пользователь должен задать соответствующий набор электрических проектных параметров, а в физических моделях ещё и геометрическую длину отрезка.

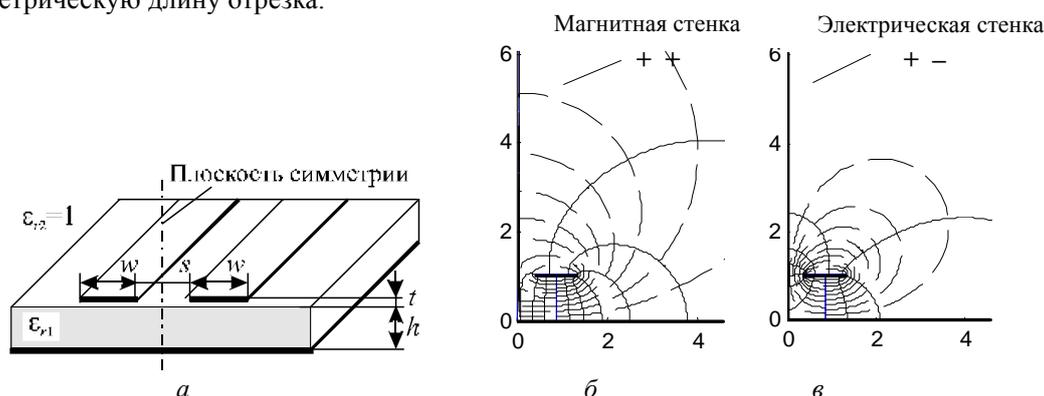


Рис. 1. Конструкция микрополосковых одинаковых связанных линий (а) и их декомпозиция на две полуструктуры в режимах чётного с магнитной (б) и нечётного с электрической (в) стенками возбуждений с сетками силовых (—) и эквипотенциальных (---) линий электрического поля

Компьютерное проектирование СВЧ-устройств, в том числе содержащих отрезки СЛ, с использованием иностранных САПР с англоязычным пользовательским интерфейсом уже давно не ред-

кость. К тому же, в условиях глобализации и международной интеграции, необходимость представления результатов на зарубежных научных конференциях требует придерживаться общепринятой англоязычной терминологии. Отсюда англоязычные термины должны однозначно переводиться на русский, и наоборот.

Однако в отечественных публикациях терминологическая неопределённость, к сожалению, до конца не преодолена. Ведь действующие ныне российские стандарты по терминологии в области СВЧ-устройств и полосковых линий, например ГОСТ 21702–76, впервые появились более 30 лет назад и не определяют некоторых новых важнейших понятий. Отсюда происходит сложность и при выборе того или иного термина в русскоязычной научной литературе и технической документации.

Что касается параметров связанных линий, то разницей в обозначениях и до сих пор неустоявшаяся терминология порой вводит в заблуждение некоторых исследователей, например $\varepsilon_{r,\text{эфф}}^{++} \equiv \varepsilon_{\text{reffe}} \equiv \varepsilon_{\text{effe}} \equiv \varepsilon_{re}$; $\varepsilon_{r,\text{эфф}}^{+-} \equiv \varepsilon_{\text{reffo}} \equiv \varepsilon_{\text{effo}} \equiv \varepsilon_{ro}$; $Z_{0e} \equiv Z_C$; $Z_{0o} \equiv Z_\pi$. Поэтому для сохранения преемственности, русскоязычные специалисты стараются придерживаться классических источников [2, 3, 6], за исключением случаев написания текстов на английском.

Авторы [2. С. 219] заявляют: «Многообразие различных систем параметров, описывающих связанные линии, не вызвано практической необходимостью; оно связано лишь с некоторыми исторически сложившимися традициями и школами». Это опять лишь объясняет ситуацию, однако не снимает проблемы. К тому же заметим, что в публикациях по связанным линиям, обычно приводятся не все интересующие читателя проектные параметры, например зачастую отсутствует коэффициент неуравновешенности связи, который иногда даже неверно интерпретируется.

В связи с этим думается, что главными принципами при введении в научный оборот нового понятия и выборе известного или создании нового технического термина, должны стать – преемственность, понимаемость, адекватность, минимализм, желательно наличие общепринятого английского аналога.

Далее изложим в систематизированной форме практически все известные и некоторые новые соотношения для параметров одинаковых связанных линий, оптимальный выбор которых в ряде случаев позволит ускорить генерацию проектного решения.

Исходная квазистатическая модель связанных линий. Предварительный анализ. Начнём с того, что минимальное количество проектных параметров для одинаковых связанных линий равно четырём, т.е. они образуют квартет. После чего встаёт вопрос, какой набор параметров взять в качестве основного, в качестве исходных данных? Предположив, что нам заранее известно волновое сопротивление подводящих линий (практически это всегда так), выбираем четвёрку параметров, содержащую нужное согласованное волновое сопротивление Z_0 . Отсюда базисный набор будет следующим: Z_0 , $\varepsilon_{\text{reff}}$, k , δ (причём последний параметр может быть легко заменён на более удобное в ряде случаев отношение эффективных диэлектрических проницаемостей $\varepsilon_{\text{reffe}}/\varepsilon_{\text{reffo}}$). Этим выбором, т.е. заданием известного ограничения Z_0 , снижаем порядок сложности задачи, понизив на единицу количество степеней свободы с четырёх до трёх. После чего ещё один параметр может быть исключён из разряда искомого, так как может быть произвольным $\varepsilon_{\text{reff}}$, потому что он может быть легко нивелирован длиной отрезка связанных линий. Этот параметр определяет фазу синусоидального сигнала или время задержки для импульсного. В итоге осталось два независимых проектных параметра: коэффициент электромагнитной связи k и степень неоднородности диэлектрического заполнения δ (или эквивалентное ему отношение $\varepsilon_{\text{reffe}}/\varepsilon_{\text{reffo}}$). В случае однородной среды задача сводится лишь к одному варьируемому параметру – коэффициенту связи k . Однако существуют и другие проектные параметры, которые группируются в квартеты, об этом ниже.

В начале общего исследования ещё раз уточним, что рассматриваем случай одинаковых (т.е. с межлинейной симметрией) связанных линий без потерь в проводниках $R = 0$ и диэлектрике $G = 0$. Моделирование обычно начинают с анализа выбранной конструкции линий и их диэлектрического заполнения (рис. 2). На этом этапе поиск элементов матриц погонных емкостей является основной процедурой, всё остальное – производное.

Первичный квазистатический анализ направлен на определение емкостей линий передачи при чётном (even) $C_e(1)$ и нечётном (odd) $C_o(1)$ возбуждениях с воздушным диэлектриком (рис. 2, а, б), из которых выражаются собственная и взаимная частичные емкости:

$$C_{11}(l) = \frac{C_o(1) + C_e(1)}{2}; \quad C_{12}(l) = \frac{C_o(1) - C_e(1)}{2}, \quad (1)$$

из которых в свою очередь формируется матрица погонных емкостей с воздушным диэлектрическим заполнением $C(1)$

$$C(1) = \begin{bmatrix} C_{11}(1) & -C_{12}(1) \\ -C_{12}(1) & C_{11}(1) \end{bmatrix}. \quad (2)$$

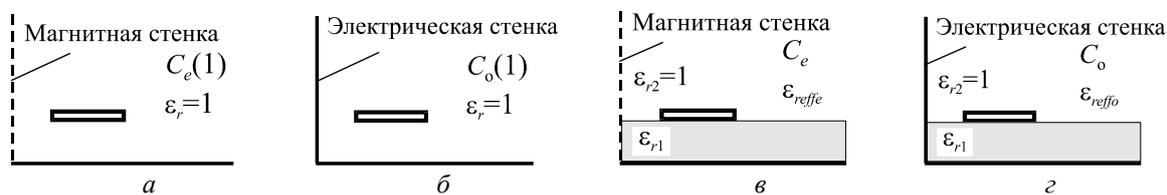


Рис. 2. Расчётные структуры для вычисления модальных частичных ёмкостей:

a – чётная с воздушным диэлектриком $C_e(1)$; $б$ – нечётная с воздушным диэлектриком $C_o(1)$;
 $в$ – чётная с реальным диэлектрическим заполнением C_e ;
 $г$ – нечётная с реальным диэлектрическим заполнением C_o

Аналогично, рассматривая случай реального диэлектрического заполнения (рис. 2, $в, г$), отыскиваются емкости структуры при чётном C_e и нечетном C_o возбуждениях

$$C_{11} = \frac{C_o + C_e}{2}; \quad C_{12} = \frac{C_o - C_e}{2} \quad (3)$$

и составляется матрица погонных емкостей с реальным диэлектрическим заполнением C :

$$C = \begin{bmatrix} C_{11} & -C_{12} \\ -C_{12} & C_{11} \end{bmatrix}. \quad (4)$$

Решение обратной задачи – нахождение модальных ёмкостей по заданным собственным и взаимным частичным емкостям – состоит в следующих формулах:

$$C_e = C_{11} - |C_{12}|; \quad C_o = C_{11} + |C_{12}|; \quad (5)$$

$$C_e(1) = C_{11}(1) - |C_{12}(1)|; \quad C_o(1) = C_{11}(1) + |C_{12}(1)|. \quad (6)$$

Возвращаясь к матрице (2) погонных емкостей с воздушным заполнением $C(1)$ и применяя к ней операцию обращения, получаем матрицу погонных индуктивностей L [6]

$$L = \mu_0 \epsilon_0 C(1)^{-1}, \quad (7)$$

где $\mu_0 = 0,4\pi$ мкГн/м, $\epsilon_0 = 8,854$ пФ/м – магнитная и электрическая постоянные, соответственно. Элементы этой матрицы L можно также выразить аналитически [4]:

$$L_{11} = \frac{C_o(1) + C_e(1)}{2c^2 C_o(1) C_e(1)} = \frac{1}{2c^2} \left[\frac{1}{C_e(1)} + \frac{1}{C_o(1)} \right]; \quad L_{12} = \frac{C_o(1) - C_e(1)}{2c^2 C_o(1) C_e(1)} = \frac{1}{2c^2} \left[\frac{1}{C_e(1)} - \frac{1}{C_o(1)} \right], \quad (8)$$

где $c = 2,998 \cdot 10^8$ м/с – скорость света в свободном пространстве. Отсюда выражаем коэффициент индуктивной связи [4]

$$k_L = \frac{L_{12}}{L_{11}} = \frac{C_o(1) - C_e(1)}{C_o(1) + C_e(1)}, \quad (9)$$

Также получаем коэффициент емкостной связи в случае одинаковых линий [4]

$$k_C = \frac{C_{12}}{C_{11}} = \frac{C_o - C_e}{C_o + C_e}. \quad (10)$$

Знание модальных (чётной и нечётной) емкостей структуры с воздушным и реальным диэлектрическим заполнением позволяет найти эффективные диэлектрические проницаемости для чётного и нечетного возбуждений и модальные импедансы (волновые сопротивления):

$$\epsilon_{reff}(e,o) = \frac{C(e,o)}{C(e,o)(1)}; \quad (11)$$

$$Z_{0(e,o)} = \frac{1}{v_{eff}(e,o) C(e,o)} = \frac{\sqrt{\epsilon_{reff}(e,o)}}{c C(e,o)} = \frac{1}{c \sqrt{C(e,o) C(e,o)(1)}} = \frac{1}{\sqrt{C(e,o) C(e,o)(1)}} = \frac{\sqrt{\mu_0 / \epsilon_0}}{\sqrt{\epsilon_{reff}(e,o) [C(e,o)(1) / \epsilon_0]}}, \quad (12)$$

где $v_{eff(e,o)}$ – скорость волны в структурах четного и нечётного возбуждений. Используя (12), получаем коэффициент электромагнитной связи линий или просто коэффициент связи [4]:

$$k = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}}. \quad (13)$$

Базисные наборы проектных параметров. Представленный выше анализ связанных линий является предварительным, однако для выяснения глубинных закономерностей математической модели целесообразно последовательность аналитических преобразований и взаимосвязь между различными базисными наборами проектных параметров выстроить по развёрнутой схеме, показанной на рис. 3.

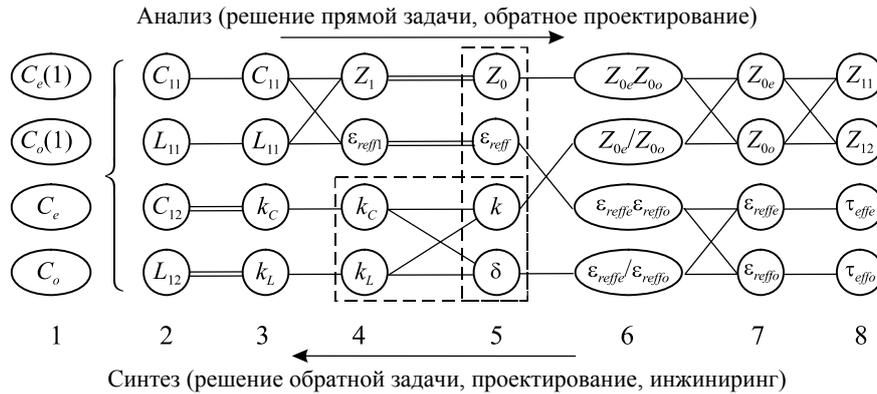


Рис. 3. Взаимосвязь базисных наборов проектных параметров для одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью (в неоднородной диэлектрической среде)

На схеме (рис. 3) представлены базисные наборы проектных параметров (квартеты) и связи между ними. Их названия и состав определяются следующим образом [2–8, 14]:

1) модальные (при четном и нечётном возбуждении) погонные ёмкости с воздушным и реальным диэлектрическим заполнением: $C_e(1)$, $C_o(1)$, C_e , C_o – чётная и нечётная ёмкости с воздушным диэлектриком; чётная и нечётная ёмкости с реальным диэлектрическим заполнением соответственно;

2) погонные ёмкости и индуктивности в телеграфных уравнениях (первичные погонные параметры, собственные и взаимные ёмкости и индуктивности): C_{11} , C_{12} , L_{11} , L_{12} ;

3) собственные параметры одной из линий и коэффициенты ёмкостной и индуктивной связи: C_{11} , L_{11} , k_C , k_L . Этот набор является комбинированно-промежуточным, так как содержит два параметра C_{11} , L_{11} из предыдущего 2-го и два параметра k_C , k_L из последующего 4-го наборов;

4) собственные волновое сопротивление и диэлектрическая проницаемость одной из линий, а также коэффициенты ёмкостной и индуктивной связи: Z_1 , ϵ_{refl1} , k_C , k_L ;

5) характеристические (согласованные) параметры: Z_0 , ϵ_{refl} , k , δ – характеристическое волновое сопротивление, характеристическая эффективная диэлектрическая проницаемость, коэффициент связи, коэффициент неуравновешенности связи (степень неоднородности диэлектрика) соответственно;

6) производно-комбинированные параметры равные отношениям и произведениям модальных параметров: $Z_{0e}Z_{0o}$, Z_{0e}/Z_{0o} , $\epsilon_{refle}\epsilon_{reffo}$, $\epsilon_{refle}/\epsilon_{reffo}$;

7) модальные параметры: Z_{0e} , Z_{0o} , ϵ_{refle} , ϵ_{reffo} – четное и нечётное волновые сопротивления (импедансы), четная и нечётная эффективные диэлектрические проницаемости;

8) собственное и взаимное волновые сопротивления (импедансы), четная и нечётная эффективные погонные задержки: Z_{11} , Z_{12} , τ_{effe} , τ_{effo} .

Итак, при анализе конструкции связанных линий в случае без потерь вначале находим модальные погонные ёмкости, т.е. базисный набор параметров 1 (см. рис. 2 и 3), от которого переходим к исходному набору 2 (см. выше) – матрицам погонных индуктивностей L и ёмкостей C , являющихся первичными параметрами, входящими в телеграфные уравнения. Далее переходим к набору 3 простым обобщением – введением понятий коэффициентов связи ёмкостной и индуктивной получаем C_{11} , L_{11} , k_C , k_L . Переход к набору 4 осуществляется введением понятий собственных (self) параметров линии Z_1 , ϵ_{refl1} . Базисные наборы 5–7 – это модальные и другие вторичные параметры связанных линий.

Теперь запишем некоторые предварительные соотношения. Прежде всего определим собственные параметры одной из связанных линий [3–6]

$$Z_1 = \sqrt{L_{11}/C_{11}}; \quad L_{11} = Z_1 \sqrt{\varepsilon_{reff1}}/c; \quad (14)$$

$$\varepsilon_{reff1} = c^2 L_{11} C_{11}; \quad C_{11} = \sqrt{\varepsilon_{reff1}}/(cZ_1); \quad (15)$$

$$\varepsilon_{reff1} = (c\tau_{eff1})^2 = (c/v_{eff1})^2; \quad L_{12} = k_L L_{11}; \quad (16)$$

$$\tau_{eff1} = 1/v_{eff1} = \sqrt{\varepsilon_{reff1}}/c = \sqrt{L_{11}C_{11}}; \quad C_{12} = k_C C_{11}. \quad (17)$$

Пусть заданы 2-й и 7-й базисные наборы параметров (см. рис.3), требуется выразить их друг через друга. Решение этой задачи, как прямой, так и обратной, записывается [3–8]:

$$Z_{0e} = \sqrt{(L_{11} + L_{12})/(C_{11} - |C_{12}|)} = \sqrt{(L_{11} + L_{12})/C_{0e}}; \quad L_{11} = (Z_{0e} \sqrt{\varepsilon_{reffe}} + Z_{0o} \sqrt{\varepsilon_{reffo}})/(2c); \quad (18)$$

$$Z_{0o} = \sqrt{(L_{11} - L_{12})/(C_{11} + |C_{12}|)} = \sqrt{(L_{11} - L_{12})/C_{0o}}; \quad L_{12} = (Z_{0e} \sqrt{\varepsilon_{reffe}} - Z_{0o} \sqrt{\varepsilon_{reffo}})/(2c); \quad (19)$$

$$\varepsilon_{reffe} = c^2 (L_{11} + L_{12})(C_{11} - |C_{12}|) = c^2 (L_{11} + L_{12})C_{0e}; \quad C_{11} = (\sqrt{\varepsilon_{reffe}}/Z_{0e} + \sqrt{\varepsilon_{reffo}}/Z_{0o})/(2c); \quad (20)$$

$$\varepsilon_{reffo} = c^2 (L_{11} - L_{12})(C_{11} + |C_{12}|) = c^2 (L_{11} - L_{12})C_{0o}; \quad C_{12} = (\sqrt{\varepsilon_{reffe}}/Z_{0e} - \sqrt{\varepsilon_{reffo}}/Z_{0o})/(2c), \quad (21)$$

где c – скорость света в свободном пространстве.

Возьмём наиболее интересные соотношения между наборами 4 и 5 (см. рис. 3) и представим их взаимосвязь. Выполним процедуру анализа (решение прямой задачи) и выразим 5-й набор параметров через 4-й:

$$Z_0 = Z_1 \sqrt{\sqrt{\frac{1-k_L^2}{1-k_C^2}}}; \quad (22)$$

$$\varepsilon_{reff} = \varepsilon_{reff1} \sqrt{(1-k_L^2)(1-k_C^2)}; \quad (23)$$

$$k = \left(1 - \sqrt{\frac{(1-k_L)(1-k_C)}{(1+k_L)(1+k_C)}} \right) \left(1 + \sqrt{\frac{(1-k_L)(1-k_C)}{(1+k_L)(1+k_C)}} \right)^{-1}; \quad (24)$$

$$\delta = \frac{k_L - k_C}{1 - k_L k_C}. \quad (25)$$

Здесь δ – коэффициент неуравновешенности связи, используемый, например, в [4]. Теперь выполним процедуру синтеза (решение обратной задачи) и выразим 4-й набор параметров через 5-й (см. рис. 3). При этом запишем дополнительные соотношения, представляющие интерес при исследовании предельных случаев.

$$Z_1 = Z_0 \sqrt{\left(1 + \frac{1+k}{1-k} \sqrt{\frac{1+\delta}{1-\delta}} \right) \left(\frac{1+k}{1-k} + \sqrt{\frac{1+\delta}{1-\delta}} \right)^{-1}} = Z_0 \sqrt{\frac{(1+k)\sqrt{1+\delta} + (1-k)\sqrt{1-\delta}}{(1+k)\sqrt{1-\delta} + (1-k)\sqrt{1+\delta}}}; \quad (26)$$

$$Z_1 = \begin{cases} Z_{0e} = Z_0 \sqrt{(1+k)/(1-k)}, & \text{если } \delta = 1; \\ Z_0, & \text{если } \delta = 0; \\ Z_{0o} = Z_0 \sqrt{(1-k)/(1+k)}, & \text{если } \delta = -1. \end{cases} \quad (27)$$

$$\varepsilon_{reff1} = \frac{\varepsilon_{reff}}{2} \left(\frac{1+k^2}{1-k^2} + \frac{1}{\sqrt{1-\delta^2}} \right); \quad \varepsilon_{reff1} = \begin{cases} \varepsilon_{reff}/(1-k^2), & \text{если } \delta = 0; \\ \infty, & \text{если } \delta = \pm 1. \end{cases} \quad (28)$$

$$k_L = \left(\frac{1+k}{1-k} - \sqrt{\frac{1-\delta}{1+\delta}} \right) \left(\frac{1+k}{1-k} + \sqrt{\frac{1-\delta}{1+\delta}} \right)^{-1}; \quad (29)$$

$$k_C = \left(\frac{1+k}{1-k} - \sqrt{\frac{1+\delta}{1-\delta}} \right) \left(\frac{1+k}{1-k} + \sqrt{\frac{1+\delta}{1-\delta}} \right)^{-1}. \quad (30)$$

Выберем в качестве целевого набора базисный набор 6 (см. рис. 3), а в качестве независимых переменных – наборы 4 и 5 и решим прямую задачу анализа. Попутно решим и обратную задачу, найдя связь наборов 7, 6 и 5. Заметим, что часть из этих выражений доступна из литературы, например [3–8]:

$$Z_{0e}Z_{0o} = Z_0^2 = Z_1^2 \sqrt{(1-k_L^2)/(1-k_C^2)}; \quad Z_0 = \sqrt{Z_{0e}Z_{0o}}; \quad (31)$$

$$\varepsilon_{reffe}\varepsilon_{reffo} = \varepsilon_{reff}^2 = \varepsilon_{reff}^2(1-k_L^2)(1-k_C^2); \quad \varepsilon_{reff} = \sqrt{\varepsilon_{reffe}\varepsilon_{reffo}}; \quad (32)$$

$$\frac{Z_{0e}}{Z_{0o}} = \frac{1+k}{1-k} = \sqrt{\frac{(1+k_L)(1+k_C)}{(1-k_L)(1-k_C)}}; \quad k = \frac{Z_{0e} - Z_{0o}}{Z_{0e} + Z_{0o}} = \frac{Z_{0e}/Z_{0o} - 1}{Z_{0e}/Z_{0o} + 1}; \quad (33)$$

$$\frac{\varepsilon_{reffe}}{\varepsilon_{reffo}} = \frac{1+\delta}{1-\delta} = \frac{(1+k_L)(1-k_C)}{(1-k_L)(1+k_C)}; \quad \delta = \frac{\varepsilon_{reffe} - \varepsilon_{reffo}}{\varepsilon_{reffe} + \varepsilon_{reffo}} = \frac{\varepsilon_{reffe}/\varepsilon_{reffo} - 1}{\varepsilon_{reffe}/\varepsilon_{reffo} + 1} = \frac{(\tau_{reffe}/\tau_{reffo})^2 - 1}{(\tau_{reffe}/\tau_{reffo})^2 + 1}. \quad (34)$$

Запишем прямую связь наборов 4, 5 и 7 (см. рис. 3)

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+k}{1-k}} = Z_1 \sqrt{\frac{1+k_L}{1-k_C}}; \quad (35)$$

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-k}{1+k}} = Z_1 \sqrt{\frac{1-k_L}{1+k_C}}; \quad (36)$$

$$\varepsilon_{reffe} = \varepsilon_{reff} \sqrt{\frac{1+\delta}{1-\delta}} = \varepsilon_{reff} (1+k_L)(1-k_C); \quad (37)$$

$$\varepsilon_{reffo} = \varepsilon_{reff} \sqrt{\frac{1-\delta}{1+\delta}} = \varepsilon_{reff} (1-k_L)(1+k_C). \quad (38)$$

Обратная связь базисных наборов 7 и 4 (см. рис. 3) записывается

$$Z_1 = \sqrt{\frac{\sqrt{\varepsilon_{reffe}}Z_{0e} + \sqrt{\varepsilon_{reffo}}Z_{0o}}{\sqrt{\varepsilon_{reffe}/Z_{0e}} + \sqrt{\varepsilon_{reffo}/Z_{0o}}}}; \quad (39)$$

$$\varepsilon_{reff1} = (\sqrt{\varepsilon_{reffe}}Z_{0e} + \sqrt{\varepsilon_{reffo}}Z_{0o})(\sqrt{\varepsilon_{reffe}/Z_{0e}} + \sqrt{\varepsilon_{reffo}/Z_{0o}})/4; \quad (40)$$

$$k_L = \frac{\sqrt{\varepsilon_{reffe}}Z_{0e} - \sqrt{\varepsilon_{reffo}}Z_{0o}}{\sqrt{\varepsilon_{reffe}}Z_{0e} + \sqrt{\varepsilon_{reffo}}Z_{0o}} = \frac{Z_{0e}/Z_{0o} - \sqrt{\varepsilon_{reffo}/\varepsilon_{reffe}}}{Z_{0e}/Z_{0o} + \sqrt{\varepsilon_{reffo}/\varepsilon_{reffe}}}; \quad (41)$$

$$k_C = \frac{\sqrt{\varepsilon_{reffe}/Z_{0e}} - \sqrt{\varepsilon_{reffo}/Z_{0o}}}{\sqrt{\varepsilon_{reffe}/Z_{0e}} + \sqrt{\varepsilon_{reffo}/Z_{0o}}} = \frac{Z_{0e}/Z_{0o} - \sqrt{\varepsilon_{reffe}/\varepsilon_{reffo}}}{Z_{0e}/Z_{0o} + \sqrt{\varepsilon_{reffe}/\varepsilon_{reffo}}}. \quad (42)$$

Некоторые важные дополнительные соотношения к (37) – (38) и (41)–(42):

$$\varepsilon_{reffe} = \varepsilon_{reff} \sqrt{\frac{(1+k_L)(1-k_C)}{(1-k_L)(1+k_C)}}; \quad k_L = \frac{Z_{0e}/Z_{0o} - \tau_{reffo}/\tau_{reffe}}{Z_{0e}/Z_{0o} + \tau_{reffo}/\tau_{reffe}}; \quad (43)$$

$$\varepsilon_{reffo} = \varepsilon_{reff} \sqrt{\frac{(1-k_L)(1+k_C)}{(1+k_L)(1-k_C)}}; \quad k_C = \frac{Z_{0e}/Z_{0o} - \tau_{reffe}/\tau_{reffo}}{Z_{0e}/Z_{0o} + \tau_{reffe}/\tau_{reffo}}. \quad (44)$$

В заключение запишем выражения для элементов матрицы волновых сопротивлений (импедансов) через модальные (характеристические) сопротивления и наоборот, т.е. связь наборов 7 и 8, а также некоторые дополнительные соотношения:

$$Z_{11} = (Z_{0e} + Z_{0o})/2; \quad Z_{0e} = Z_{11} + Z_{12} = Z_{11}(1+k); \quad (45)$$

$$Z_{12} = (Z_{0e} - Z_{0o})/2; \quad Z_{0o} = Z_{11} - Z_{12} = Z_{11}(1-k); \quad (46)$$

$$\tau_{eff(e,o)} = 1/v_{eff(e,o)} = \sqrt{\varepsilon_{reff(e,o)}}/c; \quad k = Z_{12}/Z_{11} = (Z_{0e} - Z_{0o})/(Z_{0e} + Z_{0o}). \quad (47)$$

Физические ограничения на проектные параметры. Заметим, что условиями физической реализуемости, априорно налагаемыми на погонные и модальные параметры, являются следующие:

$L_{12} < L_{11}$; $|C_{12}| < C_{11}$; $0 < k_{(L,C)} < k < k_{(C,L)} < 1$; $Z_{12} < Z_{11}$; $Z_{0o} < Z_0 < Z_{0e}$; $1 < \varepsilon_{reff(e,o)} < \varepsilon_{reff} < \varepsilon_{reff(o,e)}$; $-1 \leq \delta \leq 1$. Опираясь на эти основные неравенства, введём ещё дополнительную систему ограничивающих (критических, предельных, min, max) параметров, которые позволяют обозначить (конкретизировать) границы основных параметров и записать уточняющие ограничения в виде следующих неравенств:

1) естественно положить, что $\varepsilon_{reff\min} \leq \varepsilon_{reff}$, где минимально допустимая характеристическая диэлектрическая проницаемость при заданном коэффициенте неуравновешенности определяется формулой

$$\varepsilon_{reff\min} = \sqrt{\frac{1+|\delta|}{1-|\delta|}} \quad (48)$$

и не зависит от коэффициента связи k . Если характеристическую диэлектрическую проницаемость ε_{reff} задать меньше минимально допустимой, то одна из модальных диэлектрических проницаемостей опустится ниже единицы, что равносильно превышению скорости света данной модой;

2) соотношение $\varepsilon_{reff} \leq \varepsilon_{reff1}$ между характеристической ε_{reff} и собственной ε_{reff1} диэлектрическими проницаемостями базируется на определении значения нижней границы диапазона собственной диэлектрической проницаемости

$$\varepsilon_{reff1\min} = \frac{\varepsilon_{reff\min}}{1-k^2} = \sqrt{\frac{1+|\delta|}{1-|\delta|}} \left(\frac{1}{1-k^2} \right), \quad (49)$$

зависящем, в том числе и от коэффициента связи, при этом $\varepsilon_{reff1\min} \leq \varepsilon_{reff1}$. Если собственную диэлектрическую проницаемость ε_{reff1} задать меньше нижней границы, то одна из модальных диэлектрических проницаемостей опустится ниже единицы;

3) максимально возможный коэффициент неуравновешенности при заданном коэффициенте связи равен

$$\delta_{\max} = 2k / (1+k^2), \quad (50)$$

при этом $|\delta| \leq \delta_{\max}$. Если модуль коэффициента неуравновешенности задать больше максимально возможного, то один из коэффициентов связи (емкостной или индуктивной) станет отрицательным;

4) минимально допустимый коэффициент электромагнитной связи при заданном коэффициенте неуравновешенности записывается

$$k_{\min} = 1/|\delta| - \sqrt{1/\delta^2 - 1}, \quad (51)$$

откуда границы диапазонов различных коэффициентов связи запишутся так: $\min(k_{(L,C)}) \leq (k_{\min} \leq k) \leq \max(k_{(C,L)}) \leq \delta_{\max}$. Если коэффициент электромагнитной связи k задать меньше минимально допустимого, то один из коэффициентов емкостной или индуктивной связи станет отрицательным;

5) влияние коэффициента неуравновешенности δ на соотношение коэффициентов связи и модальных диэлектрических проницаемостей следующее: если $\delta = 0$, то $k = k_L = k_C$ и $\varepsilon_{reff} = \varepsilon_{reffe} = \varepsilon_{reffo}$; если $\delta > 0$, то $k_L > k_C$ и $\varepsilon_{reffe} > \varepsilon_{reffo}$; если $\delta < 0$, то $k_L < k_C$ и $\varepsilon_{reffe} < \varepsilon_{reffo}$. В этом аспекте интересен случай каскадного соединения регулярных отрезков линий с неоднородным диэлектрическим заполнением, имеющих все характеристические параметры, одинаковые по модулю, но с коэффициентами неуравновешенности, различающимися по знаку $\delta_1 = -\delta_2$. Такое каскадирование позволяет из двух регулярных неуравновешенных секций $\delta_{1,2} \neq 0$ получать единую ступенчато-нерегулярную уравновешенную структуру $\delta = 0$ связанных линий с выровненными модальными задержками;

6) максимально достижимые отношения эффективных диэлектрических проницаемостей, модальных скоростей и погонных задержек мод в зависимости от коэффициента связи и отношений модальных импедансов могут быть записаны так:

$$\max \left(\frac{\varepsilon_{reff(e,o)}}{\varepsilon_{reff(o,e)}} \right) = \max \left(\frac{\tau_{eff(e,o)}}{\tau_{eff(o,e)}} \right) = \max \left(\frac{v_{eff(o,e)}}{v_{eff(e,o)}} \right) = \frac{1+k}{1-k} = \frac{Z_{0e}}{Z_{0o}}. \quad (52)$$

Нарушение соотношений (52) приводит к отрицательному значению одного из коэффициентов связи (индуктивной или емкостной). Также эти соотношения для одинаковых линий позволяют ут-

верждать, что только при увеличении коэффициента электромагнитной связи $k \rightarrow 1$, эквивалентном росту отношения модальных импедансов, можно получить максимальное отношение фазовых скоростей (погонных задержек, эффективных диэлектрических проницаемостей) нормальных волн (мод), т.е. $|\delta| \rightarrow 1$. В противном случае – существенного ослабления связи – приходим к усреднённым значениям всех параметров, равным таковым для одиночной линии, а при нулевой связи $k = 0$ вообще исчезает само понятие неуравновешенности связи ввиду её полного отсутствия, т.е. $\delta = 0$.

Как видим, представленные выше ограничения в виде неравенств, использующие предельные значения параметров, имеют фундаментальную физическую основу и практическую интерпретацию.

Графические зависимости. Теперь представим графические зависимости (рис. 4–8) для визуализации математических соотношений между базисными параметрами, а также для иллюстрации особенностей вышеприведённых ограничений.

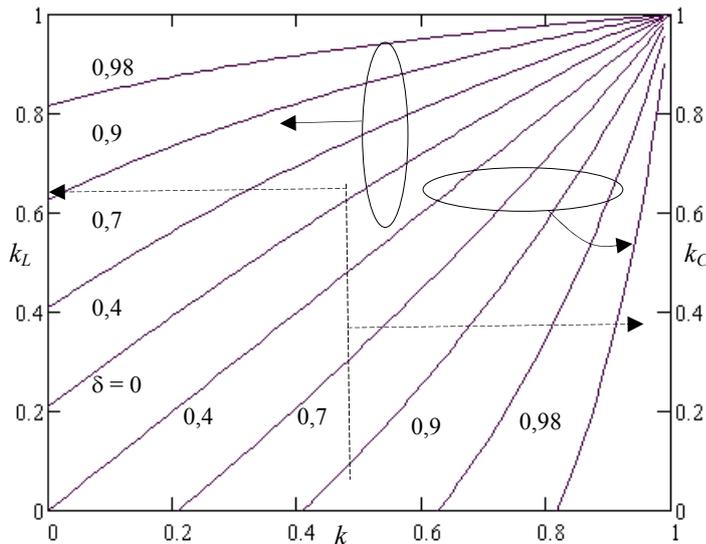


Рис. 4. Зависимости коэффициентов индуктивной k_L и ёмкостной связи k_C от коэффициентов электромагнитной связи k и неуравновешенности δ

Иллюстрация важнейших соотношений (29) и (30) между наборами 4 и 5, которые выделены штриховой линией на схеме параметров (см. рис. 3), а также ограничений (50) и (51) приводится на рис. 4.

Семейство кривых на рис. 4 приведено для одного случая неуравновешенности $0 < \delta < 1$, т.е. когда $k_L > k_C$, однако для второго случая $-1 < \delta < 0$, т.е. когда $k_L < k_C$, надо наименования k_L и k_C двух вертикальных осей ординат просто поменять местами. При заданной величине электромагнитной связи $k = \text{const}$ рост коэффициента неуравновешенности δ ведёт к расхождению значений коэффициентов ёмкостной k_C и индуктивной k_L связи, вплоть до достижения одним из них нулевого уровня, а другим своего максимального значения δ_{max} .

Однако, при заданной неуравновешенности $\delta = \text{const}$ рост коэффициента электромагнитной связи k линий ведёт к сближению значений коэффициентов ёмкостной k_C и индуктивной k_L связи и в предельном случае достигает единицы: $k = k_C = k_L = 1$.

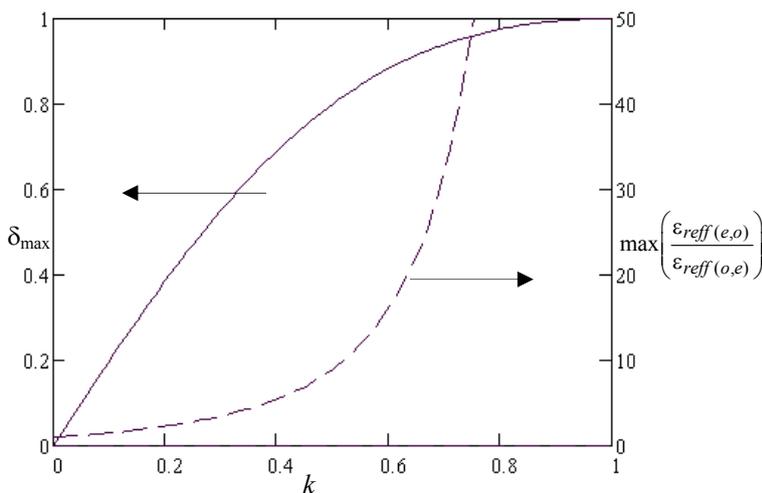


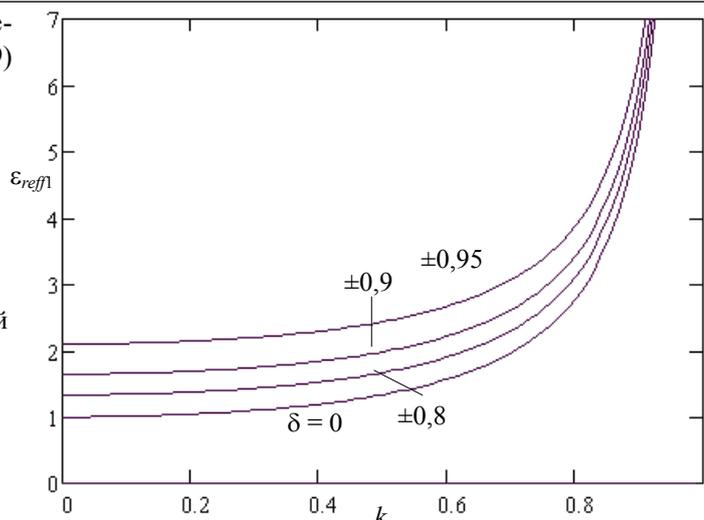
Иллюстрация ограничений (50) и (52) в явном виде приводится на рис. 5.

Рис. 5. Зависимости максимально возможного модуля коэффициента неуравновешенности δ_{max} (—) и отношения модальных диэлектрических проницаемостей $\max(\epsilon_{\text{reff}(e,o)}/\epsilon_{\text{reff}(o,e)})$ (---) от коэффициента связи k

Из рис. 5 видно, что с ростом коэффициента связи k растёт максимально возможное значение коэффициента неуравновешенности δ_{max} , а при заданном коэффициенте связи k текущее значение модуля коэффициента неуравновешенности δ не может превышать предела δ_{max} . Например, при $k = 0,5$ получаем $\delta_{\text{max}} = 0,8$, т.е. $\max(\epsilon_{\text{reff}(e,o)}/\epsilon_{\text{reff}(o,e)}) = 9$.

Интересные соотношения (28) и несколько неожиданное ограничение (49) иллюстрируется рис. 6.

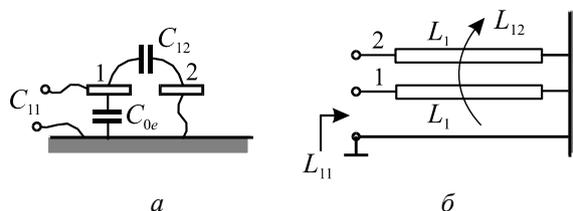
Рис. 6. Семейство кривых зависимости собственной эффективной диэлектрической проницаемости ϵ_{reff} от коэффициентов связи k и неуровненности $\delta = (0; \pm 0,8; \pm 0,9; \pm 0,95)$ при $\epsilon_r = \epsilon_{reff} = 1$



Из рис. 6 видно, что даже в случае воздушного однородного диэлектрического заполнения $\epsilon_r = \epsilon_{reff} = 1$ и уравновешенной связи $\delta = 0$ (т.е. $k = k_L = k_C$) собственная диэлектрическая проницаемость ϵ_{reff} всегда будет превышать единицу: $\epsilon_{reff} > 1$. Этот вывод выглядит несколько парадоксальным – при отсутствии замедляющей диэлектрической среды наблюдаем замедление волны. Однако объяснение кроется в наличии электромагнитной связи $k > 0$, являющейся фактором эквивалентного замедления. Например, если $\epsilon_r = \epsilon_{reff} = 1$, $\delta = 0$ и $k = \sqrt{2/3} = 0,816$, то согласно формулам (28) и графику (см. рис. 6) получаем $\epsilon_{reff} = 3$. Также важно заметить, что изменение знака коэффициента неуровненности δ никак не влияет на величину собственной диэлектрической проницаемости ϵ_{reff} .

Схемы измерений собственной погонной ёмкости C_{11} и индуктивности L_{11} одной из связанных линий показаны на рис. 7. Они важны для непосредственной экспериментальной экстракции двух проектных параметров из 2-го и 3-го базисных наборов (см. рис. 3), позволяющей верифицировать результаты численного компьютерного моделирования СЛ.

Рис. 7. Схемы измерений собственной погонной ёмкости C_{11} (а) и индуктивности L_{11} (б) одной из связанных линий



Отрезок связанных линий в схеме измерения собственной ёмкости C_{11} (рис. 7, а) на дальнем конце имеет обрыв (режим холостого хода). На ближнем конце одна из линий соединяется с «землёй» (режим короткого замыкания), а другая подключается к измерителю ёмкости. Измеренная величина ёмкости делится на длину отрезка и получается значение собственной погонной ёмкости C_{11} .

В схеме измерения собственной индуктивности L_{11} (рис. 7, б) на дальнем конце обе связанные линии соединяются с «землёй» (режим короткого замыкания). На ближнем конце одна из линий имеет обрыв (режим холостого хода), а другая подключается к измерителю индуктивности. Измеренная величина индуктивности делится на длину отрезка и получается значение собственной погонной индуктивности L_{11} .

Семейство кривых зависимости собственного импеданса Z_1 от коэффициентов связи k и неуровненности δ , описываемых формулами (26) и (27), приводится на рис. 8.

Из рис. 8 видно, что при нулевой связи значения всех импедансов совпадают: $Z_1 = Z_{0e} = Z_{0o} = Z_0 = 50$ Ом. Однако при увеличении коэффициента связи k наблюдаем отклонение значения собственного импеданса Z_1 от характеристического Z_0 (здесь $Z_0 = 50$ Ом), нарастающее как в сторону малых при $\delta < 0$, так и в сторону больших при $\delta > 0$ значений импедансов. Например, при $k = 0,5$ и $\delta = \pm 0,9$ получаем $Z_1 = 36,2$ Ом и $Z_1 = 69,2$ Ом соответственно. Заметим, что в случае уравновешенной связи $\delta = 0$ получаем $Z_1 = Z_0 = 50$ Ом независимо от величины связи, а в двух других

предельных случаях неуравновешенной связи $\delta = \pm 1$ величины собственных импедансов Z_1 совпадают с модальными импедансами Z_{0e} и Z_{0o} соответственно [см. формулу (27)].

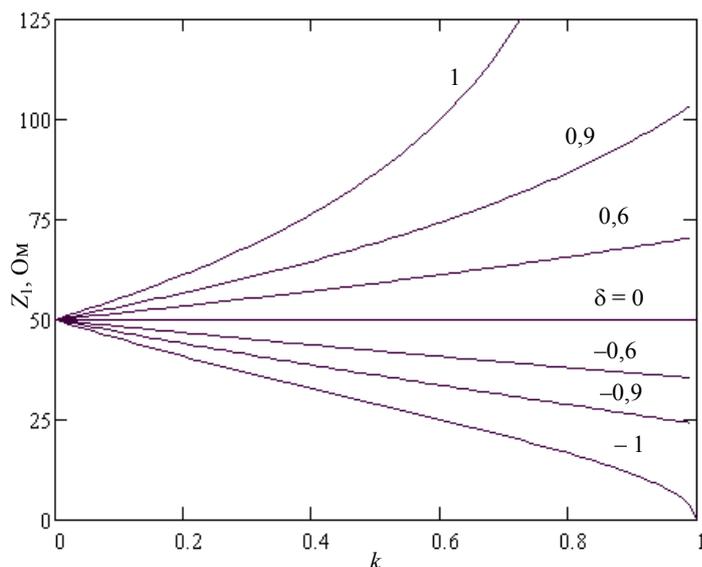


Рис. 8. Семейство кривых зависимости собственного импеданса Z_1 от коэффициентов связи k и неуравновешенности $\delta = (0; \pm 0,6; \pm 0,9; \pm 1)$ при $Z_0 = 50$ Ом

Примеры моделирования. Представим примеры базисных наборов проектных параметров для различных структур СЛ. Первая тестовая структура СЛ – микрополосковые связанные линии [9] со следующими параметрами конструкции (см. рис. 1): $w = 0,9$ мм; $t = 0,05$ мм; $s = 0,8$ мм; $h = 1$ мм; $\epsilon_{r1} = 10$; $\epsilon_{r2} = 1$. Здесь исходными данными являются модальные параметры, которые вместе с остальными рассчитанными параметрами СЛ представлены в таблице.

Вторая структура – СЛ с сильной лицевой связью на вертикальной подложке [10] с параметрами конструкции: $w = 2,5$ мм; $h_1 = 1$ мм; $h_2 = 0,5$ мм; $\epsilon_{r1} = 7,15$; $\epsilon_{r2} = 2,82$; $\epsilon_{r3} = 1$. Здесь исходными данными являются погонные емкости и индуктивности (второй базисный набор), которые вместе с остальными параметрами СЛ также представлены в таблице.

Числовые значения проектных параметров из базисных наборов для различных структур

Номер базисного набора по рис. 3	Проектный параметр	Источник				
		[9]	[10]	[11, 12]	[13]	[14]
1	$C_e(1)/\epsilon_0$	2,40	1,95	1,21	5,14	0,837
	$C_o(1)/\epsilon_0$	3,89	13,17	12	7,20	2,51
	C_e'/ϵ_0	15,7	4,81	1,58	10,7	7,91
	C_o'/ϵ_0	20,4	34,72	15,6	15,1	14,68
2	C_{11} , пФ/м	160,0	175,0	76	113,9	100
	C_{12} , пФ/м	21,0	132,4	62,1	19,48	30
	L_{11} , мкГн/м	0,422	0,369	0,57	0,2093	1
	L_{12} , мкГн/м	0,100	0,274	0,465	0,0349	0,5
4	Z_1 , Ом	51,4	45,9	86,6	42,9	100
	ϵ_{reff1}	6,08	5,81	3,9	2,15	9
	k_C	0,131	0,757	0,816	0,171	0,3
	k_L	0,237	0,742	0,816	0,167	0,5
5	Z_0 , Ом	50,9	46,5	86,6	42,9	95,3
	ϵ_{reff}	5,86	2,55	1,3	2,08	7,44
	k	0,185	0,749	0,816	0,169	0,405
	δ	0,109	-0,034	0	-0,004	0,235
7	Z_{0e} , Ом	61,3	122,8	272,47	50,9	146,4
	Z_{0o} , Ом	42,2	17,6	27,52	36,2	62,0
	ϵ_{reffe}	6,54	2,46	1,3	2,08	9,45
	ϵ_{reffo}	5,25	2,63	1,3	2,09	5,85

Третья структура – импульсный расщепитель на связанных линиях с сильной и уравновешенной связью, выполненный на витой паре [11, 12]. Оптимальные параметры СЛ имеют следующие расчётные значения: согласованный характеристический импеданс $Z_0 = 50\sqrt{3} = 86,6$ Ом; коэффициент связи $k = \sqrt{2/3} = 0,816 = 1,76$ дБ; $\delta = 0$, кроме того, $\varepsilon_{\text{reff}} = 1,3$. Эти и другие проектные параметры представлены в таблице.

Четвёртая структура – тоже экранированная витая пара [13], у которой в качестве исходных данных взят второй базисный набор, т.е. собственные и взаимные погонные ёмкости и индуктивности. Исходные данные и результаты расчета остальных параметров представлены в таблице.

В последнем тестовом примере [14], положив геометрическую длину отрезка СЛ – 3 м, при абсолютной задержке 30 нс нашли погонную задержку $\tau_{\text{eff}} = 10$ нс/м, откуда с учётом формулы (47) получили $\varepsilon_{\text{reff}} = 9$. Оставшиеся исходные параметры следующие: $Z_1 = 100$ Ом; $k_L = 0,5$; $k_C = 0,3$. Исходные данные и результаты расчета остальных параметров представлены в таблице.

Таким образом, беря в качестве исходных данных один из базисных наборов (квартетов), получаем по вышеприведенным формулам любой из других оставшихся. Интерпретация и оценка вновь полученных параметров позволяют выявить характерные особенности связанных линий, а также сопоставить различные конструкции линий по единым критериям.

Заключение. На основе изложенного можно сделать следующие выводы:

1. Взаимосвязь базисных наборов проектных параметров для одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью (т.е. с неравными фазовыми скоростями или в неоднородной диэлектрической среде) наглядно представляется схемой, показанной на рис. 3.

2. Для одинаковых связанных линий с неуравновешенной связью минимальное количество параметров в базисном наборе равно четырём.

3. Исследованы ограничения на величины проектных параметров, обусловленные возможностями физической реализуемости. Введена система ограничивающих (предельных) параметров, позволившая обозначить границы задаваемых проектных параметров и сформулировать новые соотношения в виде неравенств. Выявлены закономерности поведения ряда основных проектных параметров СЛ; предельное значение одного параметра может быть «плавающим» и зависеть от заданной величины другого параметра из единого базисного набора.

4. Рассмотрена схема измерения собственных погонных параметров СЛ, позволяющая экспериментально верифицировать численные результаты компьютерного моделирования.

5. Представленные различные базисные наборы проектных параметров и аналитические соотношения между ними позволяют эффективно осуществлять моделирование, анализ и синтез связанных линий передачи. При решении задачи анализа СЛ первичный базисный набор включает модальные ёмкости при воздушном $C_e(1)$, $C_o(1)$ и реальном диэлектрическом заполнении C_e , C_o .

6. Наиболее подходящим для решения задачи синтеза СЛ является базисный набор проектных параметров, включающий: характеристический импеданс Z_0 , эффективную диэлектрическую проницаемость $\varepsilon_{\text{reff}}$, коэффициенты связи k и неуравновешенности δ .

Авторы выражают благодарность Н.Д. Малютину, проф. ТУСУРа и Т.Р. Газизову, проф. каф. ТУ ТУСУРа за полезные дискуссии по тематике связанных линий, а В.М. Зюзькову, проф. каф. КСУП ТУСУРа, – за полезное обсуждение терминологических вопросов.

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке Министерством образования и науки Российской Федерации по контакту № 02.G25.31.0091.

Литература

1. Сычев А.Н. Общие подходы к оптимальному проектированию интегральных СВЧ-устройств // Доклады ТУСУРа. – 2010. – 2 (22), Ч. 1. – С. 76–80.
2. Фельдштейн А.Л. Синтез четырёхполюсников и восьмиполюсников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – 2-е изд. – М.: Связь, 1971. – 388 с.
3. Влостовский Э.Г. К теории связанных линий передачи // Радиотехника. – 1967. – Т. 22, № 4. – С. 28–35.
4. Krage M.K. Characteristics of coupled microstrip transmission lines-I: Coupled-mode formulation of inhomogeneous lines / M.K. Krage, G.I. Haddad // IEEE Trans. – 1970. – Vol. MTT-18, № 4. – P. 217–222.
5. Krage M.K. Characteristics of coupled microstrip transmission lines-II: Evaluation of coupled-line parameters / M.K. Krage, G.I. Haddad // IEEE Trans. – 1970. – Vol. MTT-18, № 4. – P. 222–228.
6. Справочник по элементам полосковой техники / Под ред. А.Л. Фельдштейна. – М.: Радио и связь, 1979. – 336 с.

7. Аристархов Г.М. Анализ фильтров на связанных линиях с неравными фазовыми скоростями / Г.М. Аристархов, Ю.П. Вершинин // Радиотехника и электроника. 1983. – № 9. – С. 1714–1724.
8. Беляев Б.А. Особенности коэффициентов связи регулярных микрополосковых резонаторов / Б.А. Беляев, Н.В. Лалетин, А.А. Лексиков, А.М. Сержантов // Радиотехника и электроника. – 2003. Т. 48, №1. – С. 39–46.
9. 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 // European Microwave Week 2013 Conf. Proc. – Eur. MC 2013. – 6–11 Oct. 2013, Nuremberg, Germany. – P. 1107–1110.
10. 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 // 20-th Int. Crimean Conf. «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2010). – 13–17 Sept. 2010, Sevastopol, Ukraine, 2010. – P. 636–638.
11. Sychev A.N. A new pulse splitter based on coupled lines / A.N. Sychev, V.A. Shestakov, M.A. Chekalin et al. // 22nd Int. Crimean Conf. «Microwave & Telecommunication Technology» (CriMiCo'2012), Sevastopol, Ukraine. – P. 520–521.
12. Пат. 2501159 РФ, МПК H03K 5/156. Импульсный расщепитель на связанных линиях / А.Н. Сычев, Шестаков В.А., М.А. Чекалин и др. / Патентооблад. ТУСУР. – заявка № 2012 111828/07, заявл. 27.03.2012, опубл. 10.12.2013. – Бюл. № 34. – 7 с.
13. Малютин Н.Д. Метод и алгоритмы экстракции эквивалентных первичных параметров связанных линий с потерями и дисперсией / Н.Д. Малютин, Т.Х. Бибииков, И.В. Большанин и др. // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24), Ч. 1. – С. 295–301.
14. Sakagami I. On analysis of pulse signal propagation based on transfer function of lumped distributed multi-branch coupled line networks // Asia-Pacific Microwave Conf. Proc. – 1997. – Vol. 3. – P. 1125–1128.

Сычев Александр Николаевич

Д-р техн. наук, профессор каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-44-68

Эл. почта: ans@main.tusur.ru

Стручков Сергей Михайлович

Аспирант каф. КСУП ТУСУРа

Эл. почта: struchkov.sm@gmail.com

Sychev A.N., Struchkov S.M.

Parameter sets of the uniform coupled transmission lines with unbalanced electromagnetic coupling

Various basis sets of the design parameters for uniform coupled lines with unbalanced electromagnetic coupling are presented. They allow effectively to carry out modeling and designing, analysis and synthesis of coupled transmission lines, which are widely used in microwave circuits and high-speed interconnects of digital devices.

Keywords: coupled lines, even mode, odd mode, characteristic impedance, self impedance, coupling factor, effective dielectric permittivity.

УДК 621.314

С.А. Бычков, В.В. Шкоркин

Физическая модель трансформатора тороидальной конструкции как излучателя магнитного поля

Для расчета поля рассеяния силовых трансформаторов тороидальной конструкции, используемых в импульсных источниках вторичного электропитания, предложена модель в виде двух эквивалентных витков с током.

Ключевые слова: источники вторичного электропитания, рациональная компоновка, угловое распределение напряженности поля, расчет поля рассеяния тороидального трансформатора.

Постановка задачи. Совершенствование частотных свойств полупроводниковых приборов сопровождается ростом скоростей нарастания/спада токов и напряжений, что ведет к снижению электромагнитной совместимости электромагнитных элементов (дросселей и трансформаторов) с питающей сетью, нагрузкой и собственной цифровой системой управления. Магнитное поле в ближней зоне, создаваемое силовыми трансформаторами и дросселями, представляет собой поле рассеяния, которое является источником помех.

В настоящее время требования к приборам по помехоэмиссии ужесточаются. Обеспечение защиты в источниках вторичного электропитания с повышением быстродействия и плотности компоновки элементов от помех становится важнейшей задачей конструирования. В данной статье предложена формула для расчета поля рассеяния трансформатора тороидальной конструкции на этапе проектирования.

Физическая модель трансформатора. Известна физическая модель дросселя тороидальной конструкции как излучателя магнитного поля, где обмотка заменена эквивалентным витком с током [1].

Продолжая исследования в данном направлении, авторы провели измерения углового распределения напряженности магнитного поля трансформаторов тороидальной конструкции. Для расчета значения напряженности поля, создаваемого трансформатором, предложено заменить каждую обмотку своим «магнитным диполем» (рис. 1) с моментами $p_{m1} = I_1 S_k$ и $p_{m2} = I_2 S_k$, где I_1 и I_2 – токи, протекающие через первичную и вторичную обмотки соответственно, А; S_k – площадь контура, ограниченная средней длиной сердечника, м².

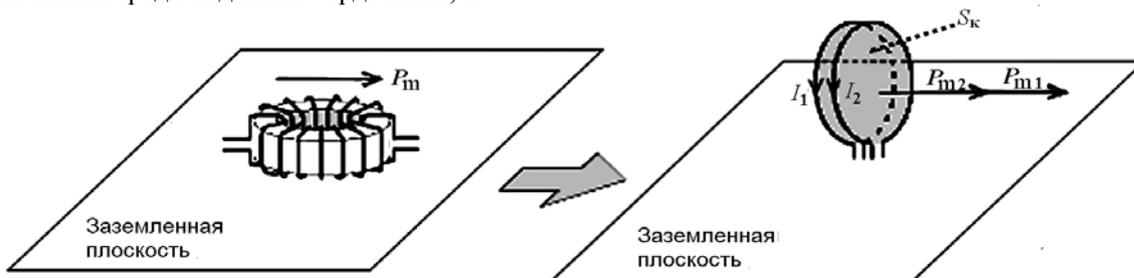


Рис. 1. Замена двухобмоточного трансформатора тороидальной конструкции двумя эквивалентными витками

Формула для расчета поля рассеяния трансформатора тороидальной конструкции имеет вид

$$H = \frac{(I_1 + I_2) S_k}{2\pi r^3},$$

где H – напряженность поля, А/м; I_1, I_2 – действующее значение пульсирующей составляющей тока первичной и вторичной обмотки соответственно, А; $S_k = l_{с.ср}^2 / 4\pi$ – площадь, ограниченная средней линией сердечника, м²; r – расстояние от контура до измерительной антенны, м.

Экспериментальная проверка. Для оценки адекватности предложенной модели трансформатора тороидальной конструкции как излучателя магнитного поля проведена экспериментальная проверка (рис. 2).

Три рамки одинаковой площадью $S_k = 2 \cdot 10^{-4}$ м располагались в одной плоскости на минимальном расстоянии друг от друга. Через них протекали токи I_1, I_2, I_3 синусоидальной формы. Расстояние до измерительной антенны Пб-42 равнялось 0,3 м.

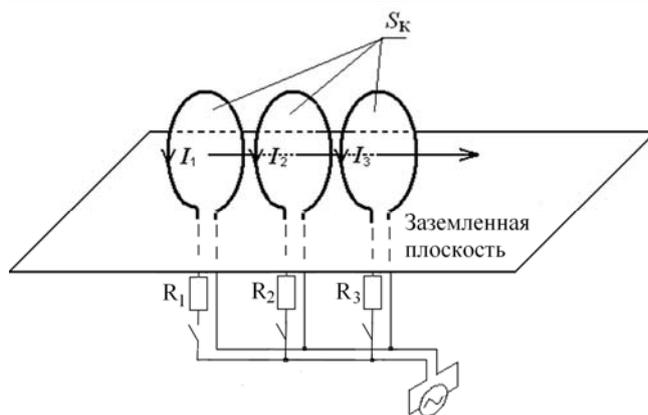


Рис. 2. Схема экспериментальной проверки, где $R_1=8$ Ом, $R_2=24$ Ом, $R_3=50$ Ом

Известно, что напряженность магнитного поля по обе стороны от плоскости рамки в текущий момент времени имеет разные знаки, а в плоскости рамки происходит их компенсация.

В начале эксперимента провели измерение магнитного поля отдельно от каждой рамки, от двух и от трех рамок, включенных параллельно. Затем первую рамку включали встречно к двум другим (в табл. 1 действующее значение тока первой рамки показано со знаком «-»).

Таблица 1

Напряженность поля рассеяния трех рамок одинаковой площади

Действующее значение тока, А			Значение напряженности поля, дБ (мкА/м)	
1	2	3	измеренное	расчетное
0,650	-	-	55,1	57,7
-	0,230	-	49,0	48,6
-	-	0,107	41,9	42,0
-	0,228	0,107	53,1	52,0
0,646	-	0,102	59,4	58,9
0,633	0,217	0,100	59,3	61,0
- 0,630	0,217	0,101	52,2	51,5
-	0,231	0,106	52,5	52,0
- 0,646	0,220	-	56,0	54,1
- 0,650	-	0,104	59,3	56,2

Из результатов экспериментов можно сделать вывод, что при параллельном включении трех рамок в одной плоскости их магнитные поля складываются, а при встречном включении одной из них по отношению к другим происходит частичная их компенсация.

При условии равномерного распределения витков обмоток по периметру сердечника проведены расчет и измерение значения напряженности магнитного поля, создаваемого трансформаторами в схемах источников вторичного электропитания (табл. 2).

Таблица 2

Напряженность поля рассеяния силовых трансформаторов тороидальной конструкции

Схема источника вторичного электропитания	Расстояние до антенны, м	Типоразмер и количество сердечников	Действующее значение тока, А		Значение напряженности поля, дБ (мкА/м)	
			первичная обмотка	вторичная обмотка	измеренное	расчетное
Мостовая	0,5	МП160 K19×11×6,7; 2 шт.	0,930	0,434	54,1	49,0
	0,5	МП140 K24×13×5,2; 1 шт.	1,440	0,300	58,5	54,43
	0,5	МП140 K24×13×5,2; 2 шт.	1,050	0,438	54,0	53,0
	0,5	Феррит K20×12×6; 1 шт.	0,494	0,480	44,0	47,0
	0,4	МП140 K24×13×5,2; 2 шт.	1,500	1,180	66,3	64,0
	0,4	МП140 K24×13×5,2; 2 шт.	1,320	0,485	65,0	60,5
	0,4	МП140 K24×13×5,2; 2 шт.	0,590	0,695	63,0	57,6
	0,4	МП140 K24×13×5,2; 2 шт.	0,700	0,690	63,0	58,3
Однотактная обратнoходовая	0,4	МП140 K24×13×5,2; 2 шт.	0,360	0,570	63,2	54,8
	0,4	МП140 K24×13×5,2; 2 шт.	0,425	0,760	57,0	56,9
	0,4	МП140 K24×13×5,2; 2 шт.	0,650	0,540	60,3	57,0
	0,4	МП140 K24×13×5,2; 2 шт.	0,563	0,563	62,0	56,5
	0,4	МП140 K24×13×5,2; 2 шт.	0,356	0,530	55,5	54,4

Из экспериментов видно, что угловое распределение напряженности магнитного поля силового трансформатора тороидальной конструкции в азимутальной плоскости имеет форму «восьмерки» (рис. 3), как у магнитного диполя.

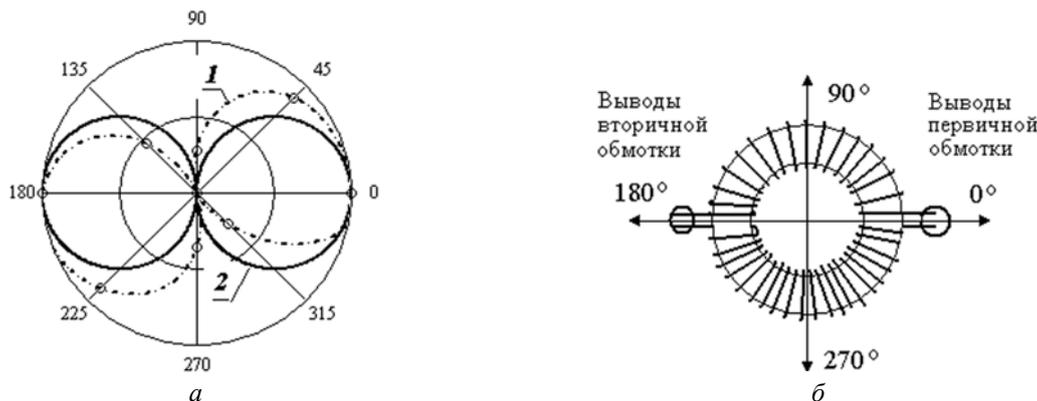


Рис. 3. Поле рассеяния силового трансформатора в азимутальной плоскости (а) и условная система отсчета (б): 1 – экспериментальные данные; 2 – расчетные

Заключение. На основе проведенных исследований возможно сделать следующие выводы:

1. Физическую модель трансформатора тороидальной конструкции как излучателя магнитного поля можно представить соответствующим количеством рамок одинаковой площади S_k (по количеству обмоток) с действующим значением тока, протекающего через каждую обмотку.

2. По приведенной формуле можно рассчитать минимальную напряженность магнитного поля трансформатора тороидальной конструкции при условии равномерности намотки. Любые неоднородности и несимметричность намотки приводят к увеличению напряженности магнитного поля трансформатора, что негативно влияет на электромагнитную совместимость источника вторичного электропитания.

3. Угловое распределение напряженности магнитного поля силового трансформатора тороидальной конструкции в азимутальной плоскости имеет форму «восьмерки». Для снижения уровня помехоэмиссии в конструкциях источников электропитания располагать силовой трансформатор нужно таким образом, чтобы максимумы напряженности магнитного поля не были направлены на собственные восприимчивые элементы схемы.

Литература

1. Шкоркин В.В. Снижение помехоэмиссии силовых дросселей тороидальной конструкции / В.В. Шкоркин, Ю.М. Казанцев. – Изв. ТПУ. – 2010. – Т. 316, № 4. – С. 107–110.

Бычков Сергей Алексеевич

Аспирант каф. промышленной электроники ТУСУРа,
инженер по испытаниям 3-й кат. ОАО «Научно-производственный центр «Полюс»
Тел.: 8 (382-2) 55-59-90
Эл. почта: polus@online.tomsk.net

Шкоркин Вячеслав Васильевич

Канд. техн. наук, начальник сектора ЭМС ОАО «Научно-производственный центр «Полюс»
Тел.: 8 (382-2) 55-59-90
Эл. почта: polus@online.tomsk.net

Bychkov S.A., Shkorkin V.V.

Physical model of the transformer toroidal structure as the magnetic field emitter

In the article we propose the model in the form of two equivalent coils with current in order to calculate the scattering field of the toroidal power transformer design used in pulsed sources of secondary power.

Keywords: secondary power sources, rational layout, angular distribution of the field intensity, calculation of the scattering field of the toroidal transformer.

УДК 551.508.761+53.082.52

С.В. Зуев, Н.П. Красненко, В.А. Левикин

Телевизионный измеритель характеристик облачности

Представлен телевизионный измеритель характеристик облачности, позволяющий определять высоту, направление и скорость движения нижней облачности по ее разномасштабным изображениям, а также общий балл облачности по панорамным изображениям всего небосвода.

Ключевые слова: общий балл облачности, высота нижней границы облачности, нижняя облачность, измеритель высоты облаков (облакомер).

Процессы в нижней части тропосферы имеют определяющее значение в формировании климата территорий и условий жизнедеятельности человека. Исследование закономерностей и механизмов взаимодействия между собой основных характеристик приземной атмосферы требует создания систем устойчивого инструментального мониторинга и разработки соответствующих методик обработки данных. В радиационном балансе земной поверхности и атмосфере облачности принадлежит определяющая роль. Наряду с глобальными метеорологическими явлениями, облачность оказывает существенное влияние на техногенную деятельность человека, связанную с использованием воздушного пространства планеты. Именно поэтому информация о характеристиках облачности, таких как ее количество, форма, повторяемость на всех ярусах, нижняя и верхняя границы, направление движения, водность, горизонтальная и вертикальная протяженность и др., имеет большое значение.

Телевизионная измерительная система. Современное развитие оптико-электронной и вычислительной техники, а также методов обработки изображений, позволяет создавать измерительные системы, способные осуществлять устойчивый мониторинг основных характеристик облачности. Разработанная телевизионная измерительная система (ТИС) позволяет по изображениям фрагментов облачности определять высоту их нижней границы, скорость и направление движения, а по панорамным изображениям всего небосвода рассчитывать общий балл облачности. На рис. 1 показан внешний вид оптико-электронной части измерителя, состоящего из двух телекамер черно-белого и одной телекамеры цветного изображения (1 – МВК-1632 12 мм, 2 – МВК-1632 16 мм, 3 – панорамный обозреватель МВК-1653ц 1,24 мм).

Интерфейс программы обработки цифровых изображений, реализованной средствами языка C++ и библиотеки OpenCV [1], представлен на рис. 2. Два верхних разномасштабных изображения используются для нахождения высоты нижней границы облачности (НГО), а два правых изображения одного масштаба, получаемых с интервалом в 6 с, – для определения направления и скорости движения облачности. По левому нижнему изображению оценивается общий балл облачности.

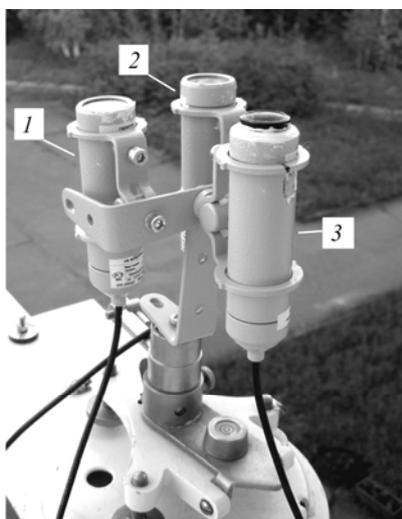


Рис. 1. Оптико-электронная часть ТИС

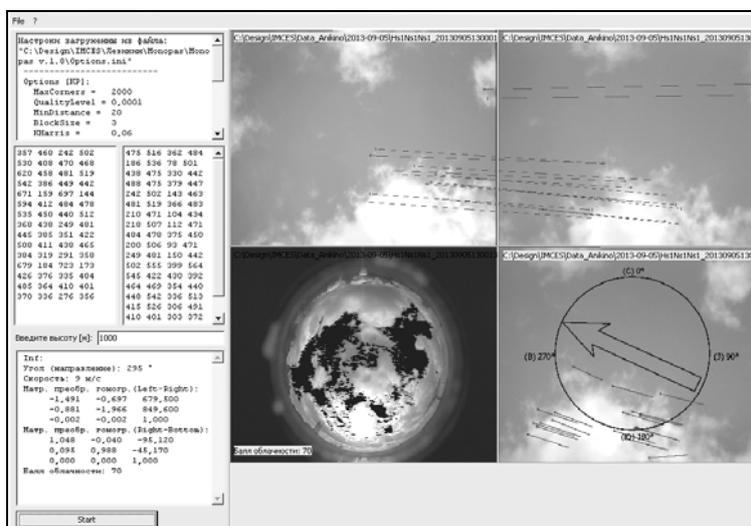


Рис. 2. Интерфейс программы обработки изображений

Определение высоты нижней границы облачности. Определение высоты НГО осуществляется моностатическим методом [2], основанным на известных зависимостях между действительными размерами наблюдаемого предмета, размерами его разномасштабных изображений, фокусными расстояниями оптических систем и дистанцией съемки. Используя законы геометрической оптики в части зависимостей между положением предмета и его изображением [3] для двух оптических систем, можно записать соотношение

$$\frac{y'_1}{y'_2} = \frac{f'_1}{f'_2} \cdot \frac{a - f'_2}{a - f'_1}, \tag{1}$$

где y'_1 и y'_2 – размеры изображений предмета y , сформированные оптическими системами с фокусными расстояниями f'_1 и f'_2 соответственно, a – расстояние от передней главной точки H до осевой точки A предмета y (рис. 3).

Из (1) имеем

$$a = f'_1 \cdot \frac{K_y - 1}{K_y - K_f}, \tag{2}$$

где $K_y = \frac{y'_1}{y'_2}$ – коэффициент подобия изображений; $K_f = \frac{f'_1}{f'_2}$ – коэффициент отношения фокусных расстояний.

Отсутствие в выражении (2) размера предмета y позволяет измерять расстояния до объектов с заранее неизвестными размерами, какими и являются облака вследствие их непрерывного изменения во времени и пространстве.

Формула (2) справедлива только для зенитных измерений высоты нижней облачности. В общем случае с учетом кривизны Земли, согласно теореме косинусов, высота НГО h определяется как

$$h = \sqrt{a^2 + R^2 - 2R \cdot a \cdot \cos(180 - \alpha)} - R, \tag{3}$$

где a – расстояние до измеряемого фрагмента облачности по выражению (2); R – радиус земного шара (6 371 210 м); α – зенитный угол линии визирования измерительной системы.

Методика определения высоты нижней границы облачности заключается в следующем. В определенный момент времени получают два разномасштабных изображения фрагмента облачности. Полученную пару изображений проверяют на пригодность к обработке и подвергают коррекции. Затем находят коэффициент подобия изображений K_y и определяют расстояние a до измеряемого фрагмента облачности. При необходимости находят зенитный угол линии визирования α и вычисляют высоту НГО h .

Запись разномасштабных изображений производится с интервалом в 2 с с помощью двух телевизионных камер, имеющих фокусные расстояния 16 и 12 мм. Размерность оцифрованных изображений в формате JPEG составляет 704×576 пикселей.

Полученные изображения проверяются на пригодность к обработке путем анализа гистограмм яркости. Изображения с низким контрастом не обрабатываются, так как это говорит об отсутствии на них различимых фрагментов облачности или о полном их отсутствии. Также отбраковываются изображения, имеющие значительные срезы гистограммы в областях высокой или низкой яркости, что указывает об утраченных на них по каким-либо причинам деталям в светах или тенях.

Коррекция изображений необходима для исправления радиальных искажений и компенсации смещения оптических осей объективов относительно центров фотоприемников и проводится с использованием ранее полученных результатов калибровки телевизионных камер.

Коэффициент подобия изображений K_y определяется по сопряженным точкам, выделяемым с помощью детектора Харриса [4] с последующей фильтрацией ложных соответствий методом RANSAC [5], путем нахождения сопряженных отрезков с максимальным отношением их длин.

Точностные характеристики измерения высоты нижней границы облачности. Выражение (2) фактически является функцией передачи идеальной ТИС для случая нулевого зенитного угла линии визирования ($\alpha = 0^\circ$), в которой коэффициент подобия изображений K_y является входной ве-

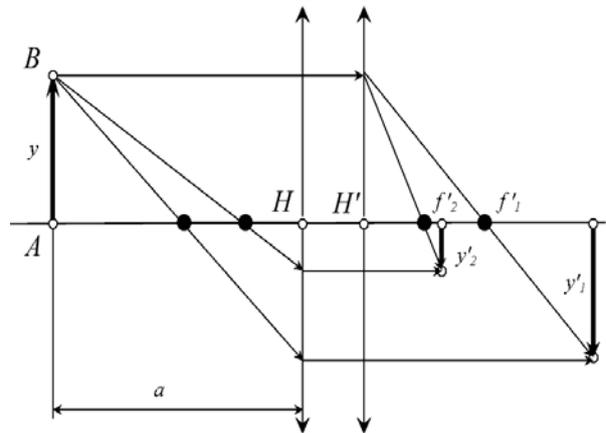


Рис. 3. Ход лучей в оптических системах с f'_1 и f'_2

личной, а расстояние a – выходной. Однако на практике применение такой идеальной функции передачи затруднительно, так как в ней не учитываются реальные характеристики измерительной системы. Поэтому путем проведения серии измерений была получена градуировочная характеристика ТИС, описывающая экспериментально найденную зависимость между входными и выходными значениями измерительной системы, а также ее полиномиальная регрессия 3-й степени вида

$$a = -383692 \cdot K_y^3 + 1591998 \cdot K_y^2 - 2202962 \cdot K_y + 1017451, \quad (4)$$

по которой предельную систематическую погрешность ТИС по [6] можно оценить как

$$\delta \approx |a'| \cdot \Delta K_y, \quad (5)$$

где a' – производная функции (4); ΔK_y – шаг изменения коэффициента подобия изображений (цена деления шкалы).

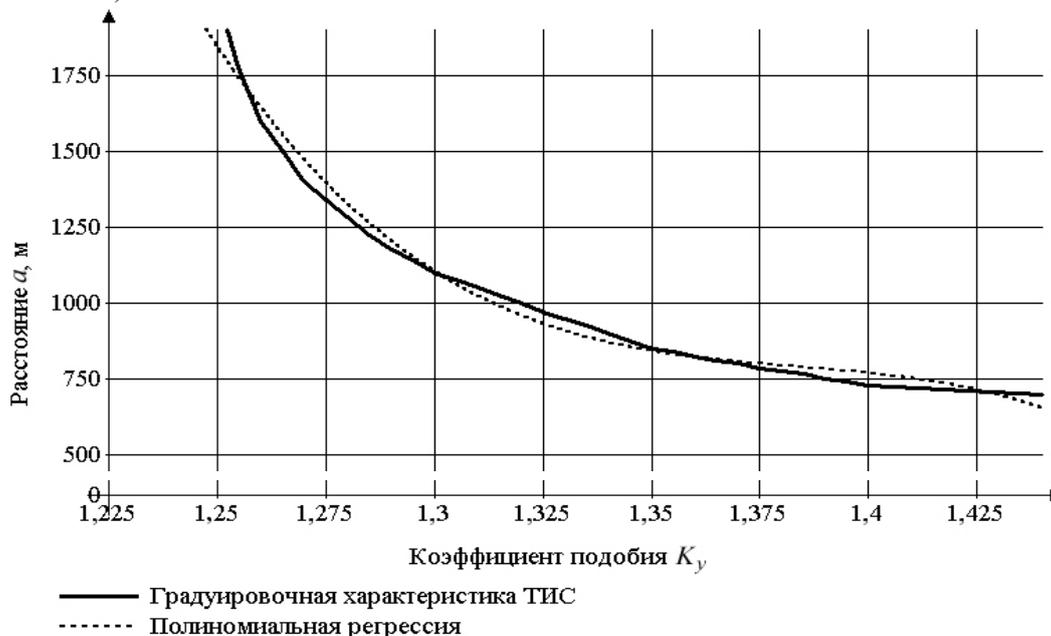


Рис. 4. Градуировочная характеристика ТИС и ее полиномиальная регрессия

Согласно полученным расчетам, предельная систематическая погрешность измерения высоты НГО в диапазоне высот от 500 до 1500 м не превышает 10% при $\Delta K_y = 0,005$. Графики градуировочной характеристики ТИС и ее полиномиальной регрессии представлены на рис. 4.

Определение направления и скорости движения нижней облачности. Направление и скорость движения нижней облачности определяется путем расчета видимого смещения фрагментов нижней облачности с известной высотой по их изображениям одного масштаба, полученным с интервалом в 6 с. Для этого на обоих изображениях тем же способом, что и в случае определения высоты НГО, находят сопряженные точки и вычисляют матрицу преобразования гомографии [7], откуда получают значения смещения измеряемого фрагмента облачности по горизонтали и вертикали и рассчитывают угол направления φ и скорость v его движения:

$$\varphi = \arctg \frac{q}{p}, \quad (6)$$

$$v = \sqrt{p^2 + q^2}, \quad (7)$$

где p – смещение по горизонтали; q – смещение по вертикали.

Определение общего балла облачности. Принцип определения общего балла облачности основан на получении цветных полутоновых изображений всего небосвода и преобразовании их в бинарные путем разделения точек изображения по признаку «синева неба» – «несинева неба» с использованием RGB-модели цвета, согласно которой яркость каждой точки цветного изображения можно представить как

$$Y = R + G + B, \quad (8)$$

где Y – яркость точки цветного изображения; R , G , B – красная, зеленая и синяя компоненты.

Точке исходного изображения присваивается значение «несинева неба» $S = 0$, если значение ее синей компоненты B не больше значения или красной R или зеленой G компоненты. И наоборот, значение «синева неба» $S = 1$ присваивается тем точкам, у которых значение синей компоненты B больше значения и красной R , и зеленой G компоненты:

$$S = \begin{cases} 0, (B \leq R) \vee (B \leq G), \\ 1, (B > R) \wedge (B > G). \end{cases} \quad (9)$$

В результате формируется бинарное изображение, несущее информацию о закрытых и незакрытых участках всего небосвода, по которому и определяется общий балл облачности как относительное количество точек изображения со значением «несинева неба» $S=0$.

Результаты экспериментальных измерений. Экспериментальные измерения проводились в период с 1 июня по 31 августа 2013 г. В результате обработки 920 пар разномасштабных изображений было получено 69 значений высоты нижней границы кучевой Cu , кучево-дождевой Cb , слоистой St и слоисто-кучевой Sc облачности.

Полученные значения сравнивались с минимальными уровнями конденсации (МУК), рассчитанными по формуле Ипполитова [8] по данным об относительной влажности воздуха метеостанции ИМКЭС СО РАН.

Как видно из рис. 5, значения высоты НГО в 90% случаев (62 измерения) превышают или совпадают с МУК, что хорошо согласуется с физикой образования конвективной и слоистой облачности нижнего яруса. В 2-х случаях, когда измерения проводились в утренние часы и относительная влажность воздуха составляла 85–90%, значение высоты облаков значительно (в 2–3 раза) превышало МУК, что может говорить о наличии тумана в момент измерения. В 7 случаях (10% от общего количества) измеренные значения высоты оказались ниже минимального уровня конденсации.

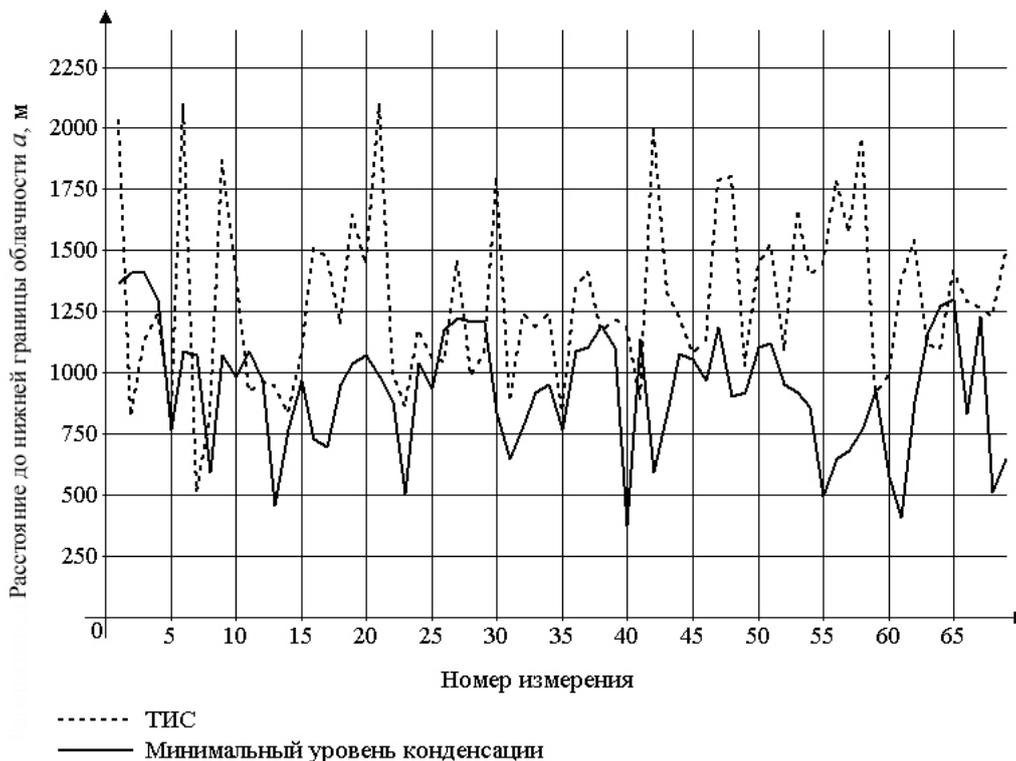


Рис. 5. Сравнение высоты нижней границы облачности с минимальными уровнями конденсации

Моностатический метод позволяет измерять высоту НГО при низком и среднем балле нижней облачности, чем хорошо дополняет собой имеющие широкое распространение светолокационные и лазерные методы измерения, работающие преимущественно при среднем и высоком баллах облачности. Из рис. 6 видно, что большая часть измерений высоты НГО моностатическим методом (91%) приходится на низкий (до 3-х) и средний (от 4-х до 7-ми) балл нижней облачности. Сравнение результатов измерения направления и скорости движения нижней облачности не проводилось по причине отсутствия данных по этим метеорологическим параметрам.

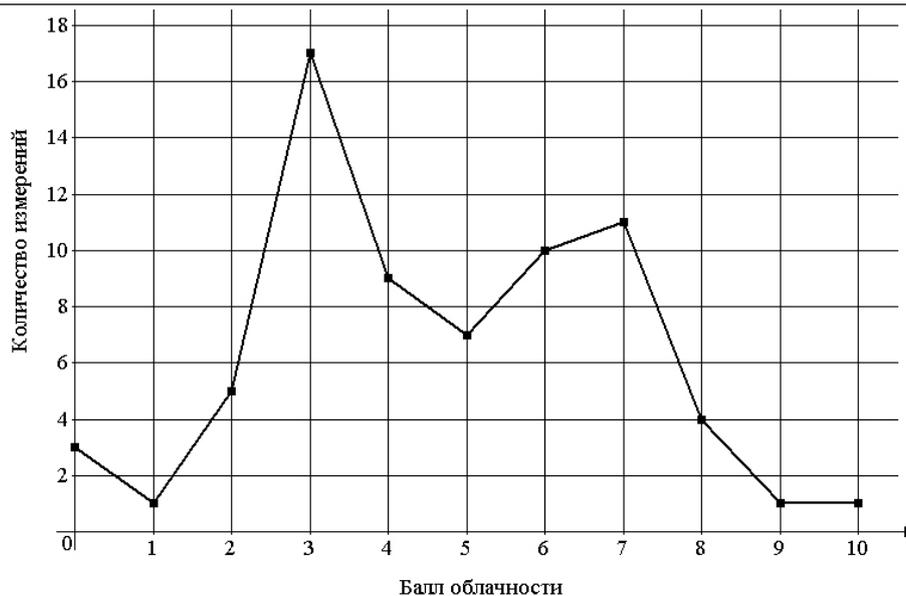


Рис. 6. Зависимость количества измерений от балла нижней облачности

Данные инструментальных измерений общего балла облачности по синеве неба сравнивались с данными дневных визуальных наблюдений метеостанции ИМКЭС СО РАН. Всего за период с 1 июня по 31 августа 2013 г. было получено 498 изображений, из которых были исключены 89 изображений, имеющих сбойные участки и солнечную засветку. Также были исключены 248 изображений с перистыми *Сi* и перисто-кучевыми *Сс* облаками, так как существующая методика визуального определения количества облаков верхнего яруса не позволяет проводить корректное сравнение с данными инструментальных измерений. Таким образом, было отобрано 161 изображение, что составило 32% от их общего числа. На рис. 7 представлен график расхождения значений общего балла облачности, полученных инструментальным и визуальным методом. Видно, что расхождение в 1 балл и менее имеется в 124 случаях (77%), что говорит о хорошем совпадении результатов измерений.

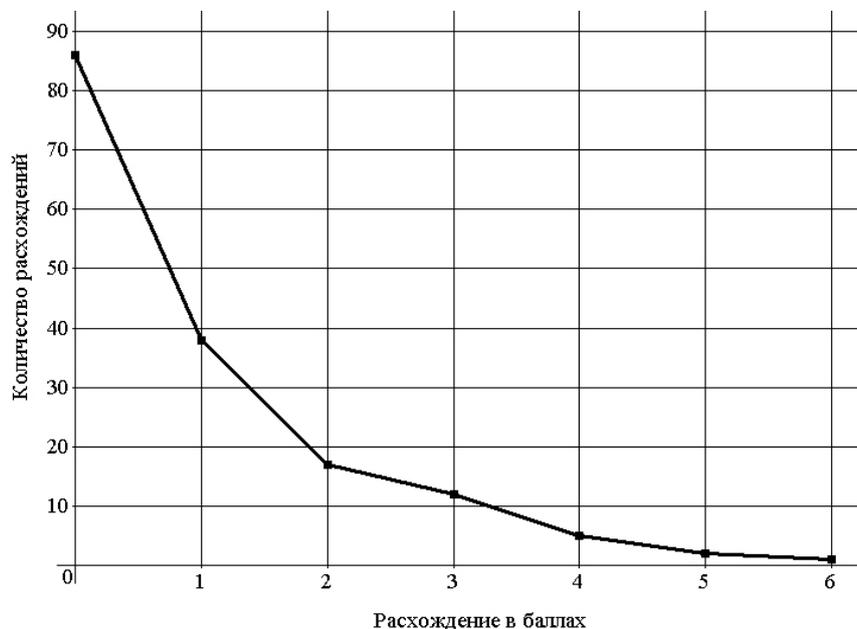


Рис. 7. Сравнение инструментального и визуального способов определения общего балла облачности

Заключение. Предлагаемый метод определения высоты, скорости и направления движения нижней облачности, а также общего балла облачности при всей своей относительной простоте технической и программной реализации позволяет дополнять, а в некоторых случаях и заменять традиционные и в большинстве случаев визуальные методы определения характеристик облачности, что

подтверждают результаты экспериментальных измерений и их сравнение с данными инструментальных и визуальных измерений метеостанции ИМКЭС СО РАН.

Литература

1. OpenCV [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://opencv.org>, свободный (дата обращения: 19.12.2013).
2. Пат. 2377612 РФ, МПК G 01 W 1/00. Моностагический способ определения высоты нижней границы облачности / С.В. Зуев (РФ). – № 2008112650 / 28 ; заявл. 01.04.08; опубл. 27.12.09. Бюл. № 36. – 7 с.
3. Заказов Н.П. Прикладная геометрическая оптика – М.: Машиностроение, 1984. – 184 с.
4. Конушин А. Слежение за точечными особенностями сцены [Электронный ресурс] // Компьютерная графика и мультимедиа. – 2003. – № 1(5). – Режим доступа: <http://cgm.computergraphics.ru/content/view/54>, свободный (дата обращения: 19.12.2013).
5. Конушин А. Устойчивые алгоритмы оценки параметров модели на основе случайных выборок [Электронный ресурс] // Компьютерная графика и мультимедиа. – 2003. – № 1(4). – Режим доступа: <http://cgm.computergraphics.ru/content/view/47>, свободный (дата обращения: 19.12.2013).
6. Тартаковский Д.Ф. Метрология, стандартизация и технические средства измерений / Д.Ф. Тартаковский, А.С. Ястребов. – М.: Высш. шк., 2001. – 205 с.
7. Конушин А. Геометрические свойства нескольких изображений // Компьютерная графика и мультимедиа. – 2006. – № 4(3) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://cgm.computergraphics.ru/content/view/141>, свободный (дата обращения: 19.12.2013).
8. Тверской П.Н. Курс метеорологии (физика атмосферы) / Под ред. Е.С. Селезневой. – Л.: Гидрометеорологическое изд-во, 1962. – 700 с.

Зуев Сергей Викторович

Науч. сотрудник Института мониторинга климатических и экологических систем
Сибирского отделения Российской академии наук (ИМКЭС СО РАН)
Тел.: 8 (382-2) 49-25-91
Эл. почта: zuev@imces.ru

Красненко Николай Петрович

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. радиотехнических систем ТУСУРа,
гл. науч. сотрудник ИМКЭС СО РАН
Тел.: 8 (382-2) 49-24-18
Эл. почта: krasnenko@imces.ru

Левикин Виталий Алексеевич

Техник ИМКЭС СО РАН
Тел.: 8 (382-2) 49-25-91
Эл. почта: vitaly@levikin.ru

Zuev S.V., Krasnenko N.P., Levikin V.A.

TV meter of cloud characteristics

The TV system for computation of cloud base height, speed and direction by means of multi-scale images, and for determination of total cloudiness by means of all-sky images, are presented.

Keywords: total cloudiness, cloud base height, low clouds, ceilometer.

УДК 681.772.7

М.П. Бороненко, П.Ю. Гуляев

Телевизионная измерительная система наносекундного разрешения

Описана телевизионная измерительная система на базе высокоскоростной видеокамеры с наносекундным электронным затвором и микроканальным фотоумножителем. Обнаруженная нелинейность системы обусловлена архитектурой CMOS сенсора приемника изображений. Экспериментально полученные данные позволяют ввести для данной видеокамеры калибровочную шкалу с погрешностью не более 2%, связывающую яркость пикселей регистрируемого изображения и яркостную температуру, соответствующую тепловому излучению эталонной лампы.

Ключевые слова: электронно-оптический преобразователь, CMOS сенсор, высокоскоростные видеокамеры, яркостная температура.

В настоящее время телевизионные измерительные системы (ТИС) на базе фотодиодных матриц (ФДМ) с параллельной обработкой сигнала надежно зарекомендовали себя в приборах и технике физического эксперимента [1, 2]. Они практически не имеют альтернатив при исследовании быстротекущих процессов горения и взрыва [3], тепломассопереноса в гетерогенных потоках плазмы [4, 5], впрыска топлива [6], космических снимков [7], индуцированных лазером фототермических явлений [8] и пр. Таким образом, актуальной проблемой является разработка ТИС с такими параметрами быстродействия, чувствительности и динамического диапазона, которые позволят осуществлять регистрацию температурных полей с высоким пространственно-временным разрешением. Для решения этой задачи была взята ТИС на основе ФДМ производства компании Micron Technologies CMOS MT9M413, оснащенная микроканальным фотоэлектронным умножителем (ФЭУ), наносекундным оптическим затвором (ЭОЗ) NanoGate с электронно-оптическим преобразователем (ЭОП), позволяющими использовать видеокамеру в качестве высокоскоростного микропиометра.

Математическая модель оптоэлектронного канала. В общем случае матричные твердотельные приемники сигналов обеспечивают преобразование в электрический видеосигнал двумерное оптическое изображение, спроецированное на его светочувствительную поверхность. Считывание сигнала происходит по истечении выбранного времени экспозиции. Особенность рассматриваемой ТИС состоит в том, что она может регистрировать излучение слабой интенсивности за счет усиления в микроканальных пластинах, а быстродействие и многокадровая экспозиция обеспечиваются электронным затвором. Пространственное разрешение 30 пар линий на 1 мм, кадровая частота до 14000 кадров в секунду, экспозиция от 20 нс до 20 мкс. Функциональная схема ТИС приведена на рис. 1.

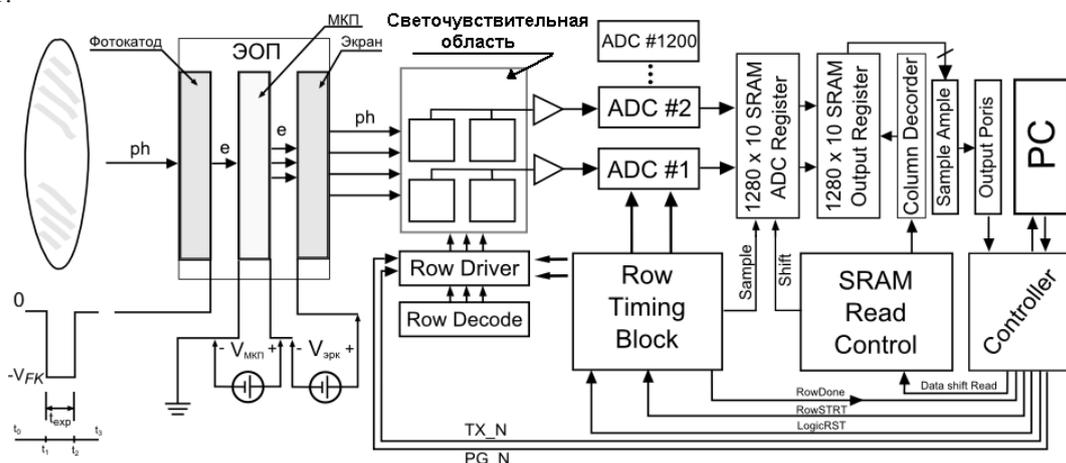


Рис. 1. Функциональная схема работы ТИС

Оптическое излучение объекта через объектив видеокамеры попадает на фотокатод ЭОП. Ток фотокатода равен $i_{fk} = \eta\Phi(t)$, где η – чувствительность фотокатода, выражаемая обычно в микроамперах на люмен, $\Phi(t)$ – световой поток, который можно считать постоянным в течение малых времен накопления t_n .

В результате эмиссии электронов из фоточувствительного слоя катода оптическое изображение объекта, проецируемое на фотокатод, трансформируется в поток электронов на входе МКП и усиливается до величины $I_{fk} = \mu\eta\Phi$, а затем попадает в ускоряющее поле и на экран ЭОП. Благодаря люминесценции экрана из-за бомбардировки его фотоэлектронами электронное изображение преобразуется в видимое. Зависимость интенсивности I_L свечения от плотности тока электронного пучка I_{fk} и приложенного напряжения U выражается формулой

$$I_L = kf(j_{fk})(U - U_0)^q,$$

где q – для разных люминофоров принимает значение от 1 до 3 (в нашем случае $q=1$); k – константа, зависящая от природы люминофора; $f(j_{fk})$ – функция, выражающая зависимость интенсивности свечения от плотности тока пучка электронов; U_0 – минимальное напряжение, необходимое для прохождения электроном поверхностного слоя. Световой поток, излучаемый люминофором, определяется выражением

$$F = \frac{kf(j_{fk})(U - U_0)^q \cdot S}{dt},$$

где S – площадь излучающей поверхности.

Считывание сигнала с экрана ЭОП происходит фоточувствительной областью матрицы CMOS (комплементарная структура металл–оксид–полупроводник), показанной на рис. 2.

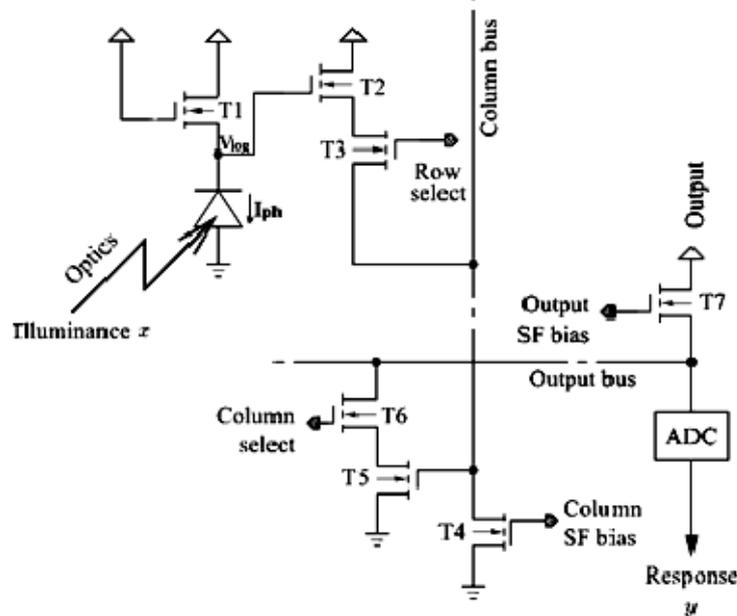


Рис. 2. Архитектура логарифмического CMOS-сенсора

Сенсор изображений состоит из набора фотоприемников – пикселей, которые образуют прямоугольную матрицу, элементарной ячейки (пикселя) которая главным образом включает фотодиод, и трех транзисторов. При обратном запирающем включении диода контактная разность потенциалов увеличивается, и ток основных носителей практически прекращается. При освещении фотодиода светом с энергией квантов E_{ph} , превышающей ширину запрещенной зоны собственного полупроводникового материала, в объеме полупроводника генерируются пары неравновесных носителей тока. В контактом электрическом поле p – n -перехода образовавшийся заряд претерпевает пространственное разделение пар: основные заряды остаются в объеме той области, где они возникли; неосновные свободно проходят через p – n -переход, так как для них контактное поле является ускоряющим. Таким образом, неосновные заряды создают внутри p – n -перехода дополнительный фототок I_{ph} :

$$I_{ph} = S_D n e \frac{P_\lambda}{h\nu},$$

где S_D – площадь диода; P_λ – плотность светового потока на длине волны; η – эффективность преобразования фотонов в электроны.

Фототок I_{ph} , достаточно мал, чтобы нагрузочный транзистор Т1 работал в подпороговой области. При этом напряжение на фотодиоде уменьшается логарифмически с линейным увеличением освещенности $I_0^{T1} = I_{D0}$:

$$V_{PD} = V_{DD} - \frac{nkT}{q} \ln\left(\frac{I_{ph}}{I_{D0}}\right) - |V_{th}|.$$

Нагрузочный МДП-транзистор Т1 работает в режиме слабой инверсии. Из-за экспоненциальной вольт-амперной характеристики фотодиода, выходное напряжение на затворе Т2 логарифмически зависит от фототока I_{ph} . Напряжение на затворе транзистора Т2 имеет вид

$$V_G^{T2} = V_{log} = V_{DD} - n^{T1} V_t \ln\left(\frac{I_{ph} + I_s}{I_0^{T1}}\right) - V_0^{T1},$$

где I_0^{T1} – ток, соответствующий пороговому напряжению; V_{DD} – напряжение питания; V_t – температурный потенциал; V_0^{T1} – пороговое напряжение; I_s – ток утечки (ток насыщения обратного смещения). Таким образом, три транзистора пикселя непрерывно преобразуют падающий свет в напряжение, которое пропорционально логарифму интенсивности света [9, 10]. Эта схема преобразователя в активном пикселе не требует сброса и работает непрерывно.

Когда Т3 подан сигнал, то подобный переключатель выключен для всех других пикселей в столбце и напряжение на затворе V_G^{T5} транзистора Т5, равняется напряжению истока V_S^{T2} транзистора Т2. Транзисторы Т2 и Т4 имеют тот же самый ток истока утечки, когда Т3 включен, и поскольку оба работают в насыщении, разность их напряжения на затворе и порогового напряжения $V_G^{T2} - V_T^{T2}$ и $V_G^{T4} - V_T^{T4}$ линейно зависит от отношения текущих усилений K^{T2} и K^{T4} :

$$V_G^{T5} = V_G^{T2} - V_T^{T2} - \sqrt{\frac{K^{T4}}{K^{T2}}} (V_{GS}^{T4} - V_T^{T4}).$$

Каждый пиксель сенсора содержит, помимо самой оптической матрицы, собственный усилитель, аналогово-цифровой преобразователь и логические устройства. Все пиксели выбранной строки соединены с их соответствующими шинами столбца и с помощью транзистора Т7 последовательно подключаются к общей шине, на которой видеосигнал равен

$$V_{ADC} = V_G^{T5} - V_T^{T5} - \sqrt{\frac{K^{T7}}{K^{T5}}} (V_{GS}^{T7} - V_T^{T7}).$$

Затем сигнал каждого пикселя преобразуется в цифровой вид, и видеофайл несжатых цифровых данных сохраняется в персональном компьютере в формате *.avi разрядностью 8 бит:

$$y = \text{round}(\text{clip}(F_{ADC} + G_{ADC} V_{ADC})).$$

После этого изображение представляет собой матрицу яркости пикселей $\{y_{ij}\}$, значение пикселя которой пропорционально логарифму поверхностной плотности потока излучения – энергетической освещенности x . Таким образом, математическая модель передаточной функции данной измерительной системы носит логарифмический характер:

$$y_i = a + b \cdot \ln(c + x_i).$$

Экспериментальная установка и методика калибровки. Для применения измерительной системы для исследования быстропротекающих процессов была проведена дополнительная калибровка. При этом была выявлена нелинейная зависимость величины регистрируемого сигнала от времени экспозиции. Экспериментальное исследование отклика измерительной системы проводилось при неизменной освещенности объектива на разных временах накопления с помощью эталонной лампы ТРУ 100-2350 [3]. В зависимости от времени экспозиции двумерное изображение вольфрамовой нити, получаемое видеокамерой, получается разной яркости. Экспериментальный стенд и калибровочный график, построенный по экспериментальным данным, представлены на рис. 3, а и б соответственно. Экспериментальная кривая, как и теоретическая, носит логарифмический характер.

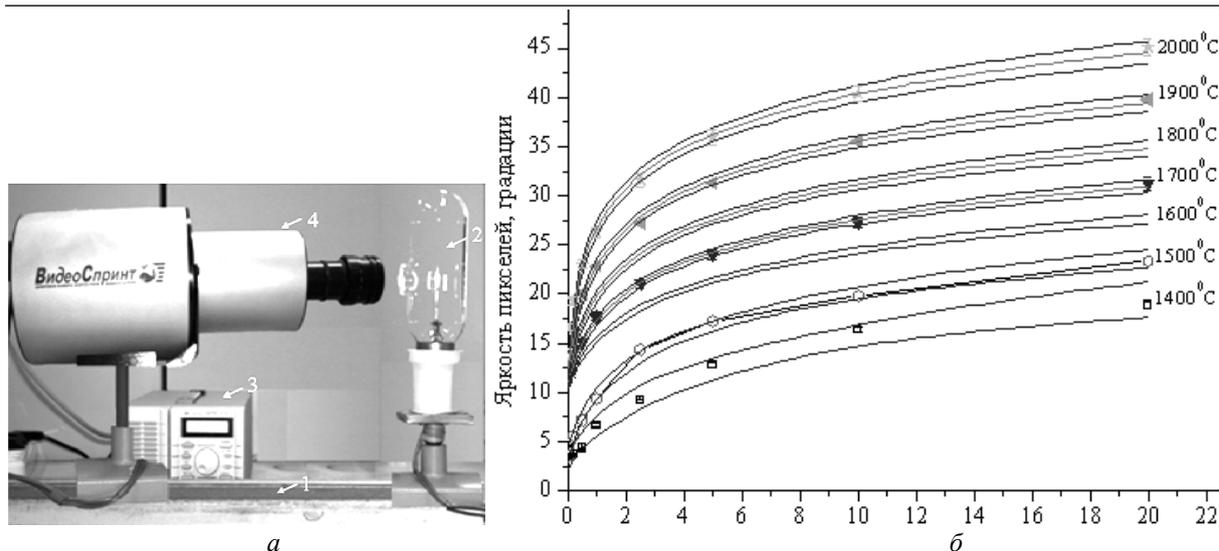


Рис. 3. Калибровочный стенд – *а*: 1 – оптическая скамья; 2 – эталон ТРУ1100-2350; 3 – источник тока; 4 – ТИС; *б* – семейство калибровочных кривых

Изображение, вольфрамовой нити накала было представлено в шкале серого. Все аппроксимированные по экспериментальным данным кривые являются логарифмическими функциями яркости пикселей изображения в зависимости от времен накопления. При этом погрешность аппроксимации не превышает 2%. В зависимости от подаваемого на эталонную лампу ТРУ 100-2350 с источника тока PSH-2035, вольфрамовая нить лампы имеет различную температуру. Поставив в соответствие яркость пикселей изображения и температуру лампы, можно ввести новую шкалу, позволяющую по яркости пикселей изображения судить о температуре регистрируемого видеокамерой на данной экспозиции светящегося объекта. Введенная шкала описывается линейной функцией и позволяет использовать данную оптоэлектронную измерительную систему в качестве микропирометра для быстротекущих процессов.

Выводы. Практическое применение ТИС наносекундного разрешения с оптоэлектронным трактом, включающим последовательное преобразование ФЭУ-ОЭЗ-ЭОП-ФДМ, имеет ряд следующих специфических особенностей:

1. Зависимость выходного видеосигнала от интенсивности оптического излучения носит существенно нелинейный характер и для применения в измерительных системах требуется предварительная калибровка по соответствующим эталонам.
2. Калибровка по температурному эталону выявила логарифмическую зависимость чувствительности ТИС от времени накопления, что позволяет получить линейное преобразование яркостной температуры в цифровой сигнал и обеспечить большой динамический диапазон измерения.
3. Использование наносекундного ЭОЗ практически не влияет на метрологические характеристики ТИС, но существенно расширяет функциональные возможности измерения треков нагретых частиц, что особенно важно при исследовании коллективного движения двухфазных потоков [11, 12].

Литература

1. Госьков П.И. Универсальный преобразователь изображений ПИУ-2 / П.И. Госьков, П.Ю. Гуляев, А.Г. Якунин // Приборы и техника эксперимента. – 1987. – № 3. – С. 91–94.
2. Применение нетипового включения фотодиодной матрицы в телевизионных системах / П.И. Госьков, П.Ю. Гуляев, А.Г. Якунин, М.А. Царегородцев // Техника кино и телевидения. – 1987. – № 6. – С. 32–34.
3. A new procedure of high-rate brightness pyrometry for studying the SHS processes / D.A.Garkol', P.Yu. Gulyayev, V.V. Evstigneyev, A.B. Mukhachev // Combustion, Explosion and Shock Waves. – 1994. – Vol. 30, № 1. – P. 72–78.
4. Hydrodynamic features of the impact of a hollow spherical drop on a flat surface / I.P. Gulyaev, O.P. Solonenko, P.Y. Gulyaev, A.V. Smirnov // Technical Physics Letters. – 2009. – Vol. 35, № 10. – 885 p.
5. Gulyaev I.P. Production and modification of hollow powders in plasma under controlled pressure // Journal of Physics: Conference Series. – 2013. – Vol. 441, № 1. – P. 012033.

6. Экспериментальное исследование характеристик топливных струй дизельных форсунок / А.Е. Свистула, Д.Д. Матиевский, П.Ю. Гуляев, А.В. Еськов // Двигателестроение. – 1999. – № 1. – С. 29–31.
7. Гуляев П.Ю. Байесовское восстановление цвета цифровых изображений / П.Ю. Гуляев, Ю.П. Гуляев, А.В. Долматов // Вестник Сибирской государственной геодезической академии. – 1997. – № 2. – С. 114–115.
8. Photothermal effects of laser heating iron oxide and oxide bronze nanoparticles in cartilaginous tissues / P.Y. Gulyaev, M.K. Kotvanova, S.S. Pavlova et al. // Nanotechnologies in Russia. – 2012. – Vol. 7, № 3–4. – P. 127–131.
9. Joseph D. Modeling, calibration and correction of nonlinear illumination-dependent fixed pattern noise in logarithmic CMOS image sensor / D. Joseph, S. Collins // IEEE Trans. instrum. meas. – 2001. – Vol. 51, № 5. – P. 996–1001.
10. Dileepan J. Modelling and calibration of logarithmic CMOS image sensors [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.robots.ox.ac.uk/~mcd/publications/dileepan/DPhil.pdf>, свободный (дата обращения: 01.06.2013).
11. Бороненко М.П. Модель движения и нагрева частиц в плазменной струе / М.П. Бороненко, И.П. Гуляев, А.Е. Серегин // Вестник Югорского государственного университета. – 2012. – № 2. – С. 7–15.
12. Бороненко М.П. Определение фундаментальной диаграммы потока ламинарного плазматрона с постоянной подачей порошка / М.П. Бороненко, П.Ю. Гуляев, А.Л. Трифонов // Вестник Югорского государственного университета. – 2012. – № 2. – С. 16–20.

Бороненко Марина Петровна

Аспирант каф. автоматизированных систем обработки информации и управления
Югорского государственного университета (ЮГУ)
Тел.: 8-908-880-46-21
Эл. почта: m_boronenko@ugrasu.ru

Гуляев Павел Юрьевич

Д-р техн. наук, зав. каф. физикохимии процессов и материалов ЮГУ
Тел.: (3-467) 375-797
Эл. почта: p_gulyaev@ugrasu.ru

Boronenko M.P., Gulyaev P.Yu.

A nanosecond resolution TV measuring system

The article describes a model of transfer function of optoelectronic measuring system based on high speed camera with a nanosecond electronic shutter. The observed non-linearity is due to the architecture of the system CMOS image sensor receiver. The experimental data allow to introduce this camera calibration scale with an accuracy of 2%, the brightness of the pixels linking the registered image and the brightness temperature corresponding to thermal radiation standard lamp.

Keywords: electron-optical converter, CMOS Sensor, high-speed video camera, the brightness temperature.

УДК 621.383.523

Д.А. Махорин, А.Б. Галиев, А.С. Задорин

Возможность реализации линейного режима счета фотонов на лавинном фотодиоде S8664-05K при комнатной температуре

Дан анализ помехоустойчивости цифрового приемного оптического модуля системы квантового распределения ключей в линейном режиме фоторегистрации при комнатной температуре. Предложен способ ее оптимизации за счет эквалайзирования его АЧХ. Рассмотрена модель управления уровнем ошибок и скоростью генерации ключа. Показана функциональность модели приемного оптического модуля на основе ЛФД S8664-05K при комнатной температуре.

Ключевые слова: лавинный фотодиод, счет фотонов, помехоустойчивость приемного оптического модуля.

Технология квантового распределения ключей (КРК), как известно, основывается на возможности регистрации одиночных фотонов, находящихся в том или ином кодовом состоянии – поляризованном, фазовом или временном [1–4]. Способность приемного оптического модуля (ПрОМ) системы КРК обеспечивать предельную светочувствительность и надежную регистрацию указанных кодовых состояний фотона, таким образом, становится одним из важнейших системных показателей, определяющих среднюю битовую скорость V_k генерации одномерного двоичного массива K секретного ключа на обеих сторонах системы. В качестве количественных показателей помехоустойчивости приемника КРК удобно использовать два показателя – вероятность P_l пропуска сигнальных посылок в моменты опроса пороговой схемы регенератора ПрОМ и вероятность генерации ложных символов P_f в ключе K .

Перспективы повышения помехоустойчивости (снижения P_l и P_f) ПрОМ связаны, в основном, с развитием соответствующей элементной базы – высокочувствительных и быстродействующих фотодиодов, малозумящих широкополосных электронных усилителей и др. Доступная номенклатура и хорошие параметры данных компонент в настоящее время позволяют реализовать режим регистрации одиночных фотонов уже при комнатной температуре.

Целью данного сообщения является анализ помехоустойчивости такого ПрОМ, построенного на основе лавинных фотодиодов (ЛФД) S8664-05K фирмы Hamamatsu [5] в линейном режиме фоторегистрации. Под линейностью здесь понимается режим пропорционального усиления сигнального тока i_s за счет лавинного размножения фотоэлектронов в обедненной области p - n -перехода ЛФД в M раз [6]. Альтернативой линейному режиму, как известно, является ключевой гейгеровский режим, реализуемый в ЛФД специальной конструкции [1].

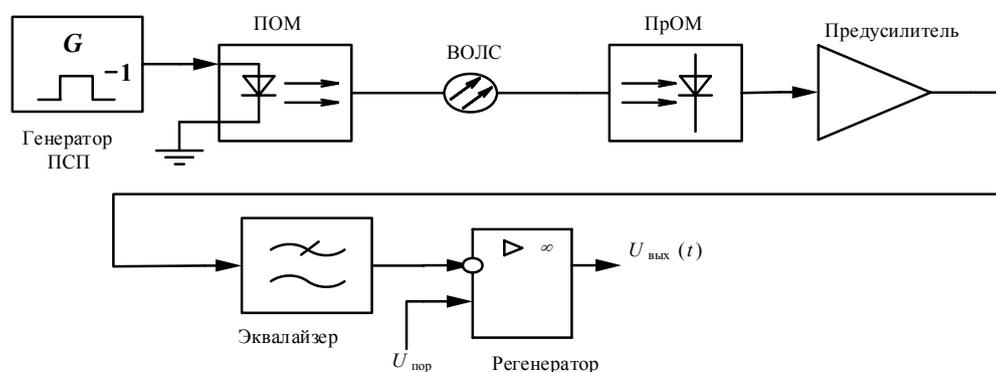


Рис. 1. Структурная схема приемопередающей части системы КРК

Следуя общей схеме построения систем КРК [1–4], будем полагать, что в передающем оптическом модуле (ПОМ) приготавливаются неортогональные кодовые однофотонные состояния (КОФС) в соответствии с возбуждающей их двоичной псевдослучайной последовательностью (ПСП), фор-

мируемой в генераторном блоке G со средней битовой скоростью этого B_0 (рис. 1). Также будем считать, что указанные КОФС предназначены для передачи по волоконно-оптической линии (ВОЛС), связывающей блоки ПОМ и ПрОМ (см. рис. 1). Для исключения разрушений КОФС в ходе транспортировки по оптическому волокну, будем полагать, что их приготовление в блоке ПОМ осуществляется на основе временного кодирования [3, 4].

Обозначим длину и погонное затухание ВОЛС через L и α соответственно, а внутренние шумы ПрОМ представим приведенными к его входу шумовыми источниками тока и напряжения S_E, S_I [6].

Сделаем еще одно допущение, касающееся формы импульсной характеристики $\delta_c(t)$ ЛФД, которую определим как его реакцию на одиночный фотон. Эта реакция определяется, с одной стороны, скоростями процесса лавинной ионизации и дрейфа плазменного сгустка в $p-n$ -переходе и разряда емкости C выходной цепи ПрОМ – с другой. Обозначим длительность импульса $\delta_c(t)$ как τ_0 . Экспериментальная осциллограмма отклика $\delta_c(t)$ ЛФД на ряд одиночных фотонов приведена на рис. 2, а [7]. Аппроксимируем указанную импульсную характеристику гауссовой кривой (см. рис. 2, б):

$$\delta_c(t) = \frac{u_0}{\sqrt{2\pi\alpha}} \exp\left(-\frac{t^2}{2\alpha^2 T_0^2}\right), \quad (1)$$

где α – параметр формы импульса, определяющий долю тактового интервала $T_0 = 1/B_0$, занимаемого сигналом $\delta_c(t)$, так что $\tau_0 = \alpha T_0$.

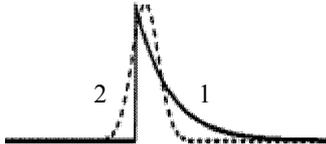


Рис. 2. Форма сигнального тока ЛФД в режиме счета фотонов (1) и гауссова аппроксимация импульсной характеристики ЛФД (2)

Воспользовавшись (1), определим вероятности P_I и P_f , связанные с внутренними источниками шума ПрОМ. Среди этих источников рассмотрим шумы нагрузки ЛФД, а также внутренними шумами источников S_E, S_I . При этом распределение плотностей вероятности $p(n)$ числа n фотоэлектронов в нагрузке ЛФД в отсутствии ($u_c = 0$) и присутствии ($u_c = M$) фотона также будем считать гауссовыми:

$$\begin{cases} p(n/u_c = 0) = \frac{u_0}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{n^2}{2\sigma^2}\right), \\ p(n/u_c = M) = \frac{u_0}{\sqrt{2\pi\sigma}} \exp\left(-\frac{(n-M)^2}{2\sigma^2}\right) \end{cases} \quad (2)$$

с безразмерной дисперсией σ [6]:

$$(\sigma(\alpha))^2 = \frac{2i_{tt}}{e} \tau I_2(\alpha) + \frac{\tau I_2(\alpha)}{e^2} \left(S_I + \frac{4kt}{R} \right) + S_E \left[\frac{I_2(\alpha)}{R^2} + (2\pi C)^2 \frac{I_3(\alpha)}{\tau e^2} \right], \quad (3)$$

где t – температура в градусах Кельвина; k – постоянная Больцмана; i_{tt} – темновой ток; R – нагрузочное сопротивление ЛФД; $\tau = 1/B$ – длительность импульсной характеристики ПрОМ, обратная ширине полосы частот приемника B .

Коэффициенты I_2, I_3 в формуле (4) называются интегралами Персона и выражаются через отношение спектров огибающей оптического сигнала на выходе и входе ПрОМ [6]. Аргументом этих зависимостей является безразмерная нормированная частота $\Omega = \omega/T$:

$$I_2 = \int_0^{\infty} \left| \frac{H'_{\text{ВЫХ}}(\Omega)}{H_{\text{ВХ}}(\Omega)} \right|^2 d\Omega, \quad I_3 = \int_0^{\infty} \left| \frac{H_{\text{ВЫХ}}(\Omega)}{H_P(\Omega)} \right|^2 \Omega^2 d\Omega. \quad (4)$$

Искомые параметры помехоустойчивости ПрОМ, вероятности P_I и P_f выражаются через формулы (2), (3) как

$$P_I = \int_{-U_{\text{пор}}}^{U_{\text{пор}}} p(n/u_c = 0) dn, \quad P_f = \int_{-U_{\text{пор}}}^{\infty} p(n/u_c \neq 0) dn, \quad (5)$$

где $U_{\text{пор}}$ – порог срабатывания приемника, выраженный через число электронов n , проходящих через нагрузку ЛФД за время τ .

Особенностью оптического приемника системы КРК является малость промежутка времени τ , в котором локализованы сигнальные фотоэлектроны, по сравнению с длительностью тактового интервала $T_0 = 1/B_0$. Как указывалось выше, значение τ определяется уширением импульсной характеристики ЛФД $\delta_c(t)$ τ_0 в тракте ПрОМ в $\zeta = \tau/\tau_0$ раз. Свобода в выборе τ и ζ дает возможность оптимизации помехоустойчивости приемника за счет соответствующей регулировки указанных парамет-

ров. Возможность оптимизации следует из описываемой формулой (3) функции $\sigma(\alpha)$, в которой второй и последний члены показывают противоположные зависимости от τ . В данных условиях для известных параметров $i_{и}$, R , C , S_E и S_I несложно отыскать оптимальное значение τ_{opt} , при котором $\sigma(\zeta)$ достигает минимума. Вывод иллюстрируется графиком $\sigma(\zeta)$ на рис. 3, рассчитанным по формулам (3), (4). График получен для ЛФД S8664-05K с параметрами, взятыми из [5]: $\eta = 0,78$, $C = 1,5$ пФ, $t = 253$ К, $i_{и} = 0,15$ нА, $M = 100$, напряжение смещения диода $U = 380$ В. Номинал нагрузочного сопротивления ЛФД взят равным 5 МОм, а параметры T_0 и τ_0 – 10 мкс и 2 нс соответственно. На практике необходимое значение τ_{opt} достигается за счет соответствующего эквалайзирования АЧХ ПрОМ.

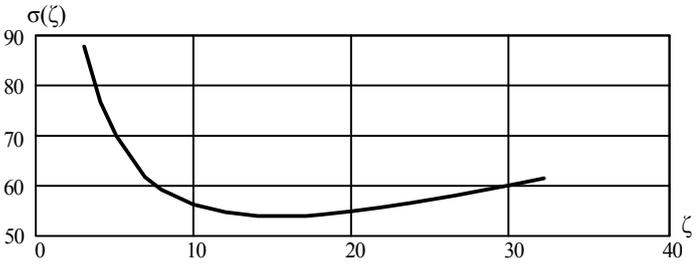


Рис. 3. Зависимость дисперсии шумовых электронов от сжатия $\zeta = \tau/\tau_0$ полосы частот ПрОМ

Подставляя полученные данные в (2), (3) найдем распределения условных плотностей вероятности $p(n/u_c = 0)$ и $p(n/u_c = M)$ числа n фотоэлектронов в нагрузке ЛФД в отсутствие и присутствии фотона. График этих зависимостей приведен на рис. 4.

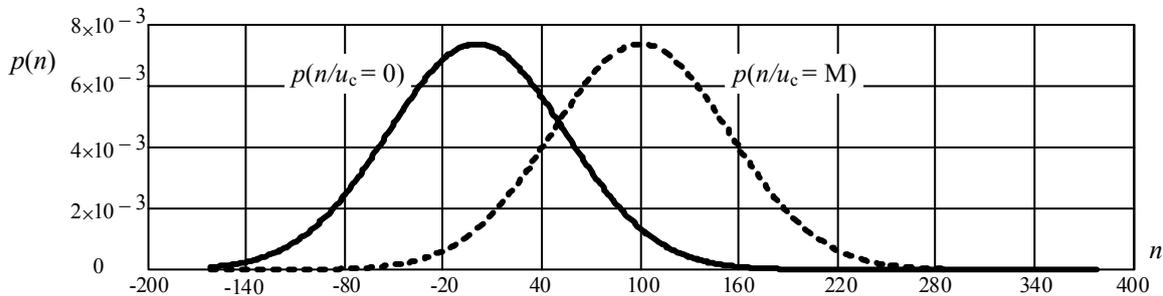


Рис. 4. Зависимость условных плотностей вероятности числа фотоэлектронов в нагрузке ЛФД S8664-05K в отсутствие и присутствии одного фотона

В соответствии с (5) расчет параметров помехоустойчивости P_l и P_f проведем путем интегрирования графиков $p(n/u_c = 0)$ и $p(n/u_c = M)$ в пределах, ограниченных порогом срабатывания $U_{пор}$. Результаты расчета P_l и P_f как функций $U_{пор}$ приведены на рис. 5.

При анализе данных рис. 5 следует учитывать еще одну особенность ПрОМ систем КРК, отличающую их от связанных цифровых приемников. Помехоустойчивость последних, как известно, определяется суммой P_l и P_f [6]. Поэтому наилучшим уровнем порога $U_{пор}$ таких приемников считается точка пересечения кривых $p(n/u_c = 0)$ и $p(n/u_c = M)$ на рис. 4. Для систем КРК связь P_l и P_f с помехоустойчивостью более опосредована. Здесь пропущенные символы удаляются из массива K в ходе протокольных переговоров, поэтому вероятность P_l не вносит никаких ошибок в формирование ключа, а определяет лишь среднюю скорость V_k его генерации [2, 3, 8]:

$$V_k = B_0(1 - P_l)p(1)k_p \exp(\alpha L), \tag{6}$$

где $p(1)$ – вероятность генерации фотона в тактовом интервале B_0 , которая на практике берется равной $\sim 0,1$; k_p – коэффициент снижения скорости, предусмотренный конкретным протоколом КРК.

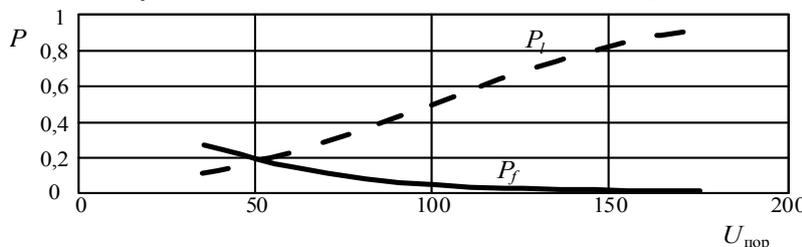


Рис. 5. Зависимости вероятностей P_l и P_f от уровня порога дискриминатора ПрОМ

Уровень ложных сигналов в ключе при этом описывается строго контролируемым параметром P_f . В простейшем случае в качестве инструмента контроля может использоваться пороговый уровень $U_{пор}$. Приведенный на рис. 4 пример зависимостей P_l и P_f от $U_{пор}$ оптического приемника,

строенного на ЛФД S8664-05K, вместе с формулой (6) демонстрирует возможности управления скоростными параметрами системы и уровнем P_f посредством регулировки $U_{пор}$.

Представленные расчеты доказывают функциональность рассматриваемой модели ПрОМ при комнатной температуре. Так, например, при $U_{\text{пор}} = 125$ данный приемник способен обеспечить скорость генерации секретного ключа 7,999 Кб при вероятности ошибок $P_f = 0,01$.

Литература

1. Cova S. Avalanche photodiodes and quenching circuits for single-photon detection / S. Cova, M. Ghioni, A. Lacaita et al. // *Applied Optics*. – 1996. – Vol. 35, № 12. – P. 1956–1976.
2. Килин С. Я. Квантовая информация // *Успехи Физических Наук*. – 1999. – Т. 169. – С. 507–527.
3. Молотков С.Н. Об интегрировании квантовых систем засекреченной связи (квантовой криптографии) в оптоволоконные телекоммуникационные системы // *Письма в ЖЭТФ*. – 2004. – Т. 79, вып. 11. – С. 691–704.
4. Debuisschert T. Time coding protocols for quantum key distribution/ T. Debuisschert, W. Boucher // *Physical Review A*. – 2004. – Vol. 70, Iss. 4. – P. 042306–042321.
5. Si APD S8664 series [Электронный ресурс]. – Режим доступа – http://sales.hamamatsu.com/assets/pdf/parts_S/S8664_series.pdf, свободный (дата обращения 10.11.2013).
6. Keiser G. *Optical Fiber Communications*. – New York: McGraw-Hill Inc., 1991. – 461 p.
7. Скорость генерации кода в системе квантового распределения ключей / А.С. Задорин, А.В. Максимов, Д.А. Махорин и др. // *Доклады ТУСУРа*. – 2011. – № 2 (24), ч. 2. – С. 139–141.

Махорин Дмитрий Алексеевич

Аспирант каф. радиоэлектроники и защиты информации (РЗИ) ТУСУРа
Тел.: 8-913-824-11-11
Эл. почта: mda.tomsk@gmail.com

Галиев Азамат Бахытжанович

Магистрант гр. 142М, каф. РЗИ

Задорин Анатолий Семенович

Зав. каф. РЗИ
Тел.: (382-2) 41-33-65
Эл. почта: Anatoly.Zadorin@rzi.tusur.ru

Makhorin D.A., Galiyev A.B., Zadorin A.S.

The possibility of realization a linear mode of photon counting by avalanche photodiode S8664-05K at room temperature

In the paper we analyze the noise immunity of digital optical receiver module (DORM) of quantum key distribution in the linear mode of photographic at room temperature. We propose a method to optimize at the expense of equalizing the response. We considered a model of the control error rate and the rate of key generation. The functionality of the model is shown in the promo APD S8664-05K at room temperature.

Keywords: avalanche photodiode, photon counting, DORMs noise immunity.

УДК 621.396.6.001.64+621.396.6.001.66

А.А. Бомбизов

Способ спектрально-временного анализа электромагнитного излучения горных пород для обнаружения предвестников геодинамических событий

Описан способ анализа в спектрально-временном представлении низкочастотного электромагнитного излучения горных пород для выявления развития деструктивных процессов в задаче обеспечения безопасности шахтной выработки. Приводится последовательность действий по обнаружению на фоне белого шума и стационарной помехи импульсных сигналов, соответствующих предвестникам геодинамических событий, вызванных образованием трещин в рудном массиве.

Ключевые слова: статистический анализ, электромагнитное излучение горных пород, спектрально-временное представление, идентификация предвестников геодинамического события.

В настоящее время особый интерес представляют измерения электромагнитных сигналов, возникающих в ходе изменения напряженно-деформированного состояния горных пород [1]. Изучая пространственную структуру электромагнитного поля и амплитуду его спектральных составляющих, можно оценить напряженно-деформированное состояние породы и прогнозировать обрушения [2]. Описываемый в литературе мониторинг шахтных сооружений заключается в сборе статистических данных и сводится к регистрации показателей электромагнитного излучения горных пород, соответствующих как долгосрочным процессам, так и краткосрочным. В работе [3] установлено, что наибольшей информативностью обладает диапазон частот от 1 до 100 кГц. Долгосрочному процессу изменения геодинамического состояния в шахтных сооружениях соответствует создаваемое горной породой фоновое излучение, интенсивность которого может изменяться в течение длительного периода времени в зависимости от изменения напряженно-деформированного состояния толщи пород. По излучению коротких электромагнитных импульсов можно косвенно судить о появлении разломов и трещин, что является показателем краткосрочных (быстропротекающих) процессов. Интенсивность и частотное распределение электромагнитных импульсов может служить еще одним параметром при анализе состояния горной породы и прогнозировании обрушения [4].

В известных приборах для мониторинга горных пород [1] индикатором изменения геодинамического состояния принято считать изменение во времени математического ожидания амплитуд электромагнитного сигнала во всем исследуемом частотном диапазоне или в поддиапазонах. Дополнительным информативным источником является регистрация импульсов, амплитуда которых превышает заданный порог [3]. Определяя количество импульсов в единицу времени, можно косвенно судить об интенсивности появления трещин и разломов в рудном теле. Анализ работ показывает, что в приборах отсутствуют эффективные алгоритмы для повышения избирательности регистрации импульсных сигналов. Например, регистрация импульсов по уровню никак не защищена от влияния стационарной наводки.

В статье приводятся результаты моделирования низкочастотного электромагнитного излучения горных пород в диапазоне частот 1–100 кГц в шахтных выработках и последовательность действий для идентификации и получения частотного распределения импульсов, соответствующих предвестникам геодинамических событий, на фоне белого шума и стационарной помехи.

Проведено моделирование излучаемых в результате разлома горной породы электромагнитных импульсов с наложением белого шума и гармонического сигнала с амплитудной модуляцией, имитирующего стационарную помеху. Для этого выбрана описанная в [5] модель сигнала, созданная на основе параметризации излучаемых импульсов во время сжатия образцов горной породы. Модель описывает сигнал синусоидальной формы с экспоненциальным нарастанием и спадом:

$$S(t) = \begin{cases} A_0 \sin[\omega(t-t_0)] \left[1 - \exp\left(-\frac{-(t-t_0)}{\tau}\right) \right], & t < T, \\ A_0 \sin[\omega(t-t_0)] \left[1 - \exp\left(-\frac{-(T-t_0)}{\tau}\right) \right] \exp\left(-\frac{-(t-T)}{\tau}\right), & t \geq T, \end{cases} \quad (1)$$

где A_0 – амплитуда огибающей импульса; ω – круговая частота импульса ($\omega = 2\pi f$); t_0 – время начала импульсного сигнала; τ – постоянная времени нарастания и спада импульса; T – момент времени, при котором огибающая импульса достигает максимума своей амплитуды.

Для моделирования процессов выделения импульсных сигналов на фоне белого шума и стационарной помехи был выбран интервал времени длительностью 500 мс. На этом интервале с помощью (1) были смоделированы два импульсных сигнала, которые отстояли от начала интервала на $t_{01} = 64,5$ мс и $t_{02} = 65$ мс соответственно. На рис. 1 изображена временная диаграмма длительностью 0,8 мс с изображенными в соответствии с выражением (1) двумя импульсными сигналами, которые имитируют возникновение двух геодинамических событий в горной породе. Выбраны следующие параметры сигналов: амплитуды сигналов $A_0 = 2,5$; для первого сигнала частота выбрана $f = 80$ кГц; постоянная времени $\tau = 10$ мкс; время от начала максимального размаха $T - t_0 = 12$ мкс; параметры второго сигнала соответственно $f = 20$ кГц; $\tau = 20$ мкс; $T - t_0 = 34$ мкс. Частоты выбраны из соображения проверки результатов моделирования для верхних и нижних частот регистрируемого диапазона 1–100 кГц.

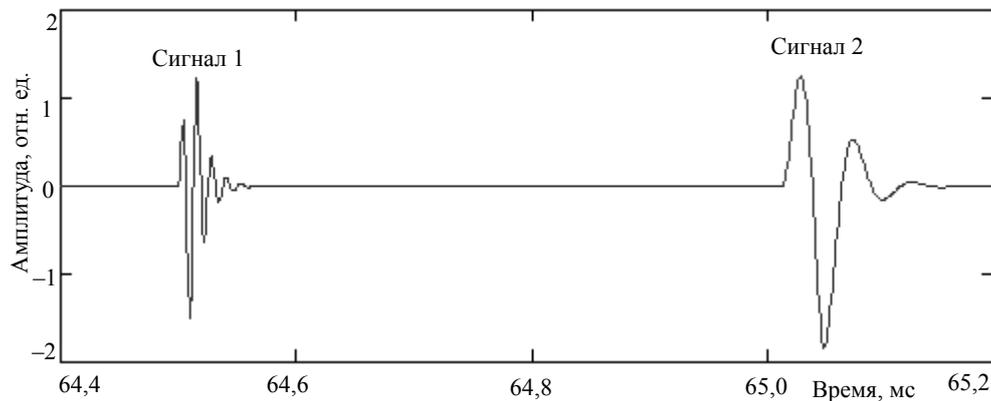


Рис. 1. Формы двух импульсных сигналов на частотах 80 и 20 кГц

Влияние исследуемой среды создано добавлением к импульсному сигналу аддитивного белого шума с амплитудой, меньшей исходного сигнала на 10 дБ, и помехой, которая представляет собой сигнал синусоидальной формы с амплитудной модуляцией. Частота сигнала, имитирующего стационарную помеху, выбрана равной 3 кГц, частота несущей 40 кГц, глубина модуляции 100%. Амплитуда равна половине A_0 . На рис. 2 приведена временная диаграмма суммы сигналов. Пунктирными линиями изображены области нахождения первого и второго импульсных сигналов.

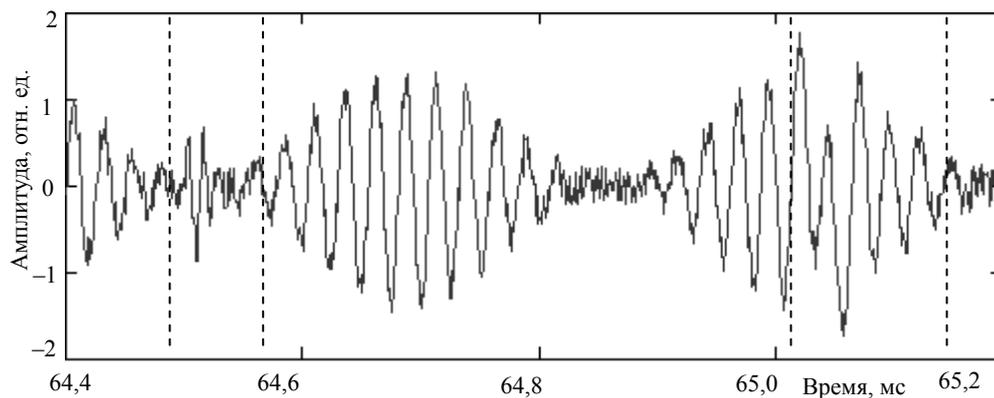


Рис. 2. Форма сигнала с добавлением белого шума и синусоидальной помехи

Идентификация импульсов может быть произведена различными способами, например, детектированием сигнала по уровню, вейвлет-анализом с использованием вейвлета, соответствующего модели [5]. Из рис. 2 видно, что детектирование по уровню не позволит определить первый импульсный сигнал. Более сложный подход с использованием вейвлет-преобразования не обеспечит равномерного разрешения по частоте и тесно связано с формой сигнала, заложенного в модель поиска. То есть если параметры импульсных сигналов (форма, длительность, время нарастания и спа-

да) могут быть различные, то подход, в основе которого лежит операция свертки с известной моделью сигнала, не может являться достаточно универсальным. Другие способы для идентификации сигналов на фоне помех можно найти в работах Б. Р. Левина, Дж. Бендата, А. Пирсола и др., где распознавание сигналов на фоне помех сводится к статистическому анализу стационарных процессов как во временном, так и спектрально-временном представлении [6, 7]. Такой подход наиболее близок для анализа электромагнитного излучения горных пород и распознавания отклонений от стационарности в виде импульсных сигналов.

Для проведения статистического анализа в работе выполнено с использованием быстрого преобразования Фурье (БПФ) спектрально-временное разложение суммарного сигнала, полученного в результате моделирования. Для оптимального соотношения между аналоговой фильтрацией для выделения полосы частот 1–100 кГц и вычислительными мощностями, используемыми для последующей цифровой обработки, частота дискретизации принята равной ~ 1 МГц. Ширина временного окна для БПФ составляет ~ 1 мс (1024 отсчета). При этом шаг по частоте равен 1 кГц. Такое соотношение между разрешением по частоте и времени является наиболее подходящим для спектрально-временного разложения сигнала. Быстрое преобразование Фурье на ограниченном временном интервале может вызывать эффект Гиббса, минимизация которого производится взвешиванием исходного сигнала окном Кайзера с коэффициентом 9. Взвешивание оконной функцией в отличие от прямоугольной вызывает потери в исходном сигнале, так как в результате обработки происходит уменьшение амплитуды сигнала вблизи с краями временного окна. Для устранения этих потерь при расчете спектрально-временного представления с использованием оконной функции быстрое преобразование Фурье выполняется с наложением 50%, т.е. с шагом 512 отсчетов.

При рассмотрении спектрально-временного представления сигнала сложно идентифицировать импульсные сигналы на фоне помех. Для наглядности спектр суммарного сигнала (рис. 2) изображен на рис. 3, где непрерывная линия соответствует спектру импульсного сигнала с частотой 80 кГц, взятого на интервале времени 64–65 мс, пунктирная – 20 кГц на интервале 64,5–65,5 мс. Малая длительность определяемых импульсных сигналов не даёт явно выраженных максимумов в спектре. Сильное влияние на спектр оказывают помеха на центральной частоте 40 кГц с боковыми гармониками, отступающими на 3 кГц от центральной, и всплески спектральных составляющих белого шума. Неравномерность спектра белого шума обусловлена малым временным окном анализа.

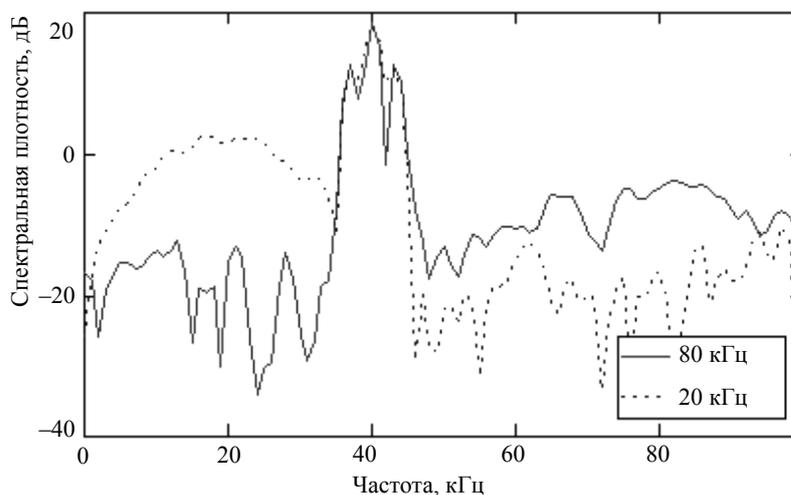


Рис. 3. Спектр исследуемого сигнала

На следующем этапе моделирования проведена статистическая обработка спектрально-временного представления сигнала. Была рассчитана дисперсия спектральных плотностей сигнала амплитуд при помощи следующего выражения (исходная формула взята из [7]):

$$D(f,t) = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} (x(f,t+\Delta t \cdot i) - \bar{x}(f,t..(t+\Delta t \cdot N)))^2}{N}, \quad (2)$$

где N – размер последовательности спектральных плотностей для расчета дисперсии; Δt – минимальный шаг в спектрально-временном представлении; $x(f,t+\Delta t \cdot i)$ – спектральная плотность на

частоте f на каждом шаге рассчитываемого временного интервала; $\bar{x}(f, t..(t + \Delta t \cdot N))$ – математическое ожидание спектральной плотности на частоте f на интервале времени от t до $(t + \Delta t \cdot N)$.

Для расчета дисперсии весь моделируемый интервал разделялся на подынтервалы, состоящие из 32 отсчетов ($N = 32$). Для каждого подынтервала по выражению (2) рассчитывалась дисперсия. Таким образом, объем данных дисперсии спектрально-временного представления был сокращен в 32 раза. На рис. 4 изображен график зависимости дисперсии спектральных плотностей амплитуд сигнала от частоты и времени $D(f, t)$. Темные области соответствуют большим значениям дисперсии.

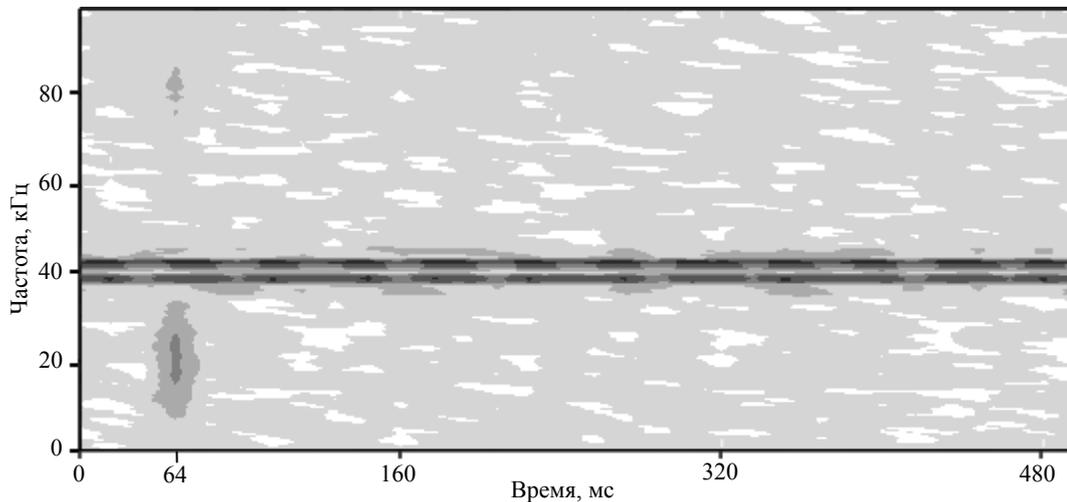


Рис. 4. Дисперсия частотных составляющих сигнала $D(f, t)$

Из рис. 4 можно получить представление о факте возникновения события в момент времени 64 мс от начала моделируемого интервала. Также можно наблюдать две ярко выраженные помехи на частотах 37 и 43 кГц. Для фильтрации импульсного сигнала от стационарных помех произведена оценка степени разброса дисперсии всех спектральных составляющих по среднеквадратическому отклонению (СКО) на исследуемом временном интервале 500 мс. Исключены из анализируемой исходной дисперсии значения ниже определенного порога, пропорционального СКО, согласно следующему выражению:

$$D_1(f, t) = \begin{cases} D(f, t), & D(f, t) \geq k \cdot \sigma(f), \\ 0, & D(f, t) < k \cdot \sigma(f), \end{cases} \quad (3)$$

где $D(f, t)$ – исходная дисперсия сигнала, рассчитанная по (1); k – весовой коэффициент; $\sigma(f)$ – среднеквадратическое отклонение дисперсии, рассчитанное на всем временном интервале моделирования, для каждой частотной составляющей.

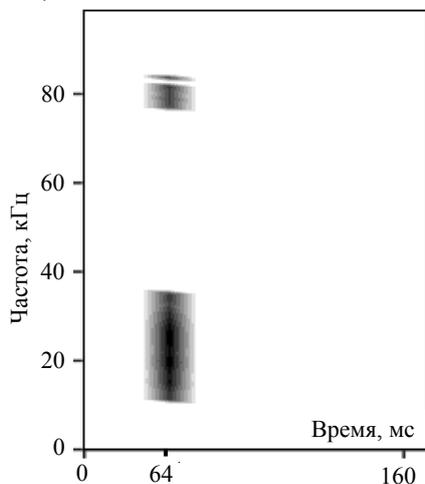


Рис. 5. Идентифицированные области импульсного сигнала

Обработанные данные согласно выражению (3) изображены на рис. 5. Весовой коэффициент k равен 4,2 и был выбран таким образом, чтобы пороговое значение $k \cdot \sigma(f)$ было выше дисперсии помех для получения более «чистой» характеристики.

Расчет СКО в проведенном моделировании выполнялся по всему временному интервалу. Но при обработке результатов измерений, соответствующих 2–3 сут, такой подход не целесообразен, так как фоновая интенсивность излучения может изменяться со временем. Поэтому в реальных задачах временной интервал для оценки по среднеквадратическому отклонению должен быть ограничен и выбираться в результате предварительной оценки фонового излучения окружающей среды и калибровки по месту.

Весовой коэффициент для расчета СКО выбирается в процессе калибровки на свободном от импульсных сигналов,

связанных с геодинамическими событиями, временном участке. Таким образом, пороговое значение $k \cdot \sigma(f)$ должно быть таким, чтобы исключить все стационарные и квазистационарные помехи, но при этом быть максимально к ним приближенным, чтобы не отфильтровать полезный сигнал.

При проведении моделирования выбор амплитуды полезного сигнала по отношению к шуму осуществлялся из соображений максимальной вероятности обнаружения сигнала. Отсюда для сигналов с сопоставимыми с моделированием временными параметрами чувствительность представленного способа обработки составляет порядка 10 дБ.

Излучение импульсных сигналов является признаком отклонения от нормального состояния горного массива. Анализ степени отклонения может быть напрямую связан с прогнозированием гонящегося обрушения. Способ, описанный в статье, может служить как для сокращения выходного объема данных в задаче продолжительного мониторинга, так и для получения спектрально-временного изображения электромагнитных импульсов, по анализу которого можно получить представление о развитии деструктивных процессов в рудном массиве.

Литература

1. Наблюдения изменений напряженного состояния массива горных пород после массового взрыва по параметрам электромагнитной эмиссии / А.А. Беспалько, А.П. Суржиков, Л.В. Яворович и др. // Физическая мезомеханика. – 2004. – Т. 7, ч. 2. – С. 253–256.
2. Беспалько А.А. Вариации электромагнитной эмиссии при изменении напряженно-деформированного состояния массива горных пород после массового взрыва / А.А. Беспалько, Л.В. Яворович / Сб. докл. Междунар. конф. «Солнечно-земные связи и электромагнитные предвестники землетрясений». – Петропавловск-Камчатский: ИКИР ДВО РАН, 2004. – 456 с.
3. Механоэлектрические преобразования в горных породах Таштагольского железорудного месторождения / А.А. Беспалько, Л.В. Яворович, П.И. Федотов, Е.В. Виитман // Геодинамика. – 2008. – № 1 (7). – С. 54–60.
4. Кулаков Г.И. Прогноз разрушения горных пород на основе особенностей спектрально-временных характеристик сигналов электромагнитного излучения / Г.И. Кулаков, Г.Е. Яковицкая // ПМГФ. – 1995. – № 6. – С. 153–157.
5. Rabinovitch A. Parameterization of Electromagnetic radiation pulses obtained by triaxial fracture in granite samples / A. Rabinovitch, V. Frid, D. Bahat // Philos. mag. lett. – 1998. – 77 (5). – P. 289–293.
6. Левин Б.Р. Теоретические основы статической радиотехники. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.
7. Бенхат Дж. Прикладной анализ случайных данных: пер. с англ. / Дж. Бенхат, А. Пирсол. – М.: Мир, 1989. – 540 с.
8. Разработка прибора для мониторинга напряженно-деформированного состояния горных пород по косвенным признакам электромагнитного и акустического излучения / А.А. Бомбизов, А.А. Беспалько, А.Г. Лощилов, А.В. Филатов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – № 2 (26), ч. 1. – С. 141–143.

Бомбизов Александр Александрович

Мл. науч. сотрудник СКБ «Смена» ТУСУРА

Тел: +7-903-951-15-24

Эл. почта: uncllelab@gmail.com

Bombizov A.A.

Way of analyzing electromagnetic radiation of rocks to detect precursors of geodynamic events

The article presents a method for analyzing low-frequency electromagnetic radiation of rocks to identify the development of destructive processes in the task of ensuring the safety of mine workings. We describe the sequence of detection in white noise and stationary noise pulse signals corresponding to precursors of geodynamic events caused by cracks in the rock ore.

Keywords: rock, statistical analysis of the electromagnetic radiation, spectral-time representation, identification of geodynamic events.

УДК 621.365.51 : 621.43.046.29 : 621.315.617.4

Р.Г. Калинин, В.Д. Семенов, В.А. Федотов

Эффективность нагрева медного провода в зазоре индуктора поперечного магнитного поля для зачистки от лаковой изоляции

Проведен расчет эффективности нагрева участка медного провода для зачистки его от лаковой изоляции методом индукционного нагрева. Приведены кривые коэффициента полезного действия зачистки участка провода в зависимости от изменения мощности, переданной из индуктора в нагреваемое тело, и времени окончания зачистки в зависимости от изменения мощности, переданной из индуктора.

Ключевые слова: зачистка изоляции, индукционный нагрев, эффективность.

Для снятия изоляции с лакированных медных и алюминиевых проводов малых диаметров разработано устройство [1], работающее на принципе индукционного нагрева. Индуктор устройства выполнен с концентратором магнитного поля из феррита и наводит поперечное относительно нагреваемого объекта, магнитное поле.

Процесс зачистки эмалированного провода в поперечном магнитном поле происходит следующим образом. Проводник помещается в зазор индуктора, в котором при включении инвертора, питающего индуктор, возникает переменный магнитный поток. Изменяющееся магнитное поле индуцирует в проводнике вихревые токи (токи Фуко), вследствие которых проводник нагревается. При повышении температуры проводника до температуры разрушения изоляции T_k происходит ее отслаивание и частичное обугливание. На рис. 1 представлена функциональная схема устройства зачистки эмалированных проводов (УЗЭП) и индуктора с концентратором магнитного поля.

Здесь ИП – вторичный источник питания устройства зачистки. Полумостовой транзисторный преобразователь выполнен на ключах K_1 , K_2 и емкостях C_1 и C_2 . Нагрузкой инвертора является последовательный резонансный контур, представленный на рисунке элементами $C_{рез}$ и L , где L – эквивалентная индуктивность индуктора с магнитопроводом M , а $C_{рез}$ – резонансная емкость контура. Лакированный провод помещается в зазор магнитопровода, где участок (a, b) подвергается термической зачистке. При нажатии кнопки K_3 формируется пусковой импульс на систему управления (СУ), длительность которого задает время зачистки t_{03} . СУ подстраивает резонансную частоту по значению тока индуктора i на выходе трансформатора тока (ТТ).

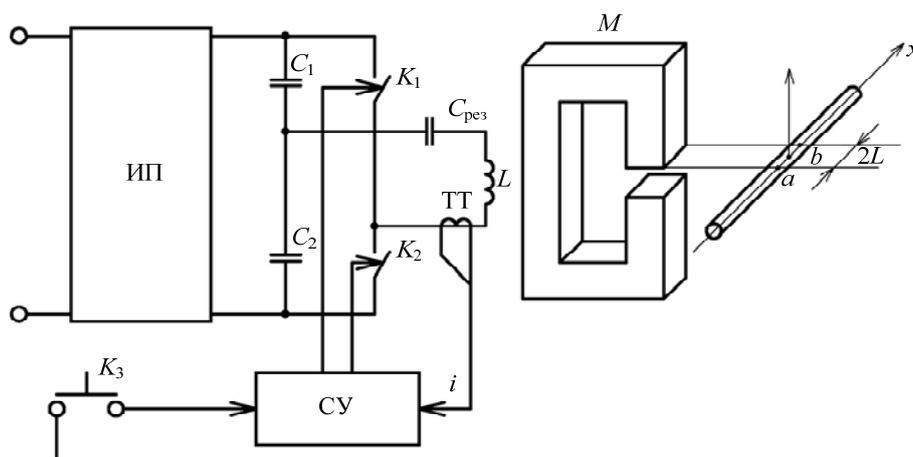


Рис. 1. Функциональная схема устройства зачистки лакированных проводов

Общий КПД устройства зачистки можно определить как произведение КПД последовательных узлов:

$$\eta = \eta_{ИП} \cdot \eta_{ИНВ} \cdot \eta_i \cdot \eta_n, \quad (1)$$

где η – общее КПД устройства зачистки; $\eta_{\text{ИП}}$ – КПД источника питания; $\eta_{\text{ИНВ}}$ – КПД инвертора; $\eta_{\text{И}}$ – КПД индуктора; $\eta_{\text{Н}}$ – КПД передачи энергии из индуктора в нагреваемый участок провода.

Коэффициенты полезного действия источника питания $\eta_{\text{ИП}}$ и инвертора $\eta_{\text{ИНВ}}$ рассчитываются по известным методикам, опубликованным в технической литературе, и не являются предметом обсуждения данной работы.

КПД индуктора определяется как отношение мощности, передаваемой в нагреваемый провод, к общим тепловым потерям «системы» и выражается как

$$\eta_{\text{И}} = \frac{P_{\text{О}}}{P_{\text{О}} + P_{\text{М}} + P_{\text{ОБ}} + P_{\text{И}} + P_{\text{КОНВ}}}, \quad (2)$$

где $P_{\text{О}}$ – мощность, передаваемая из индуктора в нагреваемый провод; $P_{\text{М}}$ – потери в магнитопроводе индуктора на гистерезис и вихревые токи; $P_{\text{ОБ}}$ – потери в обмотке индуктора; $P_{\text{И}}$ – потери на излучение от нагреваемого провода; $P_{\text{КОНВ}}$ – конвекционные потери тепла от нагреваемого провода.

Поскольку время зачистки достаточно мало и составляет доли секунды, то потерями на излучение и конвекцию можно пренебречь. Тогда формула (2) упрощается и рассчитывается по известным методикам.

Коэффициент полезного действия передачи энергии из индуктора в нагреваемый участок определим, как отношение энергии затраченной на нагрев провода в заданной области, к общей энергии, передаваемой из индуктора в нагреваемое тело. Общая энергия W , передаваемая из индуктора в нагреваемое тело определяется произведением мощности $P_{\text{О}}$ на время зачистки t_3 :

$$W = P_{\text{О}} \cdot t_3, \quad (3)$$

Энергию, затраченную на нагрев участка провода, можно выразить как

$$W_{\text{Н}} = V \rho c \Delta T_{\text{ср}}, \quad (4)$$

где V – объем нагреваемого провода; ρ – удельная масса материала провода; c – теплоемкость материала провода; $\Delta T_{\text{ср}}$ – приращение средней температуры провода на нагреваемом участке.

Известно, что при нагреве проводника часть тепла кондуктивным способом (теплопроводностью) передается из области нагрева в область с меньшей температурой, что с точки зрения зачистки участка проводника нагревом является ненужными потерями. Определив распределение температуры по объему провода или его длине, можно рассчитать коэффициент полезного действия при нагреве заданного участка провода следующим образом:

$$\eta_{\text{Н}} = \frac{\int_0^L \pi R^2 c \rho T(t_3, x) dx}{P_{\text{О}} t_3}, \quad (5)$$

где R – радиус нагреваемого провода; $T(t_3, x)$ – распределение температуры по длине провода в момент времени t_3 .

Если нагревать один конец проводника, то тепло из области нагрева будет передаваться только в одну сторону. Если же нагревать область, удаленную от какого-либо конца, то тепло будет уходить в обе стороны, что приводит к еще большему снижению эффективности нагрева. Задача нахождения распределения температуры в проводнике при нагреве одного конца стержня описана в литературе [2]. Условие задачи сформулировано следующим образом. В области $x > 0$ начальная температура равна нулю. В области $0 < x < L$ при $t > 0$ в единице объема за единицу времени выделяется постоянное количество тепла A_0 . На поверхности $x = 0$ тепловой поток отсутствует.

Распределение температуры по длине x провода в зависимости от времени t имеет следующий вид:

$$T(x, t) = \frac{\chi A_0 t}{\lambda} \left(1 - 2i^2 \Phi\left(\frac{L-x}{2\sqrt{\chi t}}\right) - 2i^2 \Phi\left(\frac{L+x}{2\sqrt{\chi t}}\right) \right), \text{ при } 0 < x < L; \quad (6)$$

$$T(x, t) = \frac{\chi A_0 t}{\lambda} \left(2i^2 \Phi\left(\frac{x-L}{2\sqrt{\chi t}}\right) - 2i^2 \Phi\left(\frac{x+L}{2\sqrt{\chi t}}\right) \right), \text{ при } x > L, \quad (7)$$

где $A_0 = \frac{P_{\text{О}}}{2\pi R^2 L}$ – удельное количество тепла на единицу объема в единицу времени; $\chi = \frac{\lambda}{c\rho}$ – коэффициент

тепловой диффузии или коэффициент температуропроводности, характеризует изменение температуры, проходящее в единице объема вещества, обусловленное количеством тепла, протекающим в единицу времени через единичную площадку в слое единичной толщины и при единич-

ной разности температур на его поверхности. λ – теплопроводность (для меди 401 Вт/мК); c – теплоемкость (для меди 385 Дж/кгК); ρ – удельная масса (для меди $8,92 \times 10^3$ кг/м³); $i^2 \Phi^* \left(\frac{x-L}{2\sqrt{\chi t}} \right) = \int_x^{\infty} \int_x^{\infty} \Phi^*(\xi) d\xi d\xi$ и $\Phi^*(x) = 1 - \Phi(x)$ – табулированные функции; $\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-\xi^2} d\xi$ –

функция ошибок или функция Лапласа.

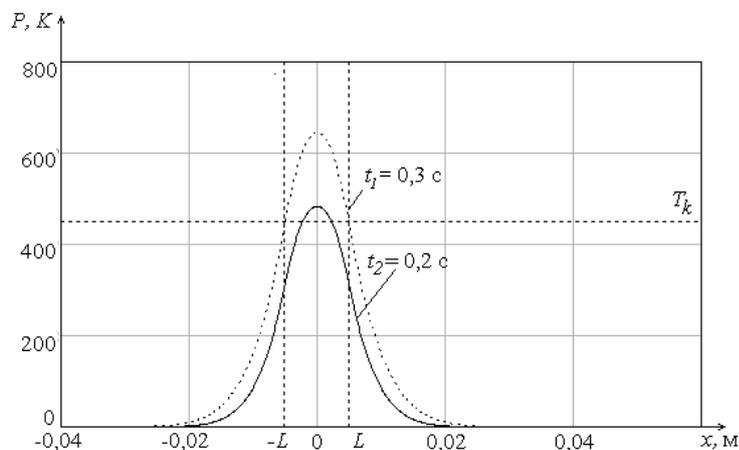


Рис. 2. Распределение температуры в медном проводнике диаметром 0,3 мм в течение 200 и 300 мс

изоляция. Данное условие обеспечивает полное разрушение изоляции в области (a, b), т.е. зачистку. Примем для изоляции провода ПЭТВ $T_{кПЭТВ} = 450$ °С.

Решая уравнение $T(t, x=L) = T_{кПЭТВ}$ численным методом при $t = t_3$, находим время зачистки t_3 .

На рис. 3 приведены результаты вычисления КПД нагрева η_n (зачистки) участка проводника длиной 10 мм, диаметром 0,3 мм и времени зачистки при изменении мощности P_0 .

Из графиков видно, что с повышением мощности P_0 , передаваемой из индуктора в нагреваемое тело, КПД η_n растет, а время зачистки t_3 снижается. Данные зависимости позволяют определить время, за которое будет достигнута температура разрушения изоляции на заданном участке провода при заданной мощности, и оценить КПД участка нагрева, либо определить мощность, которую необходимо передать из индуктора в зачищаемый провод для обработки участка заданной длины при требуемом времени зачистки.

Литература

1. Калинин Р.Г. Индукционное устройство для зачистки лакированных проводов // Электронные и электромеханические системы и устройства: тезисы докл. науч.-техн. конф. молодых специалистов / ОАО «НПЦ «Полюс». – Томск, 2013. – 268 с.
2. Карслоу Г. Теплопроводность твердых тел: пер. со второго англ. изд. / Г. Карслоу, Д. Егер; ред. пер. А.А. Померанцев. – М.: Наука, 1964. – 487 с.

Данное решение справедливо для случая неограниченного твердого тела, в котором тепло выделяется в полосе длиной $2L$. На рис. 1 длина участка провода, обозначенная (a, b), равна $2L$. На рис. 2 приведены примеры распределения температуры в медном проводнике диаметром 0,3 мм при нагреве области (a, b) длиной $2L = 10$ мм источником, обеспечивающим вложения в тело $P_0 = 800$ Вт/м, в моменты времени $t_1 = 0,2$ с и $t_2 = 0,3$ с.

Условием окончания нагрева (зачистки) является нагрев проводника в точках a и b до значения температуры T_k , равной температуре разрушения

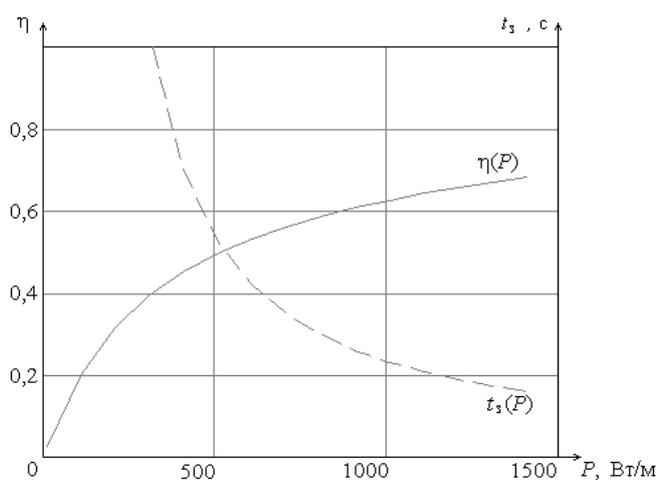


Рис. 3. КПД нагрева участка провода диаметром 0,3 мм, длиной 10 мм и время зачистки

Калинин Роман Геннадьевич

Аспирант каф. промышленной электроники (ПрЭ) ТУСУРа

Тел.: +7-960-978-57-69

Эл. почта: rokali@mail.ru

Семенов Валерий Дмитриевич

Канд. техн. наук, профессор, зам. зав. каф. ПрЭ по научной работе

Тел.: +7-913-821-22-92

Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

Федотов Владимир Александрович

Зав. лаб. группового проектного обучения каф. ПрЭ

Тел.: +7-952-888-46-13

Эл. почта: fva@vipelec.ru

Kalinin R.G., Semenov V.D., Fedotov V.A.

The induction heating of a copper wire in the gap for stripping electrical insulation

In the paper we calculated the efficiency of induction heating of a copper wire site for stripping electrical insulation. The curves of efficiency of stripping copper wire and end time of stripping are given in this article.

Keywords: Stripping, induction heating, efficiency.

УДК 53.083.5

Д.В. Лаптев, Ю.А. Пасынков

Статистическое исследование измерения частоты методом совпадения

Представлена математическая модель процесса измерения частоты методом совпадения, на основе которой показано влияние скважности импульсов, уровня заданной относительной максимальной методической погрешности дискретности на время измерения. Статистическое моделирование выполнялось при условиях того, что измеряемые частоты меньше образцовой частоты, процесс измерения частоты начинается с нулевой фазы между импульсами образцовой и измеряемой частот. Проведено сравнение по быстродействию измерения частоты методом прямого счета (за целое число измеряемых периодов [1–3]) и методом совпадения. Используется понятие выигрыша по быстродействию [8], который определяется как отношение времени измерения частоты методом прямого счета ко времени измерения частоты методом совпадения. Приведены результаты моделирования, из которых следует, что измерение частоты методом совпадения может быть использовано в широком диапазоне частот. Диапазон частот, в котором наблюдается выигрыш по быстродействию при измерении частоты методом совпадения по сравнению с методом прямого счета, увеличивается с уменьшением относительной максимальной методической погрешности дискретности. Выигрыш по быстродействию при измерении частоты методом совпадения растет с увеличением измеряемой частоты и с уменьшением относительной максимальной методической погрешности дискретности. Также в [8] показано, что существуют оптимальные значения скважности, при которых достигается наибольший выигрыш по быстродействию при измерении частоты методом совпадения по сравнению с методом прямого счета. Оптимальные значения скважности зависят от уровня заданной относительной максимальной методической погрешности дискретности и диапазона измеряемых частот.

Ключевые слова: статистическое моделирование, модель измерения частоты, время измерения частоты, цифровые частотомеры, выигрыш по быстродействию, метод совпадения, скважность, погрешность дискретности.

Во многих областях техники требуется выполнять измерение частоты, например в электро-, радиотехнике и измерительных системах и многих других областях. Одним из первых методов измерения частоты цифровыми частотомерами был метод прямого счета, который заключается в том, что подсчитывают число периодов образцовой частоты в течение заранее заданного целого числа периодов измеряемой частоты [1–3]. При этом возникает абсолютная методическая погрешность, максимальное значение модуля которой равно длительности периода образцовой частоты. Для уменьшения абсолютной методической погрешности дискретности измерения частоты применяются различные способы, например, запуск генератора образцовой частоты в момент начала измерительного интервала времени, однократная либо многократная растяжка интервала времени, который определяется разницей в положении импульсов образцовой частоты с измерительным интервалом, нониусный метод, метод задержанных совпадений и др. [2, 3]. Однако применение подобных способов увеличивает длительность процесса измерения частоты, а также требует выполнения дополнительных аналоговых частей схемы с прецизионными элементами.

Одними из первых работ, в которых использовался метод совпадения при измерении частоты в цифровых частотомерах, были [4–6]. Отмечено, что абсолютная максимальная методическая погрешность дискретности, возникающая при измерении частоты методом совпадения, снижена до длительности импульсов, которые формируются в течение периодов образцовой и измеряемой частот, а их длительность выбирается исходя из заданной абсолютной погрешности измерения. Показано, что метод совпадения эффективен при проведении сличения частот [6, 7], применяющийся при проверке высокостабильных генераторов частоты. Однако не рассмотрена работа метода совпадения в широком диапазоне частот. В настоящее время измерение частоты методом совпадения не

нашло широкого распространения в практике, так как данный метод недостаточно изучен и не оценены его преимущества по сравнению с методом прямого счета.

Постановка задачи. Целями настоящей статьи являются исследование путем статистического моделирования, возможности использования метода совпадения в широком диапазоне частот, определение влияния конструктивных параметров (скважность импульсов, уровень заданной относительной максимальной методической погрешности дискретности) на время измерения частоты методом совпадения и сравнение его со временем измерения методом прямого счета.

На рис. 1 приведены временные диаграммы, характеризующие измерения частоты методом совпадения и методом прямого счета. А именно, на оси времени 1 располагаются импульсы с нулевой длительностью, которые формируются с периодом измеряемой частоты. На оси времени 2 располагаются импульсы с заданной длительностью, которые формируются с периодом образцовой частоты. Строго говоря, в действительности невозможно сформировать импульсы нулевой длительности. Данное допущение используется только для простоты понимания, на самом деле суммарная длительность импульсов образцовой и измеряемой частоты задается равной τ_0 .

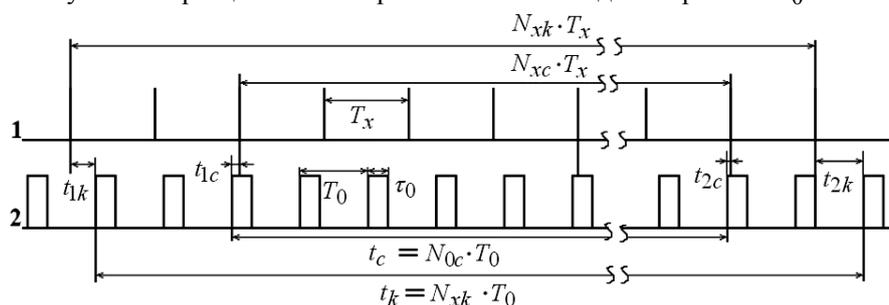


Рис. 1. Временные диаграммы процесса измерения частоты

Приняты следующие обозначения: T_0 – длительность периодов образцовой частоты; $F_0 = 1/T_0$ – образцовая частота; T_x – длительность периодов измеряемой частоты; $F_x = 1/T_x$ – измеряемая частота; N_{0k} – число подсчитанных периодов образцовой частоты за время измерения частоты методом прямого счета; N_{xk} – число периодов измеряемой частоты, заданное перед началом процесса измерения частоты методом прямого счета; t_k – время измерения частоты методом прямого счета; t_{1k} и t_{2k} – абсолютные погрешности дискретизации; τ_0 – длительность импульсов образцовой частоты; η – скважность образцовых импульсов ($\eta = \tau_0/T_0$); N_{0c} – число подсчитанных периодов образцовой частоты за время измерения частоты методом совпадения; N_{xc} – число подсчитанных периодов измеряемой частоты за время измерения частоты методом совпадения; t_c – время измерения частоты методом совпадения; t_{1c} и t_{2c} – абсолютные погрешности дискретизации.

На рис. 1 показаны абсолютные погрешности дискретизации t_{1k} и t_{2k} , которые возникают при измерении частоты методом прямого счета вследствие того, что начало и конец интервала времени, который формируется из целого числа периодов T_x , не совпадает с началом и концом интервала t_k . Максимальное абсолютное значение погрешности дискретизации по модулю не превышает длительности периода образцовой частоты [1]:

$$\max\{t_{1k} - t_{2k}\} \rightarrow T_0. \tag{1}$$

Уравнение преобразования метода прямого счета задается выражением [2]

$$N_{xk} \cdot T_x = N_{0k} \cdot T_0 + t_{1k} - t_{2k}. \tag{2}$$

Учитывая (1) из (2), можно получить [2]

$$F_{xk} = \frac{N_{xk}}{N_{0k} \cdot T_0 \cdot (1 \pm \frac{1}{N_{0k}})} \approx \frac{N_{xk}}{N_{0k} \cdot T_0} \cdot (1 \mp \frac{1}{N_{0k}}). \tag{3}$$

Модуль относительной максимальной методической погрешности дискретности (ММП) измерения частоты методом прямого счета имеет вид [2]

$$\gamma_k = 1/N_{0k}. \tag{4}$$

Время измерения частоты (t_k) методом прямого счета определяется исходя из заданного уровня ММП [2]:

$$t_k = T_0 / \gamma_k. \quad (5)$$

Суть измерения частоты методом совпадения состоит в том, что формируют импульсы измеряемой и образцовой частоты с заданной длительностью, подсчитывают периоды измеряемой и образцовой частоты за интервал времени между моментами совпадения импульсов измеряемой и образцовой частот [8].

На рис. 1 показаны абсолютные погрешности дискретизации t_{1c} и t_{2c} , которые возникают при измерении частоты методом совпадения вследствие того, что начало и конец интервала времени, который формируется из целого числа периодов T_x , совпадает с начальным и конечным импульсом интервала t_c , при этом импульсы образцовой частоты имеют заданную длительность (τ_0). Максимальное абсолютное значение погрешности дискретизации по модулю не превышает длительности образцовых импульсов [4]:

$$\max(|t_{1c} - t_{2c}|) \rightarrow \tau_0. \quad (6)$$

Уравнения преобразования измерения частоты методом совпадения [5]:

$$N_{xc} \cdot T_x = N_{0c} \cdot T_0 + t_{1c} - t_{2c}. \quad (7)$$

Учитывая (6) из (7), можно получить [8]

$$F_{xc} = \frac{N_{xc}}{N_{0c} \cdot T_0 \cdot (1 \pm \frac{\eta}{N_{0c}})} \approx \frac{N_{xc}}{N_{0c} \cdot T_0} \cdot (1 \mp \frac{\eta}{N_{0c}}). \quad (8)$$

Из (8) модуль относительной максимальной методической погрешности дискретности измерения частоты методом совпадения [8]

$$\gamma_c = \eta / N_{0c}. \quad (9)$$

Теоретическое время измерения частоты (t'_c) методом совпадения определяется исходя из заданного уровня ММП и имеет вид [8]

$$t'_c = \eta \cdot T_0 / \gamma_c. \quad (10)$$

Для сравнения метода совпадения и метода прямого счета используется понятие выигрыша по быстродействию [8]. Выигрыш по быстродействию (W_t) определяется как отношение времени измерения частоты методом прямого счета ко времени измерения частоты методом совпадения при одинаковом заданном уровне ММП. Теоретический выигрыш по быстродействию, учитывая (5) и (10), принимает вид

$$W_t = \frac{t_k}{t'_c} = \frac{T_0 \cdot \gamma_c}{\gamma_k \cdot \eta \cdot T_0} = \frac{1}{\eta}. \quad (11)$$

Статистическое моделирование процесса измерения частоты. Проведено сравнение времени измерения частоты методом прямого счета с методом совпадения путем статистического моделирования. Выбрано, что для измерения частоты методом прямого счета и методом совпадения образцовая частота равна единице, т.е. при статистическом моделировании рассматривались частоты, нормированные к образцовой частоте путем деления их на F_0 . Это позволяет переносить результаты моделирования относительных частот на реальную частоту путем умножения относительных частот на значение F_0 . В статье исследованы измеряемые частоты в диапазоне от 10^{-7} до 10^0 . Осуществлена выборка случайных чисел с равномерным распределением по интервалам группировки, которые формируются по логарифмической шкале ($10^{-7}-10^{-6}$, $10^{-6}-10^{-5}$, ..., $10^{-1}-10^0$). В каждом интервале группировки по 10000 точек, т.е. общее количество выборки составляет 70000. В модели принимается, что импульсы измеряемой частоты имеют нулевую скважность, а импульсы образцовой частоты имеют скважность η .

Процесс измерения частоты моделируется следующим образом. Задаются пара конструктивных параметров (скважность, ММП) и значение измеряемой относительной частоты. Процесс измерения начинается с нулевой фазы между импульсами образцовой и измеряемой частот, т.е. процесс измерения начинается с совпадения импульсов образцовой и измеряемой частот. Подсчитывают число периодов образцовой и измеряемой частот от момента начала измерения до каждого последующего

момента совпадения импульсов образцовой и измеряемой частот. В моменты совпадения импульсов вычисляется ММП в соответствии с (9), если вычисленное значение ММП меньше заданного уровня ММП, то измерение заканчивается, вычисляются значение измеряемой частоты и время измерения частоты. Далее таким образом производят измерения на всей выборке частот. Затем один из конструктивных параметров изменяется, производится следующая серия измерения частот методом совпадения на всей выборке частот. Таким образом, перебираются все заданные комбинации конструктивных параметров. Время измерения частоты (t_k) методом прямого счета вычисляется в соответствии с (5) для каждой заданной ММП. Затем вычисляется выигрыш по быстрдействию метода совпадения по сравнению с методом прямого счета [8]:

$$W_m = t_k / t_{mc}, \tag{12}$$

где W_m – выигрыш по быстрдействию метода совпадения, полученный по результатам моделирования; t_{mc} – время измерения частоты методом совпадения, полученное при моделировании. Время, полученное при моделировании, больше, чем вычисленное по (10), вследствие того, что после достижения необходимого количества образцовых периодов для завершения процесса измерения частоты необходимо, чтобы произошло очередное совпадение импульсов образцовой и измеряемой частот, при котором вычисленное значение ММП будет меньше заданного уровня ММП. Поэтому выигрыш, вычисленный по (12), т.е. полученный путем статистического моделирования, меньше вычисленного по (11) – теоретического выигрыша по быстрдействию ($W_m < W_t$).

Принятые значения конструктивных параметров:

- скважность (η) импульсов образцовой частоты: 0,75; 0,5; 0,25; 0,1; 0,075; 0,05; 0,025; 0,01; 0,0075; 0,005; 0,0025; 0,001; 0,00075; 0,0005; 0,00025; 0,0001.
- ММП ($\gamma = \gamma_c = \gamma_k$) измерения частоты: 0,1; 0,01; 0,001; 0,0001%.

На рис. 2–5 приведены некоторые результаты моделирования, в виде поверхностей, характеризующих выигрыш по быстрдействию метода совпадения по сравнению с методом прямого счета при заданных уровнях ММП (0,1; 0,01; 0,001; 0,0001%). Из представленных результатов моделирования следует, что метод совпадения может работать в широком диапазоне частот. Например, при заданном уровне относительной максимальной методической погрешности дискретности (ММП) 0,01% выигрыш по быстрдействию, превышающий единицу, находится в диапазоне относительных измеряемых частот от $3 \cdot 10^{-4}$ до 10^0 ; при ММП 0,001% – от $3 \cdot 10^{-5}$ до 10^0 ; при ММП 0,0001% – от $3 \cdot 10^{-6}$ до 10^0 . Напомним, что для получения абсолютных частот, необходимо относительные частоты умножить на значение образцовой частоты, например 1 МГц.

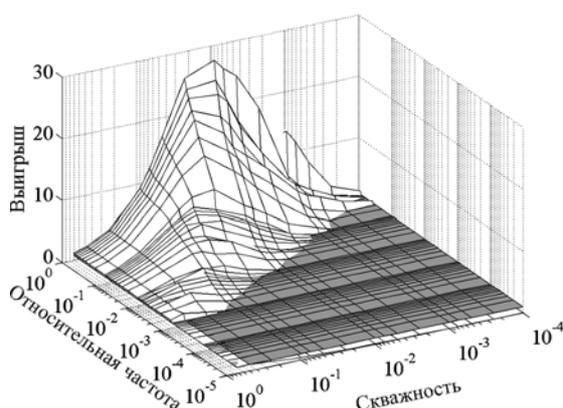


Рис. 2. ММП 0,1%

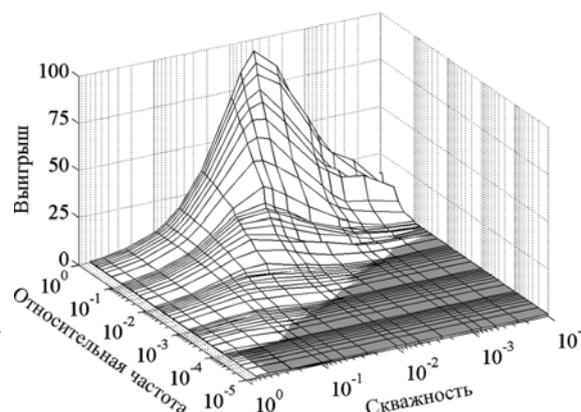
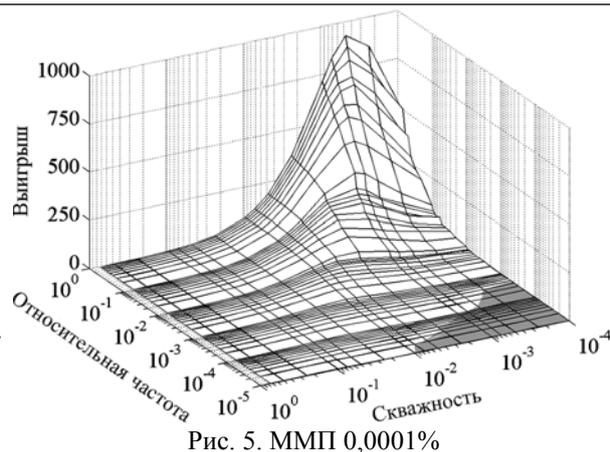
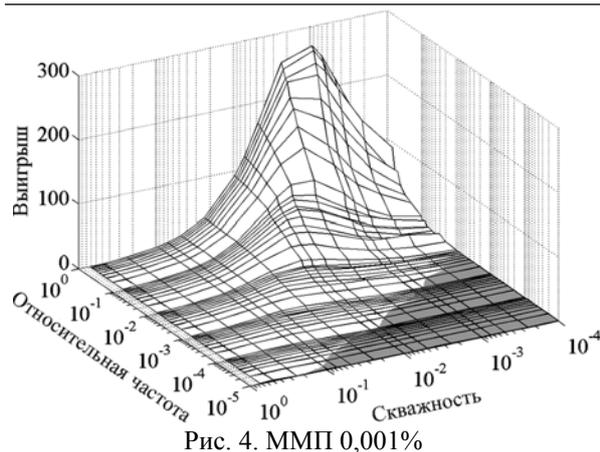


Рис. 3. ММП 0,01%

Анализ результатов моделирования показал, что с уменьшением заданного уровня ММП выигрыш по быстрдействию растет. На относительных частотах, близких к единице, наблюдается наибольший выигрыш по быстрдействию. Например, при заданном уровне ММП 0,1% и скважности 2,5% выигрыш составляет более 25 раз; при ММП 0,01% и скважности 0,5% – более 90 раз; при ММП 0,001% и скважности 0,1% – более 250 раз; при ММП 0,0001% и скважности 0,05% – более 900 раз.



В [8] проведен анализ влияния скажности импульсов на время измерения частоты методом совпадения. Результаты моделирования показали, что выигрыш по быстродействию измерения частоты методом совпадения по сравнению с методом прямого счета зависит от скажности образцовых импульсов. Например, при заданном уровне ММП 0,01% на относительных частотах, близких к единице, выигрыш по быстродействию при скажности 2,5% – более 35 раз; при скажности 0,5% – более 90 раз; при скажности 0,1% – более 49 раз; при скажности 0,05% – более 29 раз.

Заключение. По результатам моделирования сделаны следующие выводы. Измерение частоты методом совпадения может быть использовано в широком диапазоне частот.

Диапазон частот, в котором наблюдается выигрыш по быстродействию при измерении частоты методом совпадения по сравнению с методом прямого счета, увеличивается с уменьшением относительной максимальной методической погрешности дискретности.

Выигрыш по быстродействию при измерении частоты методом совпадения растет с увеличением измеряемой частоты и с уменьшением относительной максимальной методической погрешности дискретности.

Выигрыш по быстродействию при измерении частоты методом совпадения по сравнению с методом прямого счета зависит от скажности образцовых импульсов. Показано, что существуют оптимальные значения скажности, при которых достигается наибольший выигрыш по быстродействию при измерении частоты методом совпадения по сравнению с методом прямого счета. Оптимальные значения скажности зависят от уровня заданной относительной максимальной методической погрешности дискретности и диапазона измеримых частот.

Литература

1. Ермолов Р.С. Цифровые частотомеры. – Л.: Энергия, 1973. – 152 с.
2. Цифровые измерительные приборы / Под ред. В.М. Шляндина. – М.: Энергия, 1972. – 400 с.
3. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы (аналоговые и цифровые). – К.: Вища шк., 1986. – 504 с.
4. Тырса В.Е. Снижение погрешностей преобразования аналоговых величин в кодированный временной интервал // Измерительная техника. – 1975. – №3. – С. 26–27.
5. Дюшняшев В.В. О погрешности измерения частоты на принципе совпадения импульсов / В.В. Дюшняшев, В.Е. Тырса // Измерительная техника. – 1981. – №4. – С. 42–44.
6. Зеня А.Д. Анализ погрешностей сличения частот по методу совпадения импульсов / А.Д. Зеня, В.Е. Тырса // Измерительная техника. – 1983. – №7. – С. 49–51.
7. А. с. 482693 СССР, МКИ G01R23/10, H03D13/00. Способ сличения частот / В.В. Дюшняшев, В.Е. Тырса. (СССР) – № 1882014/26–9; заявл. 29.01.73; опубл. 30.08.75. – Бюл. № 32. – 4 с.
8. Лаптев Д.В. Влияние скажности импульсов на быстродействие метода совпадения при измерении частоты // Ползуновский вестник. – 2013. – №2. – С. 162–165.

Лаптев Дмитрий Владимирович

Ассистент каф. защиты информации Новосибирского государственного технического университета (НГТУ)

Тел.: 8 (383) 346-08-53

Эл. почта: dimanka217@yandex.ru

Пасынков Юрий Алексеевич

Д-р техн. наук, профессор каф. защиты информации НГТУ

Тел.: 8 (383) 346-08-53

Эл. почта: pasinkovnstu@mail.ru

Laptev D.V., Pasyнков Y.A.

Statistical research of the measuring the frequency by coincidence method

The research represents the dependence of time frequency measurement by the coincidence method on a mathematical model of duty cycle and level of preset discrete maximum methodical relative peak error. Statistical modeling was carried out under the conditions that the measured frequency is less than reference frequency, frequency measurement process starts with zero phase between pulses reference and measured frequencies. We performed the comparison of the incremental method for speed measurement frequency (measured in an integer number of periods measured frequency [1–3]), and the measurement of frequency by coincidence method. We used the concept of «gain in performance» [8], which is defined as the ratio time of the frequency measurement by the incremental method to time of the frequency measurement by the coincidence method. According to the results of modeling there are the following conclusions. Measure frequency by coincidence method can be used over a wide frequency range. The frequency range in which there is «gain in performance», coincidence method for frequency measuring compared to the incremental method, increases with decreasing preset level of the discrete maximum methodical relative peak error. «Gain in performance» coincidence method for measuring the frequency increases with the increase of the measured frequency and decreasing preset level of the discrete methodical relative peak error. «Gain in performance» coincidence method for frequency measuring compared with the classical method depends on the duty cycle. As in [8] that there are optimum values of duty cycle, which achieves the highest «gain in performance» coincidence method for frequency measuring, compared to the incremental method. The optimal values depend on the duty cycle of a preset level of the discrete methodical relative peak error and measurable frequency range.

Keywords: statistical modeling, model of frequency measurement, measurement frequency, digital frequency meters, gain in performance, coincidence method, duty cycle, discrete methodical relative peak error.

УДК 537.226; 537.311.32; 538.956; 537.8.029.6

Г.Е. Кулешов, В.И. Суляев

Диэлектрическая проницаемость и электропроводность композиционных материалов на основе углеродных наноструктур

Проведено исследование комплексной диэлектрической проницаемости композиционных материалов на основе углеродных наноструктур в полимерном связующем веществе. На концентрационной зависимости диэлектрической проницаемости в сверхвысокочастотном диапазоне проявляется порог перколяции и в материале возникает сквозная проводимость. Рассчитаны величины электропроводности. Показано влияние варьирования концентраций наполнителей на комплексную диэлектрическую проницаемость композита.

Ключевые слова: диэлектрическая проницаемость, углеродные наноструктуры, композиты, порог перколяции, микроволновые измерения.

Постановка задачи. Переход к более высоким частотам в электронике позволяет существенно уменьшить геометрические размеры, массу радиоэлементов, добиться уплотнения их расположения, уменьшить энергопотребление и расширить функциональные возможности аппаратуры. В настоящее время активно используется весь микроволновый диапазон электромагнитного излучения. Крайне интересен участок от сотен мегагерц до нескольких гигагерц, в котором расположены рабочие частоты мобильных телефонов, персональных компьютеров, другой микроволновой аппаратуры бытового и специального назначения.

С более глубоким освоением новых диапазонов частот возникает проблема создания для них эффективно действующих радиоматериалов, поскольку материалы, хорошо зарекомендовавшие себя на низких частотах, перестают работать в области высоких частот. Новые радиоматериалы требуются для разработки элементной базы различных устройств; обеспечения электромагнитной совместимости отдельных узлов аппаратуры и согласования всего приемно-передающего тракта; снижения энергозатрат.

В настоящее время наиболее перспективными являются полимерные композиционные материалы с наноразмерными наполнителями. Среди наполнителей особое место занимают углеродные наноструктуры (графены, фуллерены, луковичные структуры, одностенные и многостенные нанотрубки). Обладая малой объемной массой, механической прочностью, пластичностью, высокой проводимостью, малой теплопроводностью и другими уникальными свойствами, зависящими от структуры [1], углеродные наноструктуры (УНС) позволяют разрабатывать высокопрочные и легкие композиционные материалы. Причем варьированием концентрацией УНС можно получать как отражающие, так и поглощающие покрытия [2].

Изготовление композитов. Для исследования были использованы углеродные наноразмерные структуры, представляющие собой порошковую смесь углеродных нанотрубок (многостенных и одностенных), фуллеренов и аморфного углерода, полученные разложением углеводородного газа в сверхвысокочастотном (СВЧ) плазматроне [3].

При изготовлении образцов использовалась следующая схема. Проводился отбор активной фазы и связующего вещества. Производилось тщательное взвешивание наполнителя и связующего вещества на весах Shimadzu AUX-320 (погрешность $\sim 0,5$ мг). После этого составные части композита соединялись в соответствующих пропорциях (по массе) и тщательно перемешивались до однородного состояния. Полученная смесь наносилась на специально изготовленную фторопластовую форму. Полимеризация готового изделия проводилась при комнатной температуре в течение нескольких часов. В качестве связующего использовался силикон ($\epsilon \approx 2$ отн. ед.), который сочетает высокие адгезионные свойства с гибкостью и пластичностью, что позволило создать ряд новых композиционных материалов.

Исследование электромагнитных параметров композиционных материалов осуществлялось двумя методами измерений: волноводным, на основе коаксиальной линии передачи, и резонатор-

ным, на основе нерегулярных микроволновых резонаторов (НМПР). Это позволило получать более полные экспериментальные данные, а также повысить точность и достоверность измерений.

Установка для измерения электромагнитных характеристик волноводным методом включала векторный анализатор цепей Agilent Technologies E8363В и набор коаксиальных измерительных ячеек. Образцы изготавливались в форме шайб и подгонялись под размеры ячеек. В эксперименте измерялись S-параметры электромагнитной системы с пустой и нагруженной измерительной ячейкой. Для расчета ϵ^* использовался метод Николсона–Росса.

Измерительная установка на основе НМПР состояла из: измерителя модуля коэффициента передачи и отражения P2M-04, набора измерительных ячеек и измерительно-вычислительного комплекса для сбора и обработки данных (персональный компьютер и программы обработки экспериментальных данных). Она позволяет проводить высокоточные измерения электромагнитных параметров в диапазоне от 0,1 до 2 ГГц [4].

Результаты измерений. Измерения электромагнитных характеристик проводились при температуре окружающего воздуха $22,0 \pm 1,0$ °С.

На рис. 1 отображены результаты измерений диэлектрической проницаемости. С возрастанием концентрации углеродных наноструктур растет и диэлектрическая проницаемость композита. При концентрации более 5 мас.% на низких частотах этот рост более значительнее, чем на высоких частотах.

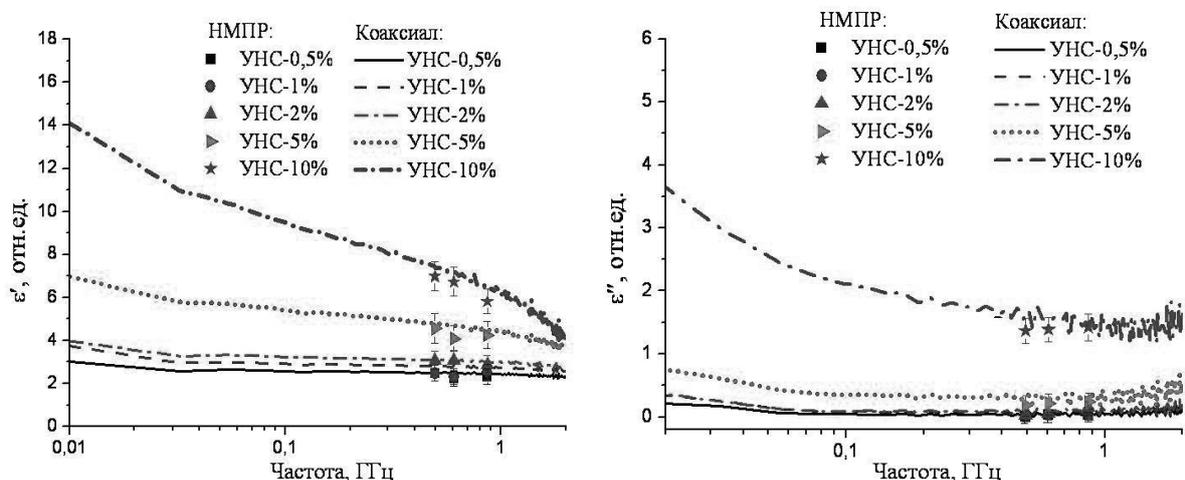


Рис. 1. Зависимость комплексной диэлектрической проницаемости от частоты композиционных материалов на основе силикона и УНС

Концентрационная зависимость комплексной диэлектрической проницаемости композита на основе УНС представлена на рис. 2. Видно, что данная зависимость нелинейная, особенно на низких частотах.

При содержании углеродных наноразмерных структур, равном 5 мас. %, на концентрационной зависимости диэлектрической проницаемости в СВЧ-диапазоне проявляется порог перколяции. Это, вероятно, связано с тем, что при значительных концентрациях УНС в композите появляется сквозная проводимость. При этом подобный радиоматериал преимущественно отражает электромагнитное излучение. А проводимость по постоянному току дает некоторую частотно-зависимую добавку в мнимую часть комплексной диэлектрической проницаемости [5], которая может быть учтена введением дополнительного члена в выражение для мнимой части комплексной диэлектрической проницаемости.

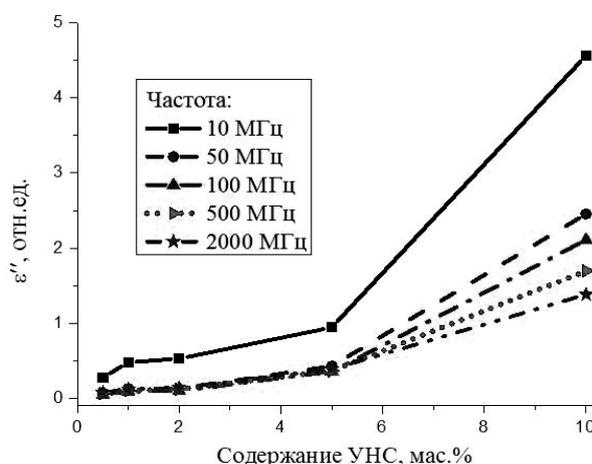


Рис. 2. Концентрационная зависимость мнимой части комплексной диэлектрической проницаемости

$$\varepsilon''(\omega) = \varepsilon''_{в.ч} + \frac{4\pi \cdot \sigma}{\omega}, \quad (1)$$

где σ – проводимость на данной частоте ω ; $\varepsilon_{в.ч}$ – диэлектрическая проницаемость на высоких частотах.

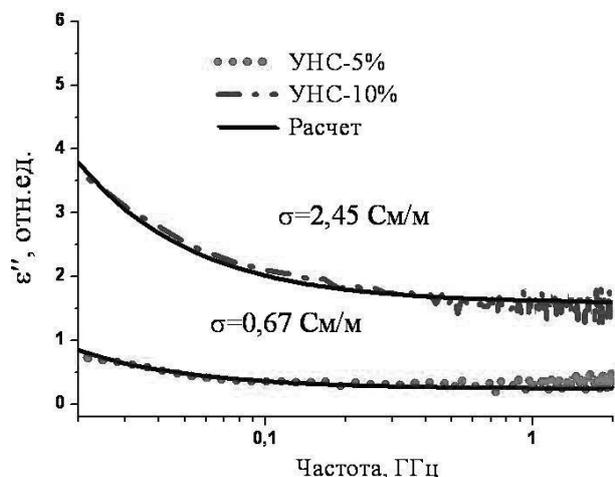


Рис. 3. Зависимость мнимой части комплексной диэлектрической проницаемости композиционных материалов на основе силикона и УНС

Однако известно, что сквозная проводимость, возникающая в композитах на основе углеродных нанотрубок, не изменяется в широком диапазоне частот и равна проводимости по постоянному току.

Таким образом, частотную зависимость мнимой части комплексной диэлектрической проницаемости композиционных материалов на основе силикона при больших концентрациях УНС можно аппроксимировать по формуле (1) (рис. 3).

Кроме того, показано, что добавление 5 мас. % углеродных наноструктур в композиционный материал, содержащий 40 мас.% гексаферрита $\text{Ba}_3\text{Co}_{2,4}\text{Ti}_{0,4}\text{Fe}_{23,2}\text{O}_{41}$, исследованный в работе [6], приводит к росту диэлектрической проницаемости конечного композита: ε' – с 3,3 до 11 отн. ед.; ε'' – с 0,5 до 3,5 отн. ед. на частоте 10 МГц.

Заключение. Проведены измерения комплексной диэлектрической проницаемости композитов на основе силикона и углеродных наноструктур. Показано, что при концентрации углеродных наноструктур в полимерной матрице, равной 5 мас. %, в композиционных радиоматериалах проявляется порог перколяции и происходит резкое возрастание диэлектрической проницаемости. А добавление 5 мас.% углеродных наноструктур в композиционный материал, содержащий 40 мас.% гексаферрита $\text{Ba}_3\text{Co}_{2,4}\text{Ti}_{0,4}\text{Fe}_{23,2}\text{O}_{41}$, приводит к росту диэлектрической проницаемости композита: ε' – с 3,3 до 11 отн. ед.; ε'' – с 0,5 до 3,5 отн. ед. на частоте 10 МГц.

Благодарим за любезно предоставленные материалы для исследований сотрудников ОСМ СО РАН В.И. Итина и Р.В. Минина, профессора ТГУ Е.П. Найдена, а также сотрудника ОСП СФТИ ТГУ В.Б. Антипова.

Работа выполнена при частичной поддержке грантами РФФИ № 13-02-90751\13 мол_рф_нр и № 14-02-31421 мол_а.

Литература

1. Wildoer J.W.G. Electronic structure of atomically resolved carbon nanotubes / J.W.G. Wildoer, L.C. Venema, A.G. Rinzler, R.E. Smalley, C. Dekker // Nature. – 1998. – Vol. 391. – P. 59–62.
2. Микроволновые характеристики композиционных радиоматериалов на основе полимера и углеродных структур / О.А. Доценко, В.И. Суслиев, В.Л. Кузнецов и др. // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24). – С. 36–40.
3. Исследование процесса пиролиза природного газа в СВЧ-разряде и его конверсии в углеродные наноматериалы / В.Б. Антипов, М.А. Бубенчиков, Ю.В. Медведев и др. // Изв. вузов. Физика. – 2010. – № 9/2. – С. 149–150.
4. Кулешов Г.Е. Измерение спектров магнитной и диэлектрической проницаемости в нерегулярном микрополосковом резонаторе с использованием метода моментов / Г.Е. Кулешов, В.И. Суслиев, О.А. Доценко // Изв. вузов. Физика. – 2010. – № 9/2. – С. 217–218.
5. Беляев Б.А. Исследование диэлектрических свойств солевых растворов на СВЧ с помощью нерегулярного микрополоскового резонатора / Б.А. Беляев, В.А. Журавлев, В.И. Кириченко и др. / Препринт №547-ф. – Красноярск: Ин-т физ. им. Л.В. Киренского, 1989. – 56 с.
6. Электромагнитные характеристики композитов на основе углеродных наноструктур и гексаферритов в гигагерцовом диапазоне / Г.Е. Кулешов, О.А. Доценко, О.А. Кочеткова, В.И. Суслиев // Изв. вузов. Физика. – 2013. – № 8/2. – С. 315–317.

Кулешов Григорий Евгеньевич

Канд. физ.-мат. наук, ассистент каф. радиоэлектроники радиофизического факультета ТГУ

Тел.: 8-913-864-94-57

Эл. почта: grigorij-kge@sibmail.com

Сусляев Валентин Иванович

Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. радиоэлектроники РФФ ТГУ

Тел.: 8-905-991-06-10

Эл. почта: susl@mail.tsu.ru

Kuleshov G.E., Suslyayev V.I.

The permittivity and the conductivity of composite materials based on carbon nanostructures

The paper studies the complex permittivity of composite materials based on carbon nanostructures (CNS) in a polymer binder. On the concentration dependence of the permittivity in the microwave range, the percolation threshold is shown and in the material appears through-conduction. The values of electrical conductivity are calculated. The study shows the effect of varying concentrations of fillers on the complex permittivity of the composite.

Keywords: permittivity, carbon nanostructures, composites, percolation threshold, microwave measurements.

УДК 539.216.2

А.С. Котин, Э.Б. Мурзакматов

Моделирование и исследование просветляющих покрытий на кристаллах РКТР

Произведено моделирование, нанесение и исследование однослойных просветляющих покрытий на кристаллах РКТР. Ионное ассистирование в процессе осаждения покрытий позволило увеличить стойкость покрытия к излучению лазера.

Ключевые слова: просветляющее покрытие, стойкость к излучению лазера, ионно-ассистированное осаждение.

Число оптических элементов, на которые наносятся просветляющие покрытия, непрерывно возрастает. Среди всего многообразия материалов выделяются высокоомные кристаллы титанилфосфата калия KTiOPO_4 (РКТР), имеющие высокие нелинейно-оптические и электрооптические свойства, а также высокий показатель порога оптического разрушения [1].

Устройства на базе таких кристаллов способны модулировать лазерное излучение, преобразовывать его частоту (длину волны), менять направление распространения [2]. Эффективное использование высокоомных кристаллов КТР в оптике мощных лазеров ограничивается естественными потерями света на френелевское отражение.

Эффективное использование кристаллов РКТР в оптике мощных лазеров может быть достигнуто за счет нанесения на рабочие поверхности кристаллов просветляющих покрытий, обладающих высоким пропусканием на требуемой длине волны излучения лазера.

Моделирование покрытий. Для получения максимального эффекта просветления для однослойных покрытий должно выполняться следующее условие: $n_1^2 = n_0 n_s$ [3], где n_s – показатель преломления материала кристалла; n_1 – показатель преломления пленки, нанесенной на поверхность кристалла; n_0 – показатель преломления окружающей среды. Поскольку в данном случае показатель преломления кристалла равен 1,78, то показатель преломления пленки должен быть около 1,33.

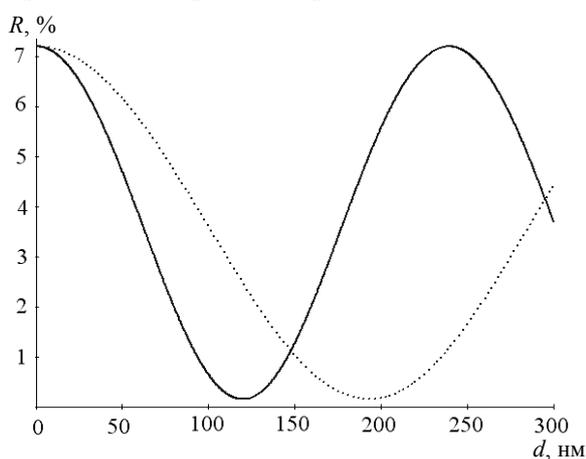


Рис. 1. Теоретическая зависимость коэффициента отражения от толщины пленки MgF_2 , напыляемой на кристалл РКТР: — кривая для длины волны 660 нм; ····· — кривая для длины волны 1064 нм

Процесс нанесения однослойного просветляющего покрытия заключался в следующем. Помещенные в вакуумную камеру кристаллы нагревались с заданной скоростью, при помощи вольфрамового нагревателя 1. После нагрева кристаллов до требуемой температуры происходил процесс нанесения покрытия, заключающийся в разогреве тигля до температуры плавления фтористого магния 5, которая равнялась 1255°C . Одновременно с нанесением происходил фотометрический контроль толщины 2 просветляющего покрытия. Эксперименты проводились с ионным ассистирова-

Наиболее близким материалом с показателем преломления 1,38 является фтористый магний. Кроме того, должно выполняться условие, что оптическая толщина просветляющего покрытия nd должна быть равна четверти длины волны [4], излучаемой кристаллом, т.е. $nd = (\lambda/4) \cdot m$, $m = 1, 2, 3$, где $\lambda = 1064$ нм.

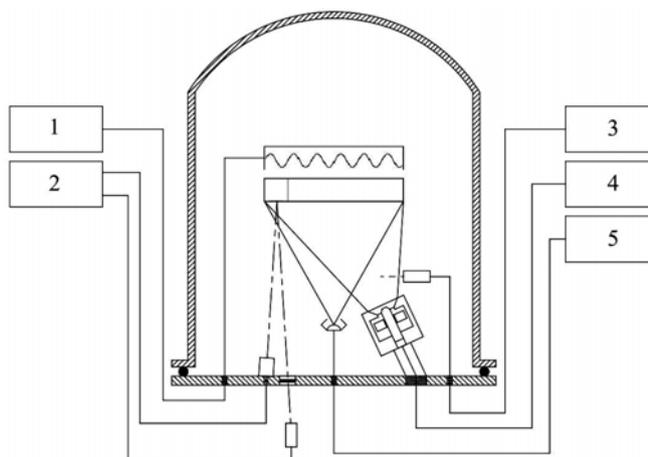
Теоретические зависимости коэффициентов отражения от толщины просветляющих покрытий на кристаллах РКТР приведены на рис. 1.

Нанесение просветляющих покрытий.

Нанесение просветляющих покрытий проводилось на вакуумной установке с безмасляной откачкой, которая осуществлялась механическим спиральным форвакуумным насосом ISP-500 и высоковакуумным турбомолекулярным насосом. Схематичное изображение процесса нанесения просветляющего покрытия представлено на рис. 2.

нием процесса нанесения на кристаллы и без (3, 4). Ионное ассистирование производилось при энергиях порядка 200 эВ.

Рис. 2. Схематичное изображение установки нанесения просветляющего покрытия на кристаллы РКТР. 1 – блок управления нагревом кристаллов; 2 – блок контроля нанесения покрытия; 3 – блок управления пизэл; 4 – блок управления ионным источником; 5 – блок управления тиглем



Исследование параметров просветляющих покрытий. Исследования толщины и пропускания полученного покрытия проводились на эллипсометре «ЭЛЛИПС-1891 САГ». Эллипсометр позволяет проводить измерения в спектральном диапазоне от 250 до 1050 нм. Минимальный шаг сканирования составляет 0,5 нм. Полученные зависимости коэффициента пропускания кристалла РКТР с просветляющим покрытием MgF_2 от длины волны представлены на рис. 3.

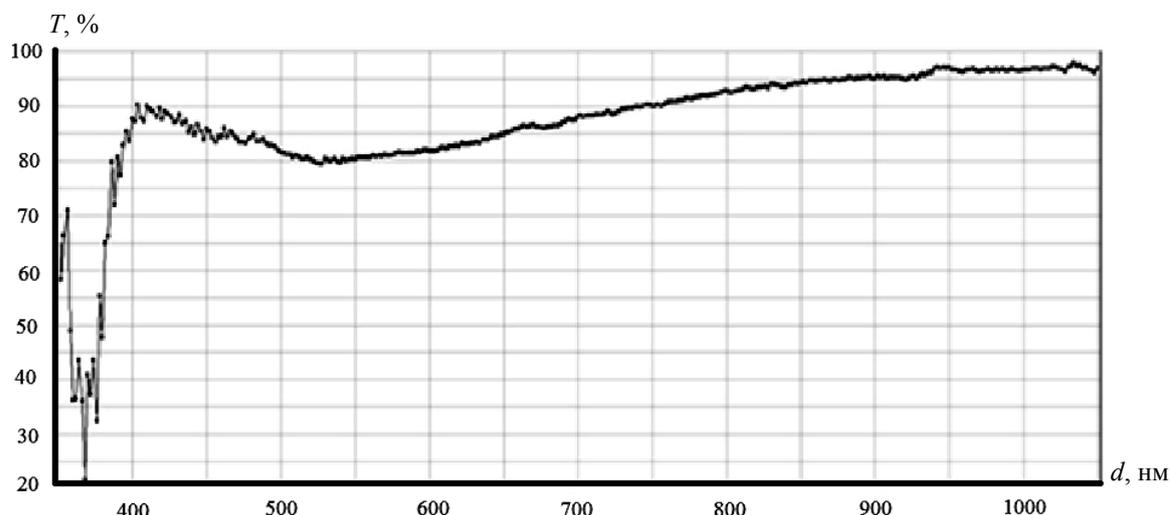


Рис. 3. Зависимость коэффициента пропускания кристалла КТР с просветляющим покрытием MgF_2 от длины волны

Таким образом, пропускание кристалла КТР с просветляющим покрытием на длине волны 1,05 мкм равно не менее 97%.

Кроме того, был проведен анализ стойкости просветляющих покрытий к излучению лазера. В ходе эксперимента исследовались две группы просветляющих покрытий на кристаллах КТР, полученные разными методами в вакууме. К первой группе относятся покрытия, полученные терморезистивным методом, ко второй – покрытия, полученные методом ионно-ассистированного осаждения.

Исследование стойкости к излучению лазера однослойных просветляющих покрытий на кристаллах КТР проводилось с помощью экспериментальной установки, представленной на рис. 4.

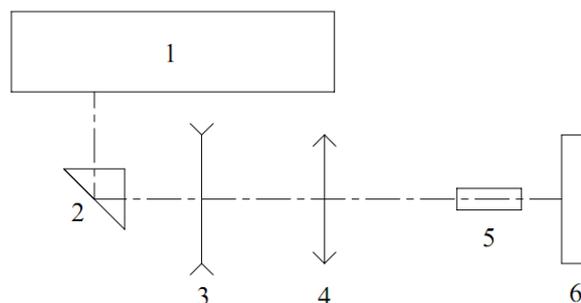


Рис. 4. Экспериментальная установка по исследованию лучевой прочности просветляющего покрытия: 1 – лазер; 2 – призма; 3, 4 – линзы; 5 – исследуемый кристалл с просветляющим покрытием; 6 – защитный экран

Мощное излучение, создаваемое лазером 1 (лазером на рубине или стеклом с неодимом), работающем в режиме модулированной добротности, направляется призмой 2 на коллиматор, состоящий из двух линз 3, 4, далее установлен исследуемый кристалл 5. После кристалла ставится защитный экран. После коллиматора диаметр пучка составлял 1,3 мм.

В эксперименте использовался твердотельный лазер Nd:YAG LOTiS Tii LS-2137/20 с максимальной выходной мощностью излучения на длине волны 1,064 мкм порядка 600 мДж. Лазер оснащен дистанционным пультом управления, позволяющим регулировать такие параметры, как мощность, частота и длительность импульсов. Параметры работы лазера приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметры работы лазера

Длина волны, мкм	Частота, Гц	Длительность импульс, нс	Мощность, мДж
1,064	20	15	0÷600

Для количественной характеристики величины порога лазерного разрушения обычно используют пороговые или средние значения плотности энергии (мощности) при определенном выборе критерия разрушения и измерении параметров светового импульса, приводящего к разрушению. В эксперименте критерием разрушения просветляющего покрытия являлось появление яркой вспышки у поверхности образца, связанной с возникновением плазмы, так как это почти всегда соответствует наличию повреждений, видимых невооруженным глазом или в микроскоп. Пороговая плотность энергии P_j и мощности P_w разрушения определяется выражениями:

$$P_j = \frac{J}{S}; \quad (1)$$

$$P_w = \frac{H_p}{\tau}, \quad (2)$$

где J – пороговая энергия (часть энергии импульса, выделившаяся к моменту разрушения), Дж; S – эквивалентная площадь воздействия, т.е. площадь эквивалентного светового пятна с равномерным распределением освещенности, равным максимальной освещенности в реальном пятне, см²; τ – длительность импульса разрушения, с.

Полученные результаты исследования представлены в табл. 2.

Таблица 2

Результаты исследования просветляющих покрытий на лучевую стойкость

№	ИВАД	J , Дж	P_j , Дж/см ²	$P_w \cdot 10^9$, Вт/см ²
1	–	0,3	17,28	1,152
2	–	0,3	17,28	1,152
3	+	0,35	20,17	1,344
4	–	0,28	16,13	1,075
5	+	0,38	21,89	1,460
6	+	0,4	23,05	1,536
7	+	0,435	25,06	1,671
8	–	0,29	16,71	1,114

Исследование показало, что просветляющие покрытия, полученные методом ионно-ассистированного осаждения, имеют на 30% лучшие показатели стойкости к высокой мощности лазерного излучения, чем покрытия, полученные терморезистивным методом. Таким образом, кристаллы с такими просветляющими покрытиями могут использоваться в оптических устройствах, использующих в качестве рабочих излучения с плотностями мощности порядка 1,4 ГВт/см².

Литература

1. Электрооптические модуляторы лазерного излучения на основе высокоомных кристаллов КTiOPO4 / И.А. Паргачёв, Ю.В. Кулешов, В.А. Краковский, Л.Я. Серебренников, С.М. Шандаров и др. // Доклады ТУСУР. – 2012. – Т. 26, № 2, ч. 2. – С. 90–92.
2. Roth M. Oxide Crystals for Electro-Optic Q-Switching of Lasers/ M. Roth, M. Tseitlin, N. Angert // Glass physics and chemistry. – 2005. – Vol. 31, № 1. – P. 86–95.
3. Проектирование, изготовление и исследование интерференционных покрытий: учеб. пособие / Е.Н. Котликов, Г.А. Варфоломеев, Н.П. Лавровская и др. – СПб.: ГУАП, 2009. – 189 с.
4. Крылова Т.Н. Интерференционные покрытия. – Л.: Машиностроение, 1973. – 224 с.

Котин Антон Сергеевич

Аспирант каф. электронных приборов (ЭП) ТУСУРа

Тел.: 8-923-430-69-77

Эл. почта: kotin77@gmail.com

Мурзакматов Эрмек Бекжанович

Студент каф. ЭП ТУСУРа

Тел.: 8-952-886-65-86

Эл. почта: eremei.m@gmail.com

Kotin A.S., Murzakmatov E.B.

Modeling and research of antireflection coatings on RKTP crystals

The article describes modeling, evaporation and research of single-layer antireflection coatings produced on RKTP crystals. During the IBAD process the resistance to the laser emission of the coating has increased.

Keywords: antireflection coating, resistance to laser radiation, ion-assisted deposition.

УДК 621.396.41

И.В. Кутков, М.И. Пехтелев

Качественный и количественный анализ пленок нитрида кремния методом ИК-спектроскопии

Исследовано влияние технологических параметров установки осаждения из газовой фазы в индуктивно-связанной плазме на состав получаемых пленок нитрида кремния с целью выработки оптимального режима для получения стехиометрического Si_3N_4 .

Ключевые слова: концентрация связей атомов, разложение пиков, технологические параметры осаждения.

Диэлектрические пленки нитрида кремния обладают рядом достоинств, обеспечивающих их применение в производстве СВЧ МИС в качестве маски, диэлектрического слоя МДМ-конденсаторов или пассивирующего покрытия. Достоинства пленок: высокая диффузионная стойкость по отношению к влаге, ионам; хорошие электроизолирующие и диэлектрические свойства: низкие токи утечки, высокое пробивное напряжение; видоизменяет поверхностные состояния GaAs, создавая поверхностный положительный заряд; удовлетворительная совместимость по величине коэффициента термического расширения с полупроводниковыми подложками; высокая термостабильность.

Широкому применению нитрида кремния способствует получение пленок по технологии плазмохимического осаждения из газовой фазы в индуктивно-связанной плазме (ICP CVD) путем разложения силана и азота. Основные параметры процесса: давление, ВЧ-мощность (подаваемая на катушку, которая служит для индуктивного возбуждения тлеющего ВЧ-разряда пониженного давления), соотношение потока газов. Данные параметры являются взаимозависимыми, и малейшее изменение одного параметра приводит к необходимости регулирования других, что создает проблемы в управлении осаждением. Состав получаемых пленок в большинстве случаев не соответствует стехиометрическому соотношению Si_3N_4 , также в пленках содержится связанный водород, который ухудшает электрические параметры пленки [1].

Методика эксперимента. В работе использован метод ИК-спектроскопии. Метод информативен, причем результаты исследования сильно зависят от навыков исследователя, так как зачастую исходный спектр сложен и требует предварительной обработки. Данный метод исследования дает информацию о присутствующих в пленках связях атомов и их концентрации.

Для экспериментов использовались пластины полуизолирующего GaAs, предварительно обработанные в водном растворе аммиака.

Подготовлено было 12 образцов. Осаждение пленок проводилось при различных технологических параметрах: давление в рабочей камере менялось от 0,25 до 1,07 Па; ВЧ-мощность – от 300 до 700 Вт; соотношение потоков силана и азота (SiH_4/N_2) – 1:1,3.

Эксперименты по измерению спектров пропускания проводились на Фурье-спектрометре «Инфралюм ФТ-801».

Проведение качественного анализа спектров. На рис. 1 представлен ИК-спектр одного из образцов, на котором на основе литературных данных [2–4] расшифрованы пики связей атомов.

Спорный пик (по литературным данным) с волновым числом в диапазоне $1080\div 1150\text{ см}^{-1}$ был отнесен к связи N–N, так как особенности конструкции установки (шлюзовая загрузка пластин, постоянная откачка рабочей камеры) предполагают минимальное содержание кислорода в пленках. Аналогичные пики связей наблюдаются на спектрах других образцов, различны только площади пиков.

Коэффициент пропускания образца больше 100% связан с эффектом просветления благодаря нанесению пленки.

Количественный анализ. Интегральная интенсивность связи (площадь пика) является количественной характеристикой, которая рассчитывается из спектра и отражает изменения, возникающие в структуре пленки.

Параметром, по которому можно сравнивать и характеризовать связи молекул между собой, является концентрация связей C (плотность колеблющихся осцилляторов). Рассчитать концентрацию связей можно по формуле [5]

$$C = \frac{27c^2}{\pi \cdot e^2} \cdot \frac{\sqrt{\varepsilon} \cdot \mu}{(\varepsilon + 2)^2} \cdot S, \quad (1)$$

где e – заряд электрона; ε – диэлектрическая проницаемость пленки на частоте минимума пропускания; c – скорость света в вакууме; μ – приведенная масса связи; S – интегральная интенсивность полосы (площадь пика под кривой).

В процессе расчета интегральной интенсивности S производились преобразования: пересчет из коэффициента пропускания в коэффициент поглощения [5], выравнивание по базовой линии, разложение сложных пиков на составляющие (рис. 2), расчет и суммирование интегральной интенсивности для каждого типа связи.

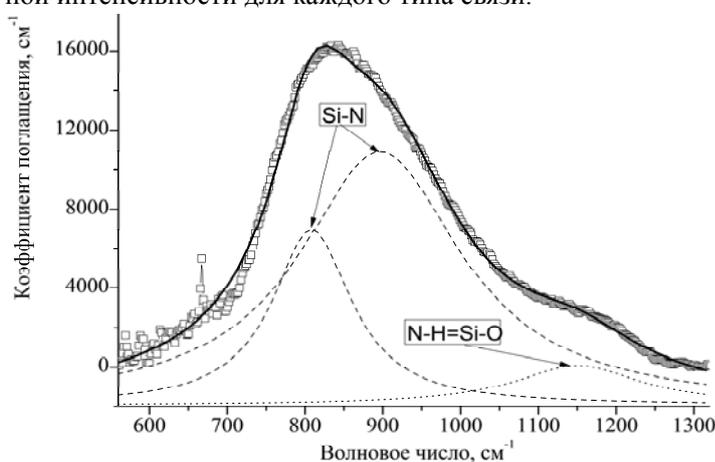


Рис. 2. Пик колебаний связей Si-N и N-H, разложенный на три составляющие

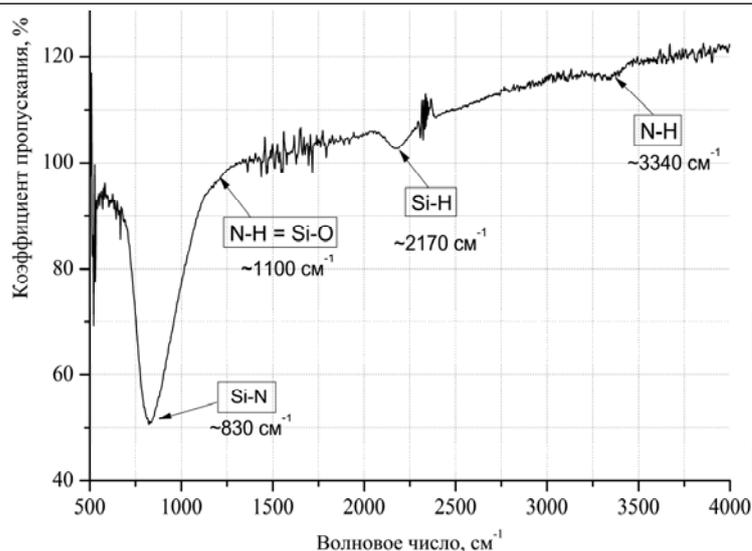


Рис. 1. Качественный анализ ИК-спектра

Разложение пиков производилось в программных пакетах Origin 7.5 и Origin 8.1. Количество составляющих, на которые раскладывается сложный пик, задавалось вручную, 99% совпадение реальной и аппроксимирующей кривых удалось получить при числе простых пиков, равном 3.

Вычисление содержания водорода и азота в пленках [6]:

$$C[H] = C[Si-H] + C[N-H], \quad (2)$$

$$C[N] = (C[Si-N] + C[N-H])/3. \quad (3)$$

Результаты расчетов концентрации связей и атомов для некоторых образцов приведены в таблице.

Данные расчетов концентрации связей и атомов и технологические параметры образцов

Образец	Тип связи			Тип атома		Давление Па	ВЧ-мощность Ватт	SiH ₄ /N ₂
	Si-N	N-H	Si-H	H	N			
	$C \cdot 10^{22} \text{ см}^{-3}$							
1	6,9	2,8	4,6	7,4	3,2	1,07	300	1
2	5,8	2,6	4,5	7,1	2,8	1,07	300	1,12
3	7,4	3,1	4,8	7,9	3,5	1,07	300	1,3
4	1,6	0,2	2,4	2,6	5,5	0,53	500	1,12
5	9,5	4,2	2,7	6,9	4,5	0,53	300	1,12
6	14,8	1,2	1,6	2,9	5,3	0,53	700	1,12
7	12,8	1,1	4,4	5,5	4,6	0,25	300	1,12
...

В источнике [2] приводятся результаты количественного анализа пленок нитрида кремния, полученных по технологии PECVD, порядки данных из литературы и экспериментальных данных совпадают.

Заключение. Сопоставив полученные значения концентрации связей и атомов образцов с технологическими параметрами осаждения, сделаны следующие выводы:

- С уменьшением давления в камере с 1,07 до 0,25 Па концентрация атомов водорода уменьшается. Связано это с улучшением отвода продуктов реакции из камеры.

- Увеличение ВЧ-мощности, подаваемой на катушку, приводит к улучшению разложения компонентов реакции, что влечет увеличение концентрации Si–N связей и уменьшение концентрации атомов водорода в пленке.

- Изменение соотношения потоков SiH₄/N₂ приводит к переизбытку свободного кремния или азота, которые вступают в соединения с водородом, присутствующим в камере после диссоциации силана, и как следствие к увеличению числа Si–H или N–H связей.

Оптимальным вариантом получения стехиометрического Si₃N₄ будет достижение равенства Si–H и N–H связей, а также минимальное содержание атомов водорода (образец № 6). В этом случае система будет находиться в устойчивом термодинамическом состоянии.

Литература

1. Ковалгин А.Ю. Исследование процессов плазмохимического осаждения пленок нитрида кремния: дис. ... канд. техн. наук: – СПб., 1995. – 237 с.

2. Characterisation of the silicon nitride thin films deposited by plasma magnetron / A. Batan, A. Franquet, J. Vereecken and F. Reniers // The 12th European Conference on Applications of Surface and Interface Analysis. – Brussels, Belgium, 2008. – Vol. 40, Iss. 3–4. – P. 754–757.

3. Characterization of Multi Temperature and Multi RF Chuck Power Grown Silicon Nitride Films by PECVD and ICP Vapor Deposition [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.arl.army.mil/arlreports/2010/ARL-TR-5105.pdf>, свободный (дата обращения: 11.05.2012).

4. Development and characterisation of KOH resistant PECVD silicon nitride for microsystems applications [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.electrochem.org/dl/ma/203/pdfs/0367.pdf>, свободный (дата обращения: 23.04.2012).

5. Ковтонюк Н.Ф. Измерение параметров полупроводниковых материалов / Н.Ф. Ковтонюк, Ю.А. Концевой. – М.: Металлургия, 1970. – 432 с.

6. Effect of the hydrogen content in the optical properties and etching of silicon nitride films deposited by PECVD for uncooled microbolometers [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://promerca.sep.gob.mx/archivospdf/produccion/Producto791915.PDF>, свободный (дата обращения: 12.08.2013).

Кутков Илья Викторович

Магистрант каф. физической электроники ТУСУРа

Тел.: 8-923-420-06-97

Эл. почта: fatilwut@mail.ru

Пехтелев Михаил Игоревич

Инженер-технолог ЗАО НПФ «Микран»

Тел.: 8-960-979-73-70

Эл. почта: oser@micran.ru

Kutkov I.V., Pekhtelev M.I.

Qualitative and quantitative analysis of silicon nitride films using by IR spectroscopy

In the research we investigated the influence of technological parameters of equipment on silicon nitride films deposited by inductively coupled plasma CVD, with the aim to elaborate the optimal mode for obtaining the stoichiometric Si₃N₄.

Keywords: concentration of atomic bonds, fitting peaks, technological parameters of the deposition.

УДК 53.072.001.57

Р.А. Мухамадеев, Т.И. Данилина

Моделирование процессов травления микро- и наноструктур с использованием программного модуля «NEMO etching»

Работа посвящена моделированию процессов травления микро- и наноструктур с использованием программного модуля «NEMO etching», который является собственной разработкой авторов. Рассмотрены основные модели травления в области микро- и нанoeлектроники, а также микросистемной техники и их возможности. Представлены результаты моделирования жидкостного, ионного, реактивно-ионного травления, а также Bosch-процесса при различных параметрах технологического процесса. Данные моделирования проверены на соответствие с реальными экспериментами.

Ключевые слова: травление, моделирование, программный продукт, реактивное ионное травление, ионное травление, изотропное травление, Bosch-процесс.

Процесс травления является ключевой операцией технологического маршрута изготовления устройств микро- и нанoeлектроники (это маска для затвора полевого транзистора, межприборная изоляция, сквозные отверстия в подложке, микрорельеф для антиотражающих покрытий и т.д.). В нанoeлектронике с помощью данного процесса активно реализуют концепцию «сверху вниз». Из-за бурного развития полупроводниковой промышленности, технологи непрерывно решают проблему разработки технологии процесса травления с целью получения заданной геометрической конфигурации, необходимой для изготовления новых устройств микро- и нанoeлектроники.

Экспериментальный метод разработки требует огромных временных и денежных затрат. Отсюда вытекает потребность в создании компьютерных моделей процессов травления.

Для решения данной проблемы была поставлена цель – разработка программного продукта, способного моделировать различные процессы травления (изотропное, ионное, реактивно ионное травление, а также Bosch-процесс), также данное программное обеспечение должно иметь пользовательский интерфейс и широкие возможности для обеспечения визуализации и измерения выходного рельефа структуры.

При моделировании процессов травления в зависимости от типа травления используют два подхода:

- модель струны.
- модель Монте-Карло.

Модель струны – это метод моделирования, при котором поверхность исходного профиля аппроксимируют набором точек, соединенных между собой прямыми отрезками. На очередном шаге процесса моделирования каждая точка сдвигается на расстояние, которое определяется её текущей координатой, текущей структурой рельефа и совокупностью входных параметров.

При моделировании процесса изотропного травления наиболее удобно использовать модель струны. На рис. 1, а продемонстрирована аппроксимация динамики поверхности с помощью данного метода. В случае изотропного травления на каждом шаге происходит движение точек по эквидистанте. Направление движения совпадает с направлением вектора биссектрисы угла. Этот угол образован двумя перпендикулярами, проведенными от ломаной, соединяющей группу точек на предыдущем шаге, и ломаной, соединяющей группу точек на текущем шаге.

Однако при моделировании сложных анизотропных процессов травления (в частности ионное либо реактивное ионное травление) модель струны неэффективно описывает реальные процессы. В этом случае наиболее близкие результаты моделирования с экспериментальными данными можно получить, используя модель Монте-Карло.

Метод Монте-Карло (ММК) – общее название группы численных методов, основанных на получении большого числа реализаций стохастического (случайного) процесса, который формируется таким образом, чтобы его вероятностные характеристики совпадали с аналогичными величинами решаемой задачи.

ММК широко применяют для моделирования процессов травления в плазме. Если в рамках модели рассматривать поведение большого числа частиц в плазме (ион, радикал или ХАЧ) по отдельности, то можно получить статистическую картину процессов в плазме, которая имеет согласование с реальным экспериментом [1–3]. На рис. 1, б продемонстрированы возможные случаи, которые могут произойти с частицей в плазме и которые закладываются в ММК.



Рис. 1. Аппроксимация динамики поверхности структуры в модели струны (а); события, которые могут произойти с частицей плазмы при моделировании с помощью ММК (б)

В случае моделирования процессов травления, в которых существует два типа частиц – направленные и ненаправленные, например, ионы и радикалы, наиболее оптимально использовать комбинацию ММК и модели струны. К таким процессам травления можно отнести реактивное ионное травление и Bosch-процесс.

При создании программного модуля «NEMO etching» были использованы модель струны, ММК, а также разработана оригинальная модель – комбинация модели Монте-Карло с клеточно-графовой аппроксимацией модели струны.

Далее представлены результаты моделирования жидкостного (рис. 2, б), реактивно-ионного травления (рис. 2, а, 3), ионного травления (рис. 4), а также Bosch-процесса (рис. 5) при различных параметрах технологического процесса.

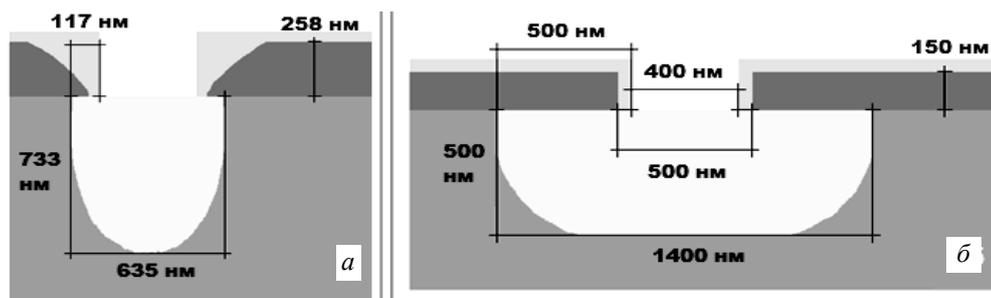


Рис. 2. Реактивное ионное травление (а), жидкостное травление (б)

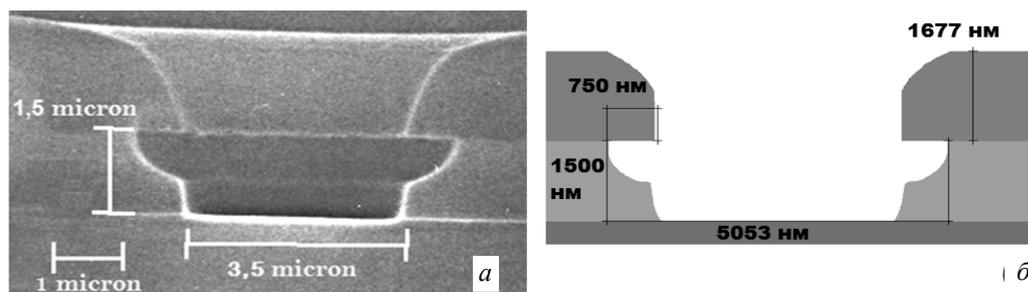


Рис. 3. Реальный эксперимент двухстадийного реактивного ионного травления (а), результат моделирования данного двухстадийного реактивного ионного травления (б)

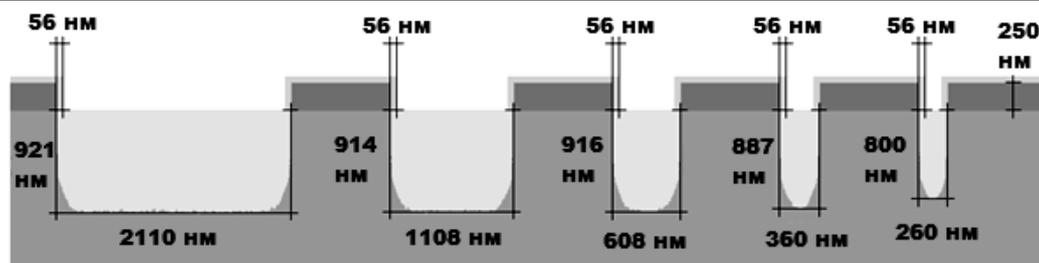


Рис. 4. Ионное травление

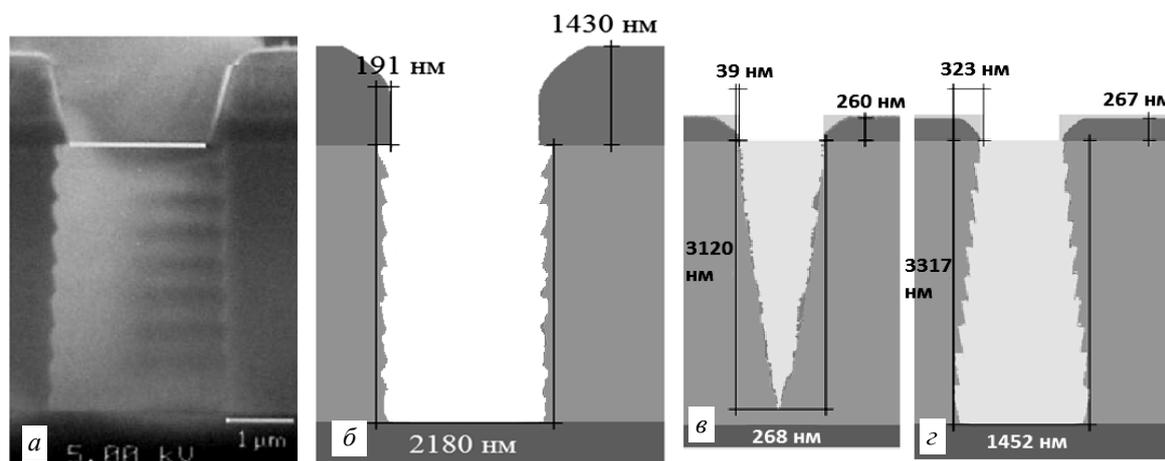


Рис. 5. Реальный эксперимент Bosch процесса при сбалансированном соотношении времен травления и осаждения (а) [4], результат моделирования данного реального эксперимента (б), время осаждения преобладает (в), время травления преобладает (г)

На рис. 2–5 отрезками обозначены размеры травимой структуры. На рис. 2 показан результат моделирования жидкостного травления (см. рис. 2, а) и реактивного ионного травления (см. рис. 2, б). В эксперименте реактивного ионного травления (см. рис. 2, а) преобладало воздействие ионов, следовательно, было проведено анизотропное травление. Однако наличие радикалов в данном процессе привело к тому, что появился небольшой боковой подтрав (117 нм). В эксперименте рис. 2, б глубина травления равна боковому подтраву, это связано с изотропностью процесса жидкостного травления.

На рис. 3, а приведен реальный эксперимент двухстадийного реактивного ионного травления, рис. 3, б – результат моделирования данного процесса травления. В реальном эксперименте до половины травимого слоя процесс травления был изотропный (за счет количественного преобладания радикалов в плазме), а затем до подложки – анизотропным (за счет количественного преобладания ускоренных ионов в плазме). Соответственно при таких же условиях технологического процесса проведено моделирование.

Рисунок 4 демонстрирует результат моделирования ионного травления. В данном эксперименте было использовано высокое напряжение смещения к подложке. Это привело к тому, что почти все ионы попадали на подложку строго вертикально. Следовательно, боковой подтрав получился очень мал (56 нм).

Рис. 5 показывает моделирование Bosch-процесса. Из анализа рис. 5, в и г следует, что при значительном увеличении времени стадии травления по отношению ко времени стадии пассивации получаются расширяющиеся канавки. Это обусловлено тем, что пассивирующая пленка быстро травится и становится неспособной сдерживать воздействие ХАЧ и ионов. При значительном увеличении времени стадии пассивации по отношению ко времени стадии травления получаются сужающиеся канавки. В этом случае ионы не успевают стравить пассивирующую пленку, чтобы открыть область ХАЧ, поэтому травление в основном обусловлено физическим распылением и при этом скорость травления быстро уменьшается и со временем процесс травления прекращается. Однако оптимально подобранное соотношение времен травления и пассивации позволяет получить вертикальные стенки. Оптимальное соотношение подобрано в реальном эксперименте, представленном на рис. 5, а. На рис. 5, б представлен результат моделирования данного реального эксперимента (моделирование проводилось при соответствующих параметрах технологического процесса).

Рисунки 3 и 5 свидетельствуют о хорошем согласовании результатов моделирования с реальным экспериментом и, следовательно, показывают адекватность моделей, заложенных в программный модуль «NEMO etching».

С помощью данного модуля отработана технология формирования микрорельефа для повышения внешнего квантового выхода светодиодов [5]. Проведенные реальные эксперименты по отработанной технологии очень хорошо соответствуют результатам моделирования.

Данная программа зарегистрирована в государственном реестре программ для ЭВМ (свидетельство № 2013618599, дата регистрации 12.06.2013). Работа апробирована при выполнении договора (хоз. договор 5/001/23003/901) кафедры ФЭ с корпорацией «Роснано» по разработке образовательного модуля «Диэлектрики в технологии нанoeлектроники».

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по договору № 02.G25.31.0091.

Литература

1. Королев М.А. Технология, конструкции и методы моделирования кремниевых интегральных микросхем / М.А. Королев, Т.Ю. Крупкина, В.И. Шевяков, М.Г. Путря. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2012. – 429 с.
2. Галперин В.А. Процессы плазменного травления в микро- и нанотехнологиях / В.А. Галперин, Е.В. Данилкин, А.И. Мачалов, В.П. Тимошенко. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2010. – 288 с.
3. Айнспрук Н.В. Плазменная технология в производстве СБИС / Н.В. Айнспрук, Д.Л. Браун. – М.: Мир, 1987. – 469 с.
4. Simulation of the Bosch process with a string-cell hybrid method / Z. Rongchun, Z. Haixia, H. Yilong, W. Yanguan // Journal of micromechanics and microengineering. – 2004. – Vol. 14 – С. 851–858.
5. Формирование микрорельефа методами электронно-лучевой литографии и контактной фотолитографии / Ю.Ю. Гребнева, Т.И. Данилина, А.В. Мошкина, И.А. Чистоедова // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – Т. 2 – С. 175–178.

Мухаммадеев Руслан Азатович

Магистрант 1-го года обучения каф. физической электроники ТУСУРа
Тел.: +7 (913) 102-73-59
Эл. почта: Ruslan910425@gmail.com

Данилина Тамара Ивановна

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

Mukhamadeev R.A., Danilina T.I.

Simulating of etching process using «NEMO etching» software

This paper is about simulating of etching process using «NEMO etching» software. We investigated the essential etching models in the microelectronics, nanoelectronics, and microelectromechanical systems. The results of wet etching, ion milling, reactive ion etching, and Bosch process simulating on different condition are shown in the paper. The simulation data are checked for compliance with real experiments.

Keywords: etching, simulation software, reactive ion etching, ion milling, isotropic etching, Bosch-process.

УДК 628.9:519.6

П.Е. Троян, Ю.В. Сахаров, Ю.С. Жидик

Прозрачные электропроводящие покрытия с контролируруемыми значениями коэффициента пропускания и поверхностного сопротивления

Разработана технология нанесения пленок ИТО с контролируемыми значениями удельного поверхностного сопротивления от 10–20 Ом/□ до 2–4 МОм/□ и коэффициента пропускания излучения в видимом диапазоне от 5 до 90%. При этом полученное минимальное значение поверхностного сопротивления соответствует мировому уровню. Рассмотрены возможности применения таких покрытий.

Ключевые слова: ИТО (indium tin oxide), магнетронное распыление, термический отжиг, прозрачный электрод, прозрачный обогревающий элемент, защитное покрытие.

Обнаруженное сочетание высокой электропроводности и оптической прозрачности широкозонных оксидных полупроводников обусловило огромный научный интерес к ним и их широкое практическое применение в качестве прозрачного электрода и одновременно просветляющего, а также пассивирующего слоя оптоэлектронных приборов.

В настоящее время одним из наиболее востребованных среди металлооксидных полупроводников является оксид индия, легированный оловом (ИТО). Чистый нелегированный оксид индия относится к вырожденным полупроводникам *n*-типа [1] с широкой запрещенной зоной (рис. 1), концентрация электронов проводимости в нем приблизительно достигает $1 \cdot 10^{19} \text{ см}^{-3}$. Существование свободных электронов проводимости в материале объясняется наличием кислородных вакансий. Для повышения концентрации электронов проводимости оксид индия легируют четырехвалентным оловом. Концентрация свободных носителей заряда возрастает при этом до 10^{21} см^{-3} , а подвижность свободных носителей заряда составляет от 10 до 30 $\text{см}^2/\text{В} \cdot \text{с}$ [2]. Уникальная особенность пленок ИТО заключается в том, что они, будучи электропроводящими, прозрачны для света видимой части спектра и отражают в ближней ИК-области (рис. 2). Такое сочетание свойств делает весьма актуальным исследование пленок оксида индия для их применения в различных областях техники.

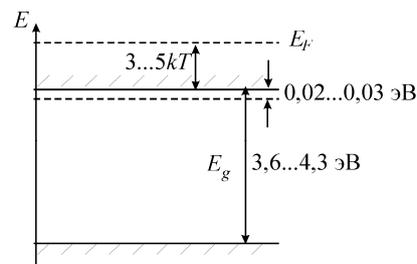


Рис. 1. Зонная диаграмма оксида индия In_2O_3

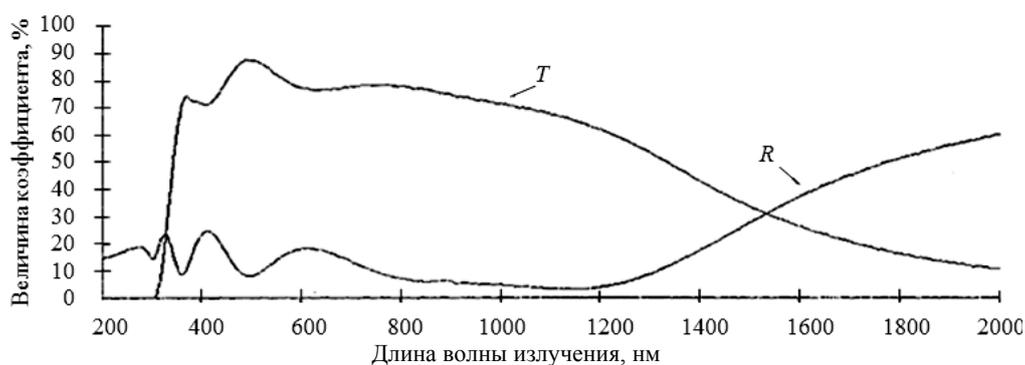


Рис. 2. Спектр пропускания (*T*) и отражения (*R*) образца стекла с нанесенной пленкой ИТО сопротивлением 40 Ом/□

Методика подготовки образцов и проведения измерений. Тонкие пленки оксида индия, легированного оловом, наносились на стеклянные подложки методом реактивного магнетронного распыления мишени из сплава индия (90%) и олова (10%) в кислородосодержащей атмосфере. Перед

нанесением тонкопленочных структур все подложки проходили тщательную подготовку: последовательная промывка в чистящем растворе, проточной воде, сушке и протирании техническим спиртом. Далее подложки помещались в вакуумную камеру, атмосфера в которой откачивалась до предельно допустимого давления $7 \cdot 10^{-3}$ Па. С целью повышения чистоты рабочей атмосферы на этапе предварительного разряжения атмосферы в вакуумной камере форвакуумным насосом проводилась продувка каналов подачи рабочих газов. В качестве рабочей атмосферы использовались следующие газы: аргон, кислород и смесь аргона и кислорода. После создания необходимой рабочей атмосферы в камере при давлении $8 \cdot 10^{-1}$ Па производилось напыление пленки в течение 10 мин при рабочем токе 0,2 А. Температура подложки во время напыления составляла 200–250 °С. Сразу после напыления прекращается подача газов, производится откачка атмосферы из рабочей камеры до давления порядка 0,013–0,1 Па и выполняется отжиг пленок в течение 30–40 мин при температуре выше 250 °С.

При исследовании полученных образцов измерения толщин пленок проводились с помощью микроинтерферометра МИИ-4. Учитывая, что исследуемые пленки, как и стеклянная подложка, обладают высокой прозрачностью, для четкого анализа интерференционных полос и определения порядка интерференции по разную сторону ступеньки на подложку перед нанесением пленки локально наносился тонкий слой чернил, и определение толщины велось именно в этом месте. Для измерения поверхностного сопротивления использовался четырехзондовый метод. Этот метод не требует знания величины площади образца и может применяться для измерений поверхностного сопротивления пленок любой формы. Оптические характеристики получаемых образцов в видимой части спектра исследовались спектральным эллипсометрическим комплексом ЭЛЛИПС-1891 САГ, в области инфракрасного излучения – фурье-спектрометром «Инфралюм ФТ-801».

Результаты и обсуждение. По оговоренной технологии, в зависимости от парциального давления кислорода в смеси газов, были получены прозрачные покрытия толщиной 90–110 нм с удельным поверхностным сопротивлением от 10–20 Ом/□ до 2–4 МОм/□, при этом коэффициент пропускания в видимой части спектра находится на уровне 80–90%, а коэффициент отражения в ИК-области достигает 85%. График зависимости величин удельного поверхностного сопротивления и коэффициента пропускания полученных пленок ИТО от парциального давления кислорода в вакуумной камере показан на рис. 3.

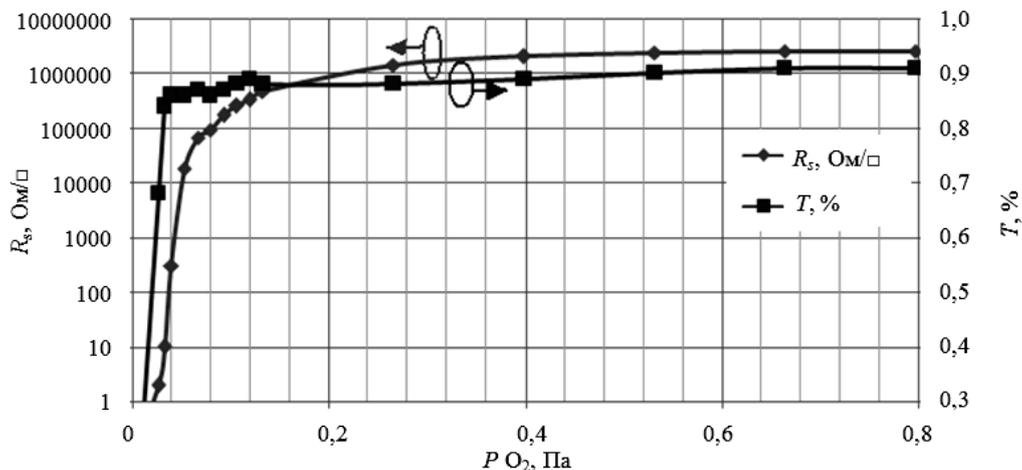


Рис. 3. Зависимость величины поверхностного сопротивления R_s и коэффициента пропускания T пленок ИТО от величины парциального давления кислорода в рабочей смеси газов

Полученные результаты позволили отметить следующее. Пленки, нанесенные распылением мишени In–Sn в атмосфере чистого аргона, как и следовало ожидать, не прозрачны для видимого света вследствие того, что представляют собой металлическую пленку. Этим также обусловлено их низкое поверхностное сопротивление.

При распылении мишени ионами кислорода полученные пленки характеризует высокая прозрачность. Однако, с точки зрения электропроводности, они являются практически диэлектрическими как до, так и после отжига. Связано это, по всей видимости, с тем, что, как говорилось выше, их электропроводность обусловлена наличием кислородных вакансий. Кислородные вакансии, с одной стороны, обеспечивают наличие электронов проводимости в материале, с другой – вызывают

диффузное рассеяние света. В данном случае, в связи с большой концентрацией кислорода в составе газовой смеси, кислородные вакансии в пленке практически отсутствуют, что и явилось причиной сочетания высокой прозрачности и низкой электропроводности. Таким образом, варьируя парциальным давлением кислорода в газовой смеси $Ar+O_2$, возможно получать пленки ИТО с заданным поверхностным сопротивлением.

Наиболее низкая величина поверхностного сопротивления $10 \text{ Ом}/\square$ при оптической прозрачности оксидных пленок на уровне 85–87% была получена при парциальном давлении кислорода в газовой смеси на уровне 0,03 Па, при этом значительную роль в снижении сопротивления пленок играет их отжиг в вакууме после напыления. Вероятно, такое явление является следствием того, что в процессе высокотемпературной обработки оксидной пленки атомы кислорода, внедренные между узлами кристаллической решетки или расположенные на границах зерен, диффундируют из объема пленки. Образующиеся кислородные вакансии действуют как доноры для электронов, увеличивая их концентрацию. Следовательно, в результате отжига удельное поверхностное сопротивление оксидной пленки уменьшается как за счет увеличения концентрации электронов, так и за счет увеличения их подвижности.

Использование данной технологии нанесения оптически прозрачных электропроводящих пленок ИТО, отражающих ИК-излучение, позволило прорабатывать вопрос об их применении в различных сферах. Одна из таких сфер связана с решением проблемы запотевания и обмерзания объективов веб- и видеокамер, визиров, смотровых оптических окон, устройств телевизионного или визуального наблюдения благодаря возможности использования пленок ИТО в качестве прозрачного элемента для обогрева объективов приборов. Преимущества такого решения заключаются в высокой скорости очистки поля обзора (энергоэффективность стекла с таким нагревающим элементом до 90% выше по сравнению со стеклом, подогреваемым отдельным нагревательным элементом по его краю), а также в том, что нагреватель не требует собственного места в кожухе камеры. В данный момент разработана конструкция тонкопленочных прозрачных нагревательных элементов (рис. 4, а), способных нагревать поверхности до $100 \text{ }^\circ\text{C}$. Разогрев покрытий до температур выше $100 \text{ }^\circ\text{C}$ возможен, однако при этом происходит диффузия кислорода в объем покрытия, в связи с чем ее параметры изменяются. Полученная зависимость температуры нагревательного элемента на основе пленки ИТО от поданной мощности, нормированной на единицу площади, приведена на рис. 4, б.

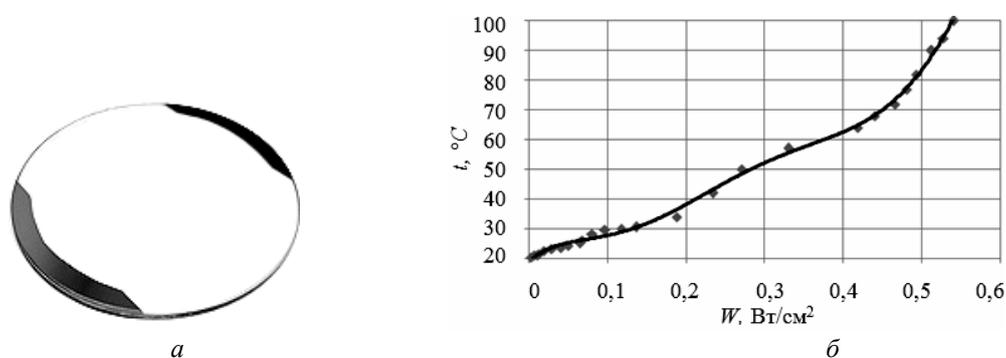


Рис. 4. Экспериментальный образец объектива с сформированным на поверхности обогревательным элементом на основе резистивной пленки ИТО (а) и зависимость температуры его нагрева от затраченной мощности тока (б)

Заключение. Таким образом, в работе были исследованы факторы, влияющие на параметры формируемых пленок ИТО, на основании чего был разработан технологический режим синтеза пленок с контролируемыми значениями поверхностного сопротивления и коэффициента пропускания света. Найденные оптимальные условия нанесения пленок ИТО, позволяющие получать покрытия со значением удельного поверхностного сопротивления в $10 \text{ Ом}/\square$ и прозрачностью на уровне 87% при толщине около 100 нм, следующие: соотношение рабочих газов $O_2:Ar$ равно 1:25, температура подложки во время напыления $200 \text{ }^\circ\text{C}$, ток магнетрона 0,2 А, отжиг пленок в вакууме сразу после напыления в течение 30 мин при $300 \text{ }^\circ\text{C}$. Следует отметить, что по величине поверхностного сопротивления полученное значение в $10 \text{ Ом}/\square$ соответствует мировому уровню. Результаты данной работы не противоречат результатам работ других коллективов, работающих в данной тематике, что позволило на основании их заключений объяснить все возникающие явления.

Литература

1. Transparent and conducting ITO films: new developments and applications / C.G. Granqvist, A. Hultaker // *Thin Solid Films*. – 2002. – Vol. 411. – P. 1–5.
2. Юрченко Г.В. Электрические и оптические свойства пленок ИТО, полученных методом магнетронного распыления // *Вопросы атомной науки и техники*. – 2000. – № 5. – С. 97–98.
3. Gelling R. Supply problems await other than silicon // *Photon International Photovoltaic Magazine*. – 2006. – № 7. – P. 75–82.
4. Баинов Д.Д. Разработка плазменных технологий и оборудования для осаждения тонкопленочных теплоотражающих покрытий: автореф. дис. ... канд. техн. наук. – Томск, 2013. – 23 с.

Троян Павел Ефимович

Д-р техн. наук, профессор каф. физической электроники (ФЭ) ТУСУРа

Тел.: 8 (383-2) 41-39-36

Эл. почта: P.E.Troyan@mail.ru

Сахаров Юрий Владимирович

Канд. техн. наук, доцент каф. ФЭ

Тел.: 8-923-408-06-76

Эл. почта: Sakh99@mail.ru

Жидик Юрий Сергеевич

Студент каф. ФЭ

Тел.: 8-923-414-1232

Эл. почта: Zhidikyur@mail.ru

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

Transparent conductive coatings with controlled values of light transmittance and surface resistance

The deposition technology of ITO films was developed. This films have controlled values of surface resistivity of 10-20 Ohm / \square to 2-4 MOhm / \square and transmittance of radiation in the visible range from 5% to 90%. The minimum value of surface resistance is world-class. Possible applications of such coatings were observed.

Keywords: ITO (indium tin oxide), magnetron sputtering, thermal annealing, transparent electrode, transparent heating element, protective coating.

УДК 621.382

М.В. Степаненко, В.С. Арыков, А.М. Ющенко, А.Ю. Плотникова, С.В. Ишуткин

Полевой транзистор с субмикронным Т-образным затвором, полученным с использованием пристеночного диэлектрика

Представлены результаты разработки полевых транзисторов с использованием технологии получения оптической литографией Т-образного затвора Шоттки длиной 180 нм. Основной технологии является получение узкой щели в диэлектрике, определяющей размер затвора. Получение узкой щели осуществлялось за счет использования пристеночного диэлектрика.

Ключевые слова: полевой транзистор с затвором Шоттки, оптическая литография, пристеночный диэлектрик, плазмохимическое травление, осаждение.

В настоящее время в различных системах связи и в СВЧ-измерительной технике широко используются монокристаллические интегральные схемы (МИС), работающие в миллиметровом диапазоне длин волн. В качестве активных элементов в данных МИС используют СВЧ-транзисторы, в основном это полевые транзисторы с затвором Шоттки (ПТШ) с длиной 50–250 нм [1–2]. Широко используемые в СВЧ-промышленности оборудование и методы оптической литографии ограничены длиной волны экспонирования и не позволяют изготавливать затворы столь малых длин. Для получения затворов длиной менее 250 нм обычно используют многослойные резистивные маски и экспонирование электронным лучом. Основными недостатками применения оборудования электронно-лучевой литографии, помимо высокой стоимости самого оборудования, является значительное время экспонирования, что сказывается на цене и объемах выпуска конечной продукции. Одной из альтернативных технологий получения малой длины затвора является использование оптической литографии с применением диэлектриков. Такой косвенный метод формирования субмикронного затвора позволяет уменьшить исходно-получаемую топологическую норму затвора 300–500 нм до значений менее 250 нм. К примеру, фирма TriQuint обладает подобной технологией формирования затворов длиной 130 нм [3].

Цель работы. Целью данной работы являлась разработка технологии формирования субмикронного затвора Т-образной формы, полученного с использованием оптической литографии. Формирование затвора было основано на трех технологических блоках, включающих в себя процессы плазмохимического травления диэлектрика, процессы конформного плазмохимического осаждения диэлектрика и процессов формирования маски верхней части Т-образного затвора методами оптической литографии.

Результаты работы. В разработанной технологии длина и форма ножки затвора определялись щелью, сформированной в диэлектрической пленке нитрида кремния SiN_x. Последовательность операций формирования затвора представлена на рис. 1.

На полупроводниковую пластину осаждался нитрид кремния толщиной 200 нм, далее методом ультрафиолетовой оптической литографии формировалась резистивная маска AZ1505 с размером окна в резисте 600–700 нм и проводилась первая операция плазмохимического травления диэлектрика в атмосфере SF₆/CHF₃ (рис. 1, а). Разработанная операция плазмохимического травления нитрида кремния обладала высокой анизотропией процесса, повторяемой от процесса к процессу скоростью травления, а также высокой селективностью к фоторезистивной маске. На рис. 2 представлена микрофотография полученной щели в диэлектрике.

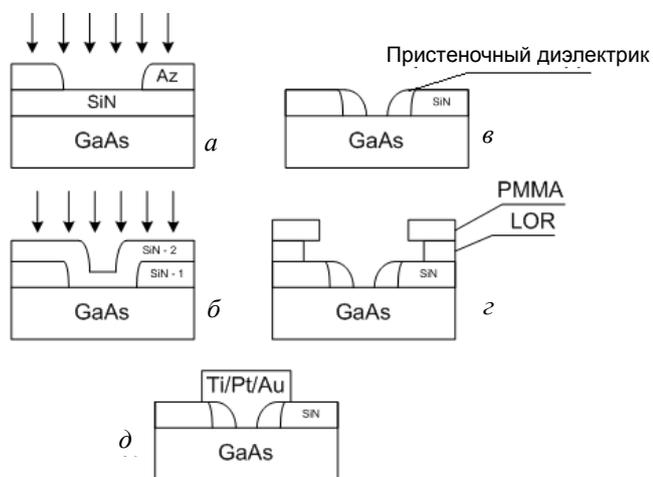


Рис. 1. Схема формирования затвора

После удаления фоторезистивной маски поверх сформированной щели, осаждался нитрид кремния в атмосфере SiH_4/N_2 толщиной от 150 до 300 нм, в зависимости от конечного размера длины затвора, который требовалось получить. Для максимально эффективного уменьшения длины щели по разрабатываемой технологии операция осаждения диэлектрика должна обладать конформностью, стремящейся к единице. На рис. 3 представлена микрофотография скола щели в нитриде кремния с осажденным поверх слоем нитрида кремния.

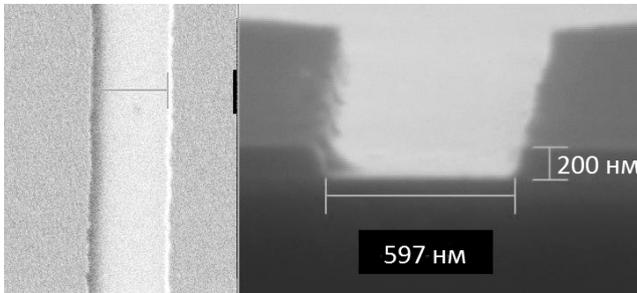


Рис. 2. Микрофотография щели в нитриде кремния

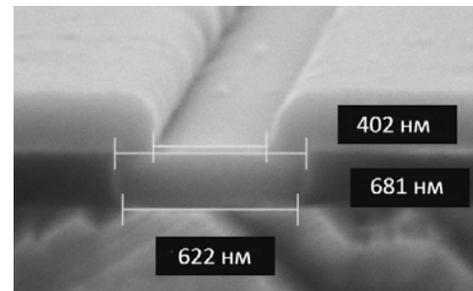


Рис. 3. Микрофотография щели в нитриде кремния с осажденным поверх вторым слоем диэлектрика

Далее проводилась операция плазмохимического травления на глубину осажденного второго слоя нитрида кремния. Разработанный процесс травления второго диэлектрика характеризовался высокой степенью анизотропии, и травление происходило только в вертикальном направлении. Таким образом, осажденный второй слой SiN_x оставался на торцах сформированной щели в первом слое нитрида кремния (рис. 1, в), в результате чего размер получающегося окна в диэлектрических слоях уменьшался на две толщины осажденного второго слоя диэлектрика относительно размера полученной щели в первом слое нитрида кремния.

Микрофотография щели в SiN_x , полученной с помощью разработанных операций изображена на рис. 4. Толщина второго слоя SiN_x для данного изображения равнялась 200 нм.

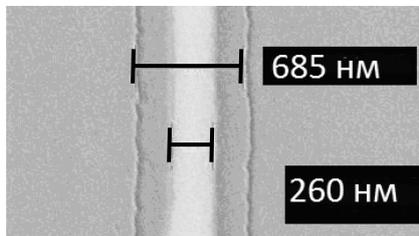


Рис. 4. Микрофотография щели в нитриде кремния

После изготовления уменьшенной щели в SiN_x , для получения Т-образного затвора, формировалась двухслойная резистивная маска LOR/PMMA, определяющая размер и положение «шляпки» затвора. В дальнейшем с использованием электронно-лучевого напыления системы металлов Ti/Pt/Au и операции удаления резистивной маски (см. рис. 1, з и д) был получен Т-образный затвор.

Фотография затвора, полученного с помощью разработанной технологии при толщине второго слоя диэлектрика, равном 250 нм, представлена на рис. 5, длина полученного

затвора составила 180 нм. Максимальный ток и крутизна передаточной характеристики изготовленного транзистора при напряжении сток-исток $U_{ds}=5$ В имели значения 430 мА/мм и 500 мСм/мм соответственно, максимальная рабочая частота равнялась 50 ГГц.

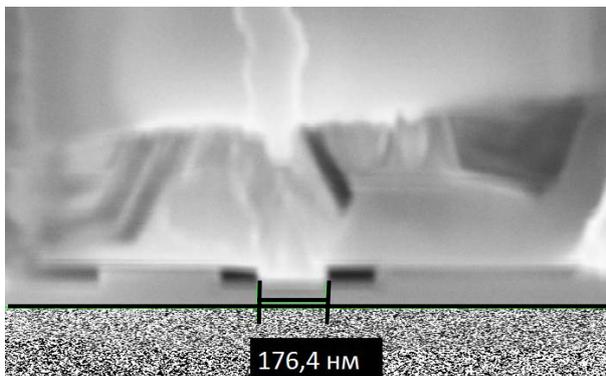


Рис. 5. Микрофотография Т-образного затвора

Заключение. В ходе выполнения работы была разработана технология изготовления Т-образного затвора длиной 180 нм при исходной топологической норме литографии 500–600 нм, а также изготовлен транзистор с крутизной 500 мСм/мм и рабочей частотой 50 ГГц. Использование разработанного косвенного метода получения субмикронных затворов позволяет значительно ускорить процесс изготовления конечных приборов по сравнению с аналогами, полученными с использованием электронно-лучевой литографии.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по договору № 02.G25.31.0091.

Литература

1. Официальный сайт конференции GaAs Symposium [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.munich-symposium.org, свободный (дата обращения: 15.11.2013).
2. A 200-GHz True E-Mode Low-Noise MHEMT / H. Maher, I.E. Makoudi, P. Frijlink, D. Smith et al. // IEEE Transactions On Electron Devices. – 2007. – Vol. 54, № 7. – P. 1626–1632.
3. Официальный сайт фирмы TriQuint [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.triquint.com, свободный (дата обращения: 22.10.2013).

Степаненко Михаил Валерьевич

Аспирант каф. физической электроники (ФЭ) ТУСУРа
Тел.: +7-923-409-05-07
Эл. почта: stepanenko@micran.ru

Арыков Вадим Станиславович

Канд. техн. наук, главный конструктор НПК «Микроэлектроника» ЗАО «НПФ «Микран»
Тел.: +7-903-953-10-37
Эл. почта: arykov@micran.ru

Ющенко Анастасия Михайловна

Инженер-технолог ЗАО «НПФ «Микран»
Тел.: +7-909-538-21-87
Эл. почта: namix@micran.ru

Плотникова Александра Юрьевна

Инженер-технолог ЗАО «НПФ «Микран»
Тел.: +7-923-402-39-60
Эл. почта: alpl@micran.ru

Ишуткин Сергей Владимирович

Аспирант каф. ФЭ ТУСУРа
Тел.: +7-923-482-68-02
Эл. почта: ishutkin@micran.ru

Stepanenko M.V., Arykov V.S., Yushenko A.M., Plotnikova A.Yu., Ishutkin S.V.

Field effect transistor with submicron T-shaped Schottky gate fabricated by using sidewall dielectric

Abstract: The results of T-shaped Schottky gate fabrication with use of optical lithography are presented. The technique of gate formation is based on etching of a narrow gap in the first dielectric layer, subsequent deposition and etching of the second dielectric layer such that it remains on the gap sidewalls. Produced dielectric layer structure defines the gate length. Using this technique the gate length of 180 nm was obtained.

Keywords: field-effect transistor, optical lithography, sidewall dielectric, plasma etching, deposition.

УДК 621.382

М.В. Степаненко, В.С. Арыков, А.М. Ющенко, А.Ю. Плотникова

Разработка технологии формирования слотовых отверстий в GaAs подложках с помощью TCAD

Представлены результаты разработки технологии формирования сквозных отверстий диаметром 30–40 мкм с вертикальными стенками при толщинах подложки GaAs от 50 до 200 мкм. Основой при разработке технологии являлось применение системы моделирования TCAD.

Ключевые слова: сквозное отверстие, полевой транзистор, моделирование, TCAD.

В течение последних десятилетий за рубежом достигнуты значительные результаты по разработке и производству СВЧ-монокристаллических интегральных схем (МИС) на основе GaAs, для различных систем телекоммуникаций и связи. В качестве активных элементов данных СВЧ МИС используют полевые транзисторы с затвором Шоттки (ПТШ) [1]. На данный момент промышленно выпускаются различные МИС усилителей мощности с рабочими частотами до 60 ГГц [2].

Металлизированные отверстия прямоугольной формы в полупроводниковой подложке, предназначенные для индивидуального заземления каждой площадки истока ПТШ (слотовые отверстия), активно используются при производстве усилителей мощностью свыше 2 Вт. Применение слотовых отверстий обеспечивает улучшенный отвод тепла от ПТШ, что позволяет существенно увеличить КПД транзисторов, в сравнении с традиционными конструктивно-топологическими исполнениями мощных транзисторов. Основным требованием, предъявляемым к слотовым отверстиям с точки зрения их формы, является вертикальность стенок, которая достигается за счет разработки процессов травления полупроводниковой подложки с высокой степенью анизотропии к твердой или фоторезистивной маске. Большинство мировых фирм-изготовителей мощных СВЧ МИС уже используют технологию изготовления слотовых отверстий при производстве мощных приборов [3].

Целью данной работы являлась разработка процесса формирования слотовых отверстий к мощным ПТШ на основе GaAs.

Результаты работы. Формирование слотовых отверстий в данной работе было основано на моделировании и разработке двух технологических блоков операций, включающих в себя процессы формирования фоторезистивной маски и процессы плазмохимического травления арсенида галлия по сформированной маске.

Выбранная последовательность операций формирования сквозных металлизированных заземляющих отверстий представлена схематично на рис. 1.

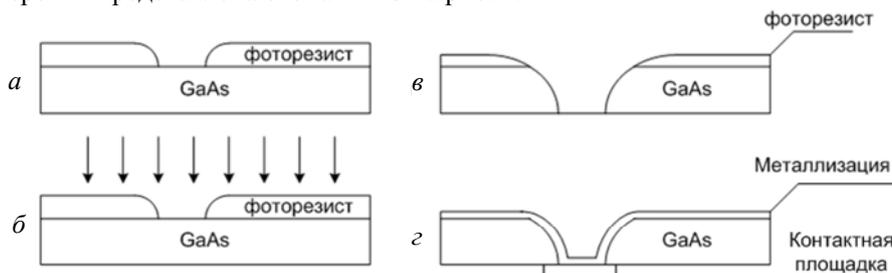


Рис. 1. Техпроцесс формирования сквозного металлизированного заземляющего отверстия

На утоненной до 100 мкм пластине GaAs формировалась фоторезистивная маска с размером окна 35 мкм (рис. 1, а). Плазмохимическое травление GaAs проводилось в атмосфере $\text{Cl}_2/\text{BCl}_3/\text{Ar}$ (рис. 1, б). Далее проводилось удаление фоторезистивной маски и гальваническое осаждение металлизированного покрытия (рис. 1, в и г соответственно). Изображение сформированного сквозного заземляющего отверстия приведено на рис. 2.

Коэффициент анизотропии процесса травления для сформированного отверстия составил значение три, что не позволило сформировать отверстие с вертикальными стенками. Для уменьшения количества экспериментов, направленных на повышение коэффициента анизотропии, была использована специализированная система моделирования TCAD Silvaco. Данная система позволяет моде-

лизовать различные технологические процессы, включая самые сложные, такие как плазмохимическое осаждение и травление [4].

Для расчетов при создании модели процесса травления был применен метод Монте-Карло. Хотя в построение модели заложено значительное количество переменных и формул для пересчета известных параметров процесса на переменные, необходимые для построения модели, подбор некоторых из них происходил интуитивно, исходя из теоретических знаний физики протекающих при плазмохимическом травлении процессов. По результатам моделирования был выбран ряд технологических параметров, оказывающих наибольшее влияние на коэффициент анизотропии процесса, а именно – типы ионов, участвующих в процессе травления и полимерообразования, значение энергии ионов, коэффициент полимерообразования, кинетический коэффициент распыления маски ионами, концентрации газовых компонент, уровень и тип подаваемых мощностей, материал и толщина фоторезистивной маски, а также профиль окна в данной маске.

На рис. 3 представлено сравнение формы отверстия, полученной с использованием разработанной модели процесса травления, с фактическим результатом, данное сравнение характеризует высокую точность совпадения модели с практически полученным отверстием.

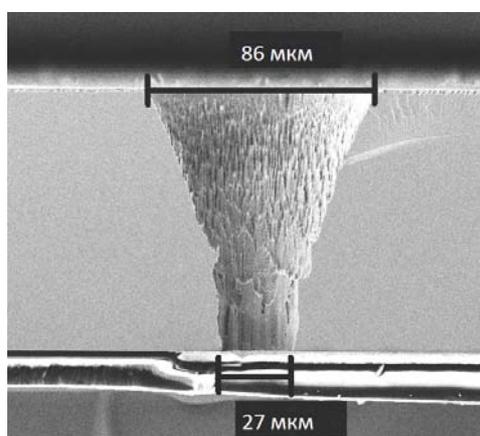


Рис. 2. Микрофотография сквозного заземляющего отверстия

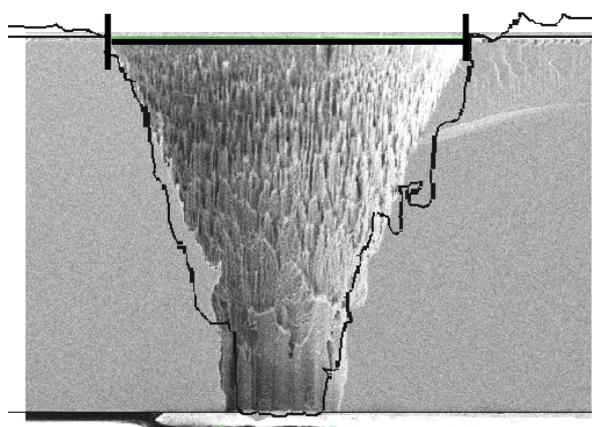


Рис. 3. Сравнение модели травления (черный контур) с экспериментальным результатом

На рис. 4 представлен результат использования разработанной модели процесса травления, параметры которого были оптимизированы для получения отверстия с вертикальными стенками.

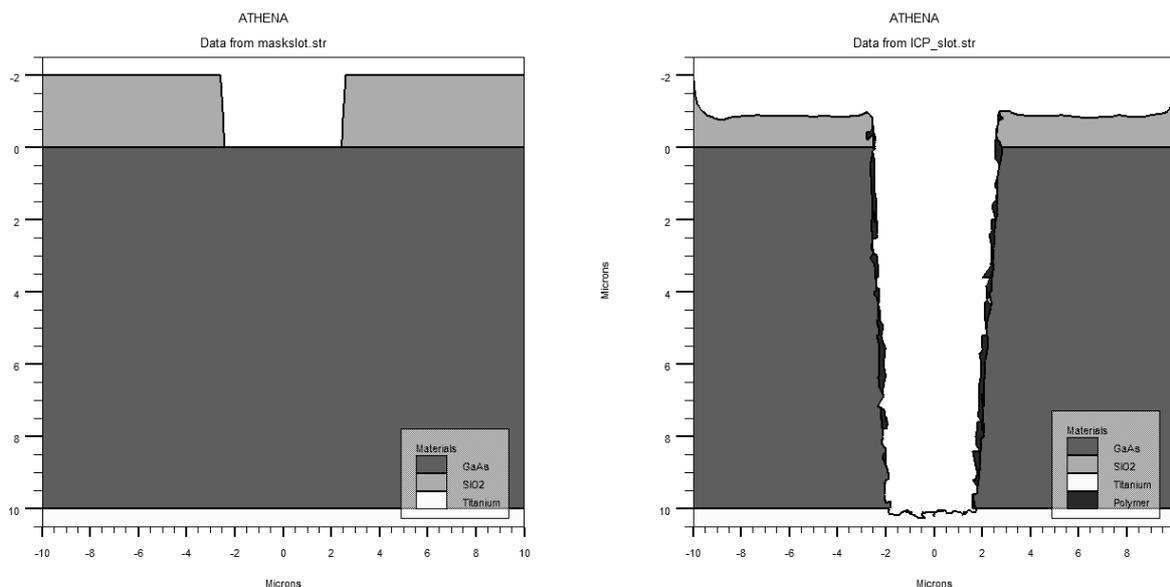


Рис. 4. Модель процесса травления отверстий с высокой степенью анизотропии

Значение степени анизотропии, рассчитанной в результате моделирования процесса травления, равнялось 30.

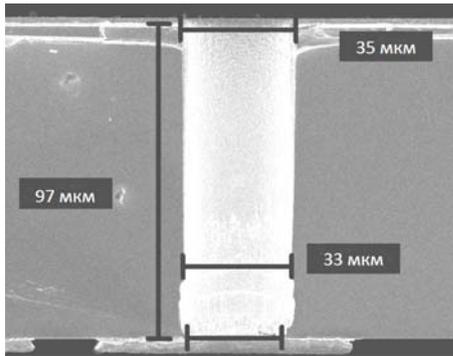


Рис. 5. Микрофотография отверстия с высокой степенью анизотропии

Изображение одного из слотовых отверстий, полученных с использованием режимов процессов формирования маски и процессов травления, которые были определены путем моделирования процессов в TCAD, представлено на рис. 5. Требуемый по модели профиль фоторезистивной маски был получен путем выбора материала маски, а также оптимизации режимов его экспонирования, проявления и термообработки. Изготовленные слотовые отверстия имели вертикальные стенки, а их геометрические размеры практически полностью совпадают с размерами отверстий, полученных в TCAD, что подтверждает правильность выбора типов и значений технологических параметров модели процесса травления.

Заключение. В ходе выполнения данной работы была разработана и верифицирована модель процессов плазмохимического травления подложек арсенида галлия по фоторезистивным маскам. Использование систем моделирования позволило значительно сократить время на разработку технологии изготовления слотовых отверстий и уменьшить конечную стоимость данной разработки. Полученные путем моделирования режимы процессов внедрены в технологию изготовления отверстий диаметром 30–40 мкм с вертикальными стенками при толщинах подложки GaAs от 50 до 200 мкм.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации по договору № 02.G25.31.0091.

Литература

1. Шур М. Современные приборы на основе арсенида галлия. – М.: Мир, 1991. – 632 с.
2. Официальный сайт фирмы TriQuint [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.triquint.com, свободный (дата обращения: 22.10.2013).
3. Официальный сайт конференции CS MANTECH [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.gaasmantech.org, свободный (дата обращения: 7.09.2013).
4. Официальный сайт фирмы Silvaco [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.silvaco.com, свободный (последнее посещение: 12.09.2013).

Степаненко Михаил Валерьевич

Аспирант каф. физической электроники ТУСУРа
Тел.: +7-923-409-05-07
Эл. почта: stepanenko@micran.ru

Арыков Вадим Станиславович

Канд. техн. наук, главный конструктор НПК «Микроэлектроника» ЗАО «НПФ «Микран»
Тел.: +7-903-953-10-37
Эл. почта: arykov@micran.ru

Ющенко Анастасия Михайловна

Инженер-технолог ЗАО «НПФ «Микран»
Тел.: +7-909-538-21-87
Эл. почта: namix@micran.ru

Плотникова Александра Юрьевна

Инженер-технолог ЗАО «НПФ «Микран»
Тел.: +7-923-402-39-60
Эл. почта: alpl@micran.ru

Stepanenko M.V., Arykov V.S., Yushenko A.M., Plotnikova A.Yu.

The development of slot via holes fabrication technology in GaAs substrate with use of TCAD

Abstract: The via holes fabrication technology is presented. Via holes with diameter of 30-40 microns have vertical sidewalls and can be etched in GaAs substrate with thickness from 50 to 200 microns. The modeling of the etching process was performed with use of TCAD.

Keywords: via holes, field-effect transistor, modeling, TCAD.

ОПТОЭЛЕКТРОНИКА И ФОТОНИКА

УДК 535.326

Ю.Н. Кульчин, Ю.А. Зинин

Гибридные брэгговские волокна

Исследованы оптические свойства брэгговских волокон с промежуточным слоем между периодической оболочкой и полый сердцевинной. С помощью метода матриц переноса рассчитаны потери волоконных мод. Показано, что при использовании промежуточного слоя с более высоким показателем преломления, чем у периодической оболочки, можно на порядок уменьшить оптические потери по сравнению со стандартным брэгговским волноводом.

Ключевые слова: оптические характеристики световодов, брэгговские волокна.

В первых промышленных волоконных волноводах распространение света основывалось на полном внутреннем отражении излучения от границы между сердцевинной и оболочкой световода. По этой причине показатель преломления сердцевинной выбирался больше показателя преломления оболочки, однако существует ряд задач, которые требуют применения сердцевинной с низким показателем преломления или вообще пустотелых: например, передача мощного лазерного излучения или подавление нелинейных эффектов. Если показатель преломления сердцевинной меньше показателя преломления оболочки, то полное внутреннее отражение становится невозможным и механизм распространения света в волноводе основан на антирезонансном эффекте. В этом случае при конструктивной интерференции лучей, отраженных внутрь волновода внутренней и внешней поверхностью слоя оболочки, оптические потери проходящего через сердцевину излучения существенно уменьшаются [1]. Изменение параметров оболочки (показателя преломления или толщины оболочки) будет существенно влиять на оптические свойства световода. При этом уровень потерь волнопроводов, использующих только антирезонансный механизм, не позволяет использовать их для передачи сигналов на большие расстояния. Для успешной работы волокна или с антирезонансным эффектом, или с полным внутренним отражением достаточно двухслойной оболочки (вторым слоем обычно является защитный кожух). При использовании многослойной диэлектрической оболочки, состоящей из периодически повторяющихся слоев с высоким и низким показателем преломления, можно существенно уменьшить величину потерь [2]. При большом количестве подобных слоев мы получаем фотонный одномерный кристалл (в цилиндрической системе координат). В фотонных кристаллах существуют частотные интервалы, называемые фотонными запрещенными зонами, излучение с частотами из этих зон может распространяться только вдоль дефектов периодической структуры, т.е. вдоль волокна. Таким образом, механизм распространения света в подобном волноводе основан на фотонных запрещенных зонах. Волокна с конечным числом чередующихся пар слоев обычно называют брэгговскими волокнами. Все моды подобного волокна являются вытекающими, причем моды с наименьшим затуханием сильно отличаются по величине потерь. Выбирая длину волокна, можно фактически добиться пропускания только одной моды.

Волноводы, в которых задействованы одновременно два механизма пропускания, принято называть гибридными [3]. Исследованию гибридных микроструктурированных волокон посвящен ряд работ. Однако в случае концентрических многослойных волокон исследуются большей частью брэгговские волокна с толщиной слоев, сравнимой с длиной волны излучения. В подобных волокнах на пропускание влияют и механизм фотонной запрещенной зоны, и антирезонансные эффекты от ближайшего к сердцевинной слоя оболочки с высоким показателем преломления [4]. В этом случае первый слой оболочки полностью идентичен всем слоям с нечетными номерами при нумерации от сердцевинной (одинаковая толщина и одинаковый показатель преломления). В дальнейшем первый слой оболочки, примыкающий к сердцевинной, будем называть промежуточным, так как его параметры будут отличаться от параметров остальной периодической оболочки. В работе [5] исследовалось влияние толщины промежуточного слоя на оптические свойства пустотелого волокна с периодической оболочкой. Целью этой работы является исследование влияния показателя преломления промежуточного слоя на величину оптических потерь модифицированного брэгговского волокна.

Выбор исследуемого волокна и численного метода. Периодическая оболочка удерживает излучение определенных частот в области сердцевинной и промежуточного слоя, а промежуточный

слой благодаря антирезонансному механизму влияет на оптические свойства волокна. Изменение параметров примыкающего к сердцевине слоя не перестраивает фотонную запрещенную зону, которая определяется фиксированными параметрами периодической части оболочки.

Для расчета оптических характеристик исследуемого волокна воспользуемся методом матриц переноса [5]. В качестве исходного брэгговского волокна для исследования мы выбрали волокно со следующими параметрами: пустотелая сердцевина с радиусом 1,8278 мкм, периодическая оболочка состоит из 16 слоев с низким показателем преломления $n_L=1,17$ толщины $d_L=0,346$ мкм и 16 слоев с высоким показателем $n_H=1,49$ толщины $d_H=0,2133$ мкм. Пропускание таким волокном излучения с длиной волны $\lambda = 1$ мкм хорошо исследовано. В статье [6] сравнивались результаты, полученные с учетом реальной структуры волокна, с результатами зонной диаграммы для бесконечной периодической оболочки и был сделан вывод, что ТМ и НЕ моды из-за высоких потерь можно игнорировать. Дисперсионное уравнение для мод TE_{0k} принимает следующий вид [5]:

$$p_{21} + p_{22} = 0, \quad (1)$$

где p_{gg} – элементы результирующей матрицы, которая связывает параметры поля на оси волокна с параметрами поля в последнем слое оболочки.

В работе [7] оптические потери γ для исследуемого волокна вычислены тремя различными методами: методом матриц переноса, асимптотическим методом и методом Галеркина. Показано что метод матриц переноса является наиболее точным и способен точно вычислять потери брэгговских волокон с конечным числом пар слоев. Выбранные параметры периодической оболочки близки по геометрии к структуре из четвертьволновых слоев диэлектрика. В работе [8] была рассчитана оптимальная геометрия подобной периодической структуры, при которой оптические потери минимальны. Различие оптимизированных и неоптимизированных потерь для моды TE_{01} составило $\sim 32\%$, а толщина слоев оболочки для оптимизированной геометрии изменилась незначительно. Это позволяет считать выбранные для исследования параметры периодической оболочки волокна почти идеальными. Если мы теперь изменим параметры только первого слоя оболочки, то получим волокно с промежуточным слоем. Рассчитанные оптические потери гибридного волокна можно сравнить с потерями исходного брэгговского волокна, что позволит оценить влияние антирезонансного механизма.

Численные результаты и обсуждение. На рис. 1 построены графики зависимости оптических потерь γ от толщины d_M (рис. 1, а) и показателя преломления n_M (рис. 1, б) промежуточного слоя. Для исследуемого волокна моды TE_{01} и TE_{02} имеют наименьшие оптические потери. Проведенные вычисления показали, что оптические потери остальных мод вблизи минимумов кривых на несколько порядков больше. В окрестностях максимумов кривых, γ некоторых других мод превышают потери мод TE_{01} и TE_{02} всего в несколько раз. Дальнейший анализ проводится по этим двум модам, так как вблизи от минимумов кривых остальные моды быстро затухают и не влияют на одномодовый режим пропускания волокна, а вблизи от максимумов мы будем говорить о мультимодовом режиме (пропускание двух и более мод).

Кривые построены для случая, когда один из параметров промежуточного слоя выбирался таким же, как у слоя периодической оболочки с высоким показателем преломления, а другой параметр варьировался. С ростом d_M рассчитанные оптические потери имеют периодические осцилляции, и величина потерь в минимумах кривых почти не меняется, но величина потерь в максимумах уменьшается. Разница в величине потерь для соседних экстремумов ($\gamma_{\max} - \gamma_{\min}$) уменьшается при увеличении d_M , и при значительной толщине промежуточного слоя волокно становится мультимодовым. Изменяя толщину первого слоя оболочки, можно уменьшить потери брэгговского волокна с промежуточным слоем по сравнению с обычным брэгговским волокном лишь незначительно, но при определенных значениях d_M будут наблюдаться минимумы γ . В окрестностях минимумов волокно можно считать одномодовым.

В зависимости оптических потерь от величины n_M (см. рис. 1, б) наблюдаются две особенности: потери осциллируют с увеличением показателя преломления промежуточного слоя, и значения потерь в минимумах кривой неизменно понижаются, что вызвано увеличением отражения в сердцевину волокна. Можно существенно уменьшить потери волновода выбором подходящего показателя преломления промежуточного слоя. Для брэгговского волокна, вся оболочка которого периодическая, оптические потери $\gamma = 0,0503$ дБ/м [7]. На рис. 1, б в эту точку опущена пунктирная линия. Если при неизменной $d_M = 0,2133$ мкм мы используем промежуточный слой с $n_M = 1,89$, то тогда вели-

чина потерь будет 0,0279 дБ/м. На рис. 1, б это соответствует первому минимуму оптических потерь. При этих параметрах волокно пропускает излучение с длиной волны 1 мкм в одномодовом режиме (мода TE_{01}). При дальнейшем увеличении n_M оптические потери проходят через максимум, а волокно начинает работать в мультимодовом режиме. Затем оптические потери начинают снова уменьшаться и во втором минимуме достигают значения 0,0049 дБ/м (при $n_M = 3,85$). По сравнению со стандартным брэгговским волокном оптические потери уменьшились на порядок, а режим пропускания тоже одномодовый. При $n_M = 6,07$ существует третий минимум: $\gamma = 0,0019$ дБ/м. Наличие этого экстремума представляет только теоретический интерес ввиду невозможности изготовления диэлектрического промежуточного слоя с таким высоким показателем преломления. Высота пиков (максимумов γ) почти не меняется при увеличении n_M .

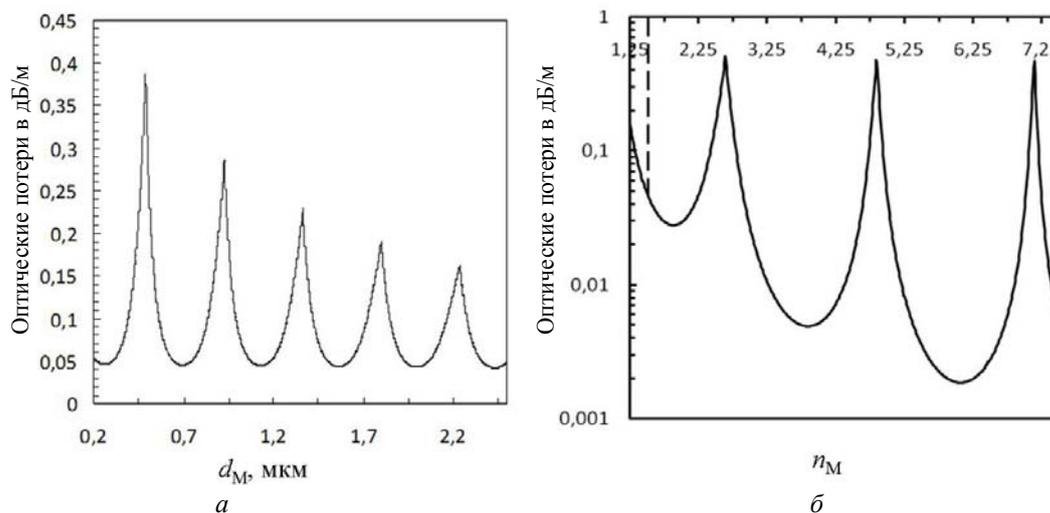


Рис. 1. Зависимость потерь от толщины и показателя преломления промежуточного слоя. По вертикали отложены оптические потери в дБ/м

Так как при оптической толщине первого слоя оболочки, сравнимой с длиной волны излучения, положения максимумов оптических потерь хорошо соответствуют параметрам промежуточного слоя, удовлетворяющим резонансному условию [4], а положение минимумов – антирезонансному условию, то наблюдаемое пропускание волокна можно объяснить гибридным механизмом. Механизм фотонной запрещенной зоны поддерживает достаточно низкие оптические потери небольшого количества мод, а антирезонансный механизм обуславливает осциллирующее поведение потерь при варьировании параметров промежуточного слоя.

Заключение. В настоящей работе проведено рассмотрение модового состава излучения и оптических потерь мод для брэгговского волокна с полый сердцевинной и дополнительным слоем, промежуточным между сердцевинной и периодической оболочкой. При изготовлении первого слоя оболочки из материала с более высоким показателем преломления, чем у остального волокна, можно существенно уменьшить оптические потери. Если при выбранном показателе преломления толщина слоя будет удовлетворять антирезонансному условию, то волокно будет одномодовым. Однако при толщине промежуточного слоя, достигающего десятка длин волн, влияние фотонной запрещенной зоны станет ослабевать и одномодовый режим станет недостижим.

Изменяя параметры первого слоя брэгговского волокна, можно управлять его оптическими свойствами, не меняя параметры его сердцевины и остальных слоев оболочки.

Исследование выполнено при поддержке Программы «Научный фонд» ДВФУ.

Литература

1. Желтиков А.М. Цвета тонких пленок, антирезонансные явления в оптических системах и предельные потери собственных мод полых световодов // Успехи физических наук. – 2008. – Т. 178, вып. 6. – С. 619–629.
2. Маненков А.Б. Затухание быстрых волн в диэлектрических трубах // Радиотехника и электроника. – 1977. – Т. XXII, вып. 10. – С. 2043–2051.

3. Cerqueira S.Jr. Hybrid photonic crystal fiber / S.Jr. Cerqueira, F. Luan, C.M.B. Cordeiro et al. // *Optics Express*. – 2006. – Vol. 14, № 2. – P. 926–931.
4. Litchinitser N.M. Antiresonant reflecting photonic crystal optical waveguides / N.M. Litchinitser, A.K. Abeeluck, C. Headley, B.J. Eggleton // *Optics Letters*. – 2002. – Vol. 27, № 18. – P. 1592–1594.
5. Кульчин Ю.Н. Брэгговские волокна с промежуточным слоем / Ю.Н. Кульчин, Ю.А. Зинин, И.Г. Нагорный // *Квантовая электроника*. – 2012. – Т. 42, вып. 3. – С. 235–240.
6. Arguros A. Guided modes and loss in Bragg fiber // *Optics Express*. – 2002. – Vol. 10, № 24. – P. 1411–1417.
7. Guo Sh. Comparative analysis of Bragg fibers/ Sh. Guo, S. Albin, R.S. Rogowski // *Optics Express*. – 2004. – Vol. 12, № 1. – P. 198–207.
8. Смирнов А.С. Оптические свойства брэгговских волоконных световодов / А.С. Смирнов, Д.В. Богданович, Д.А. Гапонов, А.Д. Пряников // *Квантовая электроника* – 2008. – Т. 38, вып. 7. – С. 620–633.

Кульчин Юрий Николаевич

Академик, директор Института автоматики и процессов управления (ИАПУ) ДВО РАН

Тел.: 8 (423) 231-04-39

Эл. почта: director@iacp.dvo.ru

Зинин Юрий Александрович

Канд. физ.-мат. наук, ст. науч. сотрудник ИАПУ

Тел.: 8-953-222-35-10

Эл. почта: zinin@iacp.dvo.ru

Kulchin Yu.N., Zinin Yu.A.

Hybrid Bragg fibers

In the research we investigated the optical properties of Bragg fiber containing an intermediate layer between the periodic optical cladding and the hollow core. Attenuation losses of waveguide modes were calculated using transfer matrix method. It was shown that these attenuation losses can be reduced by an order of magnitude in comparison with the standard Bragg fiber by using the intermediate layer with a higher refractive index than that of the periodic optical cladding.

Keywords: optical characteristics of fibres, Bragg fibres.

УДК 535.41

Р.В. Ромашко, М.Н. Безрук, С.А. Ермолаев, С. Кришнасвами

Детектирование ультразвуковых упругих волн в твердых телах с помощью многоканальной адаптивной волоконно-оптической измерительной системы

Разработана многоканальная адаптивная волоконно-оптическая интерферометрическая система, в основе которой лежит мультиплексирование сигналов с волоконно-оптических сенсоров в одном фоторефрактивном кристалле. Разработанная система была апробирована в задаче детектирования ультразвуковых упругих волн, распространяющихся по твердому телу.

Ключевые слова: адаптивный интерферометр, фоторефрактивный кристалл, мультиплексирование динамических голограмм, волоконно-оптические сенсоры, ультразвуковые волны.

Исследование механических свойств твердых тел является одной из важных и необходимых задач современной метрологии. Существует множество методик, контактных и бесконтактных, направленных на изучение механических характеристик твердых тел: испытания на растяжение, микроизгибы, скручивание, исследование поверхностного рассеяния Бриллюэна, поверхностная силовая микроскопия, акустическая микроскопия. Использование большинства методик вызывает трудности, так как либо вследствие физического воздействия разрушаются исследуемые материалы, либо не обеспечивается достаточная точность измерений, либо требуется трудоемкая обработка результатов [1]. В последние годы все чаще для исследования механических свойств твердых тел используются методы фотоакустики, механические свойства твердых тел исследуются с помощью ультразвуковых волн, распространяющихся в структуре образца [1, 2].

В данной работе представлена адаптивная волоконно-оптическая интерферометрическая система, в которой в качестве чувствительных элементов использованы многомодовые волоконные световоды (МВС). Ключевым элементом системы являются динамические голограммы, мультиплексируемые в одном фоторефрактивном кристалле теллурида кадмия (CdTe). Использование динамических голограмм позволяет эффективно осуществлять линейное преобразование модуляции фазы лазерного излучения в модуляцию его интенсивности, при этом компенсируя неконтролируемое влияние окружающей среды. Разработанная адаптивная измерительная система апробирована в задаче детектирования ультразвуковых упругих волн, распространяющихся по твердому телу.

Экспериментальная установка. Исследуемый объект был выполнен из полимера VariDur 10 и имел форму цилиндра диаметром 25 мм и высотой 55 мм. Внутри объекта в процессе его изготовления (на стадии полимеризации) были помещены 2 многомодовых волоконных световода на расстоянии 30 мм друг от друга, при этом первый световод размещался в 10 мм от одного из торцов цилиндра (рис. 1). Волоконные световоды были включены в адаптивную измерительную систему, представленную на рис. 1. На торце исследуемого объекта со стороны первого МВС был установлен пьезоэлектрический ультразвуковой преобразователь. Подаваемый на преобразователь электрический импульс длительностью 22 мкс с гармоническим заполнением на частоте 150 кГц обеспечивал возбуждение в исследуемом объекте ультразвукового волнового пакета. Упругая волна, распространяясь по объекту и достигая поочередно 1-й и 2-й МВС, приводила к модуляции фаз соответствующих световых волн, что детектировалось с помощью адаптивного голографического интерферометра.

На рис. 2 представлены осциллограммы возбуждающего сигнала и сигналов, полученных по двум каналам адаптивной измерительной системы. Из рис. 2 видно, что продольная упругая волна отчетливо детектируется в обоих каналах, достигая волоконные сенсоры с ожидаемым запаздыванием. При этом отсутствие ложного сигнала во втором канале в момент прихода волнового пакета к первому МВС свидетельствует об отсутствии в адаптивной измерительной системе перекрестных помех. Полученная таким образом информация может быть использована для определения скорости звука в материале исследуемого объекта. Другим возможным применением является диагностика критических объектов в режиме реального времени в процессе эксплуатации. Волоконно-оптические сенсоры, размещенные в конструктивных элементах и периодически опрашиваемые с

помощью многоканального адаптивного интерферометра, могут дать информацию о структурных изменениях контролируемого объекта (например, трещинах или деформациях), возникших в области, заключенной между сенсорами.

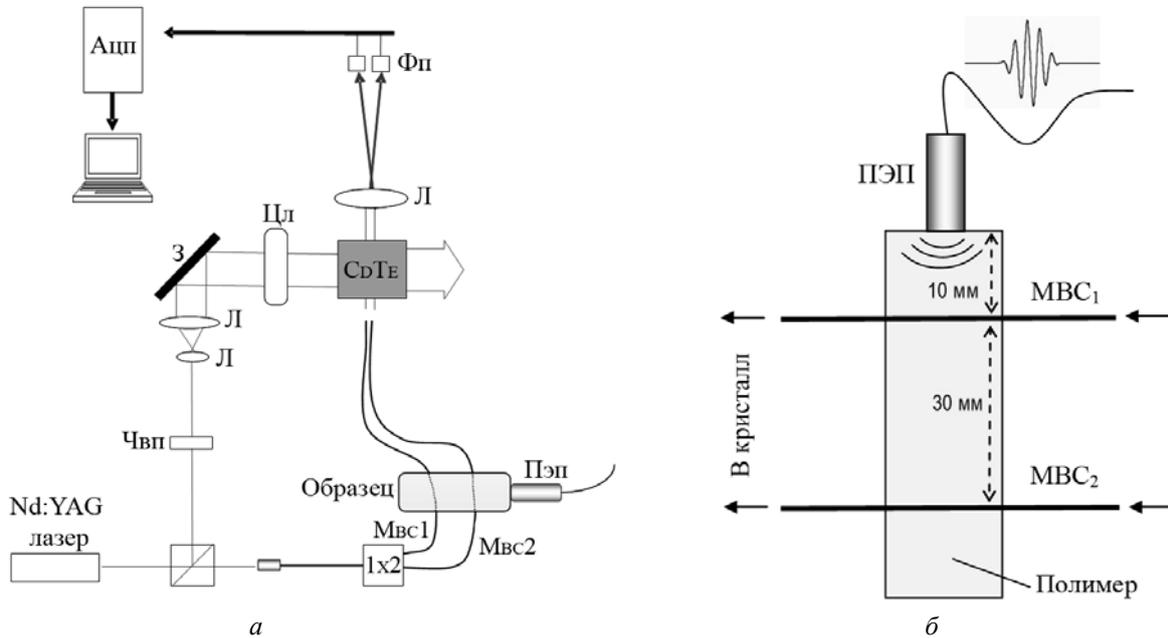


Рис. 1. Схема экспериментальной установки (а) и схема исследуемого объекта (б) с размещенными в нём волоконно-оптическими сенсорами: ПЭП – пьезоэлектрический преобразователь; МВС – многомодовый волоконный световод; ЧВП – четвертьволновая фазовая пластинка; СД – светоделитель; АЦП – аналогово-цифровой преобразователь; З – зеркало; Л – линза; ЦЛ – цилиндрическая линза

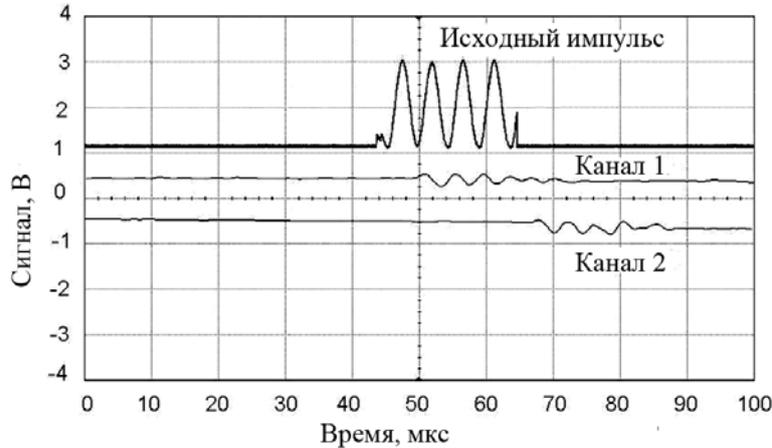


Рис. 2. Осциллограммы возбуждающего импульса и сигналов, детектируемых в двух каналах адаптивного голографического интерферометра

Заключение. Таким образом, разработана многоканальная адаптивная волоконно-оптическая интерферометрическая система, в основе которой лежит мультиплексирование сигналов с волоконно-оптических сенсоров в одном фоторефрактивном кристалле. В качестве чувствительных элементов используются многомодовые волоконные световоды. Разработанная система была апробирована в задаче детектирования ультразвуковых упругих волн, распространяющихся по твердому телу. В результате с помощью двух волоконно-оптических сенсоров было детектировано распространение в полимере VariDur 10 ультразвуковой волны, вызванной внешним воздействием на объект исследования.

Исследование выполнено при поддержке программы «Научный фонд» ДВФУ», а также Президиума ДВО РАН и фонда CRDF.

Литература

1. Zhou Y. Photo-acoustic imaging of surface acoustic wave slowness using multiplexed, two-wave mixing array interferometry / Y. Zhou, T.W. Murray, S. Krishnaswamy // Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control, IEEE Transactions on. – 2002. – Vol. 49, № 8. – P. 1118–1123.
2. Ultrasonic characterization of mechanical properties of Cr-and W-doped diamond-like carbon hard coatings / F. Zhang et al. // Thin solid films. – 2006. – Vol. 503, № 1. – P. 250–258.

Ромашко Роман Владимирович

Вед. науч. сотрудник лаб. прецизионных оптических методов измерений
Института автоматизации и процессов управления
Дальневосточного отделения РАН (ИАПУ ДВО РАН), г. Владивосток
Тел.: (423) 255-51-74
Эл. почта: romashko@iacp.dvo.ru

Безрук Михаил Николаевич

Мл. науч. сотрудник лаб. прецизионных оптических методов измерений ИАПУ ДВО РАН
Тел.: 8-950-297-74-65
Эл. почта: bezmisha@list.ru

Ермолаев Сергей Александрович

Студент каф. теоретической и экспериментальной физики Дальневосточного федерального университета
Тел.: 8-914-320-07-31
Эл. почта: nekker2@gmail.com

Кришнасвами Сридхар

Директор центра технического качества и предупреждения аварий,
Северо-Западный университет, Эван-стон, Иллинойс, США
Тел.: 8 (47) 491-40-06
Эл. почта: krishnaswamy@northwestern.edu

Romashko R.V., Bezruk M.N., Ermolaev S.A., Krishnaswamy S.

Adaptive multichannel fiber-optic interferometer for detection of ultrasonic waves in solid objects

In the research we developed a multichannel adaptive measurement system based on multiplexing of signals from fiber-optic sensors in a single photorefractive crystal. The system is applied for detection of ultrasonic elastic waves propagating through solid objects.

Keywords: adaptive interferometer, dynamic hologram multiplexing, photorefractive crystal, fiber-optic sensors, ultrasonic detection.

УДК 535.417

С.А. Ермолаев, Р.В. Ромашко, Т.А. Ефимов, А.В. Непомнящий, М.Н. Безрук

Способы детерминированного изменения массы микроосцилляторов

В процессе создания и эксплуатации систем для измерения сверхмалых масс нередко возникает необходимость в проведении калибровки. В этом случае необходимо использовать специальные методы детерминированного изменения массы микроосциллятора. Настоящая статья посвящена разработке и практической реализации способов детерминированного изменения массы, присоединенной к микроосциллятору. Данные способы могут быть использованы для калибровки систем для измерения сверхмалых масс, основанных на применении микроосцилляторов.

Ключевые слова: микроосциллятор, измерение массы, детерминированное изменение массы, сенсор массы.

В процессе создания и эксплуатации систем для измерения сверхмалых масс нередко возникает необходимость в проведении калибровки. В этом случае необходимо использовать специальные методы детерминированного изменения массы микроосциллятора. В последнее время много научных работ посвящено созданию сенсоров сверхмалых масс [1–4]. Большинство из этих сенсоров основывается на методе микровзвешивания [2, 3]. В данном методе объект, масса которого подлежит измерению, прикрепляется к микроосциллятору (кантилеверу). Масса объекта рассчитывается по изменению частоты собственных колебаний микроосциллятора. Принцип калибровки сенсора заключается в присоединении к микроосциллятору объекта с известной массой, после чего измеряется сдвиг резонансной частоты микроосциллятора. Таким образом, проблема детерминированного изменения массы является актуальной. В данной статье представлены практические способы детерминированного изменения массы, присоединенной к микроосциллятору.

Наиболее часто используемые математические модели, описывающие собственные колебания микроосцилляторов, предполагают, что расположение массы на поверхности микроосциллятора известно. В данной статье рассмотрен случай, когда масса располагается на конце микроосциллятора или близко к нему.

Присоединение кристаллов. В качестве присоединенной массы используются кристаллы соли, которые формируются из раствора в процессе понижения температуры. Раствор NaCl нагревался до температуры 97 °С. На поверхность раствора опускался под небольшим углом кантилевер. Затем температура раствора медленно понижалась. Вследствие зависимости предельной концентрации раствора от температуры начинался процесс кристаллизации. Так как температура кантилевера меньше температуры жидкости, наиболее вероятно то, что кристаллы начнут образовываться на его поверхности. Снимок кантилевера с сформированным кристаллом показан на рис. 1. Измерив геометрические размеры кристалла и зная плотность соли, можно рассчитать массу кристалла, которая составила $27 \pm 0,8$ нг. Главное достоинство данного метода в его простоте, достаточно точной оценке массы кристалла соли и в том, что данный способ не требует использования дорогостоящего оборудования. Очевидным недостатком данного метода является невозможность контролировать форму кристалла, место и его расположение.

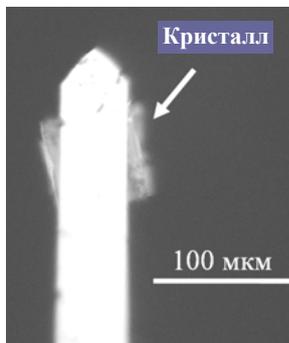


Рис. 1. Снимок микроосциллятора с кристаллом соли

Напыление металлических пленок. Другой метод изменения массы микроосциллятора заключался в напылении тонкой металлической пленки (палладий) на кантилевер. При напылении должна создаваться сосредоточенная масса, поэтому напыление тонкой пленки на кантилевер не производилось на всю поверхность, а только на его свободный конец. При напылении только части кантилевера необходимо другую его часть временно закрыть экраном.

Один из вариантов закрытия экраном основной части кантилевера включал в себя использование тонкой парафиновой пленки. Пленка поме-

шалась на нужное место на поверхности микроосциллятора с помощью трехкоординатного нанотранслятора с установленной на него тонкой кварцевой иглой. Использование дополнительного охлаждения установки решало проблему преждевременного прилипания парафина.

После того как пленка была помещена на нужное место, температура повышалась до тех пор, пока пленка не начинала расплавляться. Таким образом, парафин плотно закреплялся на кантилере (рис. 2). Затем на кантилевер напылялась тонкая металлическая пленка толщиной 90 ± 5 нм. Кантилевер помещался в воду, нагретую до 75°C , для удаления парафиновой пленки. Парафиновая пленка удалялась с закрытой части кантилевера вместе с напыленной на нее металлической пленкой. Таким образом, платиновая пленка оставалась только на незакрытой части кантилевера.

Для точного определения толщины металлической пленки, напыленной на микроосциллятор, в напылительную камеру была помещена кремниевая пластина 10×10 мм толщиной 0,3 мм. Кремниевая пластина предварительно была помещена на 5 мин в 40% раствор фтористоводородной кислоты для удаления оксидов с поверхности кремния, а затем промыта деионизированной дистиллированной водой. Чтобы свести к минимуму разницу в толщине осажденного слоя металла, микроосциллятор и кремниевая пластина располагались близко друг к другу и на одной высоте.

Для создания резкого перепада высоты (ступеньки) полученную пленку на кремниевой пластине скрабировали (процарапывали) острым скальпелем в нескольких местах. Подготовленная таким образом пластинка помещалась в атомно-силовой микроскоп (АСМ). Затем острие зонда наводилось на край полученной ступеньки и производилось сканирование области вблизи данной ступеньки. С использованием полученного изображения строился профиль поверхности, из которого получена величина перепада высот, а следовательно и толщины металлической пленки, напыленной в вакуумной камере. Как видно из рис. 3, высота перепада, следовательно и толщины пленки, составила $30,5 \pm 0,6$ нм, что хорошо соотносится со скоростью напыления $0,3$ нм/с и временем напыления 90 с.

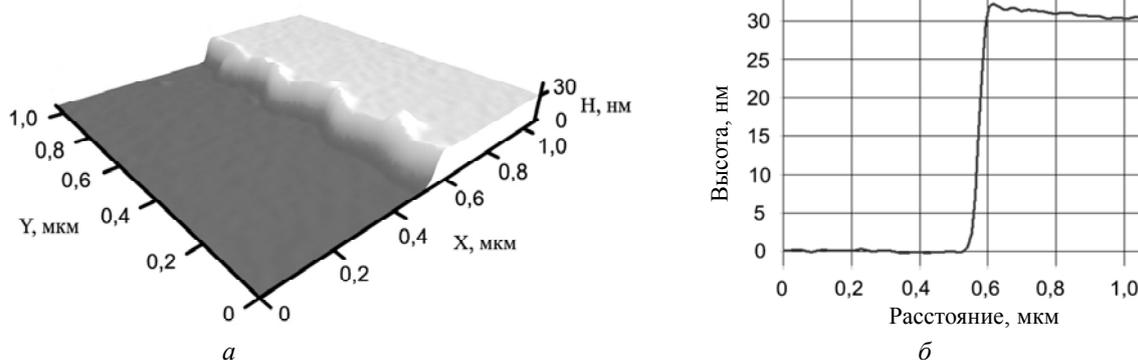
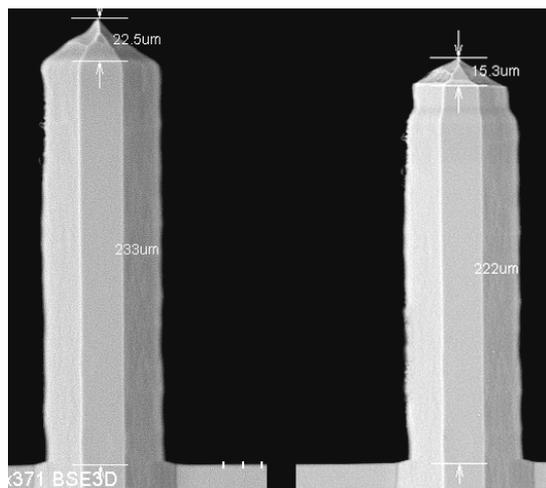


Рис. 3. Экспериментальные данные сканирования кремниевой пластины в АСМ: *a* – 3D-тображение, *б* – профиль поверхности (вдоль оси *X*)

Таким образом, данный способ изменения массы, присоединенной к микроосциллятору, позволяет достаточно точно контролировать величину присоединенной массы и ее расположение. Однако для его реализации необходима вакуумная камера с возможностью магнетронного напыления металлов с кварцевыми весами для контроля толщины пленки либо АСМ.

Изменение размера микроосциллятора. Другой подход к детерминированному изменению массы микроосциллятора основывается на изменении размера микроосциллятора. Например, это может быть сделано за счет уменьшения длины. Уменьшение размера кантилевера производилось с использованием системы ионного травления НІТАСНІ ІМ4000.



Исследование микроосциллятора с измененной длиной в электронном микроскопе показало, что место среза имеет сложную форму (рис. 4). Сложная форма среза была вызвана неплотным прилеганием экранирующей титановой пластины во время процесса травления. Изменение массы микроосциллятора определяется изменением его геометрических размеров. Изменение массы микроосциллятора, показанного на рис. 4 составило 5 нг.

Рис. 4. Изображение микроосцилляторов с поперечным срезом

Преимуществом данного способа является возможность изменять массу микроосциллятора с хорошей точностью. К недостаткам можно отнести тот факт, что изменение массы может выполнено только на достаточно большое значение (2–10% от массы микроосциллятора).

Заключение. Таким образом, в данной статье предложены и реализованы на практике различные способы детерминированного изменения массы, такие как прикрепление кристаллов соли, напыление металлической пленки, уменьшение длины с помощью системы ионного травления, которые могут быть использованы для калибровки систем измерения сверхмалых масс на основе микромеханических устройств. Исследование выполнено при поддержке программы «Научный фонд» ДВФУ», а также Президиума ДВО РАН.

Литература

1. Measurement of mechanical resonance and losses in nanometer scale silicon wires / D.W. Carr et al. // Applied Physics Letters. – 1999. – Vol. 75, № 7. – P. 920–922.
2. Gupta S.V. Nano-technology for detection of small mass difference // J. Metrol. Soc. Ind. – 2008. – Vol. 23, № 3. – P. 177–192.
3. Attogram detection using nanoelectromechanical oscillators / B. Ilic, H.G. Craighead, S. Krylov et al. // J. Appl. Phys. – 2004. – Vol. 95. – P. 3694–3703.
4. Salehi-Khojin A. et al. Nanomechanical cantilever active probes for ultrasmall mass detection // Journal of Applied Physics. – 2009. – Vol. 105, № 1. – P. 013506–013506.

Ермолаев Сергей Александрович

Студент каф. теоретической и экспериментальной физики ДВФУ, г. Владивосток

Тел.: 8-914-320-07-31

Эл. почта: nekker2@gmail.com

Ромашко Роман Владимирович

Вед. науч. сотрудник Института автоматизации и процессов управления
Дальневосточного отделения РАН (ИАПУ ДВО РАН), г. Владивосток

Тел.: 8 (423-2) 231-04-39

Эл. почта: romashko@iacp.dvo.ru

Ефимов Тимофей Александрович

Аспирант Института автоматизации и процессов управления

Дальневосточного отделения РАН (ИАПУ ДВО РАН), г. Владивосток

Тел.: 8 (4232) 2310439

Эл. почта: tim2vl@yandex.ru

Непомнящий Александр Владимирович

Инженер Института автоматике и процессов управления
Дальневосточного отделения РАН (ИАПУ ДВО РАН), г. Владивосток
Тел.: 8-924-135-10-06
Эл. почта: Aleksandr@dvo.ru

Безрук Михаил Николаевич

Мл. науч. сотрудник лаб. прецизионных оптических методов измерений
Института автоматике и процессов управления
Дальневосточного отделения РАН (ИАПУ ДВО РАН), г. Владивосток
Тел.: 8-950-297-74-65
Эл. почта: bezmisha@list.ru

Ermolaev S.A., Romasko R.V., Efimov T.A., Nepomnyshiy A.V., Bezruk M.N.

Methods of deterministic changes in the mass of the oscillator

Development and operation of any mass weighting system requires calibration. To calibrate the system the etalon mass is used. In its turn special approaches for performing calibrations are required for system of ultra-small mass measurement. This paper is devoted to development and realization of approaches for deterministic change mass of micromechanical device. These approaches can be used for calibration of small mass measurement system based on micromechanical device.

Keywords: micro-oscillator, measuring of the small mass, deterministic change in mass, sensor mass.

УДК 535.215.6

Р.В. Ромашко, А.И. Грачев, А.А. Камшилин, С.С. Голик, Ю.Н. Кульчин

Линейный фотогальванический эффект в силленитах при облучении фемтосекундными импульсами

Выполнены экспериментальные исследования фотогальванического (ФГ) эффекта, возникающего в неполярных кристаллах со структурой силленита ($\text{Bi}_{12}\text{TiO}_{20}$ и $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$) при их освещении лазерными импульсами длительностью 100 фс и длиной волны 400 нм. Установлено, что амплитуда импульса ФГ тока линейно зависит от интенсивности излучения в импульсе вплоть до 45 ГВт/см^2 . Экспериментально исследованы зависимости величины фотогальванического отклика от ориентации плоскости поляризации лазерного излучения. Полученные результаты позволяют заключить, что регистрируемые в кристаллах электрические токи генерируются в результате ФГ-эффекта.

Ключевые слова: фотогальванический эффект, ультракороткие световые импульсы, силлениты.

Получение ультракоротких импульсов тока в неполярных полупроводниках при резонансном возбуждении оптическими импульсами привлекает все большее внимание исследователей. Одним из наиболее важных стимулов, побуждающих такие исследования, является возможность использования ультракоротких импульсов тока для генерации терагерцового излучения (ТГИ). Фотогальванический эффект [1, 2] в силу очень короткого времени релаксации нетермализованных электронов (до 10^{-14} с), обладает перспективой по его использованию, в том числе и для эффективной генерации ТГИ [3–6].

В настоящее время спектр материалов, в которых обнаружена генерация фотогальванического тока в фемтосекундном диапазоне, ограничен. В большинстве своем это полупроводники со структурой вюрцита (CdS , CdSe) и цинковой обманки (GaAs) [3, 4], а также гетероструктуры на основе указанных материалов [5, 6]. В этой связи в целях дальнейшего исследования фотогальванического эффекта и разработки приложений на его основе актуальной является задача поиска новых материалов, проявляющих фотогальванический (ФГ) отклик на фемтосекундные импульсы. Среди таких перспективных материалов выделяются кристаллы со структурой силленита (в частности $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ (BSO) и $\text{Bi}_{12}\text{TiO}_{20}$ (BTO)), в которых был обнаружен ФГЭ при облучении непрерывным излучением [7] и импульсным излучением наносекундной длительности [8].

В настоящей работе представлены результаты исследования детектирования фотогальванического тока, индуцируемого в кристаллах BTO и BSO фемтосекундными импульсами.

Экспериментальная установка. В работе проведены экспериментальные исследования фотогальванического эффекта при освещении кубических кристаллов со структурой силленита лазерным излучением фемтосекундной длительности. В качестве объектов исследования были выбраны кристаллы силиката и титаната висмута (BSO и BTO). Схема экспериментальной установки приведена на рис. 1.

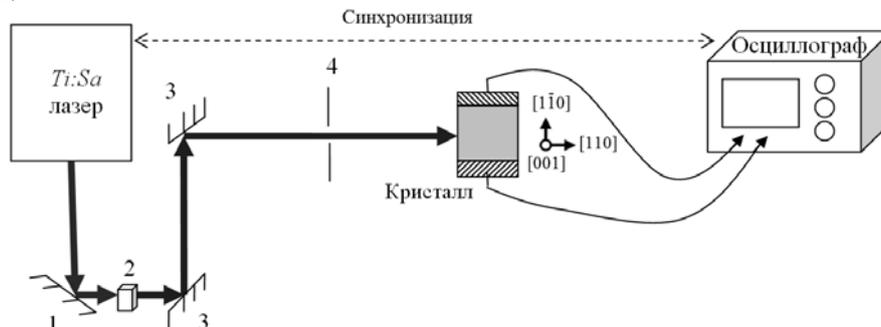


Рис. 1. Схема экспериментальной установки исследования фотогальванического эффекта при освещении образцов лазерными импульсами фемтосекундной длительности:

- 1 – зеркало с максимальным коэффициентом отражения на длине волны 800 нм;
- 2 – кристалл ВВО, генерирующий вторую гармонику на длине волны 400 нм;
- 3 – зеркало с максимальным коэффициентом отражения на длине волны 400 нм; 4 – диафрагма

Фемтосекундные импульсы, полученные с помощью лазерной установки Spitfire Pro XP Ultrafast Ti:Sapphire Amplifier на длине волны 400 нм (при генерации второй гармоники на кристалле BBO), имеющие длительность 100 фс, направлялись в кристалл вдоль оси [110]. Поворотом кристалла вокруг оси [110] задавался угол между плоскостью поляризации излучения и осью кристалла [001]. Электрический ток, возникающий в результате ФГ-эффекта в такой конфигурации, приводил к возникновению на электродах, нанесенных на грани кристалла ($1\bar{1}0$), электрической разности потенциалов, которая регистрировалась дифференциальным методом. Размер использованных образцов составил $1,9 \times 5,0 \times 6,4$ мм³ (для BSO) и $1,97 \times 1,95 \times 5,48$ мм³ (для ВТО), где первый размер – толщина образца в направлении распространения света, а второй – расстояние между электродами.

На рис. 2, а приведены осциллограммы фотогальванического отклика, возникающего в кристалле BSO, облучаемого единичным лазерным импульсом.

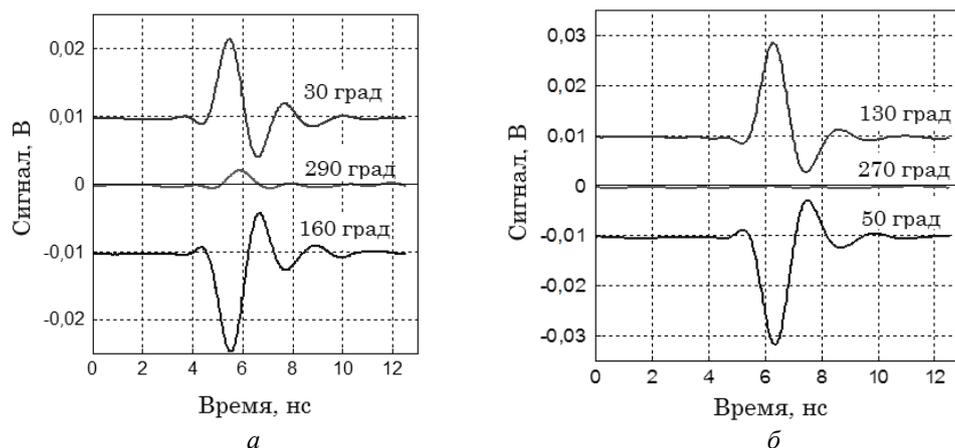


Рис. 2. ФГ-сигнал в образцах кристаллов BSO (а) и ВТО (б) при разных ориентациях вектора поляризации падающего излучения с длительностью импульсов 100 фс

Видно, что как величина, так и знак ФГ-тока зависят от ориентации плоскости поляризации по отношению к оси [001], при этом знак изменяется на противоположный при повороте плоскости поляризации на 90 град, что находится в полном соответствии с результатами работ [1, 7]. При этом, однако, в «нулевом» положении плоскости поляризации (при угле 160°), когда происходит смена знака ФГ-тока, последний не исчезает полностью, что свидетельствует о наличии в исследуемом образце электрических токов, имеющих отличную от фотогальванической природу. Иная картина наблюдается в кристалле ВТО (рис. 2, б). Как видно, в этом кристалле в «нулевом» положении плоскости поляризации (при угле 270°) электрический сигнал практически полностью исчезает, что подтверждает его связь с ФГ-эффектом.

В работе выполнено исследование зависимости ФГ-отклика в кристалле от энергии в импульсе. Как видно из рис. 3, в диапазоне энергий до 0,2 мДж (плотность мощности до 45 ГВт/см²) зависимость линейна.

Заключение. Таким образом, в работе выполнено исследование процесса генерации коротких импульсов электрического тока в кристаллах со структурой силленита ($\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ и $\text{Bi}_{12}\text{TiO}_{20}$) при их освещении лазерными фемтосекундными импульсами на длине волны 400 нм. Установлена зависимость ФГ тока от поляризации излучения. Высокая амплитуда регистрируемого ФГ-тока и линейность зависимости его величины от плотности оптической мощности насыщения (в диапазоне до 45 ГВт/см²) делают эти материалы перспективными для применения в области сверхбыстрой оптоэлектроники.

Исследование выполнено при поддержке Президиума ДВО РАН и Российского фонда фундаментальных исследований (грант 12-02-12087).

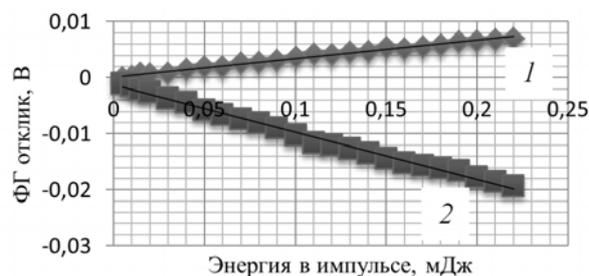


Рис. 3. Энергетическая зависимость ФГ-отклика в кристалле ВТО:
1 – максимум отклика; 2 – минимум отклика

Литература

1. Белиничер В.И. Фотогальванический эффект в средах без центра симметрии / В.И. Белиничер, Б.И. Стурман // УФН. – 1980. – Т. 130. – С. 415–458.
2. Sturman B.I. The photovoltaic and photorefractive effect in noncentrosymmetric materials / B.I. Sturman, V.M. Fridkin. – Philadelphia: Gordon and Breach, 1993. – 238 p.
3. Côté D. Rectification and shift currents in GaAs / D. Côté, N. Laman, H.M. van Driel // Appl. Phys. Lett. – 2002. – Vol. 80. – P. 905–907.
4. Laman N. Ultrafast shift and injection currents observed in wurtzite semiconductors via emitted terahertz radiation / N. Laman, M. Bieler, H.M. van Driel // J. Appl. Phys. – 2005. – Vol. 98. – P. 103507.
5. Ultrafast spin-polarized electrical currents injected in a strained zinc blende semiconductor by single color pulses / M. Bieler, N. Laman, H.M. van Driel, A.L. Smirl // Appl. Phys. Lett. – 2005. – Vol. 86. – P. 061102.
6. Bieler M. Simultaneous generation of shift and injection currents in (110)-grown GaAs/AlGaAs quantum wells / M. Bieler, K. Pierz, U. Siegner // J. Appl. Phys. – 2006. – Vol. 100. – P. 083710.
7. Петров М.П. Фотогальванические эффекты в силикате висмута $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ / М.П. Петров, А.И. Грачев // Письма в ЖЭТФ. – 1979. – Т. 30. – С. 18–21.
8. Fast photogalvanic response of a $\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ crystal / R.V. Romashko, A.I. Grachev, Y.N. Kulchin, A.A. Kamshilin // Opt. Express. – 2010. – Vol. 18. – P. 27142.

Ромашко Роман Владимирович

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. теоретической и экспериментальной физики
Дальневосточного федерального университета;
вед. науч. сотрудник лаб. прецизионных оптических методов измерений
Института автоматизации и процессов управления (ИАПУ) ДВО РАН, г. Владивосток
Тел.: +7 (423) 255-51-74
Эл. почта: romashko@iacp.dvo.ru

Грачев Александр Иванович

Канд. физ.-мат. наук, ст. науч. сотрудник
Физико-технического института им. А.Ф. Иоффе РАН, г. Санкт-Петербург
Тел.: +7 (812) 515-91-95
Эл. почта: grach.shuv@mail.ioffe.ru

Камшилин Алексей Александрович

Д-р физ.-мат. наук, профессор, руководитель лаб. оптических сенсорных технологий
Университета Восточной Финляндии, г. Куопио, Финляндия
Тел.: +35-840-355-25-61
Эл. почта: alexei.kamchilin@uef.fi

Голик Сергей Сергеевич

Канд. физ.-мат. наук, ст. науч. сотрудник ИАПУ ДВО РАН, г. Владивосток
Тел.: +7-902-483-07-96
Эл. почта: golik_s@mail.ru

Кульчин Юрий Николаевич

Академик, д-р физ.-мат. наук, профессор, руководитель отдела оптоэлектронных методов исследования
газообразных и конденсированных сред ИАПУ ДВО РАН, г. Владивосток
Тел.: +7 (423-2) 31-04-39
Эл. почта: director@iacp.dvo.ru

Romashko R.V., Grachev A.I., Kamshilin A.A., Golik S.S., Kulchin Yu.N.

Linear photogalvanic current excited in sillenite crystals by femtosecond laser pulses

We have observed electric pulses generated in sillenite crystals ($\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$ and $\text{Bi}_{12}\text{TiO}_{20}$) by 100 fs laser pulses at the wavelength of 400 nm. Direction of the induced current depends on the polarization state of the laser pulse. High photogalvanic response and its linear dependency on light power density in a wide range (up to 45 GW/cm^2) makes sillenite crystals promising materials for ultra-fast optoelectronics devices.

Keywords: photogalvanic effect, ultra-short laser pulses, sillenites.

УДК 535.215.6

Р.В. Ромашко, А.И. Грачев, А.А. Камшилин, О.Т. Каменев, Ю.Н. Кульчин

Автокоррелятор фемтосекундных импульсов на основе линейного фотогальванического эффекта

Предложен автокоррелятор с использованием нелинейного фотогальванического кристалла и продемонстрированы возможности нового автокорреляционного метода с использованием фотогальванического кристалла для измерения длины когерентности сверхкоротких лазерных импульсов.

Ключевые слова: фотогальванический ток, автокоррелятор.

В настоящее время большой практический и научный интерес представляют лазерные системы, обеспечивающие непрерывную генерацию последовательных лазерных импульсов с фемтосекундной длительностью. Данные лазерные системы требуют тщательной настройки оптических элементов резонатора, оптимизации состава генерирующих и поглощающих сред, подбора характеристик зеркал и т.д. При проведении этих операций необходимо осуществлять непрерывный контроль за длительностью сверхкоротких световых импульсов (СКИ). Измерение длительности СКИ и субпико- и фемтосекундном диапазонах основано на регистрации автокорреляционных функций [1–2]. В настоящей работе предложен автокоррелятор с использованием нелинейного фотогальванического кристалла [3].

Экспериментальная установка и результаты. Автокоррелятор, предложенный в данной работе, основан на интерферометре Майкельсона. Схема автокоррелятора приведена на рис. 1. Выходящее из лазерной установки на основе фемтосекундного лазера Spitfire Pro XP Ultrafast Ti:Sapphire Amplifier импульсное излучение имеет длину волны 800 нм. В нелинейном кристалле ВВО, в который направляется излучение, происходит генерация второй гармоники, и зеркалами 3, имеющими максимальный коэффициент отражения на длине волны 400 нм, излучение с длиной волны 400 нм направляется в автокоррелятор. Перед поляризационным светоделителем (ПСД) находится полуволновой ромб Френеля (ПВРФ), который поворачивает поляризацию входной световой волны под 45° . Поляризованная таким образом волна в ПСД делится пополам, причем луч с p -поляризацией не изменяет направления входящей волны при выходе из ПСД, а луч с s -поляризацией отражается перпендикулярно направлению входной волны. Четвертьволновые ромбы Френеля (ЧВРФ) ориентированы таким образом, что двойной проход через них световой волны приводит к повороту поляризации волны на 90° . Прошедшие таким образом лучи снова попадают в ПСД, и теперь поляризация в лучах ориентирована так, что лучи выходят в одну сторону и попадают на ФГ-кристалл.

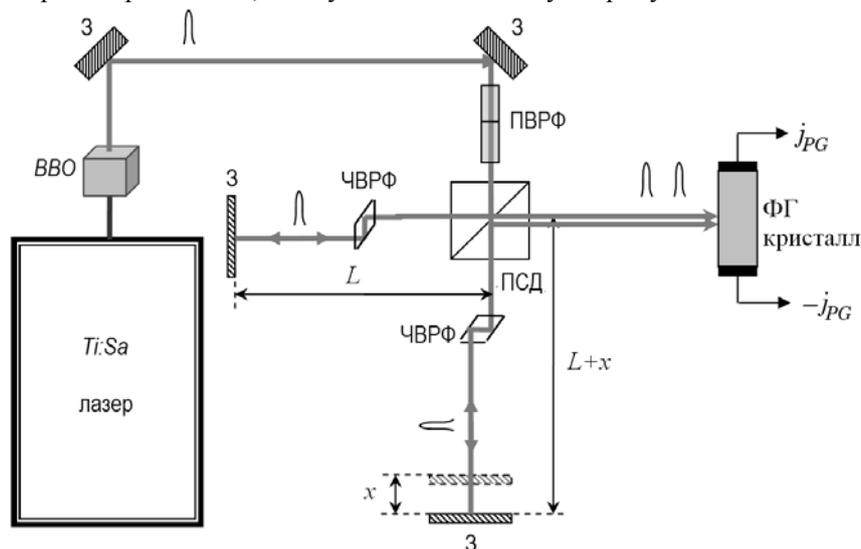
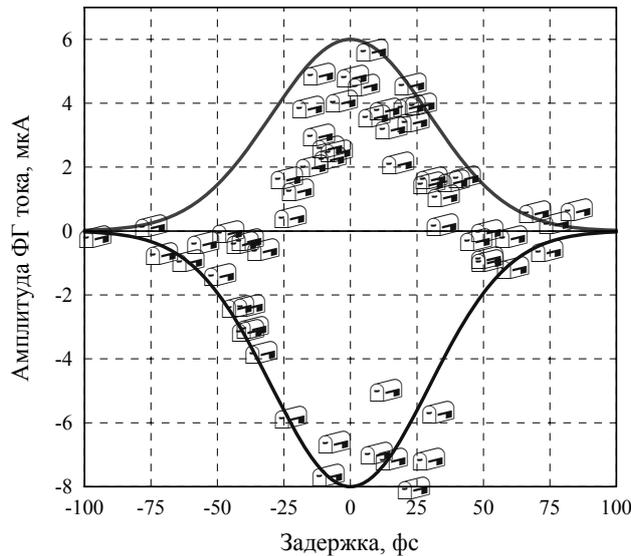


Рис. 1. Схема автокоррелятора: ПСД – поляризационный светоделитель; 3 – зеркала; ПВРФ – полуволновой ромб Френеля; ЧВРФ – четвертьволновые ромбы Френеля

Одно из зеркал закреплено на комбинированном трансляторе, сочетающем в себе два позиционера, причем один из них служит для настройки положения зеркала и имеет диапазон перемещения от 1 до 30 мм, а другой используется для измерения параметров импульса и позволяет смещать зеркало в диапазоне от 1 до 100 мкм с шагом в 14 нм. После отражения от зеркал пучки излучения объединяются в ПСД и направляются на ФГ-кристалл. Электрические сигналы с электродов на кристалле, синхронизируясь с сигналом от лазера, подаются на осциллограф, с помощью которого осуществляется регистрация и измерение ФГ-тока. ФГ-кристалл ориентирован в соответствии с поляризационной зависимостью таким образом, что каждый из пучков в отдельности (т.е. световой пучок, поляризованный вертикально или горизонтально) не вызывает фотогальванического тока.



При попадании в кристалл обоих пучков поляризация результирующего светового поля изменится, что приведет в общем случае к появлению ФГ-тока, отличного от нуля.

Была измерена зависимость ФГ-тока в кристалле при попадании в него обоих пучков от смещения x зеркала. Результат измерения представлен на рис. 2.

Рис. 2. Зависимость фотогальванического тока от времени задержки между интерферирующими лазерными импульсами

Как видно из рис. 2, экспериментально измеренная длительность световых импульсов (ширина пика на полувысоте) составляет около 70 фс. С другой стороны, можно оценить ожидаемую длительность лазерного импульса с использованием известной длительности (40 фс) лазерных импульсов при $\lambda = 802$ нм и с учетом дисперсии показателя преломления оптических элементов, используемых в нашей установке: ВВО, ПСД и ромбы Френеля. Общая длина диспергирующих элементов на пути прохождения лазерного импульса была около 150 мм, что должно привести к неизбежному удлинению импульсов более чем в 20 раз. По всей видимости, причиной такого большого расхождения между измеренной (70 фс) и ожидаемой (800 фс) длительностями импульса является наличие chirpирования частоты излучения в импульсе, которое приводит к осцилляциям ФГ-тока при уже относительно небольших задержках и, как следствие, к значительному сужению автокорреляционной функции. Таким образом, для точного определения параметров лазерного импульса по измеренной в автокорреляторе зависимости ФГ-тока от задержки необходимо учитывать параметры chirpирования.

Заключение. В данной работе продемонстрирована возможность применения нового автокорреляционного метода с использованием фотогальванического кристалла для измерения длины когерентности сверхкоротких лазерных импульсов.

Исследование выполнено при поддержке Президиума ДВО РАН, а также РФФИ (грант 12-02-12087).

Литература

1. Сверхкороткие световые импульсы / С. Шапиро, Д. Брэдли, Э. Иппен и др.; под ред. С. Шапиро; пер. с англ. под ред. С.А. Ахманова. – М.: Мир, 1981. – 479 с.
2. Sala K.L. CW autocorrelation measurement of picosecond laser pulses / K.L. Sala, G.A. Keney-Wallace, G.E. Hall // IEEE j. quant. electron. – 1980. – Vol. QE-16, № 9. – P. 990–996.
3. Linear photogalvanic current excited in silent crystals by femtosecond laser pulses / A.A. Kamshilin, A.I. Grachev, S.S. Golik et al. // Applied Physics B. – 2012. – Vol. 106, № 4. – P. 899–903.

Ромашко Роман Владимирович

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. теоретической и экспериментальной физики
Дальневосточного федерального университета;
вед. науч. сотрудник лаб. прецизионных оптических методов измерений
Института автоматизации и процессов управления
Дальневосточного отделения РАН (ИАПУ ДВО РАН), г. Владивосток
Тел.: 8 (423) 255-51-74
Эл. почта: romashko@iacp.dvo.ru

Грачев Александр Иванович

Канд. физ.-мат. наук, ст. науч. сотрудник
Физико-технического института им. А.Ф. Иоффе РАН, г. Санкт-Петербург
Тел.: 8 (812) 515-91-95
Эл. почта: grach.shuv@mail.ioffe.ru

Камшилин Алексей Александрович

Д-р физ.-мат. наук, профессор, руководитель лаб. оптических сенсорных технологий
Университета Восточной Финляндии, г. Куопио, Финляндия
Тел.: +35-840-355-25-61
Эл. почта: alexei.kamchilin@uef.fi

Каменев Олег Тимурович

Д-р физ.-мат. наук, вед. науч. сотрудник
лаб. прецизионных оптических методов измерений ИАПУ ДВО РАН
Тел.: 8-902-483-07-96
Эл. почта: okamenev@mail.ru

Кульчин Юрий Николаевич

Руководитель отдела оптоэлектронных методов исследования газообразных и конденсированных сред
(ИАПУ ДВО РАН), г. Владивосток
Тел.: 8 (423) 231-04-39
Эл. почта: director@iacp.dvo.ru

Romashko R.V., Grachev A.I., Kamschilin A.A., Kamenev O.T., Kilchin Yu.N.

Autocorrelator of femtosecond laser pulses based on a linear photovoltaic effect

In this paper we propose autocorrelator using a nonlinear photogalvanic crystal. The main goal of this research was to demonstrate feasibility of the proposed technique to measure coherent length of ultra-short laser pulses.

Keywords: photovoltaic current, autocorrelator.

УДК 535.417

Р.В. Ромашко, И.О. Яшкузин, Т.А. Ефимов, М.А. Асалханова

Геометрия записи динамических голограмм в фоторефрактивном кристалле для детектирования колебаний микроосцилляторов

Проводится анализ эффективности применения адаптивных интерферометров, построенных в различных геометриях записи динамических голограмм в фоторефрактивном кристалле, в задачах детектирования колебаний микромасштабных объектов. Исследуются эффективность взаимодействия, глубина модуляции и порог детектирования измерительных систем.

Ключевые слова: микроосциллятор, адаптивный интерферометр, голограмма.

Задача детектирования колебаний микроосцилляторов. Важной задачей исследования микрообъектов является определение их перемещений [1–2]. В работах [3, 4] показана эффективность использования адаптивного голографического интерферометра для детектирования колебаний микроантилеверов. Голографический принцип объединения волн в фоторефрактивном кристалле (ФРК) позволяет обеспечить точное согласование волновых фронтов опорного и объектного лазерных пучков [5]. Существуют различные схемы построения адаптивных голографических интерферометров, в основе которых лежат разные геометрии записи динамической голограммы в ФРК [6]. Динамические голограммы могут записываться в ФРК в отражательной, пропускающей и ортогональной геометриях. Геометрия формирования динамической голограммы определяет различные метрологические характеристики (рис. 1). В работах [3, 4] использована ортогональная геометрия записи динамических голограмм в ФРК. В настоящей работе проводится анализ эффективности применения адаптивных интерферометров, построенных при применении различных геометрий записи динамических голограмм в ФРК, в задаче детектирования колебаний микромасштабных объектов, исследуются эффективность взаимодействия, глубина модуляции, порог детектирования измерительных систем.

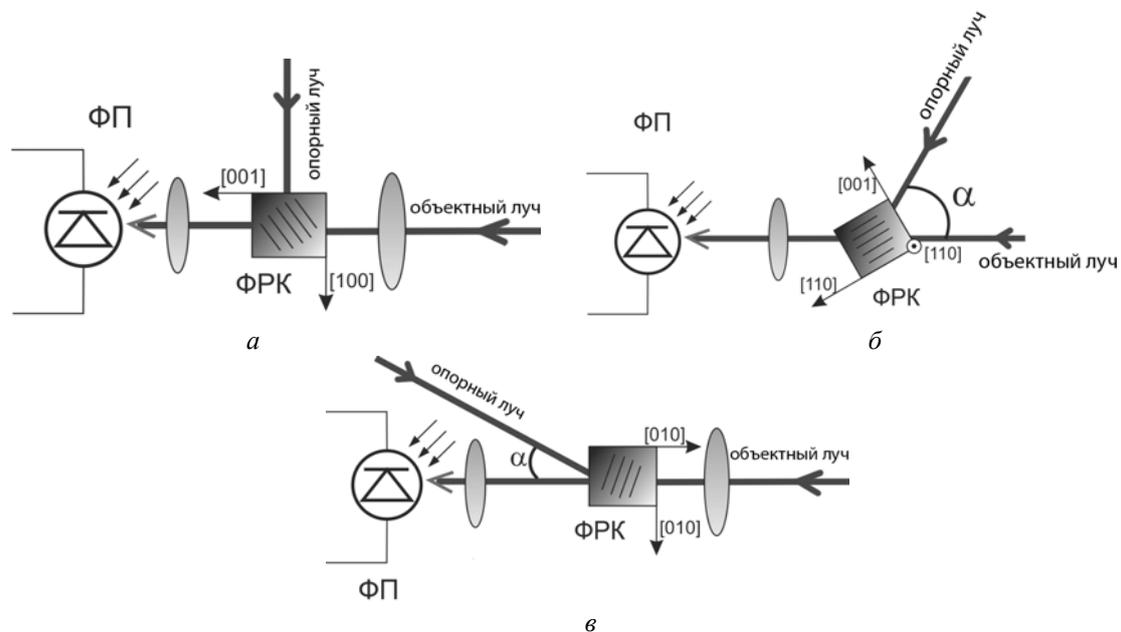


Рис. 1. Геометрии записи динамических голограмм в ФРК: ФП – фотоприемник; α – угол между объектным и опорным лучом: а – ортогональная геометрия; б – пропускающая геометрия ($\alpha = 50^\circ$); в – отражательная ($\alpha = 30^\circ$)

Из анализа геометрий записи динамических голограмм в ФРК в работе [6] следует, что наибольшая глубина модуляции сигнала при детектировании колебаний микрообъектов может быть

достигнута при использовании отражательной геометрии записи. В свою очередь ортогональная геометрия записи позволяет добиться поляризационной независимости, что особенно важно при исследовании колебаний микроосцилляторов предельно малых размеров. Для экспериментального исследования особенностей взаимодействия световых пучков в кристалле в различных геометриях было изготовлено три модификации адаптивного голографического интерферометра. В качестве источника излучения использовался Nd:YAG-лазер, работающий в непрерывном режиме на длине волны 1064 нм, мощностью 25 мВт. Лазерный пучок делился на объектный и опорный пучки. Объектный пучок фокусировался линзой и направлялся на микроосциллятор, закрепленный на калиброванном электродинамическом преобразователе, с помощью которого осуществлялась передача колебаний исследуемому микроосциллятору. Вследствие колебаний микроосциллятора отраженное от него излучение было модулировано по фазе. Отраженное излучение собиралось линзой и фокусировалось в ФРК CdTe. Опорный пучок проходил через четвертьволновую фазовую пластинку и направлялся в ФРК. Демодуляция фазы волны, отраженной от микроосциллятора, осуществлялась посредством ее взаимодействия с опорной волной, входящей в кристалл по нормали к объектной волне. Интенсивность объектного пучка на выходе из ФРК регистрировалась с помощью фотоприемника. Опорный луч не фокусировался для обеспечения одинаковой интенсивности излучения в кристалле в разных геометриях. Особенность работы адаптивного интерферометра в различных геометриях была также проверена для плоского зеркала, которое устанавливалось вместо микроосциллятора.

Экспериментальные результаты. В качестве микроосциллятора использовался кремниевый микроантилевер с размерами $180 \times 45 \times 15$ мкм³. Для ортогональной и пропускающей геометрий записи показаны экспериментально полученные зависимости амплитуды модуляции регистрируемого сигнала от амплитуды напряжения на электродинамическом преобразователе для разных соотношений мощности объектного и опорного пучков (рис. 2).

Чувствительность адаптивного интерферометра в ортогональной геометрии (рис. 2, а) слабо зависит от отношения мощности объектного пучка к мощности опорного. Наибольшая глубина модуляции регистрируемого сигнала составила 10,4% при соотношении мощностей объектного и опорного пучков 1,4/1000. При этом относительный порог детектирования (ОПД) [7] адаптивного интерферометра составил $5,2 \times 10^{-8}$ рад $\sqrt{(\text{Вт}/\text{Гц})}$. Для плоского зеркала, используемого в качестве исследуемого объекта, чувствительность в ортогональной геометрии составила $2,4 \times 10^{-8}$ рад $\sqrt{(\text{Вт}/\text{Гц})}$.

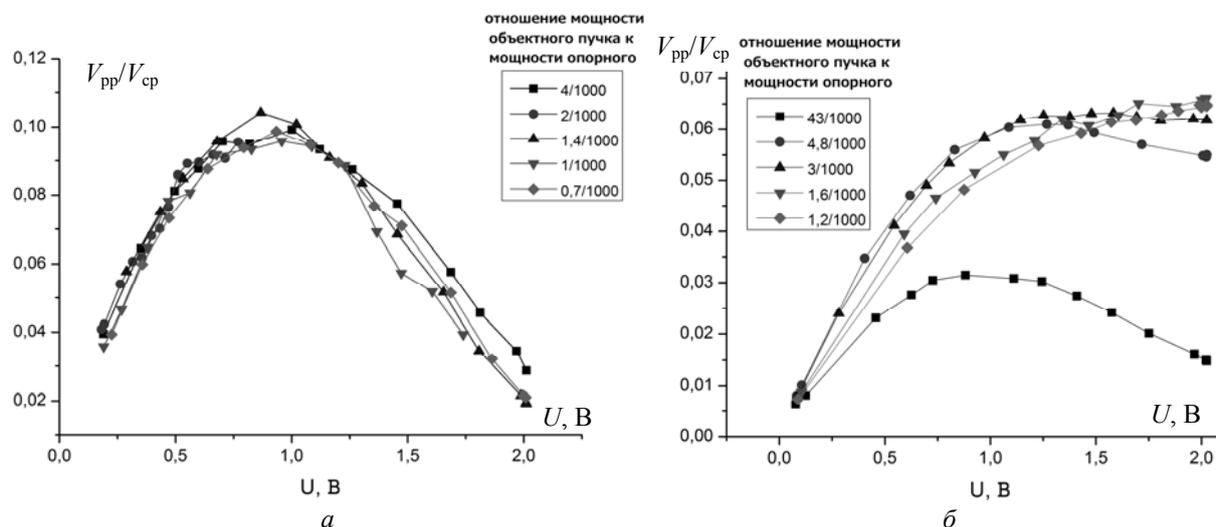


Рис. 2. Зависимости амплитуды модуляции регистрируемого сигнала (V_{pp}/V_{cp}) от амплитуды напряжения на электродинамическом преобразователе (U , В): а – ортогональная геометрия; б – пропускающая геометрия

Максимальная чувствительность адаптивного интерферометра в пропускающей геометрии (рис. 2, б) достигается при отношении мощности объектного пучка к мощности опорного 4,8/1000. Наибольшая глубина модуляции регистрируемого сигнала составила 6,6% при соотношении мощностей объектного и опорного пучков 1,6/1000. При этом ОПД адаптивного интерферометра составил $2,9 \times 10^{-8}$ рад $\sqrt{(\text{Вт}/\text{Гц})}$. Для плоского зеркала, используемого в качестве исследуемого объекта, чувствительность в данной геометрии составила $1,5 \times 10^{-8}$ рад $\sqrt{(\text{Вт}/\text{Гц})}$.

В отражательной геометрии часть излучения опорного луча попадала в фотоприемник из-за отражения и рассеяния излучения опорного луча на гранях ФРК. Вследствие этого амплитуда регистрируемого сигнала модуляции была сравнимой с собственными шумами адаптивного интерферометра. Для решения этой проблемы, во-первых, была уменьшена мощность опорного пучка при сохранении интенсивности в ФРК за счет использования дополнительной фокусирующей линзы, во-вторых, были добавлены пространственные фильтры. После указанных изменений отношение переменной составляющей регистрируемого сигнала к постоянной составляющей было не более 0,7%. При этом ОПД адаптивного интерферометра составил 35×10^{-8} рад $\sqrt{(\text{Вт}/\text{Гц})}$. При использовании плоского зеркала чувствительность в данной геометрии составила $1,3 \times 10^{-8}$ рад $\sqrt{(\text{Вт}/\text{Гц})}$.

Экспериментальные данные для ортогональной, пропускающей и отражательной геометрий записи динамических голограмм в ФРК представлены в таблице. Анализ представленных экспериментальных данных, полученных с использованием ортогональной, пропускающей и отражательной геометрий записи динамических голограмм в ФРК, позволяет сделать вывод, что наиболее эффективная демодуляция фазы волны, при которой достигаются наибольшая чувствительность и глубина модуляции регистрируемого сигнала при детектировании колебаний микроосциллятора, обеспечивается при использовании ортогональной геометрии записи динамических голограмм в ФРК. В случае детектирования колебаний плоского зеркала наиболее эффективная работа адаптивного интерферометра достигается в отражательной геометрии, что находится в соответствии с теоретическим и экспериментальным анализом, представленным в работе [6].

Экспериментальные данные для разных геометрий записи динамических голограмм в ФРК

Параметр	Ортогональная геометрия	Пропускающая геометрия	Отражательная геометрия
Максимальная глубина модуляции (микроосциллятор), %	10,4	6,6	0,7
Оптимальное соотношение мощностей пучков (объектного к опорному)	1,4/1000	1,6/1000	—
Порог детектирования (микроосциллятор), рад $\sqrt{(\text{Вт}/\text{Гц})}$	$2,4 \times 10^{-8}$	$2,9 \times 10^{-8}$	35×10^{-8}
Порог детектирования (плоское зеркало), рад $\sqrt{(\text{Вт}/\text{Гц})}$	$5,2 \times 10^{-8}$	$1,5 \times 10^{-8}$	$1,3 \times 10^{-8}$

Заключение. Таким образом, наиболее эффективная работа адаптивного голографического интерферометра в задаче детектирования колебаний микроосцилляторов, при которой наблюдается наибольшая чувствительность и глубина модуляции регистрируемого сигнала, достигается при использовании ортогональной геометрии записи динамических голограмм в ФРК.

Исследование выполнено при поддержке Программы «Научный фонд» ДВФУ», а также Президиума ДВО РАН.

Литература

1. Study of intrinsic localized vibrational modes in micromechanical oscillator arrays / M. Sato, B.E. Hubbard, L.Q. English, and A.J. Sievers // *Chaos*. – 2003. – Vol. 1382. – P. 702–715.
2. Sekaric L. et al. Nanomechanical resonant structures as tunable passive modulators of light // *Applied physics letters*. – 2002. – Vol. 80, № 19. – P. 3617–3619.
3. Romashko R.V. et al. Detection of micro-objects nano-scale vibration by adaptive interferometer // *Pacific Science Review*. – 2012. – Vol. 14, № 3. – P. 233–234.
4. Romashko R.V. et al. Resonance Microweighting Approach with Using Adaptive Interferometer // *Pacific Science Review* – 2012. – Vol. 14, № 3. – P. 334–336.
5. Fast adaptive interferometer on dynamic reflection hologram in CdTe: V / S.Di Girolamo, A.A. Kamshilin, R.V. Romashko et al. // *Optics express*. – 2007. – Vol. 15, № 2. – P. 545–555.
6. Photorefractive vectorial wave mixing in different geometries / R.V. Romashko et al. // *JOSA B*. – 2010. – Vol. 27, № 2. – P. 311–317.
7. Orthogonal geometry of wave interaction in a photorefractive crystal for linear phase demodulation / S.Di Girolamo et al. // *Optics Communications*. – 2010. – Vol. 283, № 1. – P. 128–131.

Ромашко Роман Владимирович

Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. теоретической и экспериментальной физики (ТЭФ)
Дальневосточного федерального университета (ДФУ);
вед. науч. сотрудник лаборатории прецизионных оптических методов измерений
Института автоматизации и процессов управления
Дальневосточного отделения РАН (ИАПУ ДВО РАН), г. Владивосток
Тел.: 8 (423-2) 231-04-39
Эл. почта: romashko@iacp.dvo.ru

Яшкюзин Игорь Олегович

Студент каф. ТЭФ ДВФУ
Тел.: 8 (924) 250-67-87
Эл. почта: alex_202@mail.ru

Ефимов Тимофей Александрович

Аспирант ИАПУ ДВО РАН
Тел.: 8 (423-2) 231-04-39
Эл. почта: tim2vl@yandex.ru

Асалханова Мария Алексеевна

Аспирант ИАПУ ДВО РАН
Тел.: 8 (914) 328-06-94
Эл. почта: facir@mail.ru

Romashko R.V., Yashkuzin I.O., Efimov T.A., Asalkhanova M.A.

The geometry of the recording of dynamic holograms in a photorefractive crystal to detect the vibration of microoscillators

The holographic system for measurement of nanoscale displacements of micro- and macro-objects based on an adaptive interferometer is developed in different geometries. Effectiveness of the interaction, the depth of modulation and detection threshold of measuring system was studied.

Keywords: microoscillator, an adaptive interferometer, hologram.

УДК 535.31, 535.36

А.А. Шибельгут, Р.В. Литвинов, Н.Г. Кириенко

Эффективность возбуждения волноводных мод оптического волокна при рассеянии лазерного пучка на радиально-симметричном слое неоднородностей сердцевины

Представлены результаты численного моделирования рассеяния монохроматического светового пучка, распространяющегося в плоскости поперечного сечения ступенчатого оптического волокна, на неоднородностях его сердцевины, локализованных в тонком радиально-симметричном слое. Показано, что наличие этих неоднородностей является причиной резонансной зависимости эффективности возбуждения волноводных мод от смещения светового пучка относительно оси волокна.

Ключевые слова: оптическое волокно, неоднородности сердцевины, рассеяние света, направляемые моды.

Как известно, рассеяние светового поля на неоднородностях сердцевины многомодовых оптических волокон приводит к сильному взаимодействию между волноводными модами, вклад которого в искажение оптических сигналов может оказаться сравним со вкладом других механизмов, в том числе дисперсионного [1, 2]. Так как конус углов волноводных мод изменяется по поперечному сечению волокна [3], то искажение сигналов в однотипных волокнах, но с отличающимися пространственными распределениями неоднородностей, в общем случае будет различным. Исследование пространственного распределения неоднородностей в многомодовом оптическом волокне может быть выполнено при сканировании по нему сфокусированным лазерным пучком, которое приводит к возбуждению направляемых мод в волокне за счет рассеяния светового пучка на неоднородностях его сердцевины. В этом случае мощность светового поля на выходном торце волокна будет зависеть от положения сканирующего пучка относительно оси волокна. Подобные экспериментальные исследования в оптических волокнах различного типа были проведены в работах [1, 2, 4]. Однако численное моделирование эффективности возбуждения волокна в этих работах выполнено при условии однородного пространственного распределения рассеивающих центров по сердцевине волокна. В данном сообщении выполнено численное моделирование эффективности возбуждения полимерного оптического волокна со ступенчатым профилем показателя преломления за счет рассеяния светового пучка, распространяющегося в плоскости поперечного сечения волокна, на радиально-симметричном слое неоднородностей сердцевины, локализованном на некотором расстоянии от центра волокна, для различных смещений пучка относительно его оси.

На рис. 1 показана траектория сканирующего пучка в плоскости поперечного сечения ступенчатого оптического волокна при произвольном смещении d оси пучка относительно оси волокна. Как следует из этого рисунка, угол преломления пучка на границе «внешняя среда–оболочка» может быть определен при помощи закона Снеллиуса в виде $\varphi_{in} = \arcsin[(n_0 d)/(n_{cl} a_{cl})]$. Здесь n_0 и n_{cl} – показатель преломления внешней среды и оболочки оптического волокна, соответственно; a_{cl} – радиус оболочки. В сердцевине волокна пучок распространяется на расстоянии $x_{co} = a_{co} \sin(\varphi_{in\ co})$ от оси волокна. В последней формуле a_{co} – радиус сердцевины, угол преломления на границе «оболочка–сердцевина» определяется соотношением $\varphi_{in\ co} = \arcsin\{(n_{cl}/n_{co}) \sin[\pi - \arcsin(d/(n_{cl} a_{co}))]\}$; n_{co} – показатель преломления сердцевины волокна.

На рис. 2 показана схема рассеяния этого пучка на радиально-симметричном слое неоднородностей сердцевины, локализованном на расстоянии r_0 от центра волокна, при различных смещениях d . Как следует из этого рисунка, при увеличении смещения d та часть траектории светового пучка, которая проходит через рассеивающие центры, сначала увеличивается от значения, равного удвоенной ширине слоя неоднородностей $4w$, до величины, равной $4\sqrt{n_0 w}$, а затем спадает до нуля. При

этом часть рассеянного света, попадающая в конус углов направляемых мод, захватывается волокном и распространяется вдоль него.

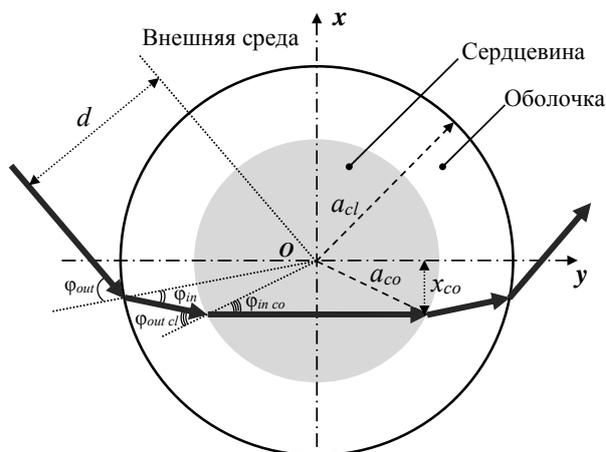


Рис. 1. Траектория сканирующего пучка при произвольном смещении d

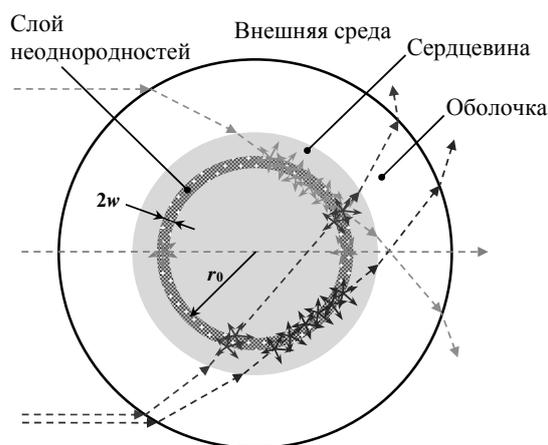


Рис. 2. Схема рассеяния сканирующего пучка при различных смещениях d

Для рассматриваемого случая нормированная интенсивность, рассеянная в волноводные моды волокна, может быть описана выражением

$$I = T \int_{-y_{co}}^{y_{co}} n(y) \int_0^{2\pi} \int_0^{\theta_c} f(\theta'(\theta, \varphi), \varphi'(\theta, \varphi)) \sin(\theta) d\theta d\varphi dy, \tag{1}$$

где T – коэффициент отражения по интенсивности от границы раздела «внешняя среда–оболочка»; $n(y)$ – функция, описывающая распределение неоднородностей вдоль направления распространения пучка (вдоль y -оси, см. рис. 1); $f(\theta', \varphi')$ – индикатриса рассеяния [5]; $\theta'(\theta, \varphi)$, $\varphi'(\theta, \varphi)$ – координатные углы, используемые в теории рассеяния света [5], которые необходимо выразить через углы θ и φ , принятые в волноводной теории [3]; θ_c – угол отсечки, который определяется следующим выражением:

$$\theta_c = \arcsin \left[\frac{1}{n_{co}} \cdot \frac{\sqrt{n_{co}^2 - n_{cl}^2}}{\sqrt{1 - \frac{r^2}{a_{co}^2} \cdot \sin^2(\varphi)}} \right]. \tag{2}$$

Преобразуя друг в друга координатные системы, используемые в волноводной теории и теории рассеяния света, показанные на рис. 3, нетрудно в следующем виде получить соотношения, связывающие углы θ' и φ' с углами θ и φ [4]:

$$\theta' = \arccos(\sin(\theta)\sin(\varphi)), \quad \varphi' = \arctan(\tan(\theta)\cos(\varphi)).$$

Если в формуле (1) положить $n(y) = 1$, то она станет идентичной формуле, использованной в работах [1, 4] для расчета интенсивности I в случае однородного распределения рассеивающих центров по всей сердцевине. В случае радиального распределения рассеивающих центров супергауссова типа их распределение вдоль направления распространения пучка в сердцевине может быть представлено в виде

$$n(y) = \exp \left(-2 \left| \frac{\sqrt{x_{co}^2 + y^2 - r_0}}{w} \right|^k \right), \tag{3}$$

где k – порядок супергауссова пучка.

На рис. 4 показано нормированное радиальное распределение рассеивающих центров для величины $k = 3$ с полушириной слоя $w = 20$ мкм и трех различных расстояний r_0 от центра слоя до центра волокна (кривые 1–3) с радиусом сердцевины $a_{co} = 450$ мкм и радиусом оболочки $a_{cl} = 500$ мкм. На рис. 5 представлены зависимости нормированной интенсивности I от смещения d , падающего на

волокно светового пучка *ТМ*-поляризации (см. рис. 1), соответствующие эти трем различным значениям r_0 и рассчитанные для следующих параметров: длина волны света 632 нм, показатель преломления оболочки и сердцевины 1,42 и 1,49, соответственно. Здесь же показана зависимость $I(d)$ для однородного ($n(r) = 1$) распределения рассеивающих центров (кривая 4).

Отметим, что в рассматриваемом случае при приближении смещения падающего пучка к крайнему положению ($d = a_{cl}$), когда он распространяется практически по касательной к поверхности волокна, он преломляется так, что часть его траектории все равно проходит через сердцевину на расстоянии от оси волокна, равном 336 мкм.

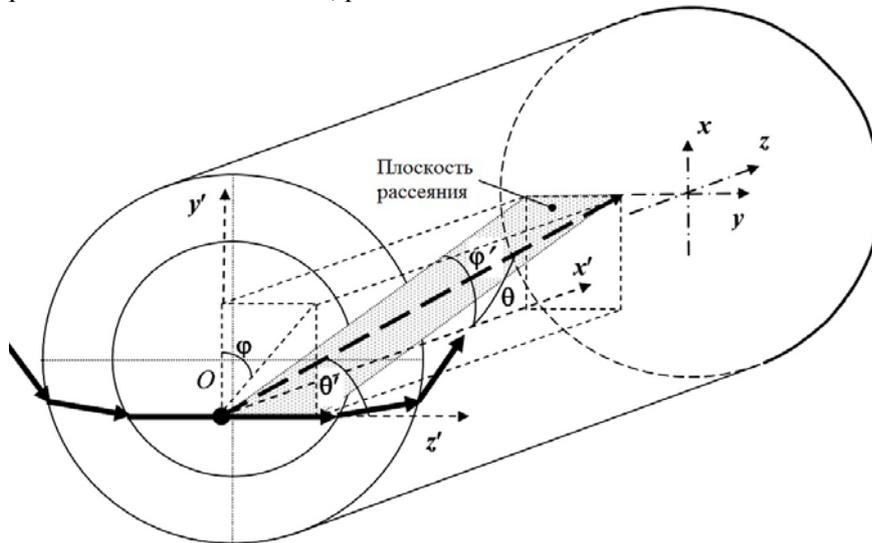


Рис. 3. Координатные системы, используемые в волноводной теории и теории рассеяния света

внешний интеграл (1) определяется областями траектории пучка, в которых он распространяется через рассеивающие центры (см. рис. 2). Эти области расположены симметрично относительно оси, проходящей через центр волокна. Как показано выше, с увеличением величины d протяженность этих областей сначала увеличивается от значения, равного удвоенной ширине слоя неоднородностей $4w$, до величины, равной $4\sqrt{n_0 w}$, а затем спадает до нуля. Это приводит к появлению пиков на зависимости $I(d)$. Очевидно, что увеличение радиуса слоя рассеивающих центров r_0 (см. рис. 2) должно приводить к увеличению расстояния между положениями сканирующего пучка, отвечающими максимальным областям рассеяния и расположенными симметрично относительно оси, проходящей через центр волокна. Подобное поведение пиков на зависимостях $I(d)$ с ростом величины r_0 и наблюдается на рис. 5.

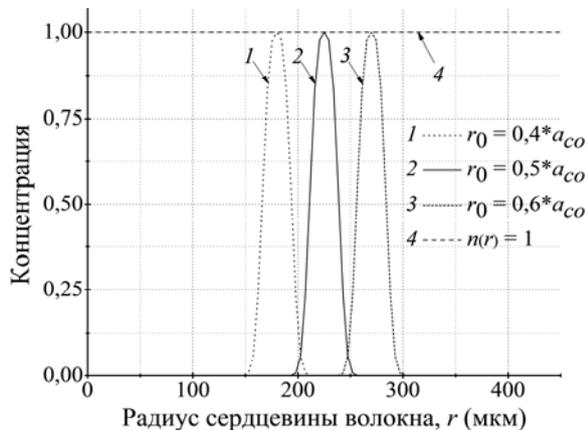


Рис. 4. Распределение рассеивающих центров

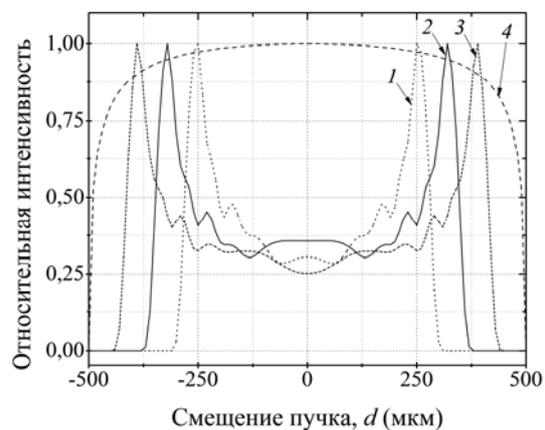


Рис. 5. Зависимости интенсивности $I(d)$

Таким образом, наличие радиально-симметричного слоя неоднородностей в сердцевине полимерного оптического волокна со ступенчатым профилем показателя преломления приводит к резо-

нансной зависимости эффективности возбуждения волноводных мод за счет рассеяния сканирующего лазерного пучка от его смещения относительно оси волокна.

Работа выполнена при частичной поддержке Российского фонда фундаментальных исследований в рамках гранта № 12-07-00193-а. А.А. Шибельгут поддержан стипендией Президента РФ в рамках проекта № СП-4673.2013.5.

Литература

1. Bunge C.-A. Rayleigh and Mie Scattering in Polymer Optical Fibers / C.-A. Bunge, R. Kruglov, H. Poisel // J. Lightw. Technol. – 2006. – Vol. 24, Iss. 8. – P. 3137–3146.
2. A comprehensive analysis of scattering in polymer optical fibers / G. Aldabaldetrekue, I. Bikandi, M.A. Illarramendi et al. // Optics Express. – 2010. – Vol. 18, Iss. 24. – P. 24536–24555.
3. Unger H.-G. Planar optical waveguides and fibres. – Oxford: Clarendon Press, 1977. – 656 p.
4. Scattering Properties of 1 mm Large-Core GI-POF / A. Shibelgut, R. Litvinov, R. Kruglov et al. // Proceedings of the 21th International conference on Plastic Optical Fibers, Atlanta, USA, September 10–12. – 2012. – P. 116–119.
5. Bohren C.F. Absorption and Scattering of Light by Small Particles / C.F. Bohren, D.R. Huffman. – New York: Wiley, 1983. – 660 p.

Шибельгут Александр Андреевич

Мл. науч. сотрудник каф. телекоммуникаций и основ радиотехники ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 41-33-98
Эл. почта: shibelgut@gmail.com

Литвинов Рудольф Викторович

Доцент каф. радиоэлектроники и защиты информации ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 41-33-65
Эл. почта: LitvinovRV@rzi.tusur.ru

Кириенко Наталья Геннадьевна

Ст. преподаватель каф. гуманитарного образования и иностранных языков Юргинского технологического института НИ ТПУ
Тел.: 8 (382-2) 41-33-98
Эл. почта: chenk@mail.ru

Shibelgut A.A., Litvinov R.V., Kirienko N.G.

Excitation efficiency of waveguide modes of optical fiber by laser beam scattering on a radially symmetric layer of core heterogeneities

In the paper the results of numerical simulation of a monochromatic light beam scattering are presented. The light beam is propagated in a plane of transverse section of step-index optical fiber and on heterogeneities of its core which are localized in a thin radially symmetric layer. It has been shown that the existence of these heterogeneities is a cause of resonance dependence of an excitation efficiency of waveguide modes on the light beam shifted relative to fiber axis.

Keywords: optical fiber, core heterogeneities, light scattering, guided modes.

УДК 535.421:773.93

А.О. Семкин, С.Н. Шарангович

Дифракционные характеристики фотонных ФПМ-ЖК структур при сложной дискретной пространственной неоднородности управляющего поля

Разработана теоретическая модель дифракции световых пучков на голографических фотонных структурах, сформированных в фотополимерных материалах с жидкокристаллической компонентой (ФПМ-ЖК), при воздействии дискретно пространственно неоднородного электрического поля. Проведено численное моделирование дифракционной эффективности фотонных структур под действием внешнего управляющего поля, при различной топологии электродной структуры на поверхности образца в приближении заданного поля. На основе проведенного моделирования показан метод аподизации голографических фотонных ФПМ-ЖК структур.

Ключевые слова: ФПМ-ЖК, голографические фотонные структуры, аподизация.

В развитии современных волоконно-оптических систем передачи наметилась тенденция к переходу на полностью оптические устройства, не требующие преобразования оптической энергии в электрическую для операций коммутации, мультиплексирования и фильтрации информационных потоков. В данных условиях одним из перспективных физических явлений для разработки устройств подобного рода является дифракция световых пучков на управляемых внешним электрическим полем голографических фотонных структурах (ГФС), сформированных в фотополимерных материалах с жидкокристаллической компонентой (ФПМ-ЖК). Характеристики данных структур являются предметом исследования многих групп ученых [1, 2 и др.]. Методы управления, в зависимости от концентрации молекул жидкого кристалла (ЖК), описаны в работах [3–6]. Кроме этого, в работах [5, 6] исследовано влияние пространственной неоднородности (перемены полярности) управляющего поля на дифракционные характеристики ГФС. Целью данной работы является исследование влияния дискретно неоднородного электрического поля, формируемого многоэлементной электродной структурой, на передаточные функции ФПМ-ЖК ГФС.

Рассмотрим двумерную дифракцию Брэгга необыкновенных волн на фотонной структуре в образце ФПМ-ЖК без учета самовоздействия световых пучков. Пространственная неоднородность управляющего электрического поля формируется неоднородной топологией электродной структуры на поверхности образца (рис. 1, а). Воздействие внешнего поля приводит к изменению ориентации молекул жидкого кристалла в образце, что, в силу неоднородности воздействия, приводит к неоднородному изменению дифракционных характеристик фотонной структуры [5, 6] (рис. 1, б)/

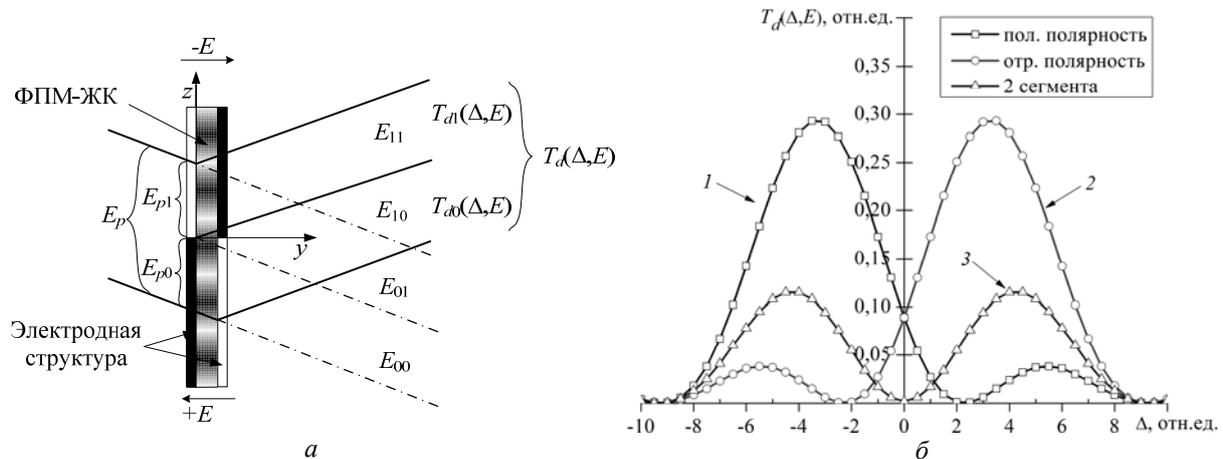


Рис. 1. Геометрия дифракции световых пучков на фотонной структуре (а) и ее дифракционные характеристики (передаточные функции) при воздействии внешнего поля $E = 1,1 E_c$ (б)

На рис. 1 $E_p(\mathbf{r})$ – падающий пучок, для упрощения анализа разделенный на два: $E_{p0}(\mathbf{r})$ и $E_{p1}(\mathbf{r})$, дифрагирующих на областях воздействия электрических полей разной полярности (сформированных двумя сегментами электродной структуры); соответствующие им $E_{00}(\mathbf{r})$ и $E_{01}(\mathbf{r})$ – прошедшие и $E_{10}(\mathbf{r})$ и $E_{11}(\mathbf{r})$ – дифрагировавшие в первый порядок пучки; $T_{d0}(\Delta, E), T_{d1}(\Delta, E)$ – парциальные передаточные функции фотонной структуры при воздействии внешнего поля положительной полярности (кривая 1 на рис. 1, б) и отрицательной полярности (кривая 2 на рис. 1, б) соответственно [5, 6]; $T_d(\Delta, E) = T_{d0}(\Delta, E) + T_{d1}(\Delta, E)$ – результирующая передаточная функция для пучка первого порядка дифракции (кривая 3 на рис. 1, б) [5, 6]; параметры $+E$ и $-E$ обозначают поля противоположной полярности; E_c – критическая величина напряженности электрического поля, при которой наблюдается эффект Фредерикса.

Амплитудные профили пучков $E_{i,j}(\mathbf{r})$ при воздействии знакопеременного поля находятся из решения системы уравнений связанных волн (УСВ):

$$\mathbf{N}_{r0,j}^e \cdot \nabla E_{0,j}^e(\mathbf{r}) = -iC_{1,j}^e(\mathbf{r})E_{1,j}^e(\mathbf{r})n^1(\mathbf{r})\exp(+i\Theta_j(\mathbf{r})), \quad (1)$$

$$\mathbf{N}_{r1,j}^e \cdot \nabla E_{1,j}^e(\mathbf{r}) = -iC_{0,j}^e(\mathbf{r})E_{0,j}^e(\mathbf{r})n^1(\mathbf{r})\exp(-i\Theta_j(\mathbf{r})), \quad (2)$$

где $C_{i,j}^e(\mathbf{r})$ – локальные амплитудные коэффициенты связи; $n_{i,j}^e$ – показатели преломления, e соответствует необыкновенной волне; $n^1(\mathbf{r})$ – нормированный амплитудный профиль первой гармоники показателя преломления ГФС; $\mathbf{N}_{r0,1}^e$ – групповые нормали; $\Theta_j(\mathbf{r})$ – параметр интегральной фазовой расстройки, определяющий влияние пространственной неоднородности $\Delta K_j(\mathbf{r}, E)$ на условия дифракции световых волн:

$$\Theta_j(y, E) = \int_0^y \Delta K_j(y', E) dy', \quad (3)$$

где $\Delta K_j(y, E)$ – модуль пространственно неоднородного вектора фазовой расстройки $\Delta \mathbf{K}_j(\mathbf{r}, E) = \mathbf{k}_0(\mathbf{r}, E) - \mathbf{k}_1(\mathbf{r}, E) + \mathbf{K}$, характеризующей изменение геометрии дифракции вследствие воздействия электрического поля

Тогда, используя решение УСВ (1), (2) в оптически неоднородной среде в приближении заданного поля (при малых дифракционных эффективностях), представляя амплитудное распределение дифракционного светового поля в виде угловых спектров (УС), для знакопеременного внешнего воздействия можем записать:

$$E_d(\theta, E) = E_{p0}(\theta)T_{d,0}(\Delta, E) + E_{p1}(\theta)T_{d,1}(\Delta, E), \quad (4)$$

где введены парциальные передаточные функции (ПФ) ДС

$$T_{d,j}(\Delta, E) = \frac{1}{d} \cdot \int_0^d C(y, E) \cdot n^1(y) \cdot \exp \left[i \cdot \left(\Delta \frac{y}{d} + \Theta_j(y, E) \right) \right] dy, \quad (5)$$

$E_{pj}(\theta)$ – УС падающего светового поля; $C(y, E)$ – амплитудный коэффициент связи; $\Delta(\delta\theta)$ – относительная расстройка, $\delta\theta = \theta - \theta_{\bar{\theta}}$ – отклонение от угла Брэгга $\theta_{\bar{\theta}}$, угол θ здесь характеризует направление плосковолновых компонент УС $E_{d,j}(\theta, E)$ относительно волновых нормалей $\mathbf{N}_{d,j}$ световых пучков.

Используя аналогичный подход, можно проанализировать воздействие управляющего поля более сложной, многоэлементной структуры, которое может быть сформировано несколькими сегментами электродов на поверхности образца. На рис. 2, а и б приведены примеры реализации дискретно неоднородного внешнего поля, образованного тремя и четырьмя сегментами электродов соответственно.

Таким образом, определив передаточные функции $T_{d,j}(\Delta, E)$ для каждого сегмента электродной структуры в зависимости от полярности электрического поля, угловой спектр дифракционного све-

того поля в дальней зоне для приведенных на рис. 2, *а* (выражение 6) и *б* (выражение 7) случаев может быть представлен в виде

$$E_d(\theta, E) = E_{p0}(\theta)T_{d,0}(\Delta, E) + E_{p1}(\theta)T_{d,1}(\Delta, E) + E_{p2}(\theta)T_{d,0}(\Delta, E), \quad (6)$$

$$E_d(\theta, E) = E_{p0}(\theta)T_{d,0}(\Delta, E) + E_{p1}(\theta)T_{d,1}(\Delta, E) + E_{p2}(\theta)T_{d,0}(\Delta, E) + E_{p3}(\theta)T_{d,1}(\Delta, E), \quad (7)$$

а обобщенное выражение для УС дифракционного поля, при любом числе сегментов будет иметь вид

$$E_d(\theta, E) = \sum_{j=1}^n E_{p,j}(\theta)T_{d,0}(\Delta, E) + \sum_{i=1}^k E_{p,i}(\theta)T_{d,1}(\Delta, E), \quad (8)$$

где j, i – номера пучков, дифрагирующих на областях с положительной и отрицательной полярностью соответственно; n, k – количество соответствующих им сегментов электродной структуры; $T_{d,0}(\Delta, E), T_{d,1}(\Delta, E)$ – передаточные функции фотонной структуры в области действия внешнего поля положительной и отрицательной полярностей соответственно.

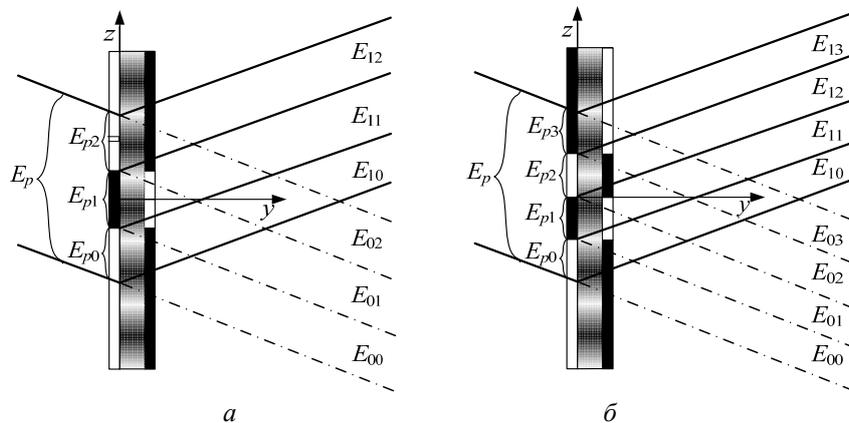


Рис. 2. Воздействие дискретно пространственно неоднородного электрического поля из трех (*а*) и четырех (*б*) сегментов

Дифракционную эффективность (ДЭ) ГФС под действием внешнего поля сложной структуры в зависимости от величины воздействия и угловой расстройки можно представить в следующем виде:

$$\eta(\theta, E) = |E_d(\theta, E)|^2 / |E_p(\theta)|^2, \quad (9)$$

где $E_p(\theta) = \sum_{j=1}^{n+k} E_{p,j}(\theta)$ – угловой спектр падающего пучка (рис. 2, *а, б*).

Численное моделирование ДЭ ГФС проводилось на основе (9) при падении на фотонную структуру плоской волны для электродных структур, состоящих из 3, 4, 5 и 6 сегментов. Угловая селективность в зависимости от количества сегментов структуры при воздействии электрического поля $E=1, 1E_c$ представлена на рис. 3, *а*. На рис. 3, *б* приведена зависимость дифракционной эффективности ГФС при падении на нее слабонерасходящегося пучка от величины внешнего воздействия $\eta(\theta, E)$.

Как видно из рис. 3, *а*, количество сегментов управляющего поля влияет на ДЭ только в случае их нечетного количества (на рис. 3, *а* кривая 1 – для 3 сегментов, кривая 3 – для 5 сегментов). Воздействие электрического поля, сформированного из четного количества сегментов, не изменяет характеристику ГФС (кривые 2 и 4 на рис. 3, *а*). Данный факт объясняется тем, что в (6)–(8) угловые спектры дифрагирующих пучков складываются с учетом фазы и в случае их четного числа разность фаз между ними сохраняется, однако в случае нечетного числа пучков фазовый сдвиг будет увеличиваться с ростом количества сегментов.

Этот же эффект виден и из рис. 3, *б*, где кривые 2 и 4 соответствуют четному числу сегментов электродной структуры, а кривая 1 – трехэлементной, кривая 2 – пятиэлементной структуре соответственно.

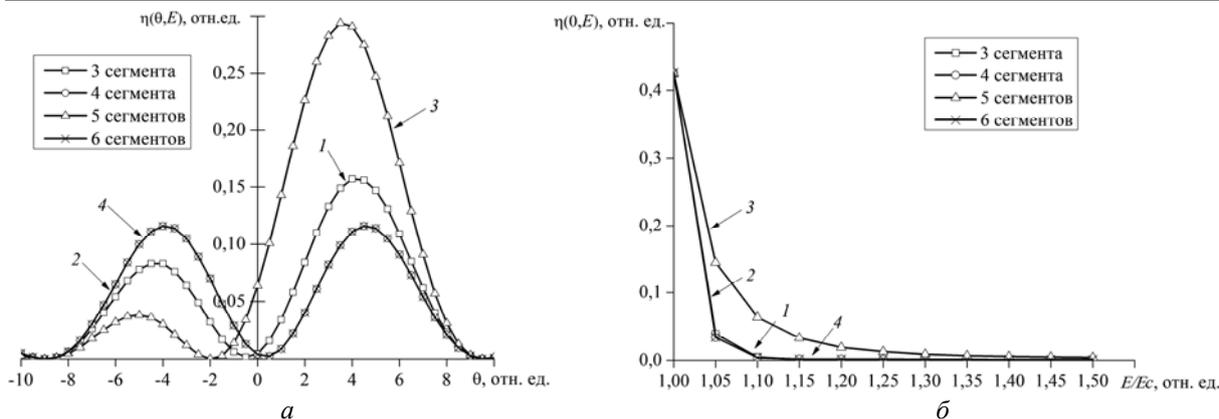
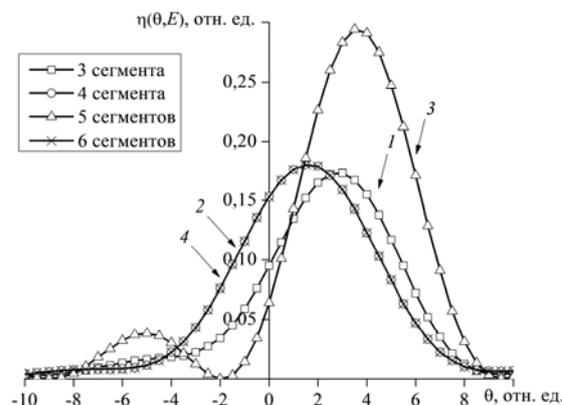


Рис. 3. Дифракционные характеристики при динамической аподизации ГФС с нечетным (а) и четным (б) количеством сегментов электродной структуры

Прекращение подачи напряжения на один или несколько сегментов сложной дискретной структуры электродов позволяет управлять угловой селективностью фотонной структуры в режиме реального времени. Это позволяет говорить о новом методе динамической аподизации ГФС в ФПМ-ЖК. На рис. 4 приведен результат моделирования угловой селективности фотонной структуры при отсутствии напряжения на некоторых сегментах электродных структур.

Рис. 4. Динамическая аподизация ГФС в ФПМ-ЖК



На рис. 4 кривая 1 соответствует «выключению» одного сегмента при трехэлементной электродной структуре, кривые 2 и 4 соответствуют дифракции света на сегментах только положительной полярности (остальные сегменты «выключены») при их четном количестве, кривая 3 соответствует «выключению» одного из пяти сегментов структуры. Видно, что выбор задействованных сегментов многоэлементной электродной структуры позволяет дополнительно управлять угловой селективностью ГФС.

Приведенная в данной работе теоретическая модель описывает дифракцию световых пучков на ГФС, сформированных в ФПМ-ЖК при воздействии сложного дискретно пространственно неоднородного электрического поля. Представленные зависимости ДЭ от общего количества сегментов электродной структуры и от количества активных сегментов позволяет говорить о новом методе динамической аподизации ФПМ-ЖК фотонных структур. Данный метод может быть использован при построении полностью оптических приборов оптоэлектроники и фотоники.

Использование большого количества сегментов электродной структуры увеличивает роль самовоздействия световых пучков в образце в процессе дифракции. Изучение данных явлений ляжет в основу дальнейших исследований.

Работа выполнена в рамках Госзадания Минобрнауки РФ на 2014 г. (№ 2014/225).

Литература

1. Sutherland R.L. Polarization and switching properties of holographic polymer-dispersed liquid-crystal grating. I. Theoretical model // JOSA B. – 2002. – Vol. 19, № 12. – P. 2995–3003.
2. Electro-optic properties of switchable gratings made of polymer and nematic liquid-crystal slices / A. d’Alessandro, R. Asquini, C. Gizzi et al. // Optics Letters. – 2004. – Vol. 29, № 12. – P. 1405–1407.
3. Ноздреватых Б.Ф. Векторная модель дифракции света на электрически управляемых неоднородных дифракционных структурах в фотополимеризующихся жидкокристаллических

композиционных материалах / Б.Ф. Ноздревых, С.В. Устюжанин, С.Н. Шарангович // Доклады ТУСУРа. – 2007. – № 2(16). – С. 192–197.

4. Ноздревых Б.Ф. Дифракционные характеристики пропускающих неоднородных фотонных структур в фотополимеризующихся жидкокристаллических композиционных материалах / Б.Ф. Ноздревых, С.В. Устюжанин, С.Н. Шарангович // Доклады ТУСУРа. – 2010. – № 1(21), ч. 2. – С. 109–117.

5. Семкин А.О. Дифракционные характеристики ФПМ-ЖК фотонных структур при воздействии знакопеременного электрического поля / А.О. Семкин, С.Н. Шарангович // Известия РАН. Сер. физическая. – 2013. – Т. 77, №12. – С. 1722–1725.

6. Семкин А.О. Взаимодействие световых пучков с голографическими фотонными ФПМ-ЖК-структурами при неоднородном управляющем электрическом поле / А.О. Семкин, С.Н. Шарангович // Изв. вузов. Физика. – 2013. – Т. 56, № 9/2. – С. 21–24.

Семкин Артем Олегович

Аспирант каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники (СВЧиКР) ТУСУРа

Тел.: 8-923-427-59-95

Эл. почта: a.o.semkin@gmail.com

Шарангович Сергей Николаевич

Канд. физ.-мат. наук, профессор, зав. каф. СВЧиКР

Тел.: 8 (3822) 41-36-43

Эл. почта: shr@tusur.ru

Semkin A.O., Sharangovich S.N.

The diffraction characteristics of the PDLC photonic structures with complex discrete spatial inhomogeneity of the control field

In the research we developed the theoretical model of light beam diffraction on the holographic photonic structures formed in polymer-dispersed liquid crystal (PDLC), under the influence of the discrete spatially inhomogeneous electric field. A numerical simulation of diffraction characteristics under the action of an external control field, with the different electrode structure topology on the surface of the sample is performed in the fixed-field approximation. A new apodization method of holographic photonic PDLC structures is shown based on the simulation results.

Keywords: polymer-dispersed liquid crystal, holographic photonic structures, apodization.

**УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА
И ИНФОРМАТИКА**

УДК 004.4'22

А.В. Марков, А.А. Воевода

Проверка достижимости маркировки сетей Петри при помощи инвертирования деревьев состояний для протокола передачи данных

По окончании проектирования программного обеспечения необходим анализ, способный выявить возможные недостатки в системе. Одним из таких способов является исследование системы с произвольно выбранного состояния, в котором может оказаться спроектированная модель при её функционировании. Для использования данного подхода обязательным является доказательство достижимости выбранного состояния, которая будет заключаться в инверсии пространства состояний с последующим восстановлением сети. Данная операция однозначна и может быть полезна для моделей со сложной структурой. Инверсия продемонстрирована на примере протокола передачи данных при помощи правил, предложенных в работе по преобразованию простой сети Петри.

Ключевые слова: сети Петри, анализ пространства состояний, достижимость, инверсия, протокол передачи данных.

На завершающих этапах проектирования алгоритмов, моделирования систем и создания программного обеспечения (ПО) необходим их анализ. На данный момент перспективным является использование аппарата сетей Петри, который реализует анализ спроектированных систем, заключающийся в оценке достижимых маркировок, выявлении мертвых и тупиковых состояний, приводящих к прекращению работы системы, зацикливанию процессов и выявлению сценариев, не участвующих в работе системы. Воспользуемся достоинствами упомянутой структуры и применим его для анализа системы «Протокола передачи данных», но прежде разберём её более подробно.

Сеть Петри – это ориентированный граф, в котором взаимосвязаны между собой вершины двух типов: места и переходы [1]. Данные вершины соединены между собой направленными дугами; вершины одного типа не пересекаются. По сети возможно движение меток (фишек) при срабатывании перехода, которые символизируют всевозможные ресурсы системы. Математически сети Петри представляют в виде $\mathcal{N} = (P, T, F, m_I)$ [2], где $P = \{p_1, p_2, \dots, p_n\}$ – множество мест, а $T = \{t_1, t_2, \dots, t_m\}$ – множество переходов, таких что $P \cap T = \emptyset$, $F \subseteq P \times T \cup T \times P$ – взаимосвязь вершин, и $m_I : P \rightarrow \mathbb{N}$ [2]. Анализ систем, смоделированных при помощи сетей Петри, можно реализовать при помощи дерева достижимости [3–10]. Дерево достижимости – есть упорядоченное множество (V, E, src, trg) , где V – множество вершин, E – множество рёбер, а $src, trg : E \rightarrow V$ отображает назначение для каждого ребра как источник или цель.

Основная проблема при анализе крупных систем – это возможность взрыва пространства состояний (англ. state explosion problem), которая заключается в экспоненциальном росте их количества. Данная проблема может привести к досрочному завершению анализа из-за недостатка нужных объёмов оперативной памяти. Следовательно, без оценки может остаться большое количество состояний дерева достижимости, в которых могут находиться зацикливания и тупиковые маркировки, свидетельствующие о некорректном построении системы. Используя постоянную память машины, можно избежать данной проблемы, но это приведет к значительному росту времени, требуемого на анализ [11]. Таким образом, для анализа сетей Петри воспользуемся способом, который основывается на анализе системы с произвольно выбранного состояния [12].

Постановка задачи. Для анализа систем, как предлагалось в работе [12], необходима проверка достижимости выбранного состояния. Данная задача была решена с применением инверсии. В работе [13] описываются простая сеть Петри и способы её преобразования, предложены правила инверсии простой сети, но примеров реализации приведено не было. Поэтому продемонстрируем инверсию системы «Протокола передачи данных», а также доказательство достижимости состояний

при помощи инверсии пространства состояний системы «Протокола передачи данных». Данная система была выбрана как общеизвестный пример [5], который можно проиллюстрировать в рамках представленной работы, тем не менее предлагаемый способ проверки достижимости применим и к более крупным системам.

Протокол передачи данных. На примере системы «Протокола передачи данных» (рис. 1) продемонстрируем возможность инверсии сети при помощи правил, предложенных в [13]. Моделируемая система предназначена для передачи информации между отправителем и приёмником, т.е. отправитель может передавать необходимое количество сообщений приёмнику. Предложенная структура системы имеет три основных потока: отправление сообщения от источника к приёмнику, подтверждение получения сообщения от приёмника к источнику и запрос на получение данных от приёмника к источнику. Таким образом, отправитель передаёт пакеты данных получателю и принимает подтверждение об их доставке. В приёмник поступают отправленные сообщения, после чего он отсылает информацию о получении. Данная сеть (см. рис. 1) состоит из 14 мест P , восьми переходов T и начальной маркировки m_I :

$$P = \{F, E, \text{Received}, B, C, S3, D, A, \text{Nextsend}, \text{Send}, S1, S2, \text{Count}, \text{Count1}\};$$

$$T = \{\text{Transmit packet2}, \text{Send packet2}, \text{Receive}, \text{ReceiveAck}, \text{Send Packet}, \text{Receive Packet2}, \text{Transmit2}, \text{TransmitAck}\};$$

$$m_I = (0, 0, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 1, 1, 1, 1).$$

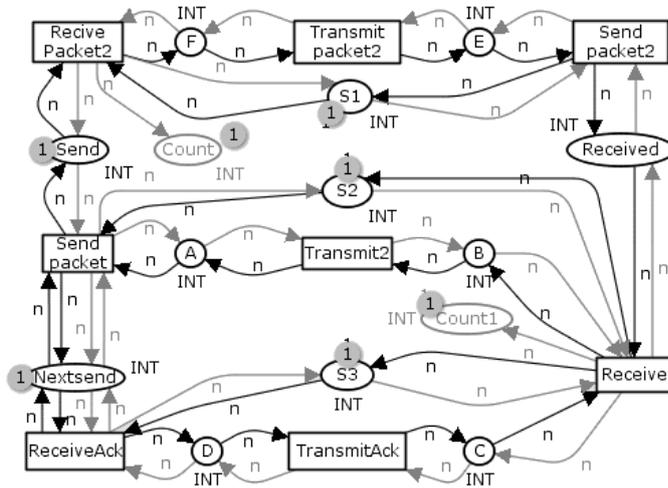


Рис. 1. Сеть «Протокола передачи данных»

провести анализ данной сети и реализовать для неё инверсию. Полученная сеть (см. рис. 1, сеть с направленными стрелками серого цвета без мест серого цвета) имеет ту же структуру, а отсутствие мест Count и Count1 на логику всей системы никак не влияет. Дерево достижимости (рис. 5, слева) для системы (см. рис. 1, сеть с направленными стрелками серого цвета и без мест серого цвета) имеет 18 состояний: $V = \{m_1, \dots, m_{18}\}$. Для инверсии сети (см. рис. 1, сеть с направленными стрелками серого цвета, без мест серого цвета) воспользуемся правилами, предложенными в работе [14]. Для данной системы инверсия будет заключаться в простой смене ориентации дуг (алгоритм).

Алгоритм. Смена ориентации взаимосвязей между вершинами

while $F \subseteq P \times T \cup T \times P$ // Пока существует цепочка данного вида

select $p \rightarrow p'$ // Делаем выборку цепочки данного вида

$F := F \setminus \left\{ \left(p \rightarrow p' \right) \right\}$ // Удаляем выбранные цепочки из всего множества

for all (t, p') *such that* $p \xrightarrow{t} p'$ *do* *invert* $p' \xrightarrow{t} p$ // Реализуем инверсию

return (P, T) // Возвращаем преобразованные данные

Представленная ранее система (см. рис. 1, сеть с направленными стрелками серого цвета) в работе [5, рис. 1.2] была проанализирована при помощи генерации пространства состояний программного пакета CPN Tools с последующим построением дерева достижимости. Поскольку анализ проводился в системе с местами-счётчиками Count и Count1 , способствующими циклическому анализу, пространство состояний было вычислено и показано частично. А проверка частичного, хоть и повторяющегося пространства состояний не может полностью доказать корректность построения системы. Поэтому было принято решение об удалении этих мест с целью

Визуально, полученная инвертированная сеть (см. рис. 1, сеть с направленными стрелками чёрного цвета) не отличается от прямой сети Петри (см. рис. 1, сеть с направленными стрелками серого цвета без мест серого цвета). Но чтобы убедиться в этом, нужно представить вместе пространства состояний прямой и обратной сети (рис. 2).

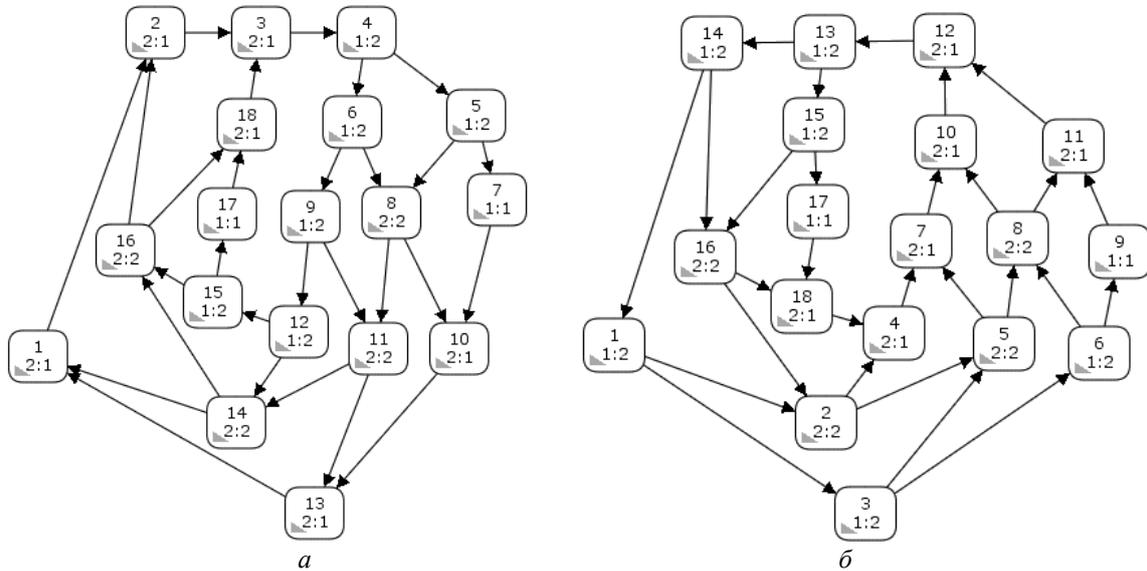


Рис. 2. Дерево достижимости сети Петри «Протокола передачи данных» прямой сети (а) и инвертированной сети (б)

Как видно из рис. 2, структуры деревьев достижимости прямой сети Петри и инвертированной совпадают, что свидетельствует о корректном преобразовании системы. Тем не менее для большей наглядности представим разметку пространств состояний для прямой сети Петри (рис. 3), а для инвертированной сети разметка соответствует рис. 3 с одним условием, что ориентация для всех связей между вершинами будет изменена.

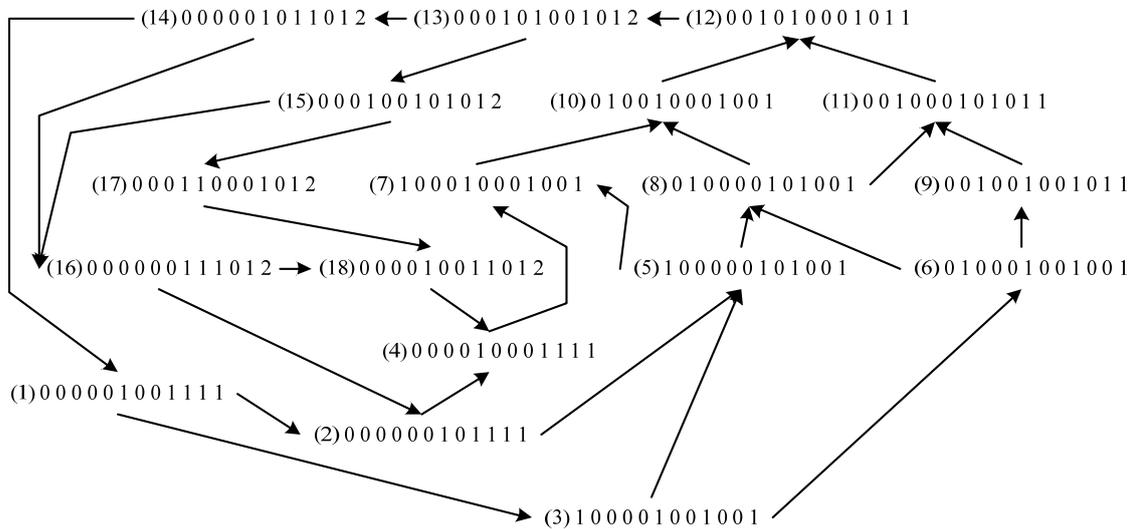


Рис. 3. Разметка пространства состояний прямой сети Петри

Таким образом, после исследования разметки пространства состояний прямой и инвертированной сети системы «Протокола передачи данных» можно сделать вывод о подобии структур деревьев достижимости, что свидетельствует о корректном преобразовании посредством инверсии и возможности использования правил, предложенных в работе [5].

Инверсия пространства состояний. При инвертировании сети Петри существует возможность столкнуться с различными проблемами, связанными со сложностью структуры системы. Например, будет недостаточно изменить направление дуг между вершинами, а потребуется преобразование

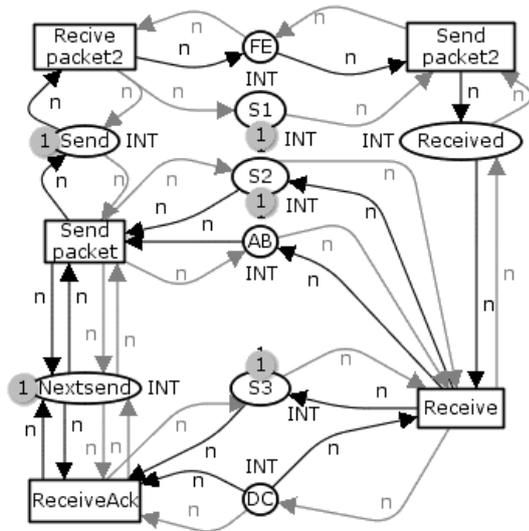


Рис. 4. Преобразованная сеть «Протокола передачи данных»

$$P = \{FE, Received, S3, DC, AB, Nextsend, Send, S1, S2\};$$

$$T = \{Send\ packet2, Receive, ReceiveAck, Send\ packet, Receive\ packet2\};$$

$$m_I = (0, 0, 1, 0, 0, 1, 1, 1, 1)$$

и взаимосвязями между вершинами:

$$\{S1, Received\} [Send\ packet2] \{FE\}, \{S2, AB, S3\} [Receive] \{Received, DC\}, \{DC, Nextsend\} [ReceiveAck],$$

$$\{S3, Nextsend\}, \{Send, Nextsend\} [Send\ packet] \{S2, AB, Nextsend\}, \{FE\} [Receive\ packet2] \{S1, Send\}.$$

Количество мест в сети уменьшилось с четырнадцати до девяти, что привело к уменьшению количества состояний в дереве достижимости (рис. 4, сеть с направленными стрелками серого цвета).

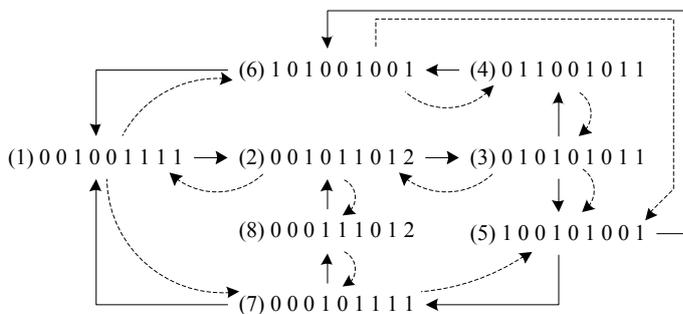


Рис. 5. Разметка пространства состояний преобразованной сети Петри

После инвертирования пространства состояний восстановим сеть Петри из конечного дерева достижимости. Восстановим структуру сети, а именно: при изучении первого состояния можно прийти к выводу, что в системе присутствует девять мест (рис. 6). Взаимосвязи (переходы и дуги) между этим типом вершин (местами) нам неизвестны, следовательно, на данном этапе мы получаем сеть, состоящую только из мест. При анализе первого и второго состояния, с соответствующей разметкой для каждого, воссоздание сети продвинется ещё на один шаг: появится один переход, связывающий места 5, 6, 7, 9. Как видно из рис. 5 (дерево достижимости с пунктирными линиями), второе состояние было получено из третьего состояния. Это означает, что для преобразования дерева достижимости в сеть Петри необходимо сравнить эти два состояния. После сравнения разметок был добавлен переход *R* и взаимосвязи между ним и пятью местами 2, 3, 4, 5, 9. В третье состояние система может попасть из четвёртого и пятого, рассмотрим последовательно эти два случая. После сравнения состояний четыре и три (рис. 7), добавим переход *rA*, связывающий места

структуры сети, что при больших системах весьма затруднительно. В связи с этим реализуем инверсию дерева достижимости на примере протокола передачи данных. Явным преимуществом данного способа является однозначность, которая заключается в чёткой смене ориентаций связей между состояниями, а недостатком – необходимость знать дерево достижимости целиком, что позволит безошибочно преобразовать пространство состояний.

Реализуем данное преобразование на примере протокола передачи данных (см. рис. 1, сеть с направленными стрелками серого цвета, без мест серого цвета). Для упрощения исходного дерева достижимости были произведены изменения, которые заключались в объединении мест *F* и *E*, *A* и *B*, *D* и *C* и удалении переходов между ними (рис. 4, сеть с направленными стрелками серого цвета). После преобразования система содержит девять мест *P*, пять переходов *T* и начальную маркировку *m_I*:

та). Разметка для дерева достижимости показана на рис. 5, (сплошные линии). Как предлагалось ранее, реализуем инверсию не структуры системы, т.е. сети Петри, а непосредственно дерева достижимости. Преобразование будет заключаться в изменении направления связей между вершинами состояний. Инвертированное пространство состояний (*V_i, E_i, src, trg*), повторяет структуру исходного дерева, а взаимосвязи меняют своё направление (см. рис. 5, пунктирные линии).

3, 4, 6. А при сравнении третьего и пятого состояния добавим в сеть переход *SP2* с дугами между местами 1, 2, 8. Как видно из рис. 5 (дерево достижимости с пунктирными линиями), состояние шесть получено из первого, а его потомками являются четвёртое и пятое состояние, следовательно, при анализе взаимосвязей между данным состоянием с родителем и потомками в сети не появится новых переходов и дуг. При сравнении седьмого состояния и пятого добавляем в сеть переход *RP2*, связывающий места 1, 7, 8. После добавления перехода *RP2*, его входных и выходных дуг, сеть полностью восстановлена, а состояние восемь (рис. 8) может служить для проверки корректности построенной сети из дерева достижимости.

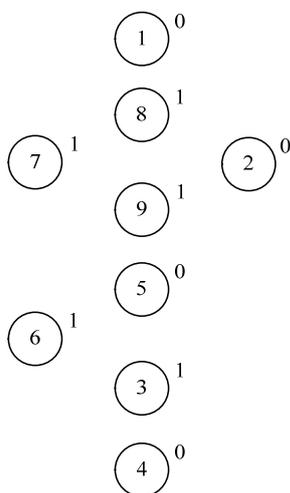


Рис. 6. Восстановление сети Петри: состояния №1

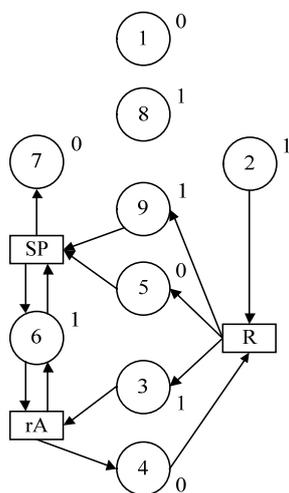


Рис. 7. Восстановление сети Петри: состояния №4

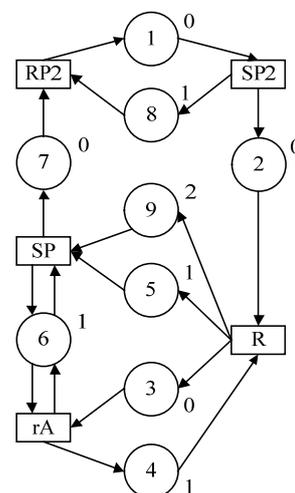


Рис. 8. Восстановление сети Петри: состояния №8

Таким образом, после восстановления сети из инвертированного дерева достижимости получаем инвертированную сеть (см. рис. 4, сеть с направленными стрелками чёрного цвета) системы. Если сравнить две сети, то можно сказать, что для инверсии прямой сети непосредственно, достаточно изменить ориентацию дуг, что много проще при неизвестном дереве достижимости. Но применив инверсию к дереву достижимости, мы использовали значительное преимущество – однозначность трансформации пространства состояний, что может быть весьма полезно для систем со сложной структурой сети. А восстановление сети из пространства состояний занимает определённое количество времени, но трудности не вызывает. Следовательно, проектировщик может сделать выбор между сложностью преобразования сети и временными ресурсами на воссоздание системы из инвертированного дерева достижимости.

Заключение. Результатом исследования стала реализация инверсии не сети, а именно пространства состояний, для упрощения которого сеть Петри была преобразована через соединение двух мест и перехода между ними в одно место. Основным достоинством данного метода является однозначность преобразования, которая заключается в смене ориентации взаимосвязей между вершинами, после чего реализовывалось восстановление инвертированной сети из преобразованного дерева достижимости. Стоит отметить, что значительным преимуществом является однозначность трансформации пространства состояний, это может быть полезно для систем со сложной структурой сети. Восстановление сети из пространства состояний занимает определённое количество времени, но трудности не вызывает. Таким образом, приходится делать выбор между сложностью преобразования сети и временными ресурсами на восстановление системы из инвертированного дерева достижимости.

Для проверки правил, предложенных в работе [13], была выбрана сеть Петри протокола передачи данных. На её примере реализовывалась инверсия, заключающаяся в изменении ориентации дуг между вершинами сети. Для проверки корректности преобразования были построены разметки пространства состояния прямой сети и инвертированной. Сравнение полученных результатов показало, что сеть была инвертирована корректно, что свидетельствует о работоспособности предложенного способа и правил.

В последующих работах планируется описать правила для инверсии цветных сетей и иерархических, а также их возможных комбинаций.

Литература

1. Питерсон Дж. Теория сетей Петри и моделирование. – М.: Мир, 1984. – 264 с.
2. Westergaard M. Behavioral verification and visualization of formal models of concurrent systems: PhD dissertation. – Aarhus: University of Aarhus, 2007. – 183 с.
3. Марков А.В. Моделирование процесса поиска пути в лабиринте при помощи сетей Петри // Сборник научных трудов НГТУ. – 2010. – № 4(62). – С. 133–141.
4. Романников Д.О. Пример применения методики разработки ПО с использованием UML-диаграмм и сетей Петри / Д.О. Романников, А.В. Марков // Научный вестник НГТУ. – 2012. – № 1(67). – С. 175–181.
5. Романников Д.О. Разработка программного обеспечения с применением UML диаграмм и сетей Петри для систем управления локальным оборудованием: дис. ... канд. техн. наук. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2012. – 195 с.
6. Воевода А.А. Понятие рекурсии в сетях Петри: факториал числа, числа Фибоначчи / А.А. Воевода, А.В. Марков // Сборник научных трудов НГТУ. – 2013. – № 1(71). – С. 72–77.
7. Марков А.В. Анализ сетей Петри при помощи деревьев достижимости / А.В. Марков, А.А. Воевода // Сборник научных трудов НГТУ. – 2013. – №1(71). – С. 78–95.
8. Марков А.В. Разработка программного обеспечения при совместном использовании UML-диаграмм и сетей Петри (обзор) // Сборник научных трудов НГТУ. – 2013. – № 1(71). – С. 96–131.
9. Марков А.В. Развитие системы «Перемещение манипулятора в пространстве с препятствиями» при помощи рекурсивных функций / А.В. Марков, А.А. Воевода // Автоматика и программная инженерия. – 2013. – № 2(4). – С. 35–41.
10. Марков А.В. Матричное представление сетей Петри // Сборник научных трудов НГТУ. – 2013. – № 2(71). – С. 61–67.
11. Christensen S. A sweep-line method for state space exploration / S. Christensen, L.M. Kristensen, T. Mailund. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2001. – P. 450–464.
12. Holzmann G.J. An analysis of bitstate hashing // Symposium on Protocol Specification. – 1995. – № 15. – P. 301–314.
13. Марков А.В. Инверсия простой ординарной сети Петри / А.В. Марков, А.А. Воевода // Научный вестник НГТУ. – 2013. – № 4(53). – С. 146–150.

Марков Александр Владимирович

Аспирант каф. автоматика Новосибирского гос. технического университета (НГТУ)

Тел.: 8-952-926-14-04

Эл. почта: muviton3@gmail.com

Воевода Александр Александрович

Д-р техн. наук, профессор каф. автоматика НГТУ

Тел.: 8 (383) 344-49-98

Эл. почта: muviton3@gmail.com

Markov A.V., Voevoda A.A.

Checking the accessibility of marking Petri nets by inverting state trees for data transmission protocol

The final stage of software design needs analysis, capable to detect possible flaws in the system. One of such a method is to study the system randomly at any selected state in which the model can be functioning. To use this approach, it is obligatory to prove the accessibility of a selected state, which will consist of state space inversion followed by reduction of the network. This operation is straightforward and can be useful for models with complex structures. The inversion is demonstrated by data transmission protocol using the rules proposed in the paper to transform the simple Petri net.

Keywords: Petri net analysis of the state space, accessibility, inversion, data transfer protocol.

УДК 004.942

А.А. Голубева

Алгоритм параметрической идентификации на основе модифицированного метода наименьших квадратов для нечетких систем типа Такаги-Сугено

Рассмотрен разработанный автором модифицированный алгоритм параметрической идентификации на основе метода наименьших квадратов для настройки консеквентов правил нечеткой системы типа Такаги–Сугено. Произведена оценка эффективности реализованного алгоритма при решении задачи определения приоритетности вывода в капитальный ремонт участков тепловой сети.

Ключевые слова: алгоритм, параметрическая идентификация, метод наименьших квадратов, консеквенты, нечеткая система, Такаги–Сугено.

При определении приоритетности проведения капитальных ремонтов участков трубопроводов тепловых сетей возникает ряд проблем. Одной из таких проблем является оперирование лишь приближенными значениями параметров, которые определяют состояние трубы.

Для уточнения состояния участков теплотрасс в однотипных показателях и определения приоритетности их ремонта разрабатывается матрица «Критериев оценки отрицательных факторов на состояние тепловых сетей». Исходя из многолетнего опыта эксплуатации тепловых сетей, специалистами формируется перечень из ряда факторов, которые влияют на надежность и продолжительность безотказной работы тепловых сетей, а также определяют степень риска при возможных повреждениях трубопроводов. Каждый фактор по степени воздействия на металл трубопровода, а также по степени возможного ущерба субъективно оценивается, опираясь на опыт и квалификацию специалиста.

Для определения приоритетности вывода в капитальный ремонт участков, предложенных тепловыми районами, производится подсчет суммы баллов, позволяющий определить участок с наибольшим влиянием отрицательных факторов и определить приоритетность среди всех групп ненадежных участков.

В связи с оперированием приближенными значениями факторов поставленную задачу логично решать с использованием аппарата теории нечеткой логики и эвристических методов.

Постановка задачи. Представим нечеткую систему в виде функции [1]

$$y = f(\mathbf{x}, \boldsymbol{\theta}, \mathbf{h}),$$

\mathbf{x} – множество входных параметров системы $\{x_1, x_2, \dots, x_n\}$; $\boldsymbol{\theta} = \|\theta_1, \dots, \theta_q\|$ – вектор параметров антецедентов правил; $\mathbf{h} = \|h_1, \dots, h_r\|$ – вектор параметров консеквентов правил; y – выход системы, выходной параметр системы нечеткого вывода.

Среднеквадратические функции ошибки, являющиеся численным критерием адекватности модели, вычисляются по формуле [1]

$$\text{СКО} = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^m (y_k - f(x_k, \boldsymbol{\theta}, \mathbf{h}))^2}{m}}.$$

Нечеткая система. Весь процесс построения нечеткой системы основан на идентификации параметров и идентификации структуры нечеткой системы. Под идентификацией структуры понимается определение входных и выходных параметров, задание количества термов, определение функций принадлежности входных и выходных параметров, определение количества правил, определение системы нечеткого вывода, так называемого алгоритма вывода [2, 3].

Под идентификацией параметров нечеткой системы подразумевается подбор оптимальных параметров функций принадлежности лингвистических переменных и параметров консеквента в правиле. Другими словами, параметрическая идентификация нечеткой системы заключается в том, что необходимо оптимально подобрать параметры функций принадлежности лингвистических пере-

менных и параметры консеквента в правиле таким образом, чтобы минимизировать ошибку системы на обучающих данных [2, 3].

Для настройки консеквентов правил нечеткой системы типа Такаги–Сугено используется разработанный и реализованный модифицированный алгоритм метода наименьших квадратов.

Алгоритм параметрической идентификации на основе модифицированного метода наименьших квадратов для нечетких систем типа Такаги–Сугено:

K – номер строки матриц, $k = 1, m$.

J – номер столбца матриц, $j = 1, n$.

M – количество строк в таблице наблюдений (количество наблюдений).

N – количество входных параметров в таблице наблюдений (количество признаков).

Вход: таблица наблюдений, база правил.

Выход: консеквенты правил.

Шаг 1. Выбираем i -е правило и рассчитать значения элементов матрицы W_i .

Шаг 2. Рассчитываем матрицу $[X^T W_i X]$.

Шаг 3. Если $\det(X^T W_i X) \neq 0$, то находим обратную матрицу $[X^T W_i X]^{-1}$ и переходим на Шаг 21, иначе Шаг 4.

Шаг 4. Выбираем k -ю строку из матрицы $[X^T W_i X]$.

Шаг 5. Если все элементы k -й строки равны 0 матрицы.

Шаг 6. Удаляем k -ю строку и k -й столбец матрицы $[X^T W_i X]$ и матрицы X , иначе $k = k+1$, и переходим на Шаг 4.

Шаг 7. Если $k \neq s$, $k = k+1$, и переходим на Шаг 4.

Шаг 8. Выбираем k -ю строку из матрицы $[X^T W_i X]$.

Шаг 9. $g = k+1$.

Шаг 10. Выбираем g -строку матрицы.

Шаг 11. Если строки k и g линейно зависимы, то удаляем g -строку матрицы $[X^T W_i X]$ и X , иначе $g = g+1$, и переходим на Шаг 10.

Шаг 12. Если $g \neq m$, $g = g+1$, и переходим на Шаг 10.

Шаг 13. Если $k \neq m$, $k = k+1$, и переходим на Шаг 8.

Шаг 14. Выбираем j -й столбец матрицы $[X^T W_i X]$.

Шаг 15. $g = j+1$.

Шаг 16. Выбираем g -столбец матрицы.

Шаг 17. Если столбцы j и g линейно зависимы, то удаляем g -столбец матрицы $[X^T W_i X]$ и X , иначе $g = g+1$, и переходим на Шаг 16.

Шаг 18. Если $g \neq n$, $g = g+1$, и переходим на Шаг 16.

Шаг 19. Если $j \neq n$, $j = j+1$, и переходим на Шаг 14.

Шаг 20. Переходим на Шаг 3.

Шаг 21. Находим значения элементов вектора $\theta_i = [X^T W_i X]^{-1} X^T W_i Y$. Принимаем в качестве параметров консеквентов правил элементы матрицы θ_i .

Шаг 22. Если $i \neq r$, $i = i + 1$, и переходим на Шаг 1.

Шаг 23. Выход.

Эксперимент. Исследования тестовой выборки проводились на основании статистических данных тепловых сетей Томского филиала ОАО «ТГК-11». Решалась задача определения приоритетности проведения капитальных ремонтов участков магистральных трубопроводов тепловых сетей.

В эксперименте участвовало 6 входных параметров и 91 наблюдение. За входы системы принимался ряд факторов, которые влияют на надежность и продолжительность безотказной работы тепловых сетей. К таким факторам относятся длина трубопровода, диаметр, срок эксплуатации участка, год последней замены, внешняя и внутренняя коррозия. Количество нечетких правил 54, ошибка до обучения нечеткой системы 0,4380, ошибка после обучения нечеткой системы 0,03428.

Заключение. Разработанный алгоритм на основе модифицированного метода наименьших квадратов для решения задачи настройки консеквентов нечеткой системы типа Такаги–Сугено, учитывающий значения таблицы наблюдений, параметры функций принадлежности и нечеткие правила, позволяет использовать метод без ограничений оригинального метода наименьших квадратов.

Исследование алгоритма идентификации нечеткой системы проводилось при решении задачи аппроксимации, суть исследования заключалась в оценке эффективности методов инициализации и обучения. Результаты исследований показали, что модифицированный метод наименьших квадратов позволяет снизить ошибку системы на порядок по сравнению с начальной.

Литература

1. Ходашинский И.А. Алгоритмы генерации структур двухкритериальных Парето-оптимальных нечетких аппроксиматоров / И.А. Ходашинский, Д.С. Синьков, И.В. Горбунов // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 1 (27). – С. 135–142.
2. Интеллектуальный анализ пространственно-временных данных объектов инженерной инфраструктуры / Л.В. Галицкая, А.А. Голубева, Ю.Б. Гриценко и др. // Доклады ТУСУР. – 2012. – № 2 (26), ч. 2. – С. 216–219.
3. Голубева А.А. Идентификация параметров объектов электронного генерального плана металлургического предприятия // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 1 (27). – С. 60–63.

Голубева Александра Александровна

Аспирант каф. автоматизации обработки информации ТУСУРа

Тел.: 8 913-825-84-26

Эл. почта: Sasha_karateka@mail.ru

Golubeva A.A.

Parameter identification algorithm based on a modified least square method for Takagi - Sugeno fuzzy systems

In the article the author developed a modified parameter identification algorithm based on the least square method for adjustment of consequent fuzzy rules of a Takagi–Sugeno type. We estimated the efficiency of the implemented algorithm for solving the problem of determining the priority of output overhaul sections of the heat network.

Keywords: algorithm, parameter identification, least square method, consequent, fuzzy system, Takagi–Sugeno.

УДК 004.492

Т.Е. Григорьева

Дискретно-событийное моделирование в СМ МАРС для курса «Системы массового обслуживания»

Рассмотрен алгоритм передачи сообщений, реализованный в имитационном ядре среды моделирования МАРС, в котором в формате метода компонентных цепей (МКЦ) реализуется алгоритм имитационного моделирования. Построена компьютерная модель «Светофор», представленная на трех взаимосвязанных уровнях: объектном, логическом и визуальном.

Ключевые слова: системы массового обслуживания, дискретно-событийное моделирование, алгоритм передачи сообщений, многоуровневое моделирование.

Системы массового обслуживания. В настоящее время в самых разных областях практики возникла необходимость в решении различных вероятностных и детерминированных задач, связанных с работой так называемых систем массового обслуживания (СМО). Системами массового обслуживания называются системы, в которых, с одной стороны, возникают массовые запросы на выполнение каких-либо видов услуг, а с другой стороны – происходит удовлетворение этих запросов.

Универсальным методом исследования СМО является имитационное моделирование, т.е. написание компьютерной программы, имитирующей процесс функционирования системы, и проведение экспериментов на этой программе с целью получения статистических оценок характеристик моделируемой системы.

Дискретно-событийное моделирование. В дискретно-событийном моделировании функционирование системы представляется как хронологическая последовательность событий. Событие происходит в определенный момент времени и знаменует собой изменение состояния системы.

Поведение системы с фазовым вектором $x(t)$ в любой момент времени t^* характеризуется парой $(t^*, x(t^*))$, которую принято называть *событием*. У события две координаты – временная t^* и пространственная $x(t^*)$. Первая указывает на время наступления события, а вторая говорит о том, что произошло или характеризует явление.

В случае если пространственные координаты и время непрерывны – временная траектория системы $(t, x(t))$ определяет бесконечное, несчетное множество событий, случившихся за время наблюдения за системой на промежутке $[0, T]$ на множестве $[x_{\min}, x_{\max}]$ всех наблюдавшихся явлений. В непрерывном случае говорят не о всем множестве событий, а лишь об отдельных событиях, называя их *особыми*, подчеркивая тем самым нечто важное для нас и системы.

Если функция принимает конечное число постоянных значений, то с событием обычно связывают вторую координату, т.е. явление. Это обусловлено еще и тем, что в реальных технических устройствах идеальный скачок (разрыв первого рода) реализовать невозможно.

Использование только второй координаты события для кусочно-постоянных функций породило название «*дискретные события*» и еще один способ описания таких функций. Их изображают в виде графа, приписывая каждому узлу одно значение функции.

Алгоритм передачи сообщений. Алгоритм передачи сообщений представляет собой программно-инструментальный аппарат, реализованный в имитационном ядре среды МАРС, в котором в формате метода компонентных цепей (МКЦ) реализуются методы имитационного моделирования алгоритмов. Их работа основана на обмене данными различных типов в виде сообщений соединенными друг с другом компонентами. На основе алгоритма передачи сообщений организована работа блоков функционирования виртуальных инструментов и приборов. Он также может лежать в основе моделирования информационных процессов между основными блоками технически сложной системы (ТСС).

Алгоритмы функционирования ТСС могут быть представлены имитационными компонентными цепями (КЦ) вида

$$C_A = (K_A, B, N, M), \quad (1)$$

где K_A – множество компонентов алгоритмов, включающее компоненты множеств K_Z (измерительные компоненты), K_C (компоненты – контроллеры) и K_P (компоненты преобразователи). В него также будут входить компоненты-средства визуализации результатов моделирования K_V и компоненты, предназначенные для интерактивного пользовательского управления параметрами исследуемой модели множества K_I :

$$K_A = (K_Z, K_C, K_P, K_V, K_I); \quad (2)$$

B – множество ветвей КЦ, образованных связями компонентов; N – множество узлов цепи C_A ; M – множество передаваемых по связям сообщений с данными, полученными на основе математической модели компонента:

$$Y = F(P_A, X), \quad (3)$$

где P_A – параметры компонента множества K_A ; X – входные данные компонента множества K_A .

Каждый компонент множества K_A представляет собой совокупность множеств:

$$K_A = (P_A, b, n, M), \quad (4)$$

где P_A – набор параметров компонента, которые не зависят от данных, принятых в сообщении; b – массив номеров ветвей компонента, заданных в локальном координатном базисе (ЛКБ) компонента; n – массив полюсов компонента в ЛКБ, предназначенных для образования соединений с другими компонентами; M – массив сообщений, размер которого соответствует количеству ветвей компонента.

Каждая ветвь b_j , заданная в ЛКБ компонента множества K_A , идентифицируется своим уникальным номером B_j в глобальном координатном базисе (ГКБ) КЦ (1), хранящемся в массиве B размером CB .

Каждый полюс множества n компонента K_A может быть соединен только с одним узлом N_j цепи C_A , заданным в ГКБ. Набор номеров всех узлов в ГКБ представляется массивом номеров узлов N размером CN .

Каждое сообщение множества M представляется в виде

$$M = (D, T, B, N), \quad (5)$$

где D – данные любого типа, передаваемые в сообщении между компонентами; T – тип передаваемых в сообщении данных; B – номер ветви в ГКБ цепи (1), с которой передается сообщение M узлу N ; N – номер узла в ГКБ КЦ (1), которому передается сообщение.

Процесс формирования и отправки компонентом сообщения производится в ряде случаев, называемых *срабатыванием компонента*. Срабатывать определенный компонент множества K_A может в следующих случаях:

1) во время запуска или останова эксперимента, а также начала и завершения очередного вычислительного эксперимента при решении задач, основанных на многовариантном анализе модели объекта;

2) если пришло сообщение хотя бы на один из его входов от других компонентов множества K_A ;

3) если пришли сообщения на каждый из входов компонентов;

4) если произошло взаимодействие с визуальным образом компонента, предназначенного для визуализации результатов эксперимента или для интерактивного управления параметрами компонентов множества K_O .

В перечисленных случаях выполняется алгоритм передачи сообщений (рис. 3), реализуемый в имитационном ядре среды МАРС. Алгоритм построен на основе анализа топологических свойств компонентов множества K_A , которые описываются узловой матрицей A размером $CN \times CB$, формируемой по следующему правилу:

$$A_{i,j} = \begin{cases} 1 & \text{если ветвь } i \text{ инцидентна узлу } i, \\ 0 & \text{если ветвь } j \text{ не инцидентна узлу } j, \end{cases} \quad (6)$$

где $i = \overline{1, CB}$ – номер соответствующей ветви; $j = \overline{1, CN}$ – номер узла.

Алгоритм передачи сообщений [2] (рис. 1), позволяющий передавать данные различных типов между компонентами, математические модели которых могут быть записаны в явном виде, реализуется в имитационном ядре среды МАРС.

Во время запуска на моделирование один раз для всех алгоритмов производится формирование узловой матрицы A для компонентов множества $K_A \subset C_A$ (1).

В компоненте, в котором произошло срабатывание, формируется сообщение M (5), содержащее всю необходимую для передачи информацию $M.D$ типа $M.T$. Также указываются топологические

признаки: ветвь $M.B$, с которой отправляется сообщение, и узел $M.N$, которому передается сообщение M .

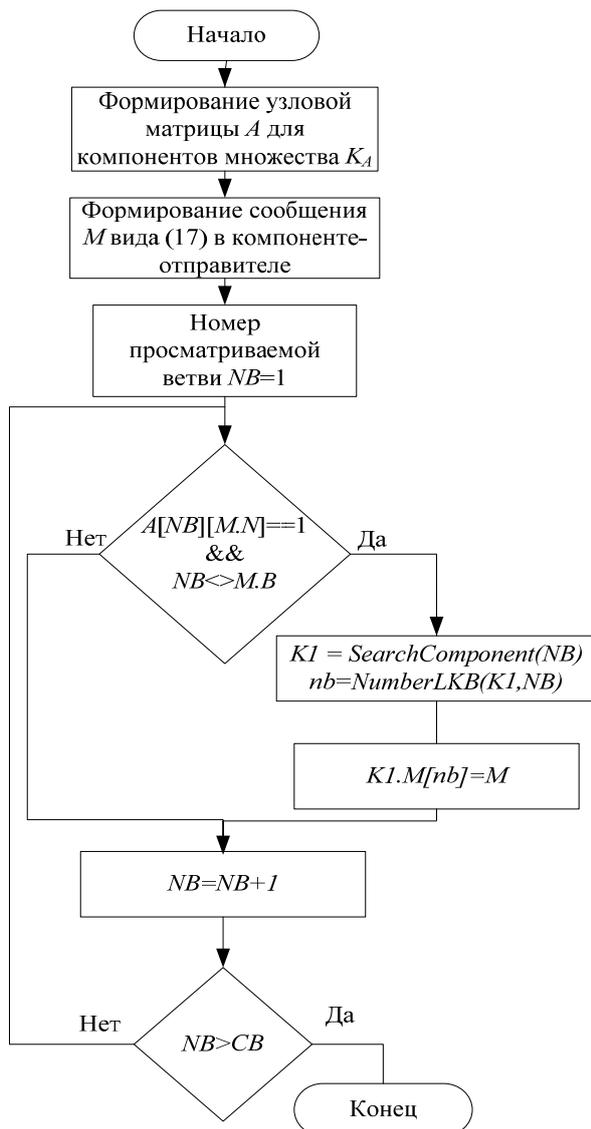


Рис. 1. Алгоритм передачи сообщений

Многоуровневую компьютерную модель «Светофор» можно представить на следующих взаимосвязанных уровнях:

– *объектном уровне*, представляющем модель «Светофор» в виде компонентной цепи (рис. 2), состоящей из таких компонентов, как: G – «Генератор фишек» – подает по одной фишке, через определенный промежуток времени; P – «Переключатель» – переключает кнопки через определенный промежуток времени; S – «Хранилище фишек» – хранит в себе фишки; A – «Кнопки» – кнопки с присвоением определенного цвета в данном случае (красного, желтого, зеленого);

– *логическом уровне*, на котором отображается текстовое или графическое (компонентное) представление алгоритма работы модели «Светофор».

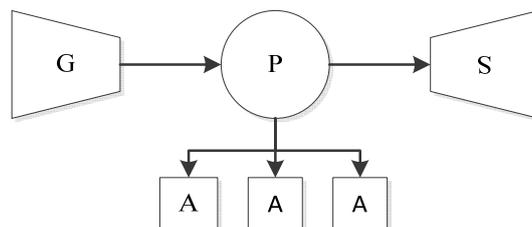


Рис. 2. Компонентная цепь, моделирующая принцип работы модели «Светофор»

Путем проверки всех элементов столбца $M.N$ матрицы A на равенство (1) производится выявление всех ветвей NB , которые подключены к узлу с номером $M.N$. При обнаружении каждой такой ветви с помощью функции *SearchComponent* производится поиск компонента KI , которому принадлежит ветвь с номером NB , заданным в ГБК цепи C_A (1). С целью передачи сообщения M на определенную связь компонента с помощью функции *NumberLKB* производится поиск номера nb в ЛКБ компонента KI , соответствующего номеру NB в ГБК цепи. После чего путем операции присваивания $KI.M[nb] = M$ производится непосредственная передача сообщения присоединенному к узлу $M.N$ компоненту. Данный алгоритм заканчивает работу после того, как были просмотрены все элементы столбца с номером $M.N$ матрицы A .

С целью реализации данного алгоритма рассмотрим программно-алгоритмическую структуру обобщенного компонента множества K_A и его связь с блоком моделирования процесса передачи сообщений.

Архитектура модели «Светофор». Для построения компьютерной модели «Светофор» предлагается применить принцип многоуровневого моделирования, позволяющий сочетать в единой модели принадлежащие различным уровням моделирования визуальные, имитационные и математические компоненты. Под *уровнем представления модели (уровнем моделирования)* будем понимать степень абстракции, способ представления и обработки информации о моделях исследуемого (управляемого) объекта и решаемой задаче, а также о методах обработки данных и способах визуализации результатов.

Текстовое отображение позволяет представить алгоритм работы модели «Светофор» в виде периодической функции light: $\text{light}(i+T) = \text{light}(i)$, $T=3$, $I=1, 2, 3, \dots$

$$\text{light}(i) = \begin{cases} \text{green}, & i = 1; \\ \text{yellow}, & i = 2; \\ \text{red}, & i = 3. \end{cases}$$

Графическое представление алгоритма работы модели «Светофор» приводится в виде графа, изображенного на рис. 3, где 1 – зеленый цвет, 2 – красный, 3 – желтый.

В данном графе пребывание в любом узле – действие длительное. Эту длительность определяет модельное время каждого компонента, после чего происходит смена состояния и изменение значения функции;

– *визуальном уровне*, где отображается модель «Светофор» (рис. 4).

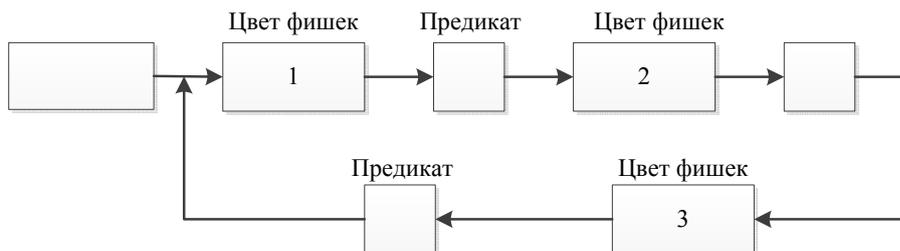


Рис. 3. Граф, отображающий принцип работы модели «Светофор»

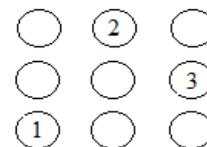


Рис. 4. Принцип работы модели «Светофор»

Заключение. Аппарат сетей Петри интерпретирован в метод компонентных цепей (МКЦ) и реализован в среде моделирования МАРС [3], что позволяет решать как задачу о светофоре в сложной ситуации, так и построение других алгоритмов сложных технических объектов. Данная модель используется в качестве примера имитационного моделирования при обучении студентов по дисциплинам «Компьютерное моделирование» и «Моделирование систем» в автоматизированном учебно-методическом комплексе (АУМК) [4].

Литература

1. Колесов Ю.Б. Моделирование систем. Объектно-ориентированный подход / Ю.Б. Колесов, Ю.Б. Сениченков. – СПб.: БХВ-Петербург, 2006. – 192 с.
2. Дмитриев В.М. Компьютерная модель управляемых технически сложных объектов / В.М. Дмитриев, Т.В. Ганджа // Информатика и системы управления. – 2012. – № 3 (33). – С. 47–59.
3. Дмитриев В.М. Система визуализации и управления вычислительным экспериментом в среде многоуровневого моделирования МАРС / В.М. Дмитриев, Т.В. Ганджа, Т.Ю. Коротина // Доклады ТУСУРа. – 2010. – № 1 (21), ч. 2. – С. 149–155.
4. Дмитриев В.М. Принципы построения и реализации автоматизированного учебно-методического комплекса по техническим дисциплинам / В.М. Дмитриев, Т.В. Ганджа, В.В. Ганджа // Доклады ТУСУРа. – 2010. – № 2 (22), ч. 2. – С. 266–270.

Григорьева Татьяна Евгеньевна

Магистрант каф. моделирования и системного анализа (МиСА) ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-39-15

Эл. почта: tanya_grig_1991@mail.ru

Grigorieva T.E.

Discrete-event simulation in CM MARS for a «Mass service system» course

The article describes the algorithm of message transmission implemented in an imitating kernel of the MARS modeling environment, in which the simulation modeling algorithm is developed in the method of component chains (MCC). The computer model of «Traffic light» is constructed at three interconnected levels: object, logical and visual.

Keywords: mass service systems, discrete – event modeling, algorithm of message transmission, multilevel modeling.

УДК 621.396.41

С.В. Гаркуша

Иерархическо-координационный метод распределения частотных каналов в mesh-сети IEEE 802.11 на основе принципа прогнозирования взаимодействий

Усовершенствована математическая модель распределения каналов в многоканальных mesh-сетях путем ее декомпозиции. Усовершенствование модели заключалось в ее дополнении условием идентичного управления станциями, находящимися на пересечении различных зон устойчивого приема и декомпозиционным представлением условий связности mesh-сети. Под зоной устойчивого приема понималось множество mesh-станций максимальной мощности, в рамках которой станции могут передавать информацию друг другу, т.е. могут обмениваться данными с помощью выбранной в mesh-сети технологии беспроводной связи. Декомпозиционная модель обеспечила относительную независимость при решении задач распределения каналов по отдельным зонам устойчивого приема, что напрямую связано с масштабируемостью полученных решений. На базе декомпозиционной модели разработан иерархическо-координационный метод распределения каналов в многоканальных mesh-сетях, в основу которого был положен принцип прогнозирования взаимодействий, наиболее подходящий по технологическим и вычислительным особенностям решаемой задачи. Особенностью метода является введение структурной и функциональной иерархии mesh-станций.

Ключевые слова: декомпозиционный метод, иерархически-координационная модель, mesh-сеть, IEEE 802.11, распределение частотных каналов, зона устойчивого приема.

Постоянная модернизация протоколов, проводимая в семействе существующих стандартов IEEE 802.11 a/b/g/n, а также при внедрении нового стандарта IEEE 802.11ac, направлена на повышение производительности беспроводных локальных сетей доступа (Wireless Local Area Networks, WLAN). Значительного повышения производительности можно добиться использованием многошаговых (multi-hop) беспроводных mesh-сетей (Wireless Mesh Networks, WMN) стандарта IEEE 802.11. Одним из эффективных путей повышения производительности mesh-сети стандарта IEEE 802.11 является использование многоканального (Multi-Channel, MC) многоинтерфейсного (Multi-Radio, MR) режима работы. При этом производительность MR-MC WMN стандарта IEEE 802.11 во многом зависит от используемого механизма распределения частотных каналов (ЧК) [1-4]. В связи с тем, что особые проблемы при использовании многоканального режима вызывает перекрываемость соседних каналов одного диапазона, при решении задачи распределения каналов в многоканальных mesh-сетях принято решение в использовании неперекрывающихся ЧК. В качестве неперекрывающихся, например в стандартах IEEE 802.11b/g, выбираются каналы 1, 6, 11 или 1, 5, 9, 13.

Сегодня существует достаточно широкий спектр подходов, позволяющих произвести распределение ЧК в многоканальных mesh-сетях стандарта IEEE 802.11. Доказательством тому служит классификация существующих моделей и методов распределения ЧК в беспроводных mesh-сетях стандарта IEEE 802.11, приведенная в работе [2]. Анализ моделей и методов распределения каналов показал, что централизованное распределение обеспечивает достаточно высокое качество решений по распределению каналов, но создается дополнительный служебный трафик и вносится высокая инерционность при управлении в территориально распределенных mesh-сетях, что заметно снижает масштабируемость практической реализации данных методов [3, 5]. Методы децентрализованного распределения каналов, в свою очередь, обеспечивают высокую масштабируемость получаемых решений, но ввиду отсутствия координации в работе отдельных mesh-станций переназначение каналов вдоль одного соединения в условиях дефицита канального ресурса влечет перераспределение каналов и вдоль других соединений, что не всегда желательно и приводит к низкому качеству решений [6]. Использование гибридных методов [7] частично повышает масштабируемость решения задачи по распределению каналов, однако в данных методах сохраняется ряд недостатков, присущих централизованным и децентрализованным методам.

Особого внимания заслуживает модель централизованного распределения ЧК в MR-МС WMN, представленная в работе [8], в которой произведен наиболее полный учет требований к структуре и содержанию математических моделей распределения ЧК в многоканальных mesh-сетях: обеспечение динамического характера решений задачи распределения ЧК; учет типа и характера циркулирующего в mesh-сети трафика; учет неоднородности современных mesh-сетей ввиду использования оборудования различных модификаций, серий и фирм-производителей; ориентация решений на максимизацию производительности mesh-сети в целом; обеспечение согласованности решений по распределению ЧК для всех станций mesh-сети.

В связи с этим актуальной является реализация идей иерархическо-координационного распределения каналов, в рамках которого удачно сочетаются преимущества централизованных и децентрализованных методов, особенно касающихся качества и масштабируемости получаемых решений. Под масштабируемостью в данном случае понимается способность технологий, протоколов или механизмов управления выполнять возложенные на них функции (сохранять заданную эффективность своей работы) в условиях роста размерности многоканальной mesh-сети (числа mesh-станций), интенсивности поступающего в сеть трафика и изменения территориальной удаленности mesh-станций [9]. Поэтому основное внимание в рамках данной статьи будет уделено разработке иерархическо-координационного метода распределения каналов в многоканальных mesh-сетях, основанного на декомпозиционном представлении математической модели, предложенной в [8].

Модель централизованного распределения частотных каналов в многоканальной mesh-сети. В математической модели [8] были использованы следующие исходные данные:

- 1) $\{R_n, n=\overline{1, N}\}$ – множество mesh-станций, где N – их общее количество в mesh-сети;
- 2) K – общее количество неперекрывающихся ЧК, используемых в mesh-сети (в технологии IEEE 802.11b/g доступно 3÷4, в технологии IEEE 802.11a – 12, а в технологии IEEE 802.11ac – 25 неперекрывающихся ЧК);
- 3) $\{G_z, z=\overline{1, Z}\}$ – множество зон устойчивого приема, где Z – общее количество зон устойчивого приема в mesh-сети, $|G_z|$ – мощность z -го подмножества, т.е. число mesh-станций, входящих в состав z -й TR;
- 4) m_n^* – целочисленный параметр, характеризующий минимально необходимое число включенных РИ на n -й mesh-станции. Как правило, данный параметр равен единице;
- 5) m_n – число поддерживаемых РИ на n -й mesh-станции, которое, как правило, равно 1÷3.

В рамках модели [8] в ходе решения задачи распределения ЧК между mesh-станциями сети необходимо обеспечить расчет булевой управляющей переменной:

$$x_{n,k} \in \{0,1\} \quad (n=\overline{1, N}; k=\overline{1, K}), \quad (1)$$

где $x_{n,k} = \begin{cases} 0, & \text{если } n\text{-я станция не работает на } k\text{-м ЧК;} \\ 1, & \text{если } k\text{-й ЧК на } n\text{-й mesh-станции закреплён только за одним из РИ.} \end{cases}$

Результатом расчета управляющих переменных (1) должно быть разбиение mesh-сети в целом и каждой зоны устойчивого приема в отдельности на связанные между собой домены коллизий, в рамках которых станции работают на одном и том же ЧК. В связи с этим при расчете искомым переменных $x_{n,k}$ в каждой отдельно взятой зоне устойчивого приема G_z необходимо выполнить ряд важных условий ограничений:

1. Условие включения n -й mesh-станции в сеть:

$$\sum_{k=1}^K x_{n,k} \geq m_n^* \quad (n=\overline{1, N}), \quad (2)$$

где $1 \leq m_n^* \leq m_n$, $\sum_{k=1}^K x_{n,k}$ – количество ЧК, закрепленных за радиоинтерфейсами одной mesh-станции.

2. Условие выделения n -й mesh-станции количества ЧК, не превышающего количества ее РИ:

$$\sum_{k=1}^K x_{n,k} \leq m_n \quad (n = \overline{1, N}). \quad (3)$$

3. Условие работы двух mesh-станций друг с другом (в рамках одной зоны устойчивого приема) не более чем на одном ЧК:

$$\sum_{k=1}^K (x_{n,k} x_{s,k}) \leq 1 \quad (\text{для } (n,s)\text{-пары станций; } n, s = \overline{1, N}; n, s \in G_z; z = \overline{1, Z}), \quad (4)$$

которое вводится для устранения нежелательной структурной избыточности.

4. Условие того, что произвольная mesh-станция на используемом ею ЧК работает хотя бы с одной mesh-станцией своей TR:

$$x_{n,k} \leq \sum_{\substack{s=1 \\ s \neq n}}^N x_{s,k} \quad (n, s \in G_z; z = \overline{1, Z}; k = \overline{1, K}), \quad (5)$$

где $\sum_{\substack{s=1 \\ s \neq n}}^N x_{s,k}$ – число mesh-станций в зоне устойчивого приема G_z (без учета анализируемой mesh-станции), которые работают на k -м ЧК.

5. Условие связности mesh-сети (доменов коллизий) в каждой зоне устойчивого приема:

$$\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N x_{n,k} \geq |G_z| + K - 1 - b \quad (z = \overline{1, Z}; n \in G_z), \quad (6)$$

при условии, что $b = \begin{cases} K - N, & \text{если } K > \text{INT}\left(\left[\sum_{n=1}^N m_n\right]/2\right); \\ 0 & \text{в противном случае.} \end{cases}$

Выражение $\text{INT}\left(\left[\sum_{n=1}^N m_n\right]/2\right)$ в условии-ограничении (6) определяет максимальное число перекрывающихся ЧК, которые могут быть включены на РИ станций mesh-сети.

6. Условие отсутствия эффекта «скрытой станции», т.е. mesh-станция, которая принадлежит одновременно нескольким зонам устойчивого приема, не должна работать на одном и том же ЧК с mesh-станциями различных зон устойчивого приема:

$$d_{z,n} d_{q,n} x_{n,k} \sum_{\substack{s \in G_z \\ s \notin G_q}} x_{s,k} \sum_{\substack{r \in G_q \\ r \notin G_z}} x_{r,k} = 0 \quad (7)$$

при условии, что $n = \overline{1, N}; k = \overline{1, K}; z, q = \overline{1, Z}; z \neq q; n \neq s \neq r$.

7. Условие работы одной из множества mesh-станций, находящихся на пересечении нескольких зон устойчивого приема и использующих не менее двух ЧК, с mesh-станциями разных зон устойчивого приема:

$$\begin{cases} d_{z,n} d_{q,n} x_{n,k} x_{n,h} \left(\sum_{s=1}^N (d_{z,s} x_{s,k}) + \sum_{s=1}^N (d_{z,s} x_{s,h}) \right) \left(\sum_{r=1}^N (d_{q,r} x_{r,k}) + \sum_{r=1}^N (d_{q,r} x_{r,h}) \right) > 0; \\ d_{z,s} d_{q,s} = 0; \\ d_{z,r} d_{q,r} = 0 \end{cases} \quad (8)$$

при условии, что $k, h = \overline{1, K}; k \neq h; z \neq q; n \neq s \neq r$. Например, выполнение условия $d_{z,s} \cdot d_{q,s} = 0$ означает то, что станция s не находится на пересечении зон устойчивого приема G_z и G_q .

8. Условие работы хотя бы одной из множества mesh-станций, находящихся на пересечении нескольких зон устойчивого приема, более чем на одном ЧК:

$$\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N (d_{z,n} d_{q,n} x_{n,k}) \geq \sum_{n=1}^N (d_{z,n} d_{q,n}) + 1 \quad (z, q = \overline{1, Z}; z \neq q), \quad (9)$$

где $\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N (d_{z,n} d_{q,n} x_{n,k})$ – число включенных РИ на mesh-станциях, которые находятся на

пересечении зон устойчивого приема G_z и G_q ; $\sum_{n=1}^N (d_{z,n} d_{q,n})$ – число mesh-станций, находящихся

на пересечении зон устойчивого приема G_z и G_q .

Для решения задачи распределения неперекрывающихся ЧК (1)–(9) использован критерий оптимальности (10), гарантирующий минимизацию суммы квадрата произведения числа станций, формирующих домены коллизий в рамках той или иной TR. В ходе исследований установлено, что применение критерия (10) обеспечивает наиболее эффективную балансировку числа mesh-станций по доменам коллизий, в том числе для случая неоднородных конфигураций WMN:

$$\min \sum_{z=1}^Z \sum_{k=1}^K \left[\sum_{n=1}^N x_{n,k} d_{n,z} \right]^2. \quad (10)$$

Ввиду того, что предложенная математическая модель ориентирована на централизованное решение задачи распределения частотных каналов, с целью повышения масштабируемости полученных решений проведем ее усовершенствование путем использования декомпозиционного подхода.

Декомпозиционная модель распределения каналов в многоканальных mesh-сетях стандарта 802.11. В условиях обеспечения согласованного решения задачи распределения ЧК в качестве искомого может выступать следующий вектор:

$$\bar{\mathbf{x}} = \begin{bmatrix} \bar{x}_1 \\ \bar{x}_2 \\ \vdots \\ \bar{x}_z \\ \vdots \\ \bar{x}_Z \end{bmatrix}, \quad (11)$$

при

$$\bar{\mathbf{x}}_z = \begin{bmatrix} x_{1,1}^z \\ x_{1,2}^z \\ \vdots \\ x_{n,k}^z \\ \vdots \\ x_{K,N_z}^z \end{bmatrix}, \quad (12)$$

где N_z – общее число mesh-станций в зоне устойчивого приема G_z .

Вектор $\bar{\mathbf{x}}_z$ (12) характеризует порядок распределения каналов в z -й зоне устойчивого приема и имеет размерность $K \times N_z$. Для z -й TR-зоны вектор распределения каналов $\bar{\mathbf{x}}_z$ также можно представить в декомпозиционном виде:

$$\bar{\mathbf{x}}_z = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{x}}_z' \\ \bar{\mathbf{x}}_z'' \end{bmatrix}, \quad (13)$$

где $\bar{\mathbf{x}}_z'$ – вектор распределения каналов между РИ mesh-станций, находящихся только в этой z -й TR; $\bar{\mathbf{x}}_z''$ – вектор распределения каналов между РИ mesh-станций, находящихся кроме z -й TR одновременно еще и в других (другой) TR. В результате того, что в каждой TR возможен свой порядок распределения ЧК, результатом расчета вектора (13) является порядок распределения каналов между станциями в z -й зоне устойчивого приема mesh-сети.

С целью обеспечения идентичного управления ресурсами mesh-станций, находящихся одновременно в нескольких зонах устойчивого приема, введем следующее условие на взаимодействие станций, находящихся в разных зонах устойчивого приема [10]:

$$\bar{x}_z'' = \sum_{\substack{y=1, \\ y \neq z}}^Z C_{zy} \bar{x}_y'', \quad z = \overline{1, Z}. \quad (14)$$

С помощью данного условия осуществляется согласованное управление станциями, которые могут обеспечивать связность зон устойчивого приема.

Для обеспечения связности создаваемых доменов коллизий mesh-станций используем условие (6). Однако ввиду того, что данное условие имеет отношение к станции, которая находится в нескольких доменах коллизий, в дальнейшем понадобится его декомпозиционное представление. Для этого левую часть условия (6), которая численно характеризует число включенных радиointерфейсов в mesh-сети, запишем в виде

$$\sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N x_{n,k} = \sum_{z=1}^Z E_z^t \bar{x}_z, \quad (15)$$

где E_z ($z = \overline{1, Z}$) – состоящие из нулей и единиц векторы размерности $N_z \times 1$, структура которых выбирается таким образом, чтобы суммирование включенных РИ mesh-станций, находящихся одновременно в нескольких TR, осуществлялось лишь один раз.

Тогда с учетом равенства (15) условие (6) удобно представить в следующем виде:

$$-E_z^t \bar{x}_z \leq \sum_{\substack{r=1, \\ r \neq z}}^Z E_r^t \bar{x}_r - |G_z| - K + 1 + b. \quad (16)$$

Для управления mesh-станциями, находящимися в одной зоне устойчивого приема, в декомпозиционной модели, как и в модели централизованного распределения частотных каналов [8], также присутствуют условия-ограничения (2)–(5). Их выполнение нацелено на учет требований, которым должны удовлетворять математические модели распределения каналов в многоканальных mesh-сетях. Условия (2)–(5) не нуждаются в декомпозиции ввиду отношения их к одной mesh-станции или станциям одной зоны устойчивого приема.

В ходе расчета вектора искомым переменных (13) в качестве критерия оптимальности получаемых решений выберем экстремум целевой функции, основным требованием к которой является учет технологических особенностей решаемой задачи и возможность представления в аддитивной форме. Примером может служить следующая квадратичная функция:

$$\min_x F \quad \text{при} \quad F = \sum_{z=1}^Z \sum_{k=1}^K \left[\sum_{n=1}^N x_{n,k} d_{n,z} \right]^2. \quad (17)$$

По аналогии с (10) применение целевой функции вида (19) направлено на минимизацию количества станций, входящих в состав каждого отдельно взятого домена коллизий, что позволяет организовать процесс балансировки производительности беспроводной mesh-сети.

Таким образом, в рамках предложенной декомпозиционной модели (2)–(5), (7), (8), (11)–(17) обеспечивается согласованное решение частных задач распределения каналов в mesh-сети: кластеризации, выделения станций и закрепления за ними неперекрывающихся ЧК. Кроме того, декомпозиционное представление задачи распределения неперекрывающихся ЧК позволило обеспечить относительную независимость при формулировке и последующем решении задач распределения каналов по отдельным зонам устойчивого приема, что напрямую связано с масштабируемостью получаемых решений по распределению ЧК с многоканальных mesh-сетей стандарта IEEE 802.11.

Метод двухуровневого распределения каналов в многоканальных mesh-сетях стандарта IEEE 802.11 на основе принципа прогнозирования взаимодействий. В ходе реализации иерархически-координационного подхода при решении задачи распределения ЧК в mesh-сети важным является этап многоуровневого представления как структуры сети, так и ее функций с точки зрения их распределения между уровнем координатора сети, уровнем TR-координаторов и уровнем mesh-станций. При этом необходимо придерживаться основных принципов и постулатов координируемости и совместимости задач различных уровней иерархии [9, 10].

В этой связи для иерархическо-координационного решения задачи распределения каналов, предполагая моделями (1)–(10) и (11)–(17), среди всего множества mesh-станций $\{R_i, i = \overline{1, N}\}$ для каждой

из TR $\{G_z, z=\overline{1, Z}\}$ выделим станцию-координатор (TR-координатор), отвечающий за расчет вектора (12), а также назначим координатор для mesh-сети в целом. Задачей координатора mesh-сети является координация решений (12) с целью обеспечения выполнения условий (14) и (16), а также обеспечения выполнения условий (7) и (8), которые не могут быть приведены к декомпозиционному виду, ввиду их нелинейного характера. Таким образом, нулевой уровень иерархии распределения каналов в mesh-сети образуют сами mesh-станции, первый уровень – TR-координаторы, а второй уровень – координатор сети в целом (рис. 1).

Главный координатор mesh-сети представляет собой mesh-станцию, на которую возложены функции координации на верхнем уровне и которая связана логически со всеми TR-координаторами, т.е. территориально координатор может находиться в любой зоне устойчивого приема.

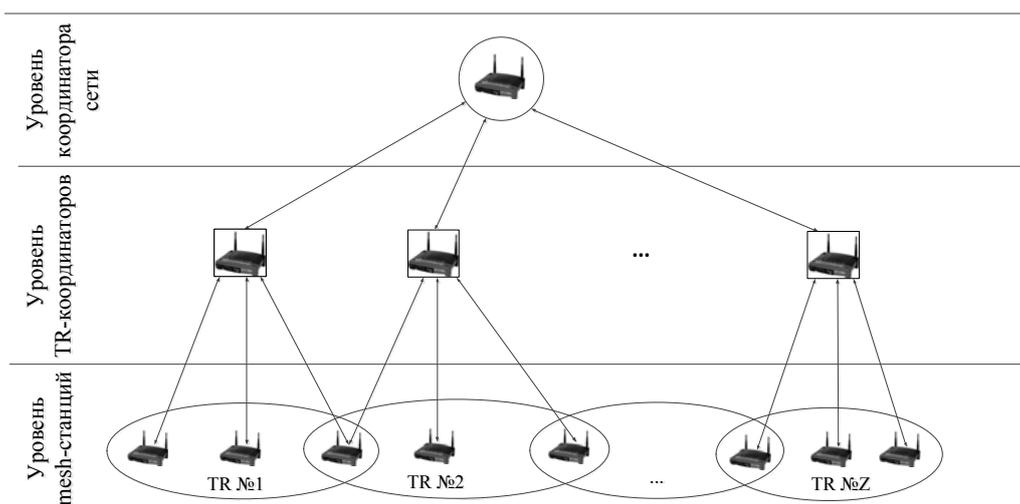


Рис. 1. Многоуровневая иерархия mesh-сети

В основу предлагаемого метода будет положено решение оптимизационной задачи, направленной на минимизацию целевой функции (17) при наличии условий ограничений (3)–(5), (7)–(9), (11)–(16). В ходе решения задачи условной оптимизации (19) с целью учета условий на взаимодействие станций, находящихся на пересечении нескольких зон устойчивого приема, необходимо перейти к задаче на безусловный экстремум. Поэтому при учете содержания условий (14) и (16) в ходе минимизации функции (17) перейдем к двойственной задаче по максимизации лагранжиана [9, 10]:

$$\min_x F = \max_{\lambda, \mu} L, \quad (18)$$

где

$$L = \sum_{z=1}^Z \sum_{k=1}^K \left[\sum_{n=1}^N x_{n,k} d_{n,z} \right]^2 + \sum_{z=1}^Z \tilde{\lambda}_z^t \left[\bar{x}_z'' - \sum_{\substack{y=1, \\ y \neq z}}^Z C_{zy} \bar{x}_y'' \right] + \sum_{z=1}^Z \mu_z^t \left[-E_z^t \bar{x}_z - \sum_{\substack{r=1, \\ r \neq z}}^Z E_r^t \bar{x}_r + |G_z| + K - 1 - b \right], \quad (19)$$

где μ – множитель Лагранжа, $\tilde{\lambda}$ – вектор множителей Лагранжа.

В зависимости от содержания задач верхнего уровня могут быть использованы принципы целевой координации, прогнозирования взаимодействий и оценки взаимодействий [9, 10].

Использование принципа целевой координации [10] позволяет разгрузить работу уровня координатора сети, загружая при этом уровень TR-координаторов, так как минимизация (19) будет осуществляться по переменным \bar{x}_z' и \bar{x}_z'' . Однако так как условия-ограничения (7) и (8) ввиду своего нелинейного характера не могут быть представлены в декомпозиционном виде, их выполнение должно обеспечиваться на уровне координатора сети, что не может быть обеспечено принципом целевой координации.

В соответствии с принципом прогнозирования взаимодействий [9, 10] в качестве координирующих переменных выступают векторы $\tilde{\lambda}$, μ и \bar{x}_z'' , что несколько усложняет работу уровня коор-

динатора сети, по сравнению с принципом целевой координации, но разгружает уровень TR-координаторов, так как минимизация (19) осуществляется лишь по переменным $\bar{\mathbf{x}}_z'$. Использование принципа прогнозирования взаимодействий подразумевает решения задачи верхнего уровня по расчету $\bar{\lambda}$, μ и $\bar{\mathbf{x}}_z''$ при фиксированных значениях векторной переменной $\bar{\mathbf{x}}_z'$, рассчитанной на уровне TR-координаторов [13]. Кроме того, станцией-координатором сети будет производиться проверка условий-ограничений (7) и (8) на предмет их выполнения для рассчитываемых векторов переменных $\bar{\mathbf{x}}_z'$ и $\bar{\mathbf{x}}_z''$.

В рамках принципа оценки взаимодействий [10] в отличие от принципа прогнозирования взаимодействий на уровне координатора сети осуществляется лишь определение границ для варьирования численных значений вектора $\bar{\mathbf{x}}_z''$ в ходе решения оптимизационной задачи (19) на уровне TR-координаторов по переменным $\bar{\mathbf{x}}_z'$ и $\bar{\mathbf{x}}_z''$.

Таким образом, в работе использован принцип прогнозирования взаимодействий [12, 14], выбор которого обусловлен необходимостью обеспечения связности mesh-сети при решении задачи распределения ЧК на уровне координатора сети, путем выполнения условий-ограничений (7) и (8), а также определение оптимальных значений $\bar{\lambda}$ и μ для достижения минимума критерия оптимальности (17). Кроме того, достаточно трудоемкий расчет векторов $\bar{\mathbf{x}}_z'$ и $\bar{\mathbf{x}}_z''$ осуществляется на нижнем уровне в ходе максимизации выражения (19).

Для решения сформулированной оптимизационной задачи, в соответствии с принципом прогнозирования взаимодействий [11, 12], лагранжиан (19) с учетом тождеств

$$\sum_{z=1}^Z \bar{\lambda}_z^t \sum_{\substack{y=1 \\ y \neq z}}^Z C_{zy} \bar{\mathbf{x}}_y'' = \sum_{z=1}^Z \sum_{\substack{r=1 \\ r \neq z}}^Z \bar{\lambda}_z^t C_{zy} \bar{\mathbf{x}}_y'' \quad \text{и} \quad \sum_{z=1}^Z \bar{\mu}_z^t \sum_{\substack{r=1 \\ r \neq z}}^Z E_r^t \bar{\mathbf{x}}_r = \sum_{z=1}^Z \sum_{\substack{r=1 \\ r \neq z}}^Z \bar{\mu}_z^t E_r^t \bar{\mathbf{x}}_r$$

представим в виде

$$L = \sum_{k=1}^K \left[\sum_{n=1}^N x_{n,k} d_{n,z} \right]^2 + \sum_{z=1}^Z \bar{\lambda}_z^t \bar{\mathbf{x}}_z'' - \sum_{z=1}^Z \sum_{\substack{y=1, \\ y \neq z}}^Z \left[\bar{\lambda}_y^t C_{yz} \right] \bar{\mathbf{x}}_z'' + \sum_{z=1}^Z \bar{\mu}_z^t \left[-E_z^t \bar{\mathbf{x}}_z + |G_z| + K - 1 - b \right] - \sum_{z=1}^Z \sum_{\substack{r=1, \\ r \neq z}}^Z \bar{\mu}_z^t \left[E_r^t \bar{\mathbf{x}}_r \right]. \quad (20)$$

Тогда для фиксированных множителей Лагранжа ($\bar{\lambda}^*$ и $\bar{\mu}^*$), вычисляемых на втором уровне иерархии, выражение (20) может быть представлено в форме

$$L = \sum_{z=1}^Z L_z, \quad (21)$$

$$L_z = \sum_{k=1}^K \left[\sum_{n=1}^N x_{n,k} d_{n,z} \right]^2 + \bar{\lambda}_z^{*t} \bar{\mathbf{x}}_z'' - \sum_{\substack{y=1, \\ y \neq z}}^Z \left[\bar{\lambda}_y^{*t} C_{yz} \right] \bar{\mathbf{x}}_z'' + \bar{\mu}_z^{*t} \left[-E_z^t \bar{\mathbf{x}}_z + |G_z| + K - 1 - b \right] - \sum_{\substack{r=1, \\ r \neq z}}^Z \bar{\mu}_z^{*t} \left[E_r^t \bar{\mathbf{x}}_r \right]. \quad (22)$$

Отметим, что каждая из составляющих L_z является функцией векторов состояния, управления, взаимодействия подсетей и векторов множителей Лагранжа, которые относятся только к z -й зоне устойчивого приема. Таким образом, в соответствии с проведенными преобразованиями задача оптимального распределения каналов в многоканальной mesh-сети в целом оказалась декомпозированной на Z подзадач, каждая из которых может решаться TR-координаторами различных зон устойчивого приема независимо друг от друга. Решение оптимизационных задач (22) обуславливает уровень TR-координаторов решением оптимизационной задачи (17).

С учетом функциональной иерархии многоканальной mesh-сети вычислительная структура иерархическо-координационного метода распределения каналов представлена на рис. 2.

В соответствии с разработанным методом TR-координаторами осуществляются:

– сбор и обработка информации о состоянии mesh-станций, принадлежащих этой зоне устойчивого приема. Информация, подлежащая мониторингу, включает в себя следующие данные: тип используемой технологии IEEE 802.11 a/b/g/n на mesh-станциях, количество радиointерфейсов на каждой станции, загруженность (активность) станций;

- определение порядка распределения каналов между радиointерфейсами mesh-станций в вверенной зоне устойчивого приема путем максимизации соответствующих лагранжианов, представленными выражением (22), и расчета векторов \bar{x}_z ($z \in Z$);
- обеспечение связности доменов коллизий, находящихся в разных зонах устойчивого приема.

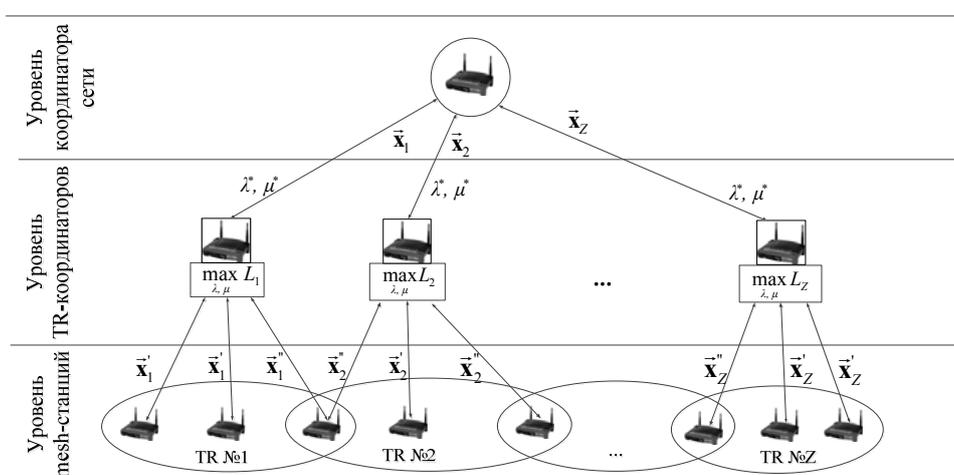


Рис. 2. Вычислительная структура иерархическо-координационного метода распределения каналов

В результате решения задачи уровня TR-координаторов условий (2)–(6), (9), (14) и (16), каждая зона устойчивого приема разбивается на связные домены коллизий (количество которых не превышает количества неперекрывающихся каналов в поддерживаемой технологии). С целью обеспечения идентичного управления и связности доменов коллизий решения, полученные на этом уровне, подлежат координации со стороны координатора сети в целом. Основной задачей на уровне координатора сети является координация решений, полученных на уровне TR-координаторов с целью обеспечения связности доменов коллизий, находящихся в разных TR, и идентичного управления mesh-станциями, находящимися одновременно в разных зонах устойчивого приема.

С технологической точки зрения применение иерархическо-координационного метода способствовало минимизации инерционности управления и объемов информации о состоянии mesh-сети, которую необходимо постоянно обновлять в ходе оптимизации распределения каналов, а в итоге свидетельствовало о повышении масштабируемости полученных в работе решений. Так как существенно снижается размерность задач нижнего уровня с пропорциональным снижением объемов циркулирующей в сети служебной информации о ее состоянии, повышается оперативность в решении задач распределения каналов без существенного снижения качества получаемых решений.

В качестве примера продемонстрируем работу предложенного метода в рамках следующих исходных данных (рис. 3): количество зон устойчивого приема – $Z=3$; число mesh-станций в сети – $N=15$; количество станций в зоне устойчивого приема TR-1 – $|G_1|=3$, TR-2 – $|G_2|=4$ и TR-3 – $|G_3|=9$; число используемых неперекрывающихся частотных каналов – $K=4$; количество радиointерфейсов на всех mesh-станциях – $m_n=2$. В каждой зоне устойчивого приема выделялась станция – TR-координатор. В данном случае TR-координаторами выступали станции №3, №5 и №8. Кроме того, в качестве главного координатора выделена станция №11, принадлежащая третьей зоне устойчивого приема. Станции-координаторы отвечают за разбиение зоны устойчивого приема на связные домены коллизий, а главный координатор – за идентичное управление станциями, находящимися одновременно в разных TR.

Результаты моделирования задачи распределения четырех неперекрывающихся частотных каналов с использованием предложенного иерархическо-координационного метода, приведены на рис. 4. В результате решения задачи распределения четырех ЧК между станциями однородной mesh-сети с использованием критерия оптимальности (11) формировалось восемь доменов коллизий, количество станций в каждом из которых было минимально. При этом количество станций, формирующих один домен коллизий, в TR-3 не превышало четырех станций, в TR-2 – трех станций, а в TR-1 количество станций, формирующих каждый домен коллизий, было минимально и составляло

две станции. Формирование доменов коллизий минимальных размеров производится в соответствии с критерием оптимальности (17), который был предложен в работе [8]. Кроме того в работе [8] показано, что использование критерия (17) обеспечивает эффективную балансировку числа mesh-станций по доменам коллизий, в том числе для случая неоднородных конфигураций WMN.

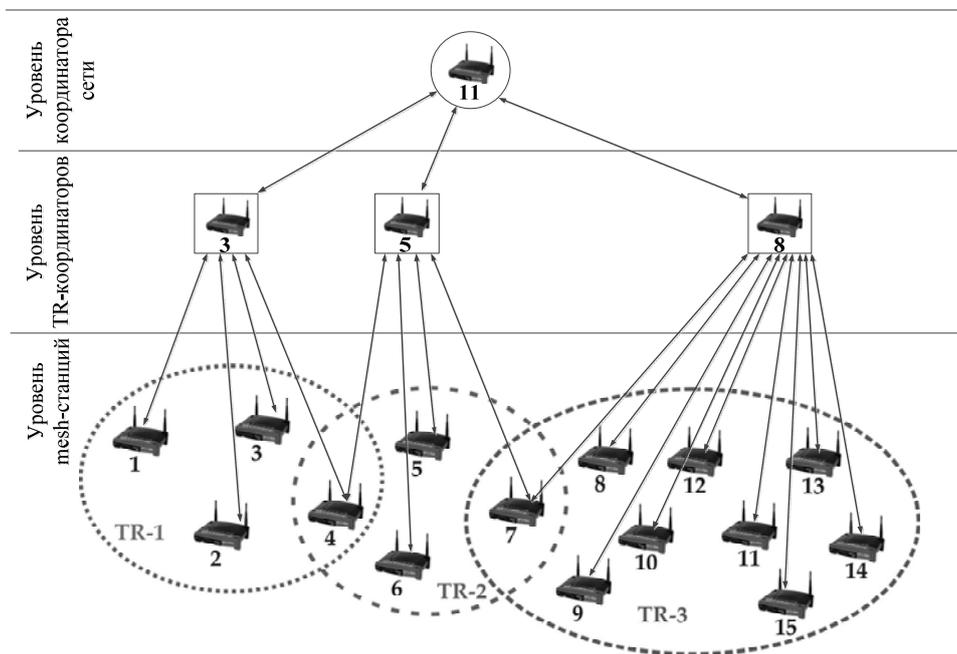


Рис. 3. Пример возможной конфигурации mesh-сети

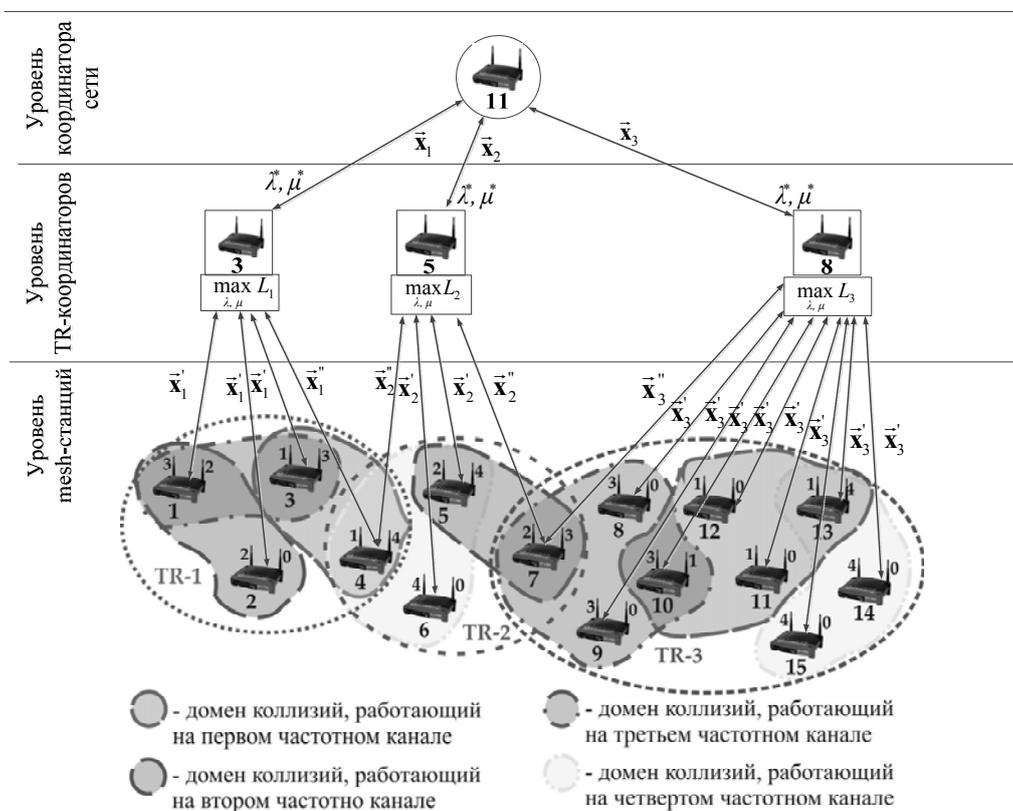


Рис. 4. Пример решения задачи распределения ЧК в mesh-сети с указанием доменов коллизий

Таким образом, с целью повышения масштабируемости полученных решений предложены декомпозиционная модель и иерархическо-координационный метод распределения каналов в много-

канальных mesh-сетях. При использовании предложенных в разделе решений значительно сокращалась размерность задачи первого уровня без существенной нагрузки средств второго уровня. С технологической точки зрения это способствовало минимизации инерционности управления и объемов информации о состоянии mesh-сети, которую необходимо постоянно обновлять в ходе оптимизации распределения каналов, а в итоге свидетельствовало о повышении масштабируемости полученных в работе решений.

Заключение. С целью повышения масштабируемости полученных решений усовершенствованная математическая модель распределения каналов в многоканальных mesh-сетях путем ее декомпозиции. Усовершенствование модели заключалось в ее дополнении условием идентичного управления станциями, находящимися одновременно в нескольких зонах устойчивого приема, и декомпозиционным представлением условий связности mesh-сети. Декомпозиционная модель обеспечила относительную независимость при решении задач распределения каналов по отдельным зонам устойчивого приема, что напрямую связано с масштабируемостью полученных решений.

На базе декомпозиционной модели разработан иерархическо-координационный метод распределения каналов в многоканальных mesh-сетях, в основу которого был положен принцип прогнозирования взаимодействий, наиболее подходящий по технологическим и вычислительным особенностям решаемой задачи. Особенностью метода является введение структурной и функциональной иерархии mesh-станций. При этом при использовании предложенного метода распределения каналов значительно сокращается размерность задачи первого уровня без существенной нагрузки координаторов второго уровня. С технологической точки зрения это способствовало минимизации инерционности управления и объемов информации о состоянии mesh-сети, которую необходимо постоянно обновлять в ходе оптимизации распределения каналов, а в итоге свидетельствовало о повышении масштабируемости полученных в работе решений.

Литература

1. Лемешко А.В. Классификация методов распределения частотных каналов в многоинтерфейсных многоканальных mesh-сетях стандарта IEEE 802.11 [Электронный ресурс] / А.В. Лемешко, С.В. Гаркуша // Проблемы телекоммуникаций. – 2011. – № 2 (4). – С. 139–149. – Режим доступа: http://pt.journal.kh.ua/2011/2/1/12_lemeshko_classification.pdf, свободный (дата обращения: 10.02.2014).
2. Лемешко А.В. Модель структурной самоорганизации многоканальной mesh-сети стандарта IEEE 802.11 [Электронный ресурс] / А.В. Лемешко, М.А. Гоголева // Проблемы телекоммуникаций. – 2010. – № 1 (1). – С. 83–95. – Режим доступа: http://pt.journal.kh.ua/2010/1/1/101_lemeshko_mesh.pdf, свободный (дата обращения: 10.02.2014).
3. Гаркуша С.В. Разработка и анализ двухиндексной модели распределения частотных каналов в многоканальной mesh-сети стандарта IEEE 802.11 [Электронный ресурс] // Проблемы телекоммуникаций. – 2011. – № 3 (5). – С. 38–57. – Режим доступа: http://pt.journal.kh.ua/2011/3/1/113_garkusha_mesh.pdf, свободный (дата обращения: 10.02.2014).
4. Гаркуша С.В. Анализ результатов распределения частотных каналов в многоканальных многоинтерфейсных mesh-сетях стандарта IEEE 802.11 // Цифровые технологии: Сб. научных трудов. – 2011. – Вып. 10. – С. 27–42.
5. A multiple-State Based Power Control for Multi-Radio Multi-Channel Wireless Mesh Networks / T.O. Olwal, F.O. Aron, B.J. Van Wyk et al. // International Journal of Computer Science. – Vol. 4, no. 1. – 2009. – P. 53–61.
6. Raniwala A. Architecture and algorithms for an IEEE 802.11-based multi-channel wireless mesh network / A. Raniwala, Tzicker Chiueh // Proc. of INFOCOM '05. – 2005. – Vol. 3. – P. 2223–2234.
7. Ляхов А.И. Многоканальные mesh-сети: анализ подходов и оценка производительности / А.И. Ляхов, И.А. Пустогаров, С.А. Шпилев // Информационные процессы. – 2008. – Т. 8, № 3. – С. 173–192.
8. Гаркуша С.В. Сравнительный анализ критериев оптимальности распределения частотных каналов в mesh-сети IEEE 802.11 / С.В. Гаркуша, Е.В. Гаркуша // Системы управления навигации и связи. – 2012. – Вып. 4(24) – С. 125–131.
9. Месарович М. Теория иерархических многоуровневых систем / М. Месарович, Д. Мако, И. Такаха. – М.: Мир, 1973. – 332 с.
10. Сингх М. Системы: декомпозиция, оптимизация и управление / М. Сингх, А. Титли. – М.: Машиностроение, 1986. – 494 с.

11. Дансмор Б. Справочник по телекоммуникационным технологиям: пер. с англ. / Б. Дансмор, Т. Скандьер – М.: Изд. дом «Вильямс», 2004. – 640 с.
12. Беленков А.Г. Метод распределения нагрузки в иерархических телекоммуникационных сетях на базе декомпозиционных принципов предсказания взаимодействий и целевой координации / А.Г. Беленков, О.Ю. Евсеева, А.В. Лемешко // Труды УНИИРТ. – 2005. – №2(42). – С. 11–16.
13. Лемешко А.В. Иерархическо-координационное распределение частотных каналов в многоканальных mesh-сетях стандарта IEEE 802.11x / А.В. Лемешко, М.А. Гоголева // Системы управления, навигации и связи. – 2010. – Вып. 1(13) – С. 200–204.
14. Поповский В.В. Математичні основи теорії телекомунікаційних систем / под общ. ред. В.В. Поповского. – Харьков: ООО «Компания СМІТ», 2006. – 564 с.

Гаркуша Сергей Владимирович

Канд. техн. наук, доцент каф. документоведения и информационной деятельности в экономических системах Полтавского университета экономики и торговли, Украина
Тел.: +38 (053-22) 2-16-71
Эл. почта: sv.garkusha@mail.ru

Garkusha S.V.

Hierarchical-coordination method distribution frequency channels in mesh-network IEEE 802.11 based on the principle of predicting the interactions

The mathematical model of the distribution channels in multi-channel mesh-networks by its decomposition. Improvement of the model was its complement condition identical control stations located in several transmissions ranges conditions and a decomposition representation connected mesh-network. Decomposition model has provided a degree of independence in solving problems of distribution channels on separate transmission ranges is directly related to the scalability of the solutions. Based on the decomposition model developed hierarchical method of clearing the channel distribution in multi-channel mesh-networks, which was based on the principle of predicting the interactions, the most suitable for technological and computational characteristics of the problem being solved. Feature of the method is the introduction of the structural and functional hierarchy mesh-stations.

Keywords: decomposition method, hierarchical-coordination model, mesh-network, IEEE 802.11, distribution of frequency channels, transmission range.

УДК 004.942

А.М. Данченко, В.С. Тараканов, В.В. Штерн

Применение индивидуально-поточной модели эвакуации при оценке рисков пожарной опасности в общественных зданиях

Приведен обзор методик для расчета рисков пожарной опасности, представлена индивидуально-поточная модель эвакуации людей, описан программный эксперимент по моделированию процесса эвакуации людей в момент возникновения пожарной опасности.

Ключевые слова: пожарная безопасность, эвакуация, опасные факторы пожара, индивидуально-поточная модель эвакуации.

Современные методики по расчету вероятности возникновения пожара активно продвигаются государством. Модели развития пожара и поведения людей при эвакуации представляют собой сложные математические модели, использовать которые для расчета вручную крайне затруднительно. Авторами статьи была запрограммирована одна из моделей эвакуации людей из здания, задача данной работы – показать соответствие реализованной модели государственной методике.

Методики расчета рисков пожарной опасности. В настоящее время пожарная безопасность получила широкое научное обоснование, описание физических закономерностей пожара, различные математические модели для прогнозирования развития пожара. Государство активно участвует в продвижении методик для расчета индивидуального пожарного риска: №123-ФЗ «Технический регламент о требованиях пожарной безопасности», приказ МЧС России от 30.06.2009 № 382 (ред. от 12.12.2011) «Об утверждении методики определения расчетных величин пожарного риска в зданиях, сооружениях и строениях различных классов функциональной пожарной опасности», а также поправки к приказу №382 от 6.08.2009.

Согласно правилам пожарной безопасности из вышеперечисленных законов и приказов индивидуальный пожарный риск не должен превышать нормативный пожарный риск, который равен 10^{-6} год⁻¹. Расчетная величина индивидуального пожарного риска рассчитывается посредством проектной документации и указанию назначения здания. Но для получения двух переменных – времени эвакуации людей из здания и времени блокировки путей эвакуации необходимо использовать самостоятельные математические модели.

В приказе МЧС России № 382 обозначены 3 математические модели движения людей из здания для определения расчетного времени эвакуации:

– Упрощенная аналитическая модель движения людского потока, позволяющая устанавливать основные расчетные зависимости между параметрами и закономерностями движения людских потоков. Областью применения являются оценочные и приближенные расчеты, простейшие ситуации движения людских потоков.

– Математическая модель индивидуально-поточного движения людей из здания, в которой объектом моделирования является отдельный человек.

– Имитационно-стохастическая модель движения потоков. Эта модель производит более точные расчеты, так как делит здание на элементарные участки шириной около 1 м и выполняет несколько расчетных операций в секунду для каждого участка, тем не менее применение модели затруднительно при анализе индивидуальных особенностей эвакуации человека.

Так как при моделировании эвакуации людей из здания наибольшее влияние оказывает структура здания и его помещений, а пребывание людей в здании носит вероятностный характер, к указанным в методике моделям можно добавить моделирование процесса эвакуации людей с помощью нечетких временных сетей Петри. Описание и моделирование процесса эвакуации осуществляются посредством механизма потоковых и стохастических или нечетких сетей Петри, основанных на графовом представлении. Нечеткие сети Петри позволяют решать задачи нечеткого моделирования и нечеткого управления. Введение неопределенности в описание исходной математической структуры нечетких временных сетей Петри предполагает задание одной или нескольких структур с неопределенностью, которая может отображать стохастический, нечеткий или комбинированный харак-

тер ее проявления [1]. Достоинством сетей Петри является математически строгое описание модели, что позволяет проводить их анализ с помощью современной вычислительной техники [2].

Выбор математической модели расчета времени эвакуации производится с учетом специфических особенностей объемно-планировочных решений здания, однородности людей, площади горизонтальных проекций людей, находящихся в здании, а также параметров движения людей различных групп мобильности [3].

Имитационно-стохастическая модель является наиболее эффективным инструментом для решения многих инженерных задач. Но в случае необходимости учета сложных сценариев организации эвакуации людей, а также движения людских потоков с различной мобильностью, например, при эвакуации медицинских учреждений, наиболее отражающей реальность является модель индивидуально-поточного движения [4].

Согласно приказу МЧС России №382, путь эвакуации является заблокированным, если на любом из его участков, по которым предстоит ещё передвигаться людям, превышено хотя бы одно предельно допустимое значение ОФП. Такими факторами являются:

1. Повышенная температура (более 70°C).
2. Тепловой поток (более 1400 Вт/м^2).
3. Потеря видимости (менее 20 м).
4. Пониженное содержание кислорода (менее $0,226 \text{ кг}\cdot\text{м}^{-3}$).
5. Концентрация токсичных продуктов горения ($\text{CO}_2 - 0,11 \text{ кг}\cdot\text{м}^{-3}$; $\text{CO} - 1,16\cdot 10^{-3} \text{ кг}\cdot\text{м}^{-3}$; $\text{HCL} - 23\cdot 10^{-6} \text{ кг}\cdot\text{м}^{-3}$).

Следовательно, необходимо найти время блокировки путей эвакуации, т.е. время, за которое хоть один из этих факторов превысит предельно допустимое значение.

Прежде чем высчитывать эти показатели, необходимо выбрать метод расчёта. Выбор метода зависит от типа здания [5]:

– Интегральный метод: для зданий с развитой системой помещений малого объёма простой геометрической конфигурации, для предварительных расчетов с целью выявления наиболее опасного сценария пожара.

– Зонный (зональный) метод: для помещений и систем помещений простой геометрической конфигурации с линейными размерами, соизмеримыми между собой (размеры помещения отличаются не более чем в 5 раз), для рабочих зон, расположенных на разных уровнях в пределах одного помещения, например зрительный зал кинотеатра.

– Полевой метод: для помещений сложной геометрической конфигурации (атриумы с системой галерей и примыкающих коридоров, многофункциональные центры со сложной системой вертикальных и горизонтальных связей), для помещений, в которых один из геометрических размеров гораздо больше (меньше) остальных (тоннели, закрытые автостоянки большой площади), для иных случаев, не предусмотренных в интегральной и зонной модели.

Кроме всего прочего, в приказе №382 прописан метод, который заключается в использовании аналитических соотношений для определения критической продолжительности пожара. Однако этот метод можно использовать только в том случае, если нет факторов, влияющих на развитие пожара, например системы автоматического тушения пожара.

Из расчета по данным в методике формулам относительно каждого помещения можно получить время блокировки, которое показывает через сколько времени после начала пожара будет заблокирован путь эвакуации.

После нахождения переменных можно судить о величине индивидуального пожарного риска и в зависимости от результата проводить различные противопожарные работы.

Программная реализация индивидуально-поточной модели эвакуации. Для программной реализации авторами статьи была выбрана индивидуально-поточная модель движения людей из здания [5]. На блок-схеме (рис. 1) отражена последовательность расчета времени эвакуации. Суть данной математической модели заключается в учете значения локальной плотности потока для определения скорости человека. Расчет проводится для каждого человека отдельно в каждый момент времени, пока все люди не покинут здание.

Для валидации и верификации реализованной вычислительной модели были проведены следующие эксперименты:

1. Проверка выполнения зависимости скорости от плотности потока. Время, рассчитанное в программе, сравнивается с рассчитанным по формулам методике МЧС [5] для различных плотно-

стей людского потока. Время движения по методике определяется по формуле $t = l/v$, где l – длина коридора, v – скорость потока.

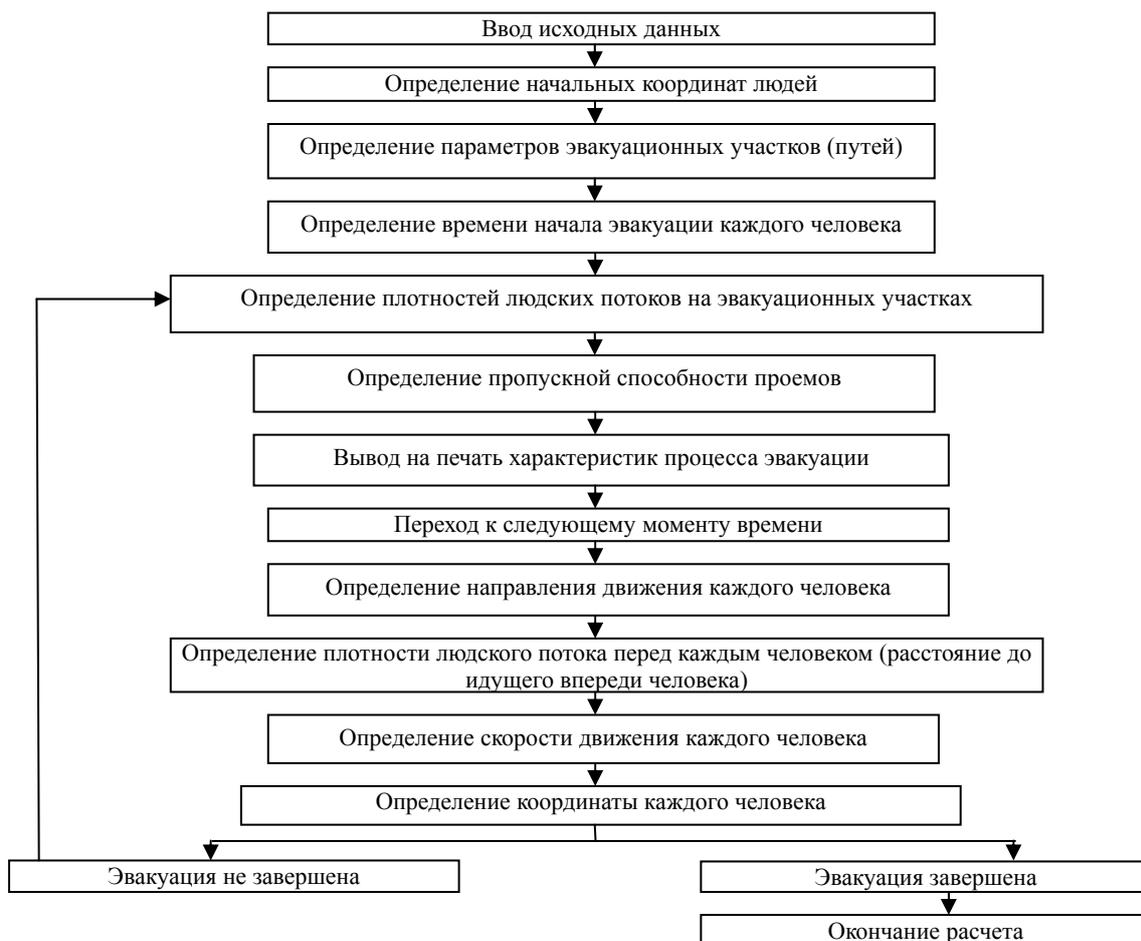


Рис. 1. Блок-схема определения расчетного времени эвакуации людей из здания

Условие задачи: коридор шириной 2 м и длиной 50 м, наполненный людьми с различной плотностью, площадь проекции человека 0,12 м². Результаты представлены в табл. 1.

Таблица 1

Время движения в зависимости от плотности

Плотность людского потока, м ² /м ²	Количество человек	Методика, с	Реализованная модель, с	Отклонение, %
0,04	40	29,94	30,00	-0,2
0,08	80	34,53	32,40	6,16
0,16	160	45,16	44,00	2,6
0,24	240	55,14	55,60	-0,8
0,32	320	65,37	67,60	-3,4
0,4	400	76,38	75,74	0,83
Среднее отклонение				0,86

На основе анализа проведенного эксперимента можно сделать вывод, что наблюдается идентичная зависимость скорости движения от плотности потока как в реализованной модели, так и в государственной методике (рис. 2). При этом, исходя из табл. 1, время движения превышает время методики с запасом 0,86%.

2. Для численной верификации было проведено сравнение реализованной модели с другой моделью методики, а именно упрощенной аналитической моделью движения людского потока.

Условие задачи: сужающийся коридор – первый участок с шириной 4 м и длиной 20 м, второй участок с шириной 2 м и длиной 20 м, наполненные людьми с различной плотностью, площадь проекции человека 0,125 м². Результаты представлены в табл. 2.

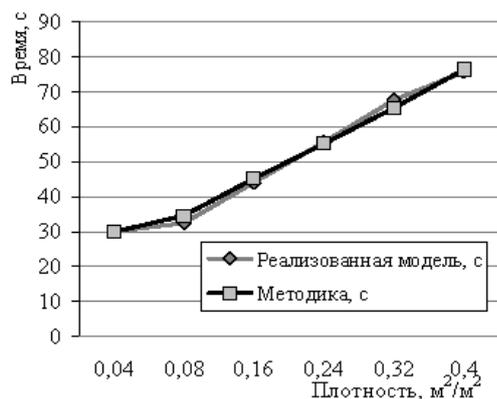


Рис. 2. Зависимость скорости от плотности потока

Таблица 2

Время эвакуации различных моделей

Плотность людского потока, м ² /м ²	Количество людей	Упрощенная аналитическая модель, с	Реализованная модель, с	Отклонение, %
0,075	60	36	34,55	4,02
0,15	120	52,8	53,43	-1,2
0,3	240	93,6	91,5	2,24
0,45	360	132	129,9	1,59
			Среднее отклонение	1,662

Из данных, приведенных в табл. 2, можно сделать вывод, что для простых расчетов упрощенная аналитическая модель и реализованная индивидуально-поточная модель выдают близкое по значению время с незначительным отклонением, равным 1,7%.

Исходя из проведенных экспериментов, можно сделать вывод о соответствии реализованной индивидуально-поточной модели требованиям из приказа МЧС России №382.

Литература

1. Гриценко Ю.Б. Использование сетей Петри для оценки времени эвакуации людей в зданиях и сооружениях при возникновении пожара. Алгоритм / Ю.Б. Гриценко, О.И. Жуковский, О.Г. Загальский // Доклады ТУСУРа. – 2010. – № 1 (21), ч. 2. – С. 213–218.
2. Гриценко Ю.Б. Анализ процесса эвакуации людей нечеткими временными сетями Петри / Ю.Б. Гриценко, А.А. Голубева // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24), ч. 2. – С. 276–281.
3. Холщевников В.В. Эвакуация и поведение людей при пожарах: учеб. пособие / В.В. Холщевников, Д.А. Самошин. – М.: Академия ГПС МЧС России, 2009. – 212 с.
4. Самошин Д.А. Программные комплексы для расчета эвакуации людей // Матер. междунар. конф. «Производство. Технология. Экология». – Ижевск, 2010. – С. 50–52.
5. Об утверждении методики определения расчетных величин пожарного риска в зданиях, сооружениях и строениях различных классов функциональной пожарной опасности [Электронный ресурс]: Приказ МЧС РФ от 30.06.2009 № 382 (ред. от 12.12.2011). – Доступ из справ.-правовой системы «КонсультантПлюс» (дата обращения: 06.03.14).

Данченко Анна Матвеевна

Студентка гр. 401 ТУСУРа
Тел.: 8-923-425-79-20
Эл. почта: danchenko_ann@mail.ru

Тараканов Вадим Сергеевич

Студент гр. 421-1 ТУСУРа
Тел.: 8-923-433-44-05
Эл. почта: qpalzz@mail.ru

Штерн Владимир Владимирович

Студент гр. 401 ТУСУРа
Тел.: 8-952-806-15-71
Эл. почта: destroyer-1@mail.ru

Danchenko A.M., Tarakanov V.S., Shtern V.V.

The use of individual-stream model of evacuation in the risk assessment of fire danger in public buildings

This article provides an overview of methods for calculating the risk of fire hazards, and describes the individual-stream evacuation model, and the software experiment on process modeling of people evacuation at the fire danger.

Keywords: fire safety, evacuation, fire hazards, the mathematical model of individual-stream model.

УДК 621.3.084

В.М. Дмитриев, В.В. Ганджа

Концепция лабораторного автоматизированного рабочего места на архитектуре ARM

Представлены новые подходы в построение автономных высокоточных лабораторных комплексов, используемых для обучения школьников, студентов, а также для применения в промышленности на низкочастотных сигналах.

Ключевые слова: ЛАРМ, автоматизация измерений, прототипирование.

Архитектура ARM (семейство лицензируемых 32-битных и 64-битных микропроцессорных ядер разработки компании ARM Limited) в последнее время все активнее развивается, микроконтроллеры на данной архитектуре начинают использоваться абсолютно везде, начиная от телефонов, заканчивая технологическими процессами на заводах. На данный момент микроконтроллеры ARM новейших моделей ничем не уступают в производительности процессорам для ПК. Они уже догнали их в частоте работы ядер, памяти кеш и в других параметрах. К тому же в настоящее время уже встречаются 8-ядерные ARM-процессоры в свободном использовании. Благодаря дешевизне ARM процессоров на рынке стали появляться готовые решения в виде отладочных плат, либо одноплатных готовых компьютеров. Одним из таких решений является одноплатный компьютер Raspberry Pi [1]. Данный компьютер имеет достаточно мощный микропроцессор созданный по технологии ARM11, и имеет все необходимые интерфейсы для работы в качестве центрального процессора для лабораторного автоматизированного рабочего места (ЛАРМ).

На одноплатном компьютере Raspberry Pi можно реализовать несколько вариантов работы ЛАРМ. Отличия этих схем будут определяться только в принципе работы аппаратного комплекса. Со стороны программного обеспечения – это модули, которые будут легко подключаться и отключаться в зависимости от конфигурации аппаратных возможностей.

В первом варианте (рис. 1) для решения простых задач ЛАРМом [2], например ЛАРМ для школ, будет включена следующая конфигурация:

- К одноплатному компьютеру будет подключен сенсорный дисплей, который позволит отказаться от традиционных устройств ввода (клавиатура, мышь), и создать автономный ЛАРМ, не зависящий от ПК;
- По шине GPIO будет осуществляться связь с внешними ЦАП и АЦП.
- ЦАП и АЦП будут взаимодействовать с платой сбора данных.
- Плата сбора данных, в свою очередь, будет иметь входы/выходы для подключения щупов (для подключения осциллографа, генератора и/или мультиметра), а также силовые клеммы для подключения выхода источников питания и для подключения готовых модулей для решения тех или иных задач. Например, это могут быть готовые лабораторные работы для студентов или модули для работы с другими системами.

Второй вариант исполнения ЛАРМ (рис. 2) будет отличаться добавлением в первую схему следующих компонентов:

- Архитектура ARM больше направлена на вычислительную мощность для работы с большими объемами данных, работой с графикой и т.д., однако для периферийных устройств, работающих

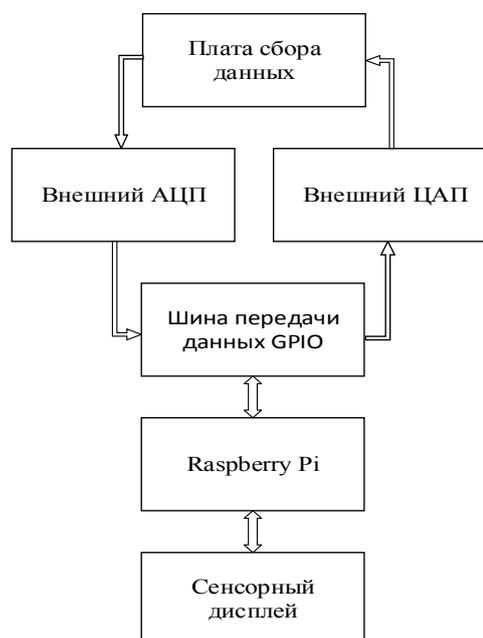


Рис. 1. Блок-схема работы ЛАРМ на ARM

не по протоколу USB, необходимо иметь большое число цифровых входов/выходов. Поэтому для обеспечения большего быстродействия ЦАП/АЦП и расширения измерительных каналов в схему будет включен микроконтроллер AVR, который позволит выполнить данное условие. Помимо AVR микроконтроллера, для более высоких частот (выше 10 МГц) можно будет использовать ПЛИС архитектуру, которая позволит поднять частоту дискретизации до нужного уровня.

- Плата сбора данных будет дополнена быстродействующими ЦАП и АЦП.
- Также использование микроконтроллера AVR позволит добавить в схему управляемый программно источник питания.

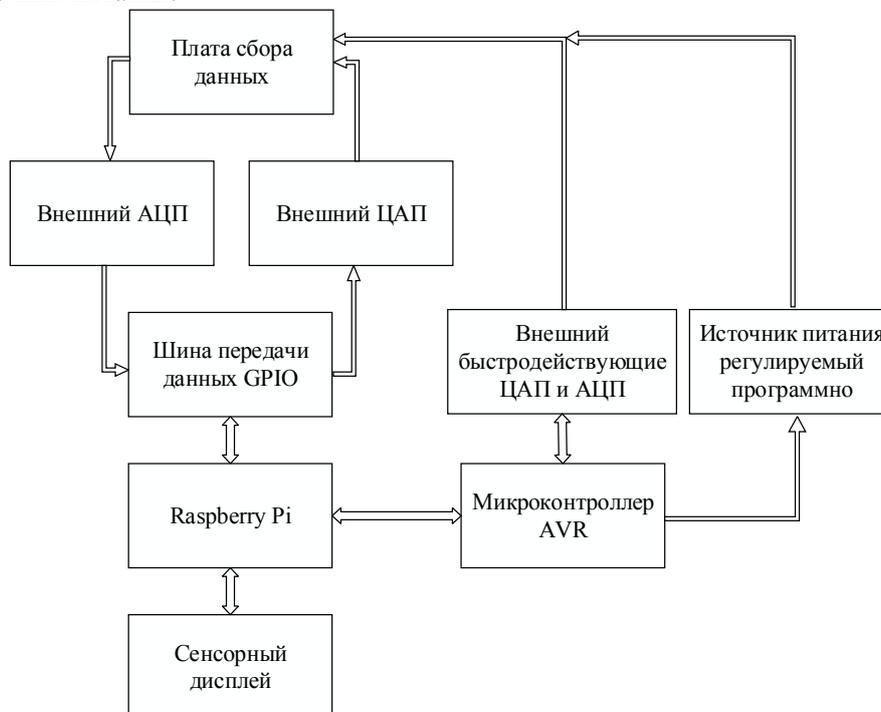


Рис. 2. Блок-схема работы ЛАРМ с использованием AVR микроконтроллера

Во всех вариантах будет использоваться одно и то же ПО, с автоматическим подключением и отключением аппаратно установленных модулей. Одноплатный компьютер Raspberry Pi может работать почти на всех свободно распространяемых модификациях операционной системы Linux. Во всех модификациях присутствует дружелюбный графический интерфейс, а некоторые модификации имеют адаптацию к сенсорному управлению.

Таким образом, новый ЛАРМ будет работать на операционной системе Linux, и по умолчанию в нем будет загружена программа для работы с ЛАРМ, а именно:

- Панель двухканального осциллографа с курсорными измерениями.
- Панель управления источником питания, с регулировкой напряжения и тока.
- Панель работы с измерительными каналами.
- Пост обработка сигналов, такие как спектр сигнала, преобразование Фурье и т.д. Сами приборы могут быть написаны на разных языках программирования, так как каждый из них будет давать свои плюсы и минусы. Но имея достаточно ограниченные вычислительные способности данного одноплатного компьютера (около 1 ГГц), об использовании ресурсоемких готовых решений, таких как LabView, можно забыть. В любом случае виртуальные приборы придется создавать с нуля, и для этого идеально подойдет язык программирования C# или Python, а также разработанная в среде MARCS система визуализации и управления экспериментом [3].

Кроме того, одноплатный компьютер сможет выполнять и другие задачи, наравне с обычными компьютерами. Почти во всех операционных системах, работающих на данном одноплатном компьютере, уже есть установленный офисный пакет программ, позволяющий работать с документами для формирования отчетов (если это лабораторная работа) или для структурирования получаемых данных.

Созданный программно-измерительный комплекс будет способен работать в нескольких сферах деятельности, таких как лабораторные стенды в средствах автоматизированного обучения [4], или в

лабораториях как универсальный измерительный прибор, или в различных диагностических автомастерских как универсальный комплекс для диагностики двигателя автомобиля, и в других сферах деятельности, где есть необходимость в точных измерениях как электрических, так и других физических величин (посредством датчиков).

Литература

1. Raspberry PI в России [Электронный ресурс]. – Режим доступа: свободный. <http://raspberrypi.ru/>

2. ЛАРМ: автоматизированный лабораторный практикум по электротехнике и электронике: учеб. пособие для вузов / В.М. Дмитриев, А.В. Шутенков, Т.В. Ганджа, А.Н. Кураколов. – Томск: В-Спектр, 2010. – 186 с.

3. Дмитриев В.М. Система визуализации и управления вычислительным экспериментом в среде многоуровневого моделирования МАРС / В.М. Дмитриев, Т.В. Ганджа, Т.Ю. Коротина // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 1 (21), ч. 2. – С. 149–155.

4. Дмитриев В.М. Принципы построения и реализации автоматизированного учебно-методического комплекса по техническим дисциплинам / В.М. Дмитриев, Т.В. Ганджа, В.В. Ганджа // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 2 (22). – С. 266–270.

Дмитриев Вячеслав Михайлович

Д-р техн. наук, зав. каф. моделирования и системного анализа (МиСА) ТУСУРа

Тел.: (382-2) 41-39-15

Эл. почта: dmitriewvm@gmail.com

Ганджа Василий Викторович

Ассистент каф. МиСА, аспирант

Тел.: (382-2) 41-39-15

Эл. почта: vasivik@gmail.com

Dmitriev V.M., Gandzha V.V.

The concept of LARM on ARM architecture

New approaches to building autonomous precision laboratory facilities used in school or high school, as well as for industrial applications for low-frequency signals are presented.

Keywords: LARM, automation of measurements, prototyping.

УДК 62-83: 531.3

А.А. Карауш

Выбор численного метода интегрирования дифференциальных уравнений для задач спутниковых навигационных технологий

Проведен сравнительный анализ численных методов интегрирования уравнений движения навигационных спутников ГЛОНАСС. По показателям точности сравнивались численные методы интегрирования дифференциальных уравнений Рунге-Кутты, Адамса-Штёрмера, Адамса-Мультон-Коуэлла и Эверхарта. Необходимость такого сравнения следует из особенно высоких требований к точности, предъявляемых к численным схемам интегрирования уравнений движения НС в задачах сегмента эфемеридно-временного обеспечения спутниковой навигационной системы ГЛОНАСС. Целью исследований, проводимых в настоящей работе, является обоснованный выбор численных схем интегрирования для задач восстановления орбит навигационных спутников по данным беззапросных траекторных измерений, выполняемых наземными пунктами. Особое внимание в сравнительном анализе уделено тому, как рассматриваемые схемы ведут себя в условиях действия на правую часть уравнений движения скачкообразных возмущений. Они соответствуют воздействию на спутник радиационного давления солнечного излучения, которое претерпевает скачок в момент входа НС в тень Земли и выхода из неё. Приведены обоснования для использования метода Эверхарта в качестве наиболее эффективного метода численного интегрирования уравнений движения навигационных спутников ГЛОНАСС в рамках задачи эфемеридно-временного обеспечения системы.

Ключевые слова: навигационный спутник, расчет орбит, ГЛОНАСС, эфемеридно-временное обеспечение, численное интегрирование, метод Эверхарта.

При решении широкого круга задач спутниковых навигационных технологий возникает необходимость численного интегрирования уравнений движения навигационных спутников (НС) Земли [1, 2].

Задачи основного назначения спутниковых навигационных систем – определение координат и параметров движения объектов потребителя с помощью аппаратуры приёма навигационных сигналов. В этой аппаратуре, согласно [3], для численного интегрирования дифференциальных уравнений движения НС ГЛОНАСС применяются численные схемы Рунге-Кутты. В качестве начальных условий используются эфемериды, транслируемые с бортов НС в составе навигационного сигнала. Поскольку эфемеридная информация от каждого НС обновляется через 30 мин, погрешности интегрирования не успевают накапливаться и применение достаточно простых схем Рунге-Кутты в пользовательском сегменте считается вполне обоснованным.

Особенно высокие требования предъявляются к численным схемам интегрирования уравнений движения НС для задач, решаемых в сегменте эфемеридно-временного обеспечения спутниковой навигационной системы ГЛОНАСС. Здесь по результатам выполняемых с Земли траекторных измерений с помощью алгоритмов восстановления орбит строятся математические модели движения НС. Полученные таким образом математические модели используются для расчета орбит НС на интервалы времени длительностью в несколько суток. Для таких расчётов требуются численные схемы, не накапливающие погрешностей интегрирования в специфичных условиях движения НС ГЛОНАСС.

Большую важность в сегменте эфемеридно-временного обеспечения ГЛОНАСС играют задачи высокоточной синхронизации пространственно разнесенных часов по сигналам спутниковых навигационных систем [4]. В алгоритмах синхронизации используются вычисленные геометрические дальности от НС до антенны потребителя. Для расчета указанных геометрических дальностей также требуется высокоточное восстановление орбит НС путём интегрирования численными методами уравнений движения.

Приводимые в настоящей работе исследования направлены на обоснованный выбор численных схем интегрирования именно для задач восстановления орбит навигационных спутников. При этом основными требованиями к численным схемам являются:

- высокая точность,
- вычислительная эффективность,
- малый уровень погрешностей интегрирования, накапливающихся с течением времени.

Особое внимание в сравнительном анализе уделено тому, как рассматриваемые схемы ведут себя в условиях действия на правую часть уравнений движения скачкообразных возмущений. Они соответствуют воздействию на спутник радиационного давления солнечного излучения, которое претерпевает скачок в момент входа НС в тень Земли и выхода из неё.

Постановка задачи. Целью настоящей работы является сравнительный анализ численных методов, применяемых для интегрирования уравнений движения НС по околокруговым орбитам, и обоснованный выбор на этой основе наиболее эффективных численных схем.

Для указанного сравнительного анализа численных методов выбраны математические модели движения в классе дифференциальных уравнений [2, 6, 7]:

$$\ddot{\mathbf{u}}(t) = -\frac{\mu}{\rho^3(t)} \cdot \mathbf{u}(t) + \sum_{i=1}^5 \mathbf{s}_i(t), \quad \mathbf{u}(t_0) = \mathbf{u}_0, \dot{\mathbf{u}}(t_0) = \dot{\mathbf{u}}_0, \quad (1)$$

где $\mathbf{u}^T(t) = [x(t), y(t), z(t)]$ – вектор текущих координат НС в квазиинерциальной системе координат (ИСК); $\rho(t) = \sqrt{x^2(t) + y^2(t) + z^2(t)}$ – текущий радиус орбиты НС; μ – геоцентрическая постоянная гравитационного поля Земли; $\mathbf{s}_i(t)$ – вектор действующих на НС возмущений; $i=1$ – от несферичности гравитационного поля Земли; $i=2,3$ – от гравитационного воздействия на НС Луны и Солнца; $i=4$ – от радиационного давления на НС солнечного излучения.

Возмущения $\mathbf{s}_i(t)$, $i=1, \dots, 4$ образуют группу моделируемых возмущений, которые с той или иной точностью могут быть представлены соответствующими математическими моделями и учтены при расчете орбитального движения НС.

$i=5$ – немоделируемые возмущения случайной природы, для которых в лучшем случае могут быть получены статистические характеристики.

Возмущения $s_i(t)$ приводятся к центру масс НС в объектоцентрической системе координат и преобразуются в ИСК с помощью известных матричных преобразований [5, 7].

Наряду с общими требованиями точности к численным схемам интегрирования предъявляются дополнительные требования, порожденные особенностями уравнения движения НС вида (1):

1. Решение уравнения (1), не содержащего демпфирующих членов, находится на границе устойчивости. Выбранная численная схема не должна нарушать это условие и не накапливать погрешностей при интегрировании на больших интервалах времени.

2. Численная схема не должна терять точность интегрирования при скачкообразных возмущениях в правой части уравнения (1). Такое изменение возмущения $\mathbf{s}_4(t)$ возможно при вхождении НС в тень Земли, когда скачком снимается радиационное давление на НС солнечного излучения.

Анализ точности численных схем принято строить на основе сравнения аналитического решения уравнения движения и решений этого уравнения, полученных с помощью сравниваемых численных схем. Однако для общего случая, при условии действия на НС всех возмущений, уравнение (1) в квадратурах не интегрируется [5, 6]. По этой причине для сравнительного анализа используется упрощенное уравнение

$$\ddot{z}(t) = -\omega^2 \cdot z(t) + s_1(t) + s_4(t), \quad z(t_0) = z_0, \dot{z}(t_0) = \dot{z}_0, \quad \omega^2 = \frac{\mu}{\rho^3(t)}, \quad (2)$$

решением которого является проекция на ось Z ИСК движения НС в плоскости (XOZ) , для которого $s_1(t)$ имитирует возмущение от второй зональной гармоники амплитудой a , $s_4(t)$ – возмущение от радиационного давления на НС солнечного излучения в виде прямоугольного импульса $\theta(t-T_1)$ амплитудой b с моментом появления T_1 и моментом снятия T_2 . Аналитическое решение уравнения (2) представляется выражением [8]

$$z(t) = \frac{a \cdot \sin^2(\omega t)}{2\omega^2} + \frac{a \cdot \sin(\omega t) \cdot \sin(3\omega t)}{6\omega^2} - \frac{a \cdot \cos^2(\omega t)}{2\omega^2} + \frac{a \cdot \cos(3\omega t) \cdot \cos(\omega t)}{6\omega^2} +$$

$$+ \frac{b \cdot \theta(t-T_1)}{\omega^2} - \frac{b \cdot \theta(t-T_1) \cdot \sin(T_1\omega) \cdot \sin(\omega t)}{\omega^2} - \frac{b \cdot \theta(t-T_1) \cdot \cos(T_1\omega) \cdot \cos(\omega t)}{\omega^2} -$$

$$- \frac{b \cdot \theta(t-T_2) \cdot \sin^2(\omega t)}{\omega^2} + \frac{b \cdot \theta(t-T_2) \cdot \sin(T_2\omega) \cdot \sin(\omega t)}{\omega^2} - \frac{b \cdot \theta(t-T_2) \cdot \cos^2(\omega t)}{\omega^2} +$$

$$+ \frac{b \cdot \theta(t-T_2) \cdot \cos(T_2\omega) \cdot \cos(\omega t)}{\omega^2} + c_2 \cdot \sin(\omega t) + c_1 \cdot \cos(\omega t).$$

Параметры c_1 и c_2 определяются из начальных условий $z(t_0) = z_0, \dot{z}(t_0) = \dot{z}_0$.

Результаты. Сравнение численного интегрирования уравнения (2) с его аналитическим решением на интервале времени 10^5 с проводилось для схем:

- 1) Рунге–Кутты 4-го порядка [5, 6];
- 2) Адамса–Штёрмера 5-го порядка [5];
- 3) Эверхарта 15-го порядка [7];
- 4) Адамса–Мульттона–Коуэлла 16-го порядка [6, 8].

Численные схемы 2, 3, 4 не требуют сведения уравнения (2) к системе уравнений 1-го порядка. Схемы 1, 3 одношаговые, для схем 2, 4 разгонная сетка решений получена на основе аналитического решения уравнения (2).

При моделировании выбирались: радиус орбиты $\rho = 2,5 \cdot 10^7$ м, $\mu = 398600 \cdot 10^9$ м³/с², $a = \mu \cdot 10^{-6}$, $b = \mu \cdot 10^{-7}$. Начальные условия $z(t_0) = z_0, \dot{z}(t_0) = \dot{z}_0$ выбирались так, чтобы движение НС начиналось от экватора.

В качестве конструктивного параметра численной схемы рассматривался шаг интегрирования ($h = 100$ с, $h = 1000$ с).

Результаты сравнительного анализа численных схем для различных значений шага интегрирования приведены в табл. 1–3. Для каждого из сравниваемых методов оценивалась погрешность интегрирования в метрах в виде:

- абсолютного значения погрешности на конец интервала интегрирования δ -конечное, м;
- среднего арифметического на интервале интегрирования δ -среднее арифм., м;
- максимального значения на интервале интегрирования δ -max, м;
- времени выполнения интегрирования, с;
- количества вызовов функции вычисления правой части уравнения F_Eval.

Таблица 1

Результаты сравнения численных методов для $h = 100$ с, $b = 0$

Метод	δ -конечное, м	δ -среднее арифметическое, м	δ -max, м	Время, с	F_Eval
Рунге–Кутты	1,2000E–02	6,7600E–02	7,5570E–01	0,049	4000
Адамса–Штёрмера	2,6659E–06	–4,2711E–08	2,6934E–06	0,053	6006
Эверхарта	2,7940E–09	1,1191E–09	3,1665E–08	0,506	22051
Адамса–Мульттона–Коуэлла	4,4694E–06	8,8574E–07	8,3372E–06	0,204	1991

Таблица 2

Результаты сравнения численных методов для $h = 1000$ с, $b = 0$

Метод	δ -конечное, м	δ -среднее арифметическое, м	δ -max, м	Время, с	F_Eval
Рунге–Кутты	1,8273E+03	1,3073E+01	1,8273E+03	0,005	400
Адамса–Штёрмера	1,8959E+00	–1,4830E–01	2,5660E+00	0,005	606
Эверхарта	2,6077E–08	–5,1868E–10	4,8429E–08	0,050	2251
Адамса–Мульттона–Коуэлла	6,2514E+02	7,1383E+01	7,1766E+02	0,043	191

Таблица 3

Результаты сравнения численных методов для $h = 100$ с со ступенчатым воздействием $b \neq 0$

Метод	δ -конечное, м	δ -среднее арифметическое, м	δ -max, м	Время, с	F_Eval
Рунге–Кутты	3,1900E–02	7,0400E–02	8,0340E–01	0,054	4000
Адамса–Штёрмера	1,0100E–02	1,1000E–03	2,0500E–02	0,052	6006
Эверхарта	1,3970E–08	-7,2660E–10	5,2154E–08	0,492	22051
Адамса–Мультона–Коуэлла	8,4000E–03	1,2000E–03	2,0500E–02	0,276	1991

Анализ характера изменения абсолютных погрешностей интегрирования исследуемых схем показывает, что для схемы Рунге–Кутты погрешности нарастают на интервале интегрирования до 3 м, погрешности схемы Адамса–Штёрмера имеют приемлемый уровень, но существенно увеличиваются в случае скачкообразного возмущения правой части уравнения движения НС. Схема Эверхарта обеспечивает минимальный уровень погрешностей интегрирования.

В частности, на рис. 1 показан характер изменения абсолютных значений погрешностей интегрирования уравнений движения НС схемой Адамса–Штёрмера в режиме ступенчатого возмущения в правой части уравнения движения НС. Правая часть уравнения претерпевает скачок на 110-м шаге интегрирования, что приводит к видимому на графике гармоническому изменению абсолютной погрешности.



Рис. 1. Характер изменения абсолютных погрешностей интегрирования

Заключение

1. Схема Рунге–Кутты показала свою работоспособность при малом шаге интегрирования 100 с и неприемлемую точность при шаге 1000 с. Как правило, одношаговые схемы применяются в сочетании с многошаговыми схемами для заполнения с малым шагом разгонной сетки решений с целью запуска многошаговых схем.

2. Многошаговые методы Адамса–Штёрмера и Адамса–Мультона–Коуэлла обеспечивают приемлемую точность интегрирования при шаге 100 с и шаге 1000 с и требуют знания решения в узлах разгонной сетки. Количество узлов зависит от порядка применяемой схемы.

Это создает определенные неудобства, связанные с необходимостью сгущения сетки решений из-за риска потери точности интегрирования на участках вхождения НС в теневые зоны Земли, где возникают скачкообразные изменения радиационного давления солнечного излучения на НС.

3. Наилучшие по точности результаты показала одношаговая схема Эверхарта в условиях интегрирования с шагом 100 с и с шагом 1000 с гладкой функции и при скачкообразных возмущениях в правой части уравнения (2).

Дополнительный положительный эффект применения схемы Эверхарта заключается в том, что погрешность интегрирования оказывается знакопеременной функцией времени и обеспечивает тенденцию не накапливаться на интервале интегрирования. Об этом свидетельствует малость среднего арифметического погрешности по сравнению с выборочными значениями этой погрешности.

Определенным неудобством применения схемы Эверхарта, по сравнению с рассмотренными схемами, является большое число обращений к вычислению правой части уравнения (2), характеризующееся числом F_Eval в табл. 1–3.

Литература

1. Сурнин Ю.В. Модели движения ИСЗ и точность численного прогнозирования / Ю.В. Сурнин, С.В. Кужелев // Геодезия и картография. – 1982. – № 10. – С. 8–13.
2. Бордовицына Т.В. Современные численные методы в задачах небесной механики. – М.: Наука, 1984. – 136 с.
3. Интерфейсный контрольный документ ГЛОНАСС. – М.: Российский научно-исследовательский институт космического приборостроения, 2008. – 74 с.
4. Толстикова А.С. Алгоритмы синхронизации пространственно разнесённых часов по сигналам спутниковых навигационных систем // Метрология: приложение к журналу «Измерительная техника». – 2009. – № 9. – С. 25–35.
5. Справочное руководство по небесной механике и астродинамике / В.К. Абалакин, Е.П. Аксенов, Е.А. Гребенников и др. – М.: Наука, 1976. – 864 с.
6. Чеботарев Г.А. Аналитические и численные методы небесной механики. – М.: Наука, 1965. – 368 с.
7. Бордовицына Т.В. Теория движения искусственных спутников Земли / Т.В. Бордовицына, В.А. Авдюшев. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2007. – 178 с.
8. Камке Э. Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям. – М.: Гос. изд-во физико-математической литературы, 1961. – 704 с.

Карауш Артем Андреевич

Аспирант Новосибирского государственного технического университета,
науч. сотрудник ФГУП «СНИИМ»
Тел.: +7-923-603-30-39
Эл. почта: karaush.a@mail.ru

Karaush A.A.

Choice of numerical integration method of differential equations for global navigation satellite systems

Comparative analysis of numerical integration methods for GLONASS satellite movement equations is carried out in this paper. Four methods of differential equations numerical integration were compared in accuracy: Runge-Kutta, Adams-Stermer, Adams-Moulton-Cowell and Everhart methods. Problems of GLONASS ephemeris and time supply require especially high accuracy in numerical integration of satellite orbits. It makes such comparison very necessary. Aim of this research is to make a well-reasoned choice of numerical integration method for recovering satellite orbits using trajectory observations carried out by terrestrial base stations. Methods behavior in case of step disturbance in the right part of satellite movement equation is specially considered. Step disturbance takes place in cases, when satellite comes into a shade of Earth and out of it. It is shown, that Everhart method is most effective for aims of numerical integration of satellites movement equations in a GLONASS ephemeris and time supply problem.

Keywords: navigation satellite, orbits calculation, GLONASS, ephemeris and time supply, numerical integration, Everhart method, mathematical movement model, trajectory observations.

УДК 004.7

Е.А. Басыня, Г.А. Французова, А.В. Гунько

Самоорганизующаяся система управления трафиком вычислительной сети

Предлагается один из возможных подходов к формированию самоорганизующейся системы управления трафиком вычислительной сети, основанной на оригинальных методах противодействия сетевым угрозам и обеспечения конфиденциальности информационных потоков корпоративной сети. Метод противодействия сетевым угрозам представлен в виде этапов, выполнение которых позволяет идентифицировать злоумышленника и защитить информационный ресурс. Метод обеспечения конфиденциальности информационных потоков корпоративной сети предполагает формирование распределенной многоуровневой системы шифрования с обеспечением безопасности информационных процессов и процедуры их электронной автоматизации. Реализация самоорганизующейся системы управления трафиком вычислительной сети на основе представленных методов предполагает использование определенных инструментариев и включает в себя три основных блока: прогнозирования и фальсификации серверных решений, корпоративных серверов. Представлены результаты экспериментов по идентификации систем защиты и уязвимостей (посредством механизмов сканирования и зондирования), дешифровке внутренних информационных потоков локальной вычислительной сети предприятия, устойчивости к распределенным сетевым атакам (в том числе и на отказ в обслуживании) в сравнительном анализе с существующими решениями. Предложенные методы обеспечения информационной безопасности показали высокую эффективность и стабильность.

Ключевые слова: самоорганизующаяся система управления трафиком вычислительной сети, прогнозирование, фальсифицирование, генетическая алгоритмизация, нечеткая логика, сканирование, зондирование, межсетевой экран, распределенные сетевые атаки.

Необходимость защиты информационных процессов и процедуры их электронной автоматизации является одной из приоритетных задач современных IT-технологий. Сегодня крупные преступления совершаются, в том числе, с использованием глобальной сети Интернет. Практически все государственные структуры и частные организации имеют доступ в эту сеть, защищая свои информационные потоки межсетевыми экранами, криптографическими средствами и антивирусным программным обеспечением, функционирующими на основе «жесткой» логики. Однако при определенных временных затратах и вычислительных мощностях любая информационная система может быть взломана или выведена из состояния доступности [3]. Задействовав механизмы сканирования, зондирования и дешифрования, злоумышленник может идентифицировать продукт защиты атакуемого объекта, а так же получить перечень уязвимостей объекта с информацией по их использованию. Уязвимость стека протоколов TCP/IP и запрограммированная «жесткая» логика различных аппаратно-программных средств управления и защиты трафика обуславливают необходимость сопровождения сектора информационно-коммуникационных технологий предприятия квалифицированными техническими специалистами. Еще одним фактором в вопросе обеспечения информационной безопасности является потенциальная возможность нахождения злоумышленника из числа доверенных пользователей корпоративной сети, в том числе из штата IT-специалистов. Исследованиями в области методов обнаружения аномальной активности сетевого трафика и обеспечения информационной сетевой безопасности занимаются российские и зарубежные ученые Р.Н. Селин, R. Lippmann, R. Kwitt, A. Ghosh, В.А. Артамонов, Д.Ю. Гамаюнов, И.М. Ажмухамедов и др. [1, 4, 6, 7]. Но при введении криптографических протоколов, либо элементарного дробления пакетов для сокрытия их типа (как, например, организовано в Tor-сетях) данные методы не дают однозначного результата – обнаружения аномальной активности сетевого трафика. Вследствие чего вытекает актуальность разработки методов противодействия сетевым угрозам и обеспечения информационной безопасности трафика предприятия.

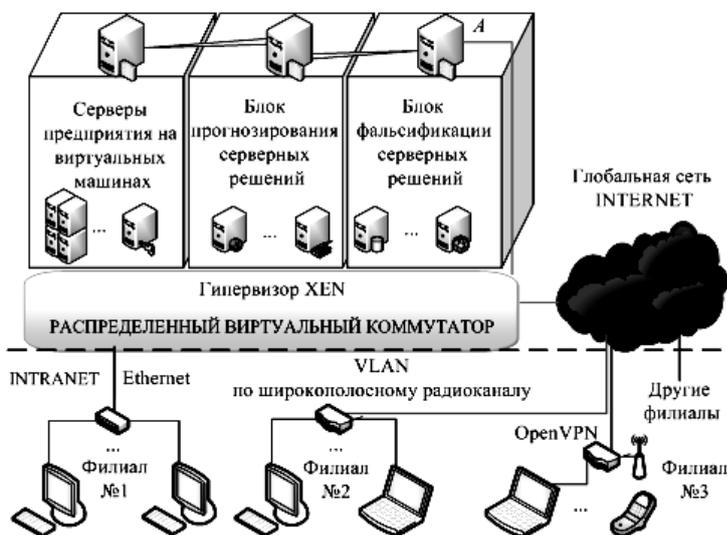
Целью данной работы является разработка методов, которые будут составлять основу самоорганизующейся системы управления трафиком вычислительной сети (ССУ) [8].

Ключевой задачей является разработка методов противодействия сетевым угрозам и обеспечение конфиденциальности информационных потоков распределенных вычислительных сетей корпоративного уровня.

Научная новизна данной работы заключается в разработке методов и самоорганизующегося аппарата управления трафиком вычислительной сети, обладающим свойствами динамической адаптации, оптимизации, автономности, отказоустойчивости высшего класса и обеспечивающим высокий уровень информационной безопасности с пресечением возможности прогнозирования стратегии реагирования. Суть предлагаемого подхода описывается в данной работе.

I. Метод противодействия сетевым угрозам. При разработке ССУ предлагается использовать следующий метод противодействия сетевым угрозам, использующий аппарат генетической алгоритмизации и нечеткой логики, предполагающий последовательное выполнение следующих операций:

1. Первоначальное сканирование топологии и конфигурации сети.
2. Конфигурирование базовых правил системы управления трафиком с учетом текущей политики безопасности.
3. Развертывание блоков прогнозирования и фальсифицирования:
 - 3.1. Установка, конфигурирование изолированных виртуальных серверов.
 - 3.2. Анализ установленных экземпляров (см. п. 3.1), для межсетевого экрана (на рис. 1 обозначен буквой *A*) подготавливаются конфигурационные файлы имитации информационных систем.
4. Установка для сторонних соединений ССУ модели реагирования, выбранной блоком генетической алгоритмизации [5] из выборки п. 3.2 на определенный интервал времени (итерации по истечении).
5. Производство системой динамического сигнатурного анализа трафика с идентификацией попыток сканирования, зондирования и взлома. В случае обнаружения подозрительной сетевой активности – производится оценка степени угрозы, реагирование:
 - 5.1. В случае низкой степени угрозы – подключение блока генетической алгоритмизации, состоящей из трех категорий рулеток (объектов, групп и классов объектов). Имитация выбранного алгоритмом серверного решения из п. 3.2.
 - 5.2. В случае высокой степени угрозы – реагирование блока нечеткой логики с фальсификацией серверного решения: перенаправление соединения на изолированную серверную модель определенного типа, отслеживание дальнейших действий злоумышленника. Одновременное самообучение ССУ с генерацией новых сигнатур. Аналогичный метод применяется для имитации состояния «зависания» с целью выявления вредоносных узлов.
6. Трассировка и идентификация хостов-злоумышленников и дальнейшее их внесение в черный список с временной блокировкой.
7. Систематическая самореорганизация системы с предварительной проверкой решений на ее моделях.



Каждый уровень включает содействующие методы и детализированные алгоритмы действий.

Как представлено на рис. 1, ССУ состоит из трех блоков: прогнозирования, фальсификации серверных решений и корпоративных серверов предприятия на виртуальных машинах. Соответственно взаимодействуют три межсетевых экрана, главный обозначен буквой *A*.

Рис. 1. Общая схема функционирования ССУ в корпоративной распределенной сети

Спроектированная таким образом ССУ способна автономно видоизменять существующие и создавать новые алгоритмы, исходя из накопленного опыта и изолированных тестирований на собственных моделях.

II. Метод обеспечения конфиденциальности информационных потоков корпоративной сети. Злоумышленник из числа доверенных пользователей, в том числе и со стороны провайдера, может попытаться перехватить потоки информации посредством снифферов (сканированием и зондированием в режиме сетевого интерфейса – неразборчивый захват).

Для минимизации данной возможности авторами предлагается метод обеспечения конфиденциальности информационных потоков корпоративной сети, в основу которого заложена распределенная самоорганизующаяся система шифрования. Данная идея появилась при изучении «луковой маршрутизации» tor-сетей [10], созданных для анонимизации в сети Интернет. При этом программная основа и принцип шифрования реализованным, более безопасным способом.

Метод включает в себя выполнение следующих этапов:

1. В пространстве блока виртуальных серверов (см. рис. 1) устанавливается и конфигурируется доверенный удостоверяющий центр сертификации корпоративной сети (ЦС).

2. Через групповые политики или «вручную» на рабочих станциях разворачивается клиентская часть;

3. Посредством нечеткой логики ЦС конфигурирует протокол взаимодействия с хостами в рамках данной корпоративной сети, составляет список доверенных узлов, синхронизирует его с клиентской частью;

4. Обмен данными происходит в следующей последовательности:

4.1. Узел по блоку генетической алгоритмизации [5] выбирает N -количество доверенных узлов.

4.2. Убеждается, что данные хосты еще являются доверенными в рамках данной корпорации (согласование по закрытому протоколу с ЦС).

4.3. На каждый сеанс связи узел-отправитель обменивается с хостами $[1; N]$ новой парой ключей.

4.4. Начиная с ключа N до 1-го узел-отправитель шифрует пакеты, инкрементируя содержимое таким образом, чтобы каждый участник взаимодействия мог дешифровать лишь свою часть и просмотреть информацию о следующем адресе пересылки.

4.5. Система фрагментирует пакеты и в допустимых рамках изменяет флаги дейтаграмм (для сокрытия типа содержимого и усложнения анализа).

4.6. Происходит путешествие пакета с пошаговым дешифрованием, и лишь последний узел декапсулирует пакет окончательно и по зашифрованному каналу (например, <https> поверх <http>) передает информацию и прогоняет ответ по той же цепочке).

5. Блок нечеткой логики производит систематический анализ сетевого трафика на автоматическую. Далее, в зависимости от результатов, генерирует фальшивый p2p трафик, усложняющий дешифровку трафика злоумышленным хостом.

При использовании данного метода попытки дешифровки информационных потоков и деанонимизации источника являются нерентабельной задачей (временные издержки и стоимость привлеченных технических и других средств значительно превышают выгоду от дешифрованного потока информации одного случайного источника за малый период времени).

III. Инструментарий ССУ. Реализация самоорганизующейся при выполнении п. 5 разд. 2 системы управления трафиком вычислительной сети [9] на основе предложенного подхода предполагает использование определенного инструментария. В качестве такого средства может выступать ОС CentOS 6.x с пакетным фильтром iptables на базе Netfilter с POM (Patch-o-matic, сценариями, выполняющими наложение заплат на ядро ОС) и трассировщиком соединений, СУБД PostgreSQL, а блоки прогнозирования и реагирования реализованы на гипервизоре XEN.

ССУ состоит из трех блоков: прогнозирования, фальсификации серверных решений и корпоративных серверов на виртуальных машинах. Взаимодействуют три межсетевых экрана, главный из которых обозначен буквой А на рис. 1.

Аппарат нечеткой логики и генетической алгоритмизации функционирует во всех 3 составляющих, их преимущество в данном случае – работа без большой начальной выборки и способность выходить на глобальный экстремум решения, минуя локальные, сохраняя достаточную пропускную способность канала [2].

При данной реализации разработанная система [9] имеет возможность самообучаться и менять свою конфигурацию, обеспечивая высокий уровень информационной безопасности с отсутствием

возможности прогнозирования стратегии реагирования как с локальной сети предприятия, так и «извне». Тем самым человеческий фактор сводится к минимуму.

Результаты экспериментов. Один из вариантов самоорганизующейся системы управления трафиком вычислительной сети на основе предложенного подхода был реализован и проведен анализ эффективности его работы. С этой целью было проведено более 100 итераций сканирования ССУ (с установленным параметром реагирования блока фальсификации до 20% на обнаруженные процессы сканирования) посредством программ XSpider, LanGuard, ShadowSecurityScanner, X-Scan с параллельным использованием в каждой итерации средств зондирования GcodePRO, ZondGuard (результаты представлены на рис. 2).

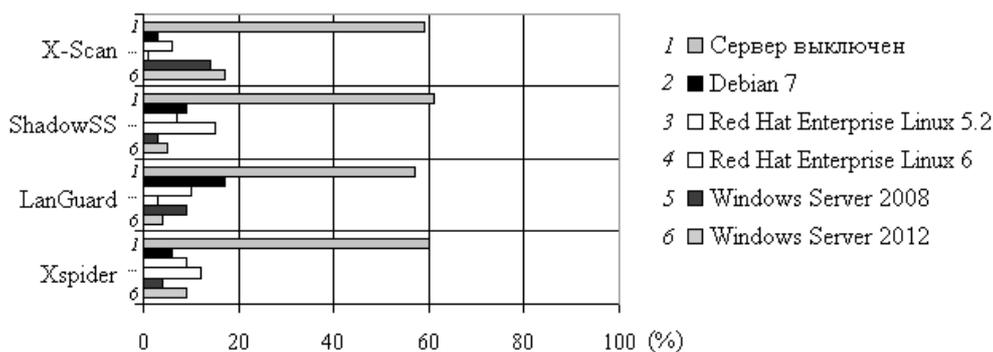


Рис. 2. Диаграмма идентификации операционных систем сервера сканерами и зондерами

В ходе эксперимента ССУ выдержала порог фальсификации серверных решений в 20% (имитируя Windows Server 2012, 2008, Red Hat Enterprise 6, 5.2, Debian 7), в остальных 80% злоумышленного сканирования информационная система представлялась выключенной.

Далее, при проведении 153 распределенных сетевых атак с различными модификациями типов вторжений от 760 зараженных узлов (на рис. 3 временной интервал от 0 до 50 с), рассматриваемые средства защиты (ССУ, Kerio Control 8, Outpost Network Security 3.2, Traffic Inspector 2 – функционирующие на идентичной аппаратной платформе) дали результат, показанный на рис. 3.

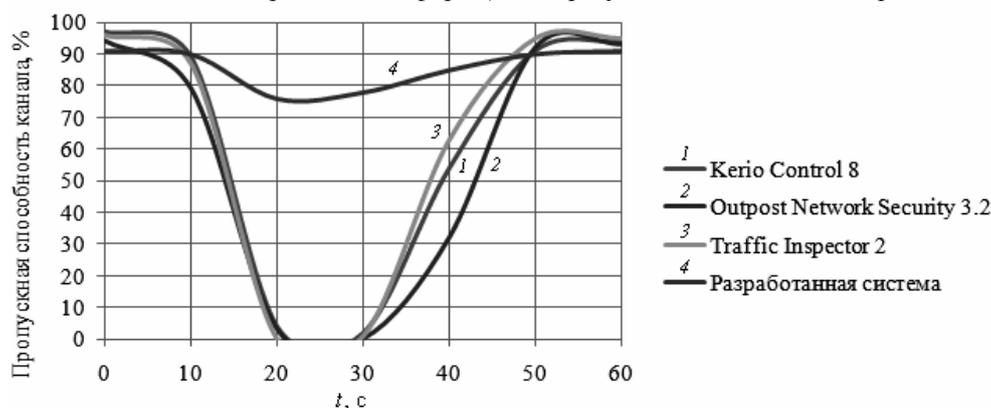


Рис. 3. Диаграмма пропускной способности канала связи при распределенных сетевых атаках

Как видно из рис. 3, разработанная ССУ сохраняет режим минимальной загрузки канала, не «проседает» в режим недоступности. Данные результаты обусловлены работой метода противодействия сетевым угрозам с фальсификацией серверных решений, выставлением «ловушек» и идентификацией круга зараженных машин.

Параллельно в течение года проводился эксперимент по расшифровке конфиденциальных данных сети ССУ путем внедрения sniffеров (CommView, IRIS, LanExplorer, Net Analyzer) в каналы связи различных филиалов, а также средствами дешифровки трафика канального уровня (unMilitaryZ, BDUpro и иными специализированными средствами) на вычислительных кластерах из 15 серверов DELL PowerEdge™ R720 12th Generation DX290 (Dual Intel® Xeon® E5-2620 Hexa Core incl. Hyper-Threading Technology 128 GB DDR3 ECC RAM optional max. 384 GB, RAID Controller Dell PERC H710 8 Port SAS/SATA 6Gbit/s, Redundant Platinum Certified Hot Plug). Программное обеспе-

чение для распараллеливания вычислений разворачивалось на различных хостах с различными операционными системами на базе гипервизоров (ESXi) и паравиртуализаторов (XEN). Попытки дешифровки данных, в рамках описанного временного интервала, оказались безуспешными.

В идентичных условиях взаимодействия двух хостов разработанная система не уступает i2p-технологии, выигрывая функционально в сфере корпоративных вычислительных сетей.

Заключение. Разработанные методы противодействия сетевым угрозам и обеспечения информационной безопасности корпоративных потоков, лежащие в основе самоорганизующейся системы управления трафиком, зарекомендовали себя надежным автономным и отказоустойчивым средством защиты сектора ИКТ, исключая возможность даже прогнозировать стратегию реагирования и дешифровки информации в рентабельные сроки. Минусом системы является требование к значительным вычислительным мощностям, так как остальным средствам защиты было бы достаточно CPU Intel Pentium IV 4 GHz (или аналогичные), RAM 1 Gb, HDD 30 Gb. Учитывая, что развитие микроэлектроники стремительно набирает обороты, требование обеспечения заявленных вычислительных мощностей не является весомым недостатком.

Литература

1. Ажмухамедов И.М. Динамическая нечеткая когнитивная модель влияния угроз на информационную безопасность системы // Безопасность информационных технологий. – 2010. – № 2. – С. 68–72.
2. Басыня Е.А. Интеллектуально-адаптивные методы обеспечения информационной сетевой безопасности / Е.А. Басыня, А.В. Гунько // Автоматика и программная инженерия. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2013. – Вып. 3. – С. 95–97.
3. Басыня Е.А. О перспективах развития криптографии / Е.А. Басыня, Г.А. Французова, А.В. Гунько // Перспективное развитие науки, техники и технологий: матер. III-й Междунар. науч.-практ. конф.: в 3 т. – Курск: Изд-во ЮЗГУ, 2013. – Т. 1. – С. 199–200.
4. Гамаюнов Д.Ю. Обнаружение компьютерных атак как задача распознавания образов / Д.Ю. Гамаюнов, А.И. Качалин // Матер. Пятого Всерос. симпозиума по прикладной и промышленной математике. – Кисловодск: Изд-во «ТВП», 2004. – С. 91–95.
5. Гунько А.В. Стохастические методы обеспечения информационной сетевой безопасности / А.В. Гунько, Е.А. Басыня // Актуальные проблемы электронного приборостроения: матер. XI Междунар. конф. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – Т. 7. – С. 47–49.
6. Марьенков А.Н. Повышение защищенности информационных систем на основе анализа аномалий сетевого трафика // Сб. науч. ст. 12-й Всерос. науч.-практ. конф. молодых ученых, студентов и аспирантов. – Ярославль: Изд-во «Еще не поздно!», 2011. – С. 68–69.
7. Селин Р.Н. Алгоритм распознавания сетевых атак с мониторингом подозрительной активности и ретроспективным анализом // Изв. вузов. Северо-Кавказский регион. Технические науки. Прил. № 1. – Ростов/н/Д. Изд-во ЮФУ, 2006. – С. 15–20.
8. Французова Г.А. Обеспечение информационной безопасности внутренних информационных потоков корпоративной сети / Г.А. Французова, А.В. Гунько, Е.А. Басыня // Наука. Технологии. Инновации: матер. Всерос. науч. конф. молодых ученых, Новосибирск, 21–24 нояб. 2013 г.: в 10 ч. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2013. – Ч. 2. – С. 41–43.
9. Французова Г.А. Разработка и исследование самоорганизующейся системы управления трафиком вычислительной сети / Г.А. Французова, А.В. Гунько, Е.А. Басыня // Наука. Технологии. Инновации: матер. Всерос. науч. конф. молодых ученых, Новосибирск, 21–24 нояб. 2013 г.: в 10 ч. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2013. – Ч. 2. – С. 3–7.
10. Tor: The second-generation onion router [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://svn.torproject.org/svn/projects/design-paper/tor-design.html>, свободный (дата обращения: 01.02.2014).

Басыня Евгений Александрович

Аспирант каф. автоматика НГТУ

Тел.: (383) 346-11-19

Эл. почта: basinya@mail.ru

Французова Галина Александровна

Д-р техн. наук, профессор каф. автоматики
Новосибирского государственного технического университета (НГТУ)
Тел.: (383) 346-11-19
Эл. почта: frants@ac.cs.nstu.ru.

Гунько Андрей Васильевич

Канд. техн. наук, доцент каф. автоматики НГТУ
Тел.: (383) 346-11-19
Эл. почта: gun@ait.cs.nstu.ru.

Basinya E.A., Frantsuzova G.A., Gunko A.V.

Self-organizing control system of computer network traffic

This paper proposes one possible way to implement self-organizing area network traffic control system based on the original network threat protection method and method of providing privacy for corporate network information flows. Network threat protection method is a set of actions aimed to identify the attacker and provide protection of information resources. Method of providing privacy for corporate network information flows involves the formation of a distributed multi-level encryption, information processes security providing and procedures of their electronic automation. Implementation of self-organizing traffic control system computer network on the basis of these methods involves the use of certain tools and includes three main blocks: the server solution prediction and falsification blocks and corporate servers. This paper presents the experimental results and comparative analysis with existing solutions of the protection system and vulnerabilities identification (by scanning and probing), local area network internal information flows deciphering, distributed network attack resistance (including denial of service). Proposed methods of information security showed high efficiency and stability.

Keywords: self-organizing control system of computer network traffic, prediction, falsification of server solutions, genetic algorithmization, fuzzy logic, scanning, probing, firewall, distributed network attacks.

УДК 66.012-52

А.Т. Колумбетов, А.А. Светлаков

Динамическая модель квазиравновесных противоточных процессов многокомпонентной экстракции/реэкстракции в 3-ступенчатых экстракторах

Приведена модель процесса экстракции/реэкстракции в экстракторах ящичного типа, основанная на дифференциальных уравнениях материального баланса и статике процесса. Модель учитывает границы водородного показателя рН в установленных пределах и предназначена для получения заданной эффективности разделения неэкстрагируемых гетеросоединений. Предложен алгоритм расчета динамической модели процесса экстракции/реэкстракции в каскаде экстракторов ящичного типа.

Ключевые слова: автоматизация процесса, система автоматического управления, экстракционный каскад, коэффициент распределения.

Усовершенствование технологии переработки сложных по составу уран-молибденовых руд с получением закиси-окиси урана повышенной степени чистоты (ядерной чистоты), используемой для прямого фторирования, определяет высокий уровень требований к автоматизации процесса с целью выполнения функций по оптимизации технологических режимов, контроля и учета качественного и количественного состава переменных процесса каждого из функциональных блоков [1].

Основным из технологических узлов автоматизируемого процесса является передел экстракция/реэкстракция, состоящий из экстракционных каскадов с применением экстракторов ящичного типа. При разработке автоматизированной системы управления экстракторами наличие данного требования привело к необходимости математического моделирования многокомпонентной экстракции. Реализация подобной модели позволит создать автоматизированную систему управления, которая не только будет учитывать влияние на процесс экстракции основных технологических переменных процесса, но и обеспечивать высокую степень надежности, быстродействия ведения процесса в установленных границах технологического регламента.

Постановка задачи. Для исследования объекта управления с целью разработки математической модели автоматизируемого процесса необходимо было решить следующие три локальные задачи:

1. Провести исследование противоточных экстракционных/реэкстракционных процессов, протекающих в экстракторах ящичного типа как объектов управления.
2. Провести анализ существующих моделей, выявить их недостатки и возможности их применения для создания автоматизированной системы управления процессами экстракции.
3. Разработать динамическую модель квазиравновесных процессов экстракции/реэкстракции в 3-ступенчатых экстракторах ящичного типа.

Исследование объекта управления. В исследуемом объекте управления (рис. 1) процессами экстракции с применением смесителей-отстойников основным является функциональный блок, реализованный на экстракторах ящичного типа.

Экстракционный каскад переработки содово-хлоридного регенерата рудного урана состоит из 4 экстракционных блоков. Каждый блок состоит из одного экстрактора ящичного типа. В первом блоке (блок подкисления органического экстрагента) происходит подкисление органической фазы ОФ1 сернокислым маточным раствором ВФ1 перед началом процесса экстракции. Во втором блоке (экстракционный блок) осуществляется процесс извлечения урана из продуктивного уранового раствора ВФ2 в противотоке с подкисленной органической фазой ОФ2 методом экстракции при значениях $pH = 5,5-6,5$. В третьем блоке (промывной блок) происходит отмывка органической фазы ОФ3 от промывного раствора, содержащего ионы хлора, путем противоточной подачи технической воды ВФ3 со значением $pH = 1,0-4,0$. В четвертом блоке (реэкстракционный блок) проводится процесс восстановительной реэкстракции урана из органического экстрагента ОФ4 водным раствором карбоната аммония ВФ4.

В данном каскаде необходимо контролировать и управлять следующими переменными: расходами водных и органических фаз; концентрациями металла в растворе на входе/выходе функцио-

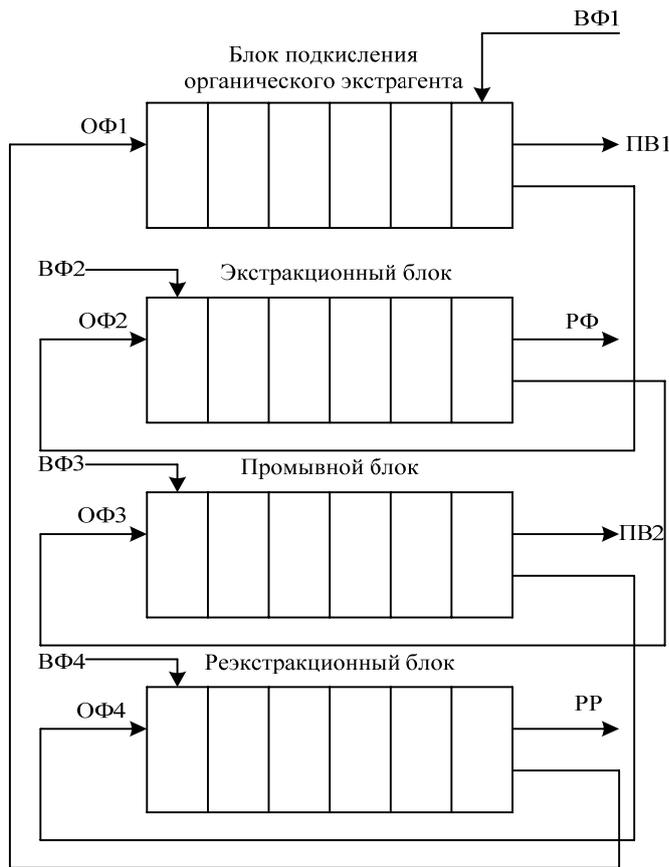


Рис. 1. Схема экстракционных каскадов переработки содово-хлоридного регенерата рудного урана:
 ОФ – органическая фаза; ПВ – промывной раствор;
 ВФ – водная фаза; РФ – рафинат; РР – резэкстракт

нальных блоков; значениями pH; уровнями границы раздела фаз. Управляющими воздействиями каскада являются расходы водных и органических фаз, управляемой переменной – концентрации металла в растворе на входе/выходе функциональных блоков; значение pH, а возмущающими воздействиями – уровни границы раздела фаз. Выходными переменными являются концентрация урана в рафинате РФ и резэкстракте урана РР [2].

Исследование функциональных блоков экстракционного каскада позволило определить входные и выходные переменные модели экстракционного и резэкстракционного блоков (рис. 2), где ВФ ($Q_{ВХ}, C_{ВХ}$) – входные потоки водной фазы с расходами $Q_{ВХ}$ и концентрациями экстрагируемого $C_{ВХ}$; ОФ ($Q_{ВХ}, C_{ВХ}, pH_{ВХ}$) – входной поток органической фазы с расходом $Q_{ВХ}$, концентрациями $C_{ВХ}$ экстрагентов ди-2-этилгексилфосфорной кислоты и триалкиламина, значением pH органической фазы;

$ОФ_{Э}(Q_{ВЫХ}, C_{ВЫХ}), ВФ_{РФ}(Q_{ВЫХ}, C_{ВЫХ}), ВФ_{РР}(Q_{ВЫХ}, C_{ВЫХ})$ – экстракт, рафинат и резэкстракт с расходами $Q_{ВЫХ}$ и концентрациями компонентов $C_{ВЫХ}$; $L_{ОФ,ВФ}$ – уровни границы раздела водной

и органической фаз; C_{Me} – концентрация металла в экстракторе; f_{TM} – частота вращения турбинных мешалок.

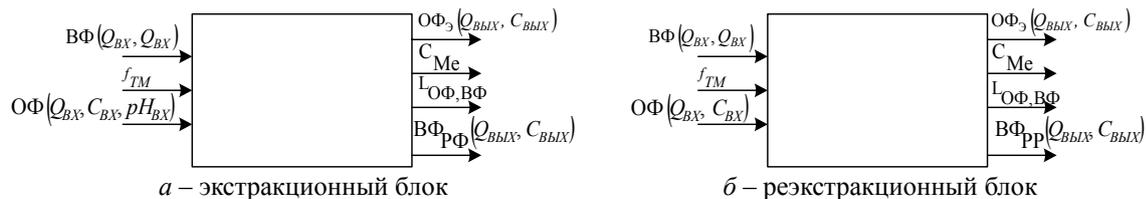


Рис. 2. Перечень входных и выходных переменных математической модели функциональных блоков на смесителях-отстойниках

Входные и выходные переменные исследуемых блоков целесообразно классифицировать по отношению к управлению (табл. 1).

Таблица 1

Основные технологические переменные блоков на смесителях-отстойниках

Параметр	Наименование параметра	Отношение к управлению
QВФ	Расход продуктивного раствора	Управляющее воздействие
QВФХ	Расход хвостовых растворов	Возмущающее воздействие
QОФ	Расход органической фазы	Возмущающее воздействие
CMe	Концентрация металла в экстракторе	Управляемая переменная
LГРФ	Уровни границы раздела фаз в смесителях-отстойниках	Возмущающее воздействие
pНОФ	Значение pH органической фазы в экстракторе	Управляющее воздействие

Анализ существующих решений по математическому моделированию экстракционных процессов. В настоящее время в области технологий производства и переработки ядерных компонентов описание процессов в экстракторах смесителей-отстойников изложено в такой мере, что успешно позволяет решать задачи по математическому моделированию процессов с применением средств вычислительной техники и математических пакетов программ. При этом принимаются допущения режимов и условий протекания процессов по критерию материального и термодинамического равновесия.

Моделирование процесса экстракции определяет следующие формальные задачи:

- математическое описание межфазного равновесия с учетом неоднородности сред и возможно-го физико-химического взаимодействия в фазах либо на границах разделения;
- анализ и синтез моделей структуры потоков для аппаратов различных типов – моделирование гидродинамики в экстракторе;
- методология и алгоритмизация расчетов моделей с помощью средств вычислительной техники.

Проведенный анализ доступного материала показал, что публикации в области математического моделирования динамики экстракционных процессов и автоматизации в настоящее время практически отсутствуют.

В работе [3] приведены математические модели экстракционного процесса, в которых не рассмотрено влияние значения рН исходного раствора органической фазы на качество процесса экстракции. В статье [4] отражены результаты разработки условно-непрерывной математической модели экстракционных каскадов по принципу диффузионной кинетики. В вышеперечисленных работах, к сожалению, содержится недостаточное количество сведений, которые формируют исходные данные для реализации и исследования динамической модели в целях автоматизации процесса. В работе [5] предложена математическая модель квазиравновесных противоточных процессов разделения редкоземельных металлов методом жидкостной экстракции с учетом влияния состава водной и органической фаз на значения коэффициентов распределения, факторов разделения элементов и качественных параметров состава сырья.

С учетом проведенного аналитического обзора вышеперечисленных работ за основу модели многокомпонентной экстракции была принята модель [5] с определением дополнительных требований: учесть физико-химические особенности протекания процесса экстракции / реэкстракции и гидродинамические свойства экстрактора; оценить влияние значения рН исходного раствора на процессы экстракции / реэкстракции.

Динамическая модель квазиравновесных процессов экстракции/реэкстракции в 3-ступенчатых экстракторах ящичного типа. Как известно [4], для моделирования процесса экстракции / реэкстракции в смесителях-отстойниках необходимо прежде всего определиться с исходными параметрами, а также входными и выходными переменными моделируемых процессов.

В нашем случае начальными условиями моделирования исследуемых процессов являются:

- входные потоки фаз;
- входные концентрации компонентов фаз;
- коэффициенты массопередачи.

Диапазон изменения входных переменных, при котором модель остается адекватной, должен быть не менее 15% их номинальных значений.

Входными данными модели при непрерывном по времени процессе являются:

- распределение концентраций урана по уровню в смесителях-отстойниках;
- распределение плотностей и объемов фаз по уровню;
- показания датчиков;
- распределение потоков фаз.

При жидкостной экстракции, как и в любом диффузионном процессе, имеются две фазы, между которыми распределяется экстрагируемое вещество. Движущей силой этого процесса является разность между концентрациями распределяемого вещества в данный момент и в состоянии равновесия.

Количество вещества, извлекаемого при однократном экстрагировании из одной жидкости в другую, определяется коэффициентом распределения, характеризующим отношением концентрации экстрагируемого вещества в фазах для равновесной системы:

$$k_p = \frac{x_p}{y_p}, \quad (1)$$

где x_p – равновесная концентрация распределяемого вещества в водной фазе; y_p – равновесная концентрация распределяемого вещества в органической фазе; k_p – коэффициент распределения.

Для нахождения концентрации серной кислоты (параметра рН) в органической фазе при динамическом режиме используются следующие уравнения материального баланса [6], описывающие процесс массопередачи распределяемого вещества в статическом режиме работы экстрактора:

$$\begin{cases} -U_x \cdot \frac{\partial x}{\partial h} + \beta_x \cdot \alpha \cdot (x' - x) = 0, \\ -U_y \cdot \frac{\partial y}{\partial h} + \beta_y \cdot \alpha \cdot (y' - y) = 0, \end{cases} \quad (2)$$

где x, y – концентрации вещества в водной и органической фазах; α – поверхность раздела фаз; β_x, β_y – индивидуальные коэффициенты массопередачи; x', y' – равновесные концентрации вещества; U_x, U_y – скорости перемещения фаз; h – пространственная координата.

В приведенной системе уравнений (2) концентрации вещества в водной и органической фазах, поверхность раздела фаз, равновесные концентрации, а также скорости фаз взаимозависимы и изменяются с течением времени. Входящие в уравнения скорости U_x, U_y зависят от плотностей фаз, а плотности фаз – от концентрации компонентов, которые изменяются с высотой. Коэффициенты β_x, β_y являются индивидуальными для каждого аппарата. Равновесные концентрации вещества x', y' зависят от концентрации вещества в противоположной фазе. Так как серная кислота входит в состав водной и органической фаз, то при расчете в системе уравнений (2) используются скорости, расходы и объемы фаз те же, что и при расчете концентраций урана.

Таким образом, используемая для расчета изменения концентрации урана и серной кислоты во времени в элементарном объеме смесителей-отстойников система уравнений будет иметь вид

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}(x_{\text{ВЫХ}} \cdot V_x + y_{\text{ВЫХ}} \cdot V_y) = x_{\text{ВХ}} \cdot Q_{\text{ВХ}}^x + y_{\text{ВХ}} \cdot Q_{\text{ВХ}}^y - x_{\text{ВЫХ}} \cdot Q_{\text{ВЫХ}}^x - y_{\text{ВЫХ}} \cdot Q_{\text{ВЫХ}}^y; \\ x_{\text{ВЫХ}} = k_p \cdot y_{\text{ВЫХ}}; \\ k_p(h) = f(x_0(h), y_0(h), N_x(h)); \\ \frac{d}{dt}(N_{\text{ВЫХ}}^x \cdot V_x + N_{\text{ВЫХ}}^y \cdot V_y) = N_{\text{ВХ}}^x \cdot Q_{\text{ВХ}}^x + N_{\text{ВХ}}^y \cdot Q_{\text{ВХ}}^y - N_{\text{ВЫХ}}^x \cdot Q_{\text{ВЫХ}}^x - N_{\text{ВЫХ}}^y \cdot Q_{\text{ВЫХ}}^y; \\ N_x^{\text{ВЫХ}} = k_{Np} \cdot N_y^{\text{ВЫХ}}, \end{cases} \quad (3)$$

где $x_{\text{ВХ}}, x_{\text{ВЫХ}}$ – концентрация урана в водной фазе на входе и выходе ступени; $y_{\text{ВХ}}, y_{\text{ВЫХ}}$ – концентрация урана в органической фазе на входе и выходе ступени; $Q_{\text{ВХ}}^x, Q_{\text{ВЫХ}}^x$ – входящий и выходящий в ступень потоки водной фазы; $Q_{\text{ВХ}}^y, Q_{\text{ВЫХ}}^y$ – входящий и выходящий в ступень потоки органической фазы; N_x, x_0, y_0 – концентрации серной кислоты (рН) и урана в водной и органической фазах в статическом режиме работы; V_x, V_y – объемы фаз в ступени; $N_{\text{ВХ}}^x, N_{\text{ВХ}}^y$ – концентрация серной кислоты (рН) на входе ступени; $N_{\text{ВЫХ}}^x, N_{\text{ВЫХ}}^y$ – концентрация серной кислоты (рН) на выходе ступени; k_p, k_{Np} – коэффициенты распределения.

Как видно из системы уравнений (3), концентрация серной кислоты оказывает непосредственное влияние на процесс массопередачи урана между фазами.

На рис. 3 приведена обобщенная схема алгоритма, описывающая последовательность расчета динамической модели процесса экстракции / реэкстракции в каскаде смесителей-отстойников.

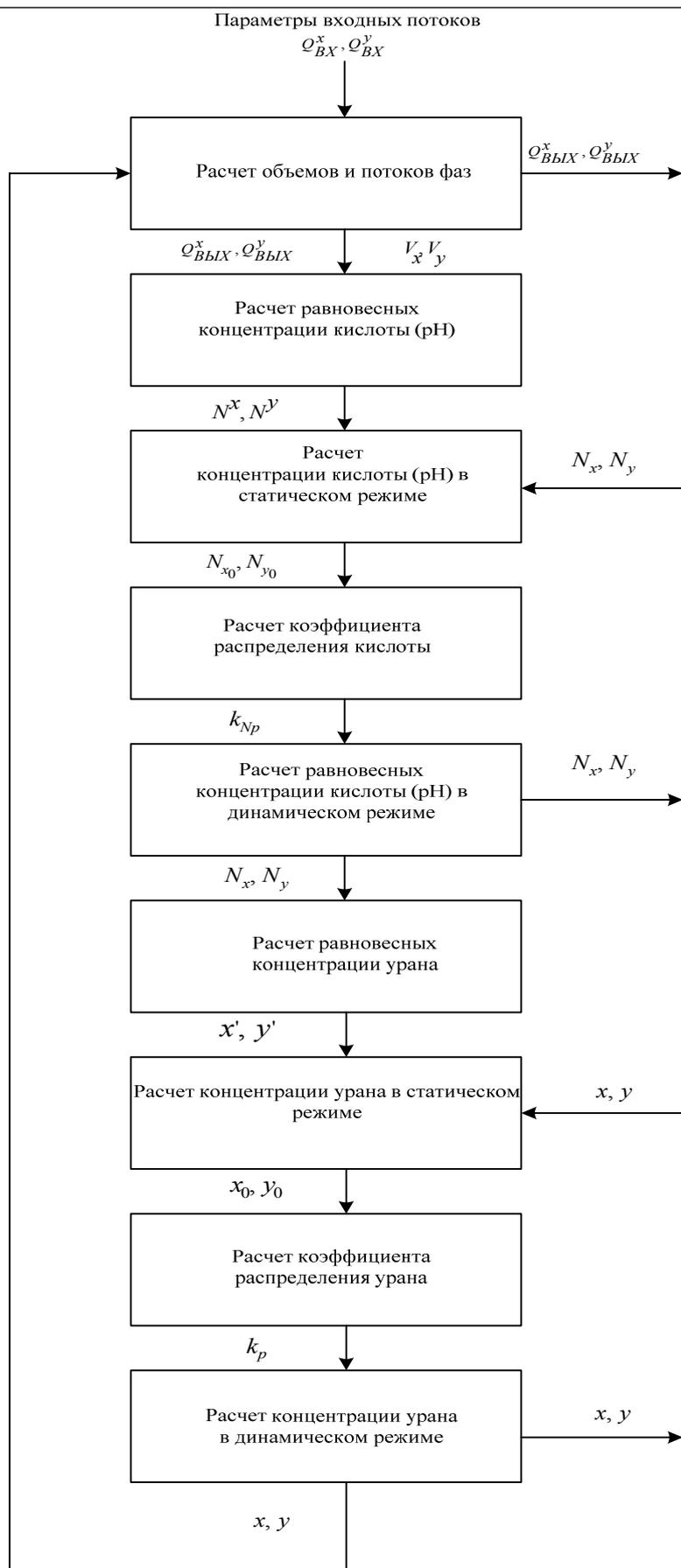


Рис. 3. Схема алгоритма расчета динамической модели процесса экстракции / реэкстракции в каскаде смесителей-отстойников

Выводы. Опираясь на изложенные выше результаты, сформулируем следующие 4 вывода:

- исследование противоточных экстракционных / реэкстракционных процессов, протекающих в экстракторах ящичного типа, как объектов управления позволило определить входные и выходные переменные, оказывающие влияние на управляемый процесс;
- проведен аналитический обзор существующих моделей;
- разработано математическое описание процесса с учетом взаимного влияния компонентов, таких как уран и серная кислота;
- на основе математического описания разработан алгоритм расчета процесса.

Таким образом, на данном этапе исследований осуществлена структурная идентификация динамической модели квазиравновесных противоточных процессов многокомпонентной экстракции / реэкстракции в 3-ступенчатых экстракторах, предназначенной для моделирования данных процессов при создании системы автоматизированного управления производством закиси-оксида урана ядерной чистоты. Дальнейшим развитием данных исследований является этап параметрической идентификации предлагаемой модели, результаты выполнения которого будут представлены в наших следующих публикациях.

Литература

1. Технология урана / Н.П. Галкин, Б.Н. Судяриков, У.Д. Верягин и др. – М.: Атомиздат, 1964. – 397 с.
2. Технологический регламент производства урана: ПТО 002 АГ: утв. Министерством индустрии и новых технологий Республики Казахстан 05.06.10: введ. в действие с 19.08.10. – Астана: МинИТ, 2010. – 134 с.
3. Пяртман А.К. Математическая модель квазиравновесных противоточных процессов разделения редкоземельных металлов (III) методом жидкостной экстракции // А.К. Пяртман, А.А. Копырин // Радиохимия. – 1994. – Т. 36, № 6. – С. 481–486.
4. Математическое моделирование переходных процессов в каскаде экстракционных колонн // Изв. вузов / В.М. Кондаков, Е.Н. Семенов, В.А. Матюха и др. // Физика. – 2004. – № 12. – С. 139–146.
5. Семенов Е.Н. Математическая модель неравновесного экстракционного процесса в колонном аппарате / Е.Н. Семенов, А.И. Карелин // Журнал прикладной химии. – 1997. – Т. 70, № 9. – С. 1526–1528.
6. Галкин Н.П. Основные процессы и аппараты технологии урана / Н.П. Галкин, В.Б. Тихомиров. – М.: Гос. изд-во литературы в области атомной науки и техники, 1961. – 214 с.

Колумбетов Анвар Туякович

Аспирант каф. ЭСАУ ТУСУРа
Тел.: 8-777-673-93-75
Эл. почта: avr_engineer@inbox.ru

Светлаков Анатолий Антонович

Д-р техн. наук, профессор каф. ЭСАУ ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 41-47-69
Эл. почта: iit@tusur.ru

Kolumbetov A.T., Svetlakov A.A.

The dynamic model of quasi-equilibrium processes of multicomponent countercurrent extraction/re-extraction in the 3- step extractors

There is a model of extraction/re-extraction operations in the box-type extractors on the basis of differential equations of material balance and static with the boundaries the pHindex. The pH must be fixed within limits for the effective separation of hetero-extracting compounds. The algorithm of calculation is proposed for this dynamic model, which is shown in the cascade of box-type extractors.

Keywords: process automation, automatic control system, extraction cascade, distribution ratio.

УДК 681.36:58.362

В.П. Ларин, В.А. Смирнов

Интеллектуализация технологии приемочного контроля сложных технических объектов

Рассмотрены вопросы проектирования систем приемочного контроля сложных технических объектов. Показано, что для обеспечения высокой эффективности приемочного контроля необходима интеллектуальная автоматизация процесса принятия решений по полученным результатам. Предложена методика формирования моделей прецедентов и библиотеки прецедентов для применения в интеллектуальной системе поддержки принятия решений при анализе и оценке результатов контроля и диагностирования.

Ключевые слова: приемочный контроль, проектирование технологии контроля, техническое состояние объекта, инциденты в результатах контроля, принятие решений, операции с прецедентами, модель прецедентов, библиотека прецедентов.

Происходящие в последние годы неудачные запуски ракет различного назначения и разных классов являются свидетельством серьезных проблем с приемочным контролем аппаратуры ракетной техники. Стремительное развитие конструирования и технологии электронной аппаратуры, увеличение степени её конструктивной интеграции и уровня функциональности, к сожалению, не сопровождаются адекватным развитием теории и практики приемочного контроля бортовой аппаратуры летательных аппаратов.

Целью данной публикации является рассмотрение научно-методических вопросов технологического проектирования системы приемочного контроля сложных технических объектов на примере бортовых автоматизированных систем управления (БАСУ). Специфические особенности БАСУ как объекта контроля и диагностирования подробно рассмотрены в [1].

Конечной целью технологического проектирования является создание технологической системы приемочного контроля, выполняющей в свете современных требований задачи принятия объективных и достоверных решений о состоянии объекта контроля. Объективная и достоверная оценка состояния означает полное исключение принятия ошибочных решений по результатам контроля с максимальным устранением человеческого фактора из этого процесса.

Рассматриваемая аппаратура БАСУ относится к группе аппаратуры изделий одноразового использования (ракеты, гиперзвуковые ЛА разового использования), входящей в класс бортовой аппаратуры ЛА. Отсюда следуют специфические требования и ограничения при ее отработке на надежность [2], которая заключается в достижении высокого уровня безотказности на протяжении времени использования по назначению, т.е. при ограниченном ресурсе.

Практика проведения приемочного контроля сложных технических изделий свидетельствует о значительных затратах времени на принятие решений при некоторых неопределенностях, возникающих в виде инцидентов в результатах проверок. Виды и содержание таких неопределенностей при контроле бортовой аппаратуры подробно рассмотрены в публикациях [2, 3].

Таким образом, эффективность контроля состояния БАСУ существенно зависит от вероятности правильного распознавания его технического состояния, которое непосредственно влияет на качество функционирования аппаратуры, что в конечном итоге определяет вероятность выполнения полетного задания. Необходимо использование наряду с классическими подходами новых интеллектуальных методов, позволяющих эффективно и качественно осуществлять процесс контроля параметров изделия с учетом неполноты и неопределенности полученной при контроле информации. Интеллектуальные методы основываются на определенной базе знаний, построенной с использованием различных моделей представления знаний, таких как продукционная модель, семантические сети, базы, основанные на прецедентах.

В области разработки и реализации эффективных методов и алгоритмов весьма актуальными являются задачи моделирования правдоподобных рассуждений на основе прецедентов в интеллектуальных системах поддержки принятия решений (ИСППР). При этом для получения эффективно

функционирующего изделия необходимо, чтобы соответствующим выходным эффектом обладала и система контроля и диагностирования, используемая при приемочном контроле, т.е. необходимо обеспечить ее нахождение в заданном классе состояний. Следовательно, необходимо расширение функциональных возможностей контрольно-проверочной аппаратуры (КПА) за счет организации интеллектуальной поддержки принятия решения. Это условие характерно для систем диагностического контроля, систем предполетного обслуживания и т.п. Проектирование приемочного контроля должно проводиться с использованием системного подхода, заключающегося в целостном представлении объекта контроля, процесса контроля, КПА и лица, принимающего решение (ЛПР), в виде технологической системы контроля в соответствии с ГОСТ 27.202 [4].

Методы рассуждения на основе прецедентов, или СВР-методы, широко применяются в системах экспертной диагностики. Данные механизмы позволяют активно использовать накопленный системой опыт при решении новых, неизвестных задач. Наличие подобных механизмов позволяет ЛПР осуществлять выбор более адекватных управляющих воздействий при управлении процессами различной природы и сложными объектами в условиях жестких временных ограничений и при наличии различного рода неопределенностей как в исходной информации, так и в экспертных знаниях.

Прецедент представляется в виде совокупности следующих характеристик:

$$\text{Case} = (I, \mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \mathbf{X}_3, \mathbf{Z}\mathbf{N}_T, D, G, T_{\Pi}, F_{\text{дп}}, F_{\text{мп}}, Z_n, P_o, P_{\Pi}, W, Y_T, Y_B, Y_{\text{нп}}),$$

где I – идентификатор прецедента; \mathbf{X}_1 ($\mathbf{X}_2, \mathbf{X}_3$) – множество параметров технической системы, описывающее данный прецедент в булевском формате, соответствующее 1-му (2-, 3-му) уровню глубины поиска; $\mathbf{Z}\mathbf{N}_T$ – множество параметров, соответствующих 3-му уровню глубины поиска, в числовом формате; D – диагноз; G – номер группы, характеризующей отказ; T_{Π} – дополнительная текстовая информация; $F_{\text{дп}}$ – дата формирования прецедента; $F_{\text{мп}}$ – место формирования прецедента; Z_n – заводской номер БАСУ, в которой зафиксирован инцидент; P_o – общее число применений; P_{Π} – число положительных применений; W – вес (оценка применимости). Внешние воздействующие факторы описываются следующими характеристиками: Y_T – температура окружающей среды; Y_B – относительная влажность воздуха; $Y_{\text{нп}}$ – характеристики напряжений электрического питания. Характеристика D – предполагаемое решение задачи поиска неисправностей, представленное в виде текстового описания наименования и заводского номера составной части БАСУ, в которой зафиксирован инцидент. Характеристика T_{Π} представляет собой текстовое описание характера инцидента, рекомендации ЛПР, реализованных мероприятий, перечень выполненных операций, а также мероприятий по предупреждению повторяемости инцидента. Характеристика W выражает числовую оценку применимости данного прецедента. Данная настройка в структуре прецедента влияет на выбор извлекаемых прецедентов и позволяет учитывать предысторию их применения (адаптации) с точки зрения результативности. Значение W определяется из следующего выражения:

$$W = \begin{cases} 0, & P_o = 0; \\ \frac{P_{\Pi}}{P_o}, & P_o \neq 0. \end{cases}$$

После каждого извлечения прецедента необходима коррекция W , которая осуществляется на основании продукционного правила:

Если «Case был извлечен», то « P_{Π}, P_o, W обновить», иначе « P_{Π}, P_o, W не обновлять».

В процессе совершенствования стратегий извлечения и адаптации прецедентов в продукционную модель знаний могут добавляться новые правила, изменяться или удаляться старые.

Характеристика G имеет свой числовой идентификатор и показывает, после произведенного анализа, к какой группе отнесен инцидент. Для описания инцидента предлагается использовать следующие группы и идентификаторы:

- 1 – отказы комплектующих (электронных компонентов) при их работе в режимах, предусмотренных в технических условиях;
- 2 – схемные инциденты, возникшие из-за ошибок разработчиков схемной документации (ошибки в схемных решениях, неправильный выбор режимов работы электронных компонентов и т.д.);
- 3 – конструкционные отказы, возникшие в результате нарушения установленных правил и (или) норм конструирования БАСУ (неправильный выбор материалов, допусков, теплового режима, неправильное размещение и сопряжение узлов и деталей, ошибки в конструкторской документации и т.п.);
- 4 – производственные инциденты БАСУ, возникшие в результате несовершенства или нарушения установленного процесса изготовления [1];

5 – эксплуатационные инциденты, возникшие в результате нарушения установленных правил и (или) условий эксплуатации БАСУ;

6 – самоустраняющиеся инциденты, причина которых не установлена, а также перемежающиеся (многократно возникающие самоустраняющиеся) отказы БАСУ;

7 – инциденты, находящиеся на исследовании, у которых анализ причин их возникновения не завершен.

Описание характеристик прецедента для оценивания классифицированных инцидентов имеет разный формат: числовой, булевский, описательный в виде текстового комментария.

Прецедент представляет собой некоторый случай, решение, имевшее место в прошлом при функционировании БАСУ и состоящее в самом общем виде из задачи (информации, описывающей инцидент) и решения (диагноза и рекомендаций). В каком-то смысле прецедент является подобием производственного правила вида «Если..., то..., иначе...».

Предлагается использование комбинации табличного, производственного и математического представления моделей, образующих комбинированную модель описания прецедента.

Для обеспечения возможности машинной обработки лингвистические оценки результатов тестовых проверок и значений параметров перекодируются в булевские переменные: «в норме» – 0, «не в норме» – 1, «годен» – 0, «не годен» – 1. Исходя из особенностей организации существующей тестовой системы контроля и диагностирования, а также структуры БАСУ для обеспечения эффективности процесса извлечения прецедентов предлагается трехуровневая модель поиска подобных прецедентов. При диагнозе малой глубины (1-й уровень глубины поиска) в качестве параметров используются значения тестовых проверок. При диагнозе большой глубины (3-й уровень) – значения параметров. При диагнозе средней глубины (2-й уровень) используется некоторая часть значений параметров совместно с группами параметров, объединяющих другую их часть. Состав параметров 2-го уровня определяется экспертами на основании их знаний.

В основу построения ИСППР положен комбинированный подход, основанный на различных методах оценки результатов и принятия решений. Комбинация подходов призвана компенсировать недостатки раздельного использования методов. В частности, объектно-ориентированное моделирование обеспечивает целостное представление предметной области (предметные понятия и отношения между ними). Прецедентный подход позволяет за короткое время находить решение, но только при наличии прецедентов (опыта). В случае отсутствия прецедентов используется метод рассуждений на основе модели, содержащей информацию о зависимостях между предметными сущностями, процессами, явлениями. Использование данного метода требует большего объема исходных данных и знаний, сбор которых в свою очередь сопряжен со значительными временными затратами, так как необходимо проведение дополнительных аналитических исследований изучаемого объекта, экспериментов и испытаний. В свою очередь некоторые элементы решения могут быть определены без привлечения методов искусственного интеллекта, но с помощью аналитических функций.

В основе принятия решений лежит процедура выбора одного из возможных вариантов решений или действий. Формально сущность задачи выбора можно записать в виде

$$\{X, V\} \rightarrow X^*,$$

где X – исходное множество возможных решений (альтернатив); V – принцип выбора (правило предпочтения); X^* – выбранная альтернатива (может быть не одна).

В каждой конкретной задаче альтернативы X^* и правило предпочтения V , а также алгоритм решения в принципе могут быть изначально известны, но в большинстве задач какие-то элементы являются неизвестными.

Анализ показал, что рассуждения по прецедентам и качественные рассуждения по оценке результатов контроля адекватны задачам интеллектуальной поддержки инженерного анализа технологического искусственного интеллекта [5, 6]. Особенностью данного класса задач является то, что ЛППР не может рассчитать значение критериев для выбранной альтернативы и оценить последствия принимаемых решений из-за необходимости учета множества качественных и количественных параметров и взаимного влияния управляющих воздействий, что влечет за собой замедление процесса принятия решения и снижение его качества и обоснованности. Данные задачи относятся к классу задач принятия решения в условиях неопределенности.

Одним из способов обеспечения более качественного и быстрого принятия решения для данного класса задач является использование специальных систем поддержки принятия решений [5]. Реализация такой системы подразумевает разработку формального представления знаний в предметной области и автоматизацию процесса принятия решения с использованием этих знаний. Поэтому ак-

туальными задачами являются разработка ИСППР, учитывающей особенности рассматриваемого класса задач, использующей разнородные знания экспертов для поддержки ЛПР, а также разработка архитектуры и принципов функционирования данной системы. Ключевым вопросом создания ИСППР в структуре системы приемочного контроля является разработка методики формирования моделей прецедента и библиотеки прецедентов, ориентированных на применение в рамках ИСППР при выполнении оценки результатов проверок по программе приемочного контроля БАСУ.

Построение модели прецедента и библиотеки прецедентов предусматривает выполнение нескольких этапов.

Этап 1. Определяется перечень задач использования ИСППР при различных видах вывода результатов контроля и способах их объективного оценивания. Для достижения единства оценивания результатов контроля целесообразна формулировка исходных задач ИСППР для всех стадий жизненного цикла изделия – производства, эксплуатации и проектирования новых изделий на основе данного прототипа.

Этап 2. Результаты первого этапа позволяют сформулировать перечень функций, который должна выполнять ИСППР, к числу которых относятся:

- классификация инцидентов, возникающих при проведении проверок по программе контроля БАСУ;
- идентификация неработоспособных состояний БАСУ при зафиксированных инцидентах по накопленной информации;
- выявление причинно-следственного комплекса факторов, которые привели к инциденту;
- идентификация инцидента с последующим внесением соответствующего прецедента в базу;
- прогнозирование критичности инцидента;
- разработка необходимых рекомендаций по предотвращению инцидентов;
- развитие и адаптация библиотеки прецедентов;
- разработка рекомендаций по обеспечению и восстановлению работоспособности БАСУ и минимизации различного рода потерь.

Этап 3. Формирование правил оценивания инцидентов на основе признаков, используемых экспертами. За основу формирования правил взят нечетко-множественный подход, рассмотренный в [5], но правила оценивания разработаны с учетом основных особенностей БАСУ с точки зрения ее контроля и диагностирования.

Этап 4. На основе данных предыдущего этапа составляется список инцидентов, предполагаемых к появлению в результатах проведения проверок БАСУ. Все инциденты (отказы, сбои, повреждения или неопределенные события), требующие анализа и оценки ЛПР, подлежат индексации для их хранения в классифицированном массиве и последующего формирования соответствующей индексации прецедентов на основе решений этапа 2.

Этап 5. Подготовка необходимого набора данных и знаний, предназначенного для построения прецедента и библиотеки прецедентов, проводится с учетом результатов предыдущих этапов. Она предполагает детальную проработку каждого признанного полезным источника информации, в котором отражены связи между вариантами решений и влияющими на них факторами. К таким источникам информации относятся высококвалифицированные специалисты (ЛПР) и документы, относящиеся к информационной поддержке изделия на стадии изготовления:

Этап 6. Выбор способов представления и хранения прецедентов. Предлагается использовать комбинированную модель представления прецедентов, состоящую из табличной, продукционной, математической и графовой моделей.

Комбинированный способ разработан на основе известных способов представления и хранения прецедентов: объектно-ориентированных, параметрических, специальных [5, 6].

Параметрический способ моделирования характеристик прецедента в виде табличной формы имеет следующие достоинства: наглядность, полная открытость для анализа и изменения структур данных и алгоритмов решения задачи, способность концентрировать в себе информацию о большом количестве вариантов решения однотипных по постановке и целям задач, простота интеграции этой модели в цикл рассуждений по прецедентам. Табличные модели нашли широкое применение в практике создания различных автоматизированных систем. Продукционные правила обеспечивают формализацию рекомендаций и профессиональных знаний экспертов. Преимуществами этого способа представления знаний являются простота реализации, пополнения и модификации правил, естественность механизмов логического вывода, модульность организации. Это является важным мо-

ментом, поскольку позволяет легко совершенствовать набор производственных правил для адаптации прецедентов. Математическая модель, построенная с использованием формул, позволяет уточнять отдельные характеристики табличной модели. Иерархическая модель в виде ориентированного ациклического графа дает возможность наглядно представить логическую и физическую структуру организации процесса поиска подходящего прецедента.

Этап 7. Формирование прецедента как модуля знаний, в котором структурирована информация о проблеме, решении и контексте.

Библиотеку прецедентов можно представить в виде совокупности следующих характеристик:

Library Of Cases = (Cases, $Z_{бп}$, $F_{дбп}$, $F_{мбп}$, $ZN_{дн}$, $ZN_{дв}$, $T_{бп}$, V , O , WX),

где Cases – набор прецедентов; $Z_{бп}$ – название и заводской номер КПА; $F_{дбп}$ – дата формирования библиотеки прецедентов; $F_{мбп}$ – место формирования библиотеки прецедентов; $ZN_{дн}$, $ZN_{дв}$ – множества числовых значений, характеризующих нижнюю и верхнюю границу допустимых значений параметров, соответствующих 3-му уровню глубины поиска; $T_{бп}$ – дополнительная текстовая информация в виде рекомендаций эксперта и инженера по знаниям. Настройки в структуре библиотеки прецедентов предназначены для ее поддержки в актуальном состоянии (адаптации) и используются в решающих правилах правдоподобного вывода. Порог V применяется на этапе выбора подходящих прецедентов. Расстояние между ними и текущей ситуацией, рассчитанное методом ближайшего соседа, должно быть не больше порогового значения. Значение порога определяется для каждого уровня глубины поиска на основании правил производственного типа. Например, для 1-го уровня набор производственных правил выглядит следующим образом:

Правило 1: Если « $k \leq 20$ », то « $V = 1$ », иначе «Выполнить Правило 2».

Правило 2: Если « $k > 20$ », то « $V = 0$ »,

где k – количество прецедентов 1-го уровня сравнивается с числом, которое задается экспертом.

Ограничитель O , заданный экспертом, используется на этапе формирования окончательного состава предлагаемого решения. Числовое значение O уменьшает количество рассматриваемых прецедентов, которые ранжированы по возрастанию метрических расстояний и с учетом веса W каждого прецедента.

Множество весовых коэффициентов WX позволяет учитывать относительную ценность каждого параметра, входящего в X_1 , X_2 , X_3 , при извлечении прецедентов из библиотеки прецедентов. Значение весового коэффициента измеряется в интервале от 0 до 1 и назначается экспертом. По умолчанию оно считается равным 1.

Таким образом, модель библиотеки прецедентов представляет собой комбинацию табличной, производственной и графовой моделей.

Дополнительно можно отметить, что эффективность адаптации прецедента и библиотеки прецедентов существенно повышается при применении ИПИ-технологии интеграции данных, аналогичных ИСППР.

Литература

1. Смирнов В.А. Анализ процесса контроля, наладки и диагностирования сложной радиоэлектронной аппаратуры / В.А. Смирнов, Д.В. Смирнов // Сб. ст. 13-й Междунар. науч.-практ. конф. «Фундаментальные и прикладные исследования, разработка и применение высоких технологий в промышленности и экономике». – СПб.: Изд-во политех. ун-та, 2012. – Ч. 2. – С. 143–147.
2. Ларин В.П. Проблемы обеспечения надежности аппаратуры гиперзвуковых летательных аппаратов // Науч. сессия ГУАП: сб. докл. – Ч. I: Технические науки. – СПб.: СПб ГУАП, 2010. – С. 28–30.
3. Смирнов В.А. Поиск неисправностей в бортовых системах управления в процессе приемочного контроля // Информационно-управляющие системы. – 2013. – № 2(63). – С. 24–28.
4. ГОСТ 27.202. Надежность в технике. Технологические системы. Методы оценки надежности по параметрам качества изготавливаемой продукции. – М.: Госстандарт, 1983. – 40 с.
5. Варшавский П.Р. Разработка модели представления знаний для интеллектуальной системы на основе прецедентов / П.Р. Варшавский, С.М. Пчелина // Вычислительные сети. Теория и практика. – 2011. – № 2 (19). – С. 72–75.
6. Николайчук О.А. Прототип интеллектуальной системы для исследования технического состояния механических систем / О.А. Николайчук, А.Ю. Юрин // Искусственный интеллект (Донецк: Наука і освіта). – 2006. – № 4. – С. 459–468.

Ларин Валерий Павлович

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. микро- и нанотехнологий аэрокосмического приборостроения СПбГУАП
Тел.: 8-921-758-12-88
Эл. почта: larinvp39@yandex.ru

Смирнов Владимир Александрович

Ведущий инженер-электроник ЗАО «НПП «Аквамарин», аспирант СПбГУАП
Тел.: 8-921-391-62-68
Эл. почта: vlad.sm2010@yandex.ru

Larin V.P., Smirnov V.A.

Intellectualization of acceptance control technology of complex technical objects

The paper considers the topics on engineering of control acceptance systems for complex technical devices. It is shown that providing a high efficiency of acceptance system requires intelligent automation of solution acceptance process on obtained results. A method of forming precedent models and library of precedents is proposed for applying in intelligent decision support system with analysis and evaluation of monitoring and diagnosing results.

Keywords: acceptance control, engineering control technology, assessment of the technical state of object, incidents in the control, intellectualization of decision-making, operations with precedents, library of precedents.

УДК 519.876.5

С.А. Панов

Формальный язык описания структуры документов и его интерпретация в формат метода компонентных цепей

Статья посвящена алфавиту и правилам формального языка $L(G)$, используемого для описания структуры документов и интерпретации символов этого языка в компьютерные модели, создаваемые с помощью метода компонентных цепей. Разработанные компьютерные модели будут использоваться в интерактивном генераторе отчетных форм, представляющем собой систему автоматизированного документирования.

Ключевые слова: автоматизация, формальный язык, документирование, автоматизация документирования, метод компонентных цепей, компьютерное моделирование.

С целью повышения скорости создания документов и точности содержащихся в них данных активно разрабатываются и повсеместно используются системы автоматизированного документирования. К сожалению, существующие к настоящему моменту программные средства автоматизированного документирования не позволяют описывать формальную структуру документов и соответственно, направлены на создание документов только определенного формата и только для определенной области применения (промышленность, экономика, образование и т.д.). Разработка универсального формального языка позволит создать систему автоматизированного формирования документов любого состава и назначения.

В текущий момент в ТУСУРе разрабатывается собственная универсальная система автоматизированного документирования, называемая «Интерактивный генератор отчетных форм» (ИГОФ). ИГОФ предоставляет широкие возможности интерактивной работы над документом [1]. В данной работе под документом понимается набор структурных элементов (фрагментов), использующийся для хранения и передачи информации. Фрагменты могут быть двух видов: элементарные фрагменты представляют простейшие неделимые элементы, а составные фрагменты содержат в себе элементарные и другие фрагменты.

Формальный язык описания структуры документов. Модель документа в ИГОФ создается с помощью метода компонентных цепей [2], который идеально подходит для моделирования информационных процессов и систем. Сущность данного метода заключается в том, что объект (в данном случае это документ) представляет собой цепь из специальных взаимосвязанных между собой компонентов. Каждый компонент в такой цепи имеет входные и выходные узлы, с помощью которых выполняется соединение компонентов между собой. На входной узел поступают данные, которые обрабатываются и отправляются на другие компоненты с помощью выходного узла.

Задачу построения компонентов ИГОФ существенно упрощает использование формального языка описания структуры документов, каждое слово в котором отражает определенный фрагмент документа.

Формальный язык $L(G)$ задается формальной грамматикой G :

$$G = (N, T, S, P),$$

где N – набор (алфавит) нетерминальных символов (нетерминалов):

$$N = \{\text{Документ, Текст, Таблица, Рисунок, МатВыражение, ИсЛит, Число, Слово, Цифра, ЗнакПрепинания, ЗнакОкончания, Буква, АрифмOp}\},$$

• T – набор (алфавит) терминальных символов (терминалов):

$$T = \{0,1,2,3,4,5,6,7,8,9\} \cup \{\dots, \text{”}, \text{”}, \text{”}, \text{”}\} \cup \{!,?,?!,!!!,\dots\} \cup \{A,B,B,G,D,E,\dots,Я,a,b,в,z,d,e,\dots,я,A,B,C,D,E,\dots,Z,a,b,c,d,e,\dots,z\} \cup \{+,-,*,/\} \cup \{\square\},$$

где \square – остальные символы ASCII или Unicode; S – стартовый (начальный) нетерминал (источник):

$$S = \text{Документ},$$

P – конечный набор (множество) правил формальной грамматики.

Таким образом, нетерминальные символы соответствуют составным, а терминальные – элементарным фрагментам документа.

Основным обязательным элементом формальной грамматики является набор специальных правил, по которым каждый нетерминальный символ может быть представлен в виде совокупности терминальных символов. Такие правила имеют вид: «левая часть» \rightarrow «правая часть», где «левая часть» – это нетерминал, а «правая часть» – терминал, нетерминал или их совокупность. Так как в разрабатываемом формальном языке $L(G)$ имеется 13 нетерминалов, соответственно имеется 13 правил формальной грамматики:

1. Символ **<Документ>** является начальным и служит для описания всего документа в целом:
 $\langle \text{Документ} \rangle \rightarrow \langle \text{Текст} \rangle \mid \langle \text{Текст} \rangle \langle \text{Таблица} \rangle \mid \langle \text{Текст} \rangle \langle \text{Рисунок} \rangle \mid \langle \text{Текст} \rangle \langle \text{Документ} \rangle$
 2. Символ **<Текст>** представляет собой текст, который включает в себя набор всех символов из таблицы ASCII (или Unicode) и поэтому синтаксическому анализу не подлежит. В самом простом случае – тексте, где нет цифровых обозначений, рисунков, формул и ссылок на литературные источники, символ **<Текст>** может быть представлен в виде
 $\langle \text{Текст} \rangle \rightarrow \langle \text{Предложение} \rangle \mid \langle \text{Предложение} \rangle \langle \text{Текст} \rangle$
 $\langle \text{Предложение} \rangle \rightarrow \langle \text{Слово} \rangle \langle \text{КонецПредложения} \rangle$
 $\langle \text{КонецПредложения} \rangle \rightarrow \langle \text{Слово} \rangle \langle \text{ЗнакОкончания} \rangle \mid \langle \text{Слово} \rangle \langle \text{КонецПредложения} \rangle \mid \langle \text{ЗнакПрепинания} \rangle \langle \text{КонецПредложения} \rangle \mid \langle \text{ЗнакОкончания} \rangle$
 $\langle \text{Слово} \rangle \rightarrow \langle \text{Буква} \rangle \mid \langle \text{Слово} \rangle \langle \text{Буква} \rangle$
 3. Символ **<Таблица>** служит для обозначения в документе таблиц различной формы:
 $\langle \text{Таблица} \rangle \rightarrow \langle \text{Строка} \rangle \mid \langle \text{Столбец} \rangle \mid \langle \text{Строка} \rangle \langle \text{Столбец} \rangle \mid \langle \text{Таблица} \rangle \langle \text{Строка} \rangle \mid \langle \text{Таблица} \rangle \langle \text{Столбец} \rangle$
 $\langle \text{Строка} \rangle \rightarrow \langle \text{Ячейка} \rangle \mid \langle \text{Строка} \rangle \langle \text{Ячейка} \rangle$
 $\langle \text{Столбец} \rangle \rightarrow \langle \text{Ячейка} \rangle \mid \langle \text{Столбец} \rangle \langle \text{Ячейка} \rangle$
 $\langle \text{Ячейка} \rangle \rightarrow \langle \text{Текст} \rangle \mid \langle \text{МатВыражение} \rangle \mid \langle \text{Формула} \rangle \mid \langle \text{Рисунок} \rangle \mid \langle \text{Число} \rangle$
 4. Символ **<Рисунок>** служит для обозначения рисунков с подписью:
 $\langle \text{Рисунок} \rangle \rightarrow \langle \text{Изображение} \rangle \mid \langle \text{Изображение} \rangle \langle \text{Описание} \rangle$
 Символ **<Изображение>** является терминальным и представляет собой изображение в формате JPEG, PNG, GIF, TIFF.
 $\langle \text{Описание} \rangle \rightarrow \langle \text{НачОп} \rangle \langle \text{Слово} \rangle \mid \langle \text{НачОп} \rangle \langle \text{Слово} \rangle \langle \text{КонОп} \rangle$
 $\langle \text{НачОп} \rangle \rightarrow \text{Рис.} \langle \text{Число} \rangle$
 $\langle \text{КонОп} \rangle \rightarrow \langle \text{Слово} \rangle \mid \langle \text{Слово} \rangle \langle \text{КонОп} \rangle \mid \langle \text{ЗнакПрепинания} \rangle \langle \text{КонОп} \rangle \mid \langle \text{ЗнакПрепинания} \rangle \langle \text{Слово} \rangle$
 5. Символ **<МатВыражение>** служит для обозначения математических выражений и формул [3].
 6. Символ **<ИстЛит>** служит для обозначения в документе номеров источников использованной литературы:
 $\langle \text{ИстЛит} \rangle \rightarrow \langle \text{НачалоИстЛит} \rangle \langle \text{НомерИсточника} \rangle \langle \text{КонецИстЛит} \rangle$
 $\langle \text{НачалоИстЛит} \rangle \rightarrow [$
 $\langle \text{КонецИстЛит} \rangle \rightarrow]$
 $\langle \text{НомерИсточника} \rangle \rightarrow 1 \mid 2 \mid 3 \mid \dots \mid N,$
- где N – целое положительное число.
- Ниже представлены символы для обозначения чисел, слов, цифр, знаков препинания, знаков окончания предложения, букв и арифметических операций:
7. **<Число>**:
 $\langle \text{Число} \rangle \rightarrow [-] \langle \text{Цифра} \rangle \mid [-] \langle \text{Число} \rangle \langle \text{Цифра} \rangle$
 8. **<Слово>**:
 $\langle \text{Слово} \rangle \rightarrow \langle \text{Буква} \rangle \mid \langle \text{Слово} \rangle \langle \text{Буква} \rangle$
 9. **<Цифра>**:
 $\langle \text{Цифра} \rangle \rightarrow 0 \mid 1 \mid 2 \mid 3 \mid 4 \mid 5 \mid 6 \mid 7 \mid 8 \mid 9$
 10. **<ЗнакПрепинания>**:
 $\langle \text{ЗнакПрепинания} \rangle \rightarrow \dots \mid , \mid : \mid -$
 11. **<ЗнакОкончания>**:
 $\langle \text{ЗнакОкончания} \rangle \rightarrow . \mid ! \mid ? \mid ?! \mid !!! \mid \dots$
 12. **<Буква>**:
 $\langle \text{Буква} \rangle \rightarrow A \mid B \mid V \mid \Gamma \mid D \mid E \mid \dots \mid Я \mid a \mid \bar{b} \mid \bar{v} \mid \bar{z} \mid \bar{d} \mid e \mid \dots \mid я \mid A \mid B \mid C \mid D \mid E \mid \dots \mid Z \mid a \mid b \mid c \mid d \mid e \mid \dots \mid z$
 13. **<АрифмОп>**:
 $\langle \text{АрифмОп} \rangle \rightarrow + \mid - \mid * \mid /$

Разработанная грамматика содержит всю полноту описания фрагментов документов различного назначения (технических, экономических, учебных, научных и т.д.).

С целью разработки компьютерных имитационных моделей фрагментов документа и последующей реализации этих моделей в виде компонентов ИГОФ необходимо выполнить интерпретацию между фрагментами документа, основными нетерминальными символами в формальном языке $L(G)$ и компонентами ИГОФ.

Интерпретация символов формального языка $L(G)$ в компьютерные имитационные модели. Интерпретация осуществляется между:

- 1) фрагментами документа;
- 2) основными нетерминальными символами формального языка $L(G)$;
- 3) компьютерными имитационными моделями фрагментов документа, разработанными с помощью метода компонентных цепей и реализованными в виде компонентов ИГОФ.

На текущий момент спроектировано шесть основных компонентов ИГОФ, соответствующих нетерминальным символам формального языка $L(G)$: документ, источник текста, формирователь таблицы / расширенная таблица, схема / диаграмма / график / рисунок, источник формул и числовой интерпретатор (таблица).

Компонентный базис ИГОФ

№ п/п	Фрагмент документа	Нетерминальный символ в языке формальном языке $L(G)$	Название компонента ИГОФ	Графическое представление в ИГОФ	Краткое описание
1	Документ	<Документ>	«Документ»		Служит для сбора информации с других компонентов и формирования итогового документа
2	Текст	<Текст>	«Источник текста»		Служит для вставки в документ текста
3	Таблица	<Таблица>	«Формирователь таблицы» / «Расширенная таблица»		Служит для вставки в документ таблиц [4]
4	Рисунок	<Рисунок>	«Схема», «Диаграмма», «График», «Рисунок»		Служит для вставки в документ рисунков
5	Математическое выражение	<МатВыражение>	«Источник формул»		Служит для вставки в документ формул
6	Число	<Число>	«Числовой интерпретатор»		Служит для задания числовых констант или переменных

В процессе разработки ИГОФ могут быть получены новые компоненты для работы с фрагментами документов, поэтому таблица будет постепенно пополняться все новыми и новыми элементами.

Заключение. Предложенный формальный язык $L(G)$ разработан с целью упрощения процесса создания компьютерных моделей фрагментов документов и является универсальным языком описания структуры документов различного назначения. Формальный язык $L(G)$ может быть встроен в проектируемые и уже используемые системы автоматизированного документирования, что позволит убрать ограничение таких систем на область их применения. Полнота языка подтверждается наличием всех обязательных элементов: алфавита терминальных и нетерминальных символов, грамматики и правил построения слов.

Исследование выполнено при финансовой поддержке гранта РФФИ 11-07-00384 «Метод многоуровневого моделирования алгоритмов управления технологическими процессами в сложных системах».

Литература

1. Ганджа Т.В. Задачи и архитектура подсистемы документирования исследований в среде многоуровневого моделирования МАРС / Т.В. Ганджа, С.А. Панов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – № 2(24), ч. 2. – С. 334–338.
2. Дмитриев В.М. Автоматизация моделирования промышленных роботов // В.М. Дмитриев, Л.А. Арайс, А.В. Шутенков. – М.: Машиностроение, 1995. – 304 с.
3. Дмитриев В.М. Алгоритм формирования и вычисления математических выражений методом компонентных цепей / В.М. Дмитриев, Т.В. Ганджа // Математические машины и системы. – 2010. – № 3. – С. 9–21.
4. Ганджа Т.В. Генератор табличных форм как компонент системы автоматизированного документирования / Т.В. Ганджа, С.А. Панов // Наука. Технологии. Инновации: матер. Всерос. науч. конф. молодых ученых, Новосибирск, 29 ноября – 2 декабря 2012 г.: в 7 ч. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2012. – Ч. 3. – С. 88–91.

Панов Сергей Аркадьевич

Аспирант каф. моделирования и системного анализа ТУСУРа

Тел.: 8 (382-2) 41-39-15

Эл. почта: spytech@ieee.org

Panov S.A.

A formal language for describing the structure of technical documents and interpretation of it to the format method of component circuits

The paper describes a formal language that contains terminal and non-terminal symbols that reflect the structure of the technical documentation and interpretation of these symbols in the corresponding computer model presented in the format of a method of component circuits. The development of these models will create a system of automatic formation of documents which is an important task in the field of automation and process control industries.

Keywords: automation, formal language, documentation, document automation, technical paper, the method of component circuits, computer simulation.

УДК 378.018.43

А.Н. Буданов, В.М. Дмитриев

Методика организации стола технических совещаний

Предложен метод организации стола технических совещаний с применением систем телеприсутствия, моделирования и парка измерительных приборов в целях проведения дистанционных экспериментов.

Ключевые слова: моделирование, обучение, телеприсутствие.

Постановка задачи. Распространение дистанционного образования позволяет обучать большое число студентов. По данным FDFgroup, 11% из опрошенных уже получили образование дистанционно [1]. Данная статистика говорит о необходимости внедрения передовых технологий для повышения качества образования и привлечения студентов. Для этих целей повсеместно внедряются автоматизированные средства обучения, к которым относится Автоматизированный учебно-методический комплекс [2].

К передовым технологиям относятся не только средства мультимедиа (системы обработки данных, анимированная графика, обработка потокового видео и аудио), но и системы телеприсутствия с «On-Line» приемом и передачей данных от обучающих систем с экспериментальной составляющей результатов измерений параметров или моделирования процессов. Это позволит конечному пользователю или слушателю лекционного материала получить впечатление того, что он находится рядом с испытательным стендом и воздействует на ход и результаты проведения экспериментов.

Сегодня широко известны и популярны рыночные продукты систем телеприсутствия следующих производителей, например: Cisco, Polusom, которые дополнительно позволяют передавать контент (презентации). Но ученику необходимо получать практику через выполнение лабораторных работ на оборудовании, которым он не располагает. Следовательно, необходимо организовать передачу данных от экспериментального оборудования, схем и приборов к конечному пользователю.

Исходные данные

1. Состав участников стола совещаний (образовательного процесса):
 - конечный пользователь (Кп) – лицо, выполняющее работы через канал связи (Internet, Intranet);
 - экспертная комиссия (Эк) – лица, участвующие в процессе выполнения работ только в роли наблюдающих, без возможности внесения изменений в процесс измерений;
 - лектор (Лр) – лицо, отвечающее за подачу теоретического материала или заданий;
 - лаборант (Лб) – лицо, отвечающее за подготовку комплекса оборудования к выполнению измерений и подготовку канала связи.
2. Перечень технических средств:
 - Кп, Эк, Лр: персональный компьютер (ПК), клиентское программное обеспечение (ПО) системы телеприсутствия и системы моделирования.
 - Лб: персональный компьютер (ПК), клиентское программное обеспечение (ПО) системы телеприсутствия и системы моделирования, комплекс технических средств для подключения измерительного или исполнительного оборудования к среде моделирования.

Решение. Для решения поставленной задачи необходимо разработать схему взаимодействия абонентов для организации совещания (рис. 1) и схему взаимодействия приложений (рис. 2).

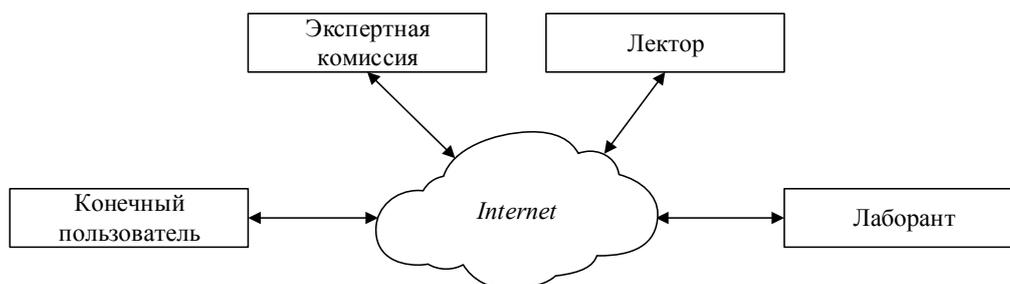


Рис. 1. Схема взаимодействия абонентов

Так как состав приложений у конечного пользователя и экспертной комиссии одинаков, следовательно, их можно объединить и представить схему в виде рис. 2.

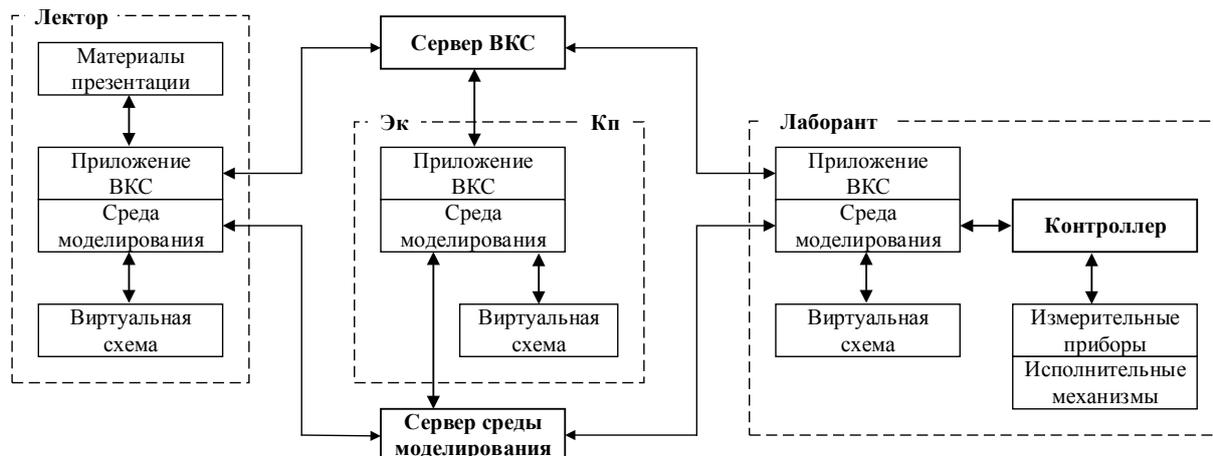


Рис. 2. Схема взаимодействия приложений

Согласно приведенной схеме главными объектами, определяющими взаимодействие всех узлов, являются: сервер видеоконференцсвязи (ВКС), сервер среды моделирования и контроллер для передачи данных в среду моделирования. Объединение возможностей главных объектов и функций на основе приведенных узловых блоков и определив функции каждого участника стола технических совещаний, возможно организовать систему телеприсутствия.

Функции, выполняемые лектором, – чтение лекционного материала и заданий, демонстрация презентаций посредством ВКС и контроль действий конечного пользователя посредством среды моделирования.

Функция экспертной комиссии – это оценка выполнения теоретических и практических заданий, выполняемых конечным пользователем, и контроль результатов, достигнутых в процессе совещания посредством ВКС и среды моделирования.

Функции лаборанта – подготовка комплекса измерительного оборудования согласно практическому заданию и обеспечение трансляции полученных данных через контроллер в среду моделирования. Посредством ВКС он получает информацию для подготовки эксперимента.

Функция конечного пользователя заключается в работе со средой моделирования для внесения параметров согласно техническому заданию для достижения конечного результата. Через ВКС Кп получает теоретический материал и задание для практической работы.

Вопросы теории и принципов организации ВКС рассмотрены в [3] и не являются основным вопросом данной темы.

Главным достоинством стола технических совещаний является on-line-передача результатов измерений, получаемых в ходе процесса моделирования сложных радиотехнических и технологических процессов.

Для достижения данного результата в среде моделирования и автоматического расчета систем разработан виртуальный сетевой компонент «Eth» (Ethernet), обеспечивающий необходимую взаимосвязь между всеми клиентами стола технических совещаний.

В качестве аппаратной поддержки для реализации компонента был применен драйвер сетевой карты персонального компьютера для организации обмена данными между системами моделирования по сети [4].

В качестве примера реализации данного метода можно рассмотреть организацию канала связи между двумя абонентами для передачи данных через интерфейс Ethernet с реализацией функции преобразования канала данных. Стандартная схема связи двух абонентов по выделенному каналу тональной частоты (ТЧ) в структуре интерфейса G.703 (2048 кбит/с) с применением преобразовательного оборудования представлен на рис. 3.

В данной сети абонент «АБ-1» осуществляет передачу данных с абонентом «АБ-2» через коммутируемый канал связи G.703 и посредством преобразователя (G.703-Ethernet) получает доступ в сеть с коммутацией пакетов, например: Internet.

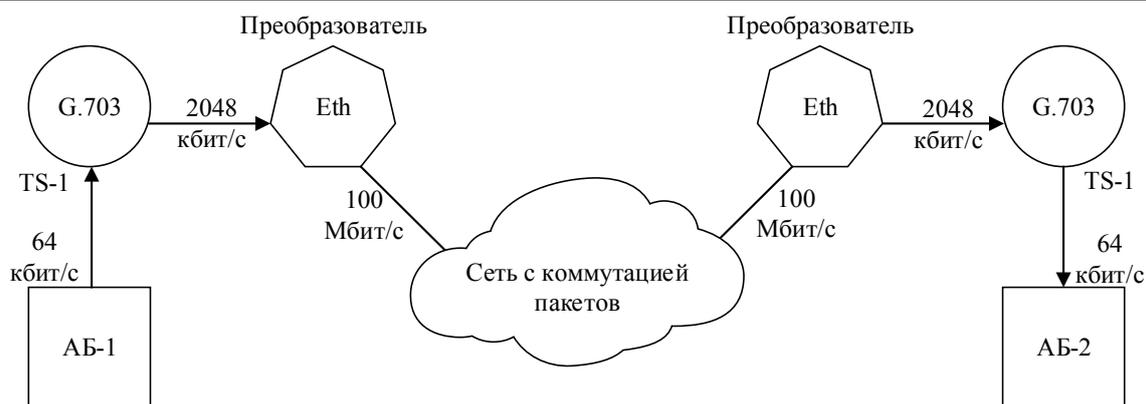


Рис. 3. Схема организации связи двух абонентов

На рис. 4 изображена схема организации связи двух абонентов, реализованная в среде моделирования и автоматического расчета систем на основе виртуальных интерфейсов:

- Импульсно-кодовой модуляции – G.703;
- передачи данных Eth (Ethernet);
- источников сигналов переменного тока – «ES».

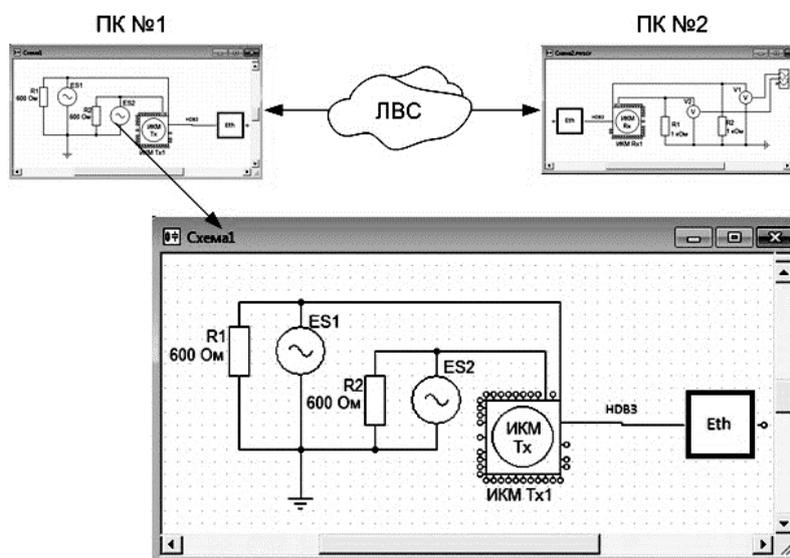


Рис. 4. Модель цифрового канала связи между двумя абонентами

Заключение. В результате разработки методики организации стола технических совещаний с применением среды моделирования и автоматического расчета систем [5] станет возможным организовать новую технологию проведения дистанционных экспериментов на основе системы телеприсутствия и итогового экспертного заключения или протокола совещания. Также это позволит более динамично организовывать работу над проектами в рамках функционирующих центров научно-технического творчества студентов [6].

Данная технология позволит выполнять измерения в случае отсутствия необходимого парка приборов в лабораториях и организовать сервис «облачные измерения».

Литература

1. Статистика дистанционного обучения в России // Журнал «Ведомости» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.msktreningi.ru/news/?new=1808>, свободный (дата обращения: 15.10.2013).
2. Дмитриев В.М. Принципы построения и реализации автоматизированного учебно-методического комплекса по техническим дисциплинам / В.М. Дмитриев, Т.В. Ганджа, В.В. Ганджа // Док-

лады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2010. – № 2 (26), ч. 2. – С. 266–270.

3. Видеоконференция [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://ru.wikipedia.org/wiki/Видеоконференция>, свободный (дата обращения: 18.10.2013).

4. Буданов А.Н. Виртуальные интерфейсы для передачи мультисервисного трафика / А.Н. Буданов, В.М. Дмитриев // Инфокоммуникационные технологии. – 2013. – № 3. – С. 101–106.

5. МАРС – среда моделирования технических устройств и систем / В.М. Дмитриев, А.В. Шутенков, Т.Н. Зайченко, Т.В. Ганджа. – Томск: В-Спектр, 2011. – 278 с.

6. Структура и функции автоматизированной системы управления проектами для центров научно-технического творчества студентов / В.М. Дмитриев, Т.В. Ганджа, В.В. Ганджа, С.А. Панов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – № 2 (26), ч. 2. – С. 200–203.

Буданов Алексей Николаевич

Вед. инженер отдела эксплуатации и диспетчерского управления
Службы связи ООО «Газпром трансгаз Томск»,
аспирант каф. моделирования и системного анализа (МиСА) ТУСУРа
Тел.: 8-906-948-44-53
Эл. почта: BudanovAN@mail.ru

Дмитриев Вячеслав Михайлович

Д-р техн. наук, зав. каф. МиСА
Тел.: (382-2) 41-39-15
Эл. почта: dmitriewvm@gmail.com

Budanov A.N., Dmitriev V.M.

Methods of organizing the table of technical meetings

A method of organizing the table of technical meetings using a telepresence system, modeling and stock of measuring instruments for remote experiments are proposed.

Keywords: simulation, training, telepresence.

УДК 65.011.56

П.В. Сенченко, И.В. Лазарев

Способы организации межведомственного информационного взаимодействия органов и организаций, исполняющих государственные функции

Рассмотрены различные варианты организации межведомственного информационного взаимодействия органов и организаций, исполняющих государственные функции. Рассмотрены преимущества построения межведомственного информационного взаимодействия посредством системы межведомственного электронного взаимодействия (СМЭВ). Представлена схема подключения информационной системы к защищенной сети передачи данных СМЭВ.

Ключевые слова: информационные системы, межведомственное электронное взаимодействие, документооборот, СМЭВ.

При осуществлении деятельности, связанной с исполнением государственных функций и предоставлением государственных услуг, органы государственной власти и иные организации, принимающие участие в данной деятельности, осуществляют межведомственное информационное взаимодействие, направленное на удовлетворение информационных потребностей, возникающих при исполнении данных государственных полномочий.

В зависимости от используемого способа обработки и передачи документов (информационных сообщений) можно выделить следующие технологически различные режимы информационного взаимодействия:

1. Традиционный бумажный документооборот между сотрудниками организаций, участвующих в межведомственном информационном взаимодействии.
2. Обмен электронными представлениями (образами) традиционного бумажного документа с использованием доступных электронных технологий информационного взаимодействия – электронная почта, системы электронного документооборота и т.д..
3. Унифицированное информационное взаимодействие между информационными системами участников электронного взаимодействия.
4. Использование интерактивных запросных приложений, предоставляемых некоторыми федеральными ведомствами в качестве пользовательских электронных сервисов через ведомственные информационные порталы или официальные сайты органов в сети Интернет.

Использование технологий традиционного бумажного документооборота для межведомственного информационного взаимодействия. В данном режиме в качестве участника взаимодействия выступает должностное лицо организации, участвующее в процессах информационного взаимодействия (т.е. в качестве субъекта взаимодействия выступает «сотрудник организации»). А в качестве документной системы используются действующие в организациях традиционные системы делопроизводства и документооборота.

Использование технологий традиционного бумажного документооборота в деятельности государственных органов урегулировано действующим законодательством, в то же время для реализации требований Федерального законодательства [1] дополнительное регулирование требуется в части:

- определения перечня документов, которые должен предоставить заявитель и которые должны быть получены от других органов с использованием межведомственного информационного взаимодействия;
- закрепления корреспондирующих полномочий (обязанностей) органов власти и организаций по направлению запроса и предоставлению запрашиваемой документированной информации;
- установления сроков ответа на запросы.

Использование систем юридически значимого обмена электронными документами для обеспечения межведомственного электронного взаимодействия. Данный режим электронного взаимодействия предполагает обмен электронными представлениями (образами) бумажного документа с использованием различных автоматизированных технологий взаимодействия – электронной

почты и иных систем обмена электронными сообщениями, системы электронного документооборота и т.д.

Также данный режим электронного взаимодействия может использоваться для обмена электронными документами, полученными из других АИС, не поддерживающих программных Веб-сервисных интерфейсов межсистемного взаимодействия СМЭВ/РСМЭВ для автоматической обработки поступивших запросов.

В данном режиме информационного взаимодействия, как и в случае с традиционным «бумажным» документооборотом, в качестве участника взаимодействия выступает должностное лицо организации, участвующее в процессах информационного взаимодействия (т.е. в качестве субъекта взаимодействия выступает «сотрудник организации»). В качестве документных систем, в том числе систем документооборота, в данном случае могут использоваться различные автоматизированные системы делопроизводства.

Унифицированное межсистемное электронное взаимодействие между автоматизированными информационными системами участников информационного взаимодействия. Для осуществления межведомственного электронного взаимодействия в электронной форме, в соответствии с Постановлением Правительства Российской Федерации от 8 июня 2011 г. №451 «Об инфраструктуре, обеспечивающей информационно-технологическое взаимодействие информационных систем, используемых для предоставления государственных и муниципальных услуг в электронной форме», Постановлением Правительства Российской Федерации от 8 сентября 2010 г. № 697 «О единой системе межведомственного электронного взаимодействия», создана федеральная государственная информационная система «Единая система межведомственного электронного взаимодействия» (далее – СМЭВ) [2].

СМЭВ – федеральная государственная информационная система, предназначенная для организации информационного взаимодействия между информационными системами участников СМЭВ в целях предоставления государственных и муниципальных услуг и исполнения государственных и муниципальных функций в электронной форме.

Участниками межведомственного электронного взаимодействия (участниками СМЭВ) являются федеральные органы исполнительной власти, государственные внебюджетные фонды, исполнительные органы государственной власти субъектов Российской Федерации, органы местного самоуправления, государственные и муниципальные учреждения, многофункциональные центры, иные органы и организации [2].

Целью создания СМЭВ является повышение качества предоставления государственных и муниципальных услуг и исполнения государственных и муниципальных функций за счет использования общих информационных ресурсов, уменьшения времени на поиск и обработку информации в электронной форме [3]. Разработка и внедрение СМЭВ оказывают следующий положительный эффект:

- граждане избавлены от необходимости собирать документы в различных государственных органах;
- теперь гражданин, обращающийся за государственной услугой, должен предоставить только документы личного хранения (паспорт, свидетельство о рождении и т.д.), все остальные справки собирает само ведомство;
- государственный орган не вправе требовать от граждан или организаций, обратившихся за госуслугой, сведения, которые уже имеются в распоряжении другого государственного органа.

С технологической точки зрения СМЭВ является единой информационной средой – элементом «облачных технологий». СМЭВ состоит из сети защищенных каналов связи между узлами, расположенными в центрах обработки данных. Каждый узел СМЭВ – это шина на базе Oracle Enterprise Service Bus. В настоящий момент созданы и введены в эксплуатацию один федеральный и 83 региональных узла СМЭВ.

Подключение участников к защищенной сети передачи данных СМЭВ производится в соответствии с типовыми схемами подключения, на рис. 1 приведена одна из схем подключения [4].

СМЭВ связывает разнородные по техническим характеристикам составляющие концептуально-го проекта: информационные системы ведомств – участников взаимодействия, портал государственных услуг, многофункциональные центры предоставления государственных услуг населению (МФЦ), информационные системы других участников.

межведомственного электронного взаимодействия, основанной на сервис-ориентированной архитектуре. Такая архитектура представляет собой совокупность электронных сервисов, построенных по общепринятым стандартам, обеспечивает масштабируемость системы, а применение открытых стандартов обмена информацией обеспечивает прозрачность информационного взаимодействия, что позволяет абстрагироваться от конкретных технологий реализации информационных систем, участников электронного взаимодействия.

Литература

1. Статья 7 Федерального закона от 27.07.2010 № 210-ФЗ «Об организации предоставления государственных и муниципальных услуг» [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.consultant.ru/document/cons_doc_LAW_148997/, свободный (дата обращения: 19.10.2013).
2. Единая система межведомственного электронного взаимодействия [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.eos.ru/eos_products/solution/gosudarstvennyu_sektor/smev/, свободный (дата обращения: 13.10.2013).
3. Подключение банков к СМЭВ – революция в организации информационного обмена [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.bss-e.com/press-center/publication_company_323/, свободный (дата обращения: 13.10.2013).
4. Регламент взаимодействия участников информационного взаимодействия, Оператора единой системы межведомственного электронного взаимодействия и Оператора эксплуатации инфраструктуры электронного правительства при организации межведомственного взаимодействия с использованием единой системы межведомственного электронного взаимодействия [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://smev.gosuslugi.ru/portal/api/files/get/7957>, свободный (дата обращения: 19.10.2013).
5. Методические рекомендации по разработке электронных сервисов и применению технологии электронной подписи [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://smev.gosuslugi.ru/portal/api/files/get/6671>, свободный (дата обращения: 19.10.2013).
6. Цветные сети Петри в моделировании социально-экономических систем / Ю.П. Ехлаков, В.Ф. Тарасенко, О.И. Жуковский и др. // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 3(29). – С. 83–92.

Сенченко Павел Васильевич

Канд. техн. наук, доцент каф. автоматизации обработки информации (АОИ),
декан факультета систем управления ТУСУРа
Тел.: 8 (383-2) 70-15-46
Эл. почта: pvs@tusur.ru

Лазарев Иван Васильевич

Ассистент каф. АОИ ТУСУРа
Тел.: +7-913-812-4679
Эл. почта: yalazarev@gmail.com

Senchenko P.V., Lazarev I.V.

Ways of organization of information interaction between organizations and government structures

In the article we describe various options for interdepartmental interaction of bodies and organizations performing public functions. We discussed the advantages of building inter-agency information exchange through a system of inter-agency electronic interaction (SIAEI). The scheme of the connection to the SIAEI secure data network is shown.

Keywords: information systems, system of inter-agency electronic interaction, electronic workflow.

УДК 351.91

А.А. Сидоров

Методические подходы к оценке эффективности деятельности органов государственной власти и местного самоуправления

Проведен анализ методических подходов к оценке эффективности деятельности органов государственной власти и местного самоуправления, закрепленных на нормативном уровне. Выявлены их эволюционные трансформации, обозначены проблемные зоны. Предложены подходы по совершенствованию методического наполнения.

Ключевые слова: оценка эффективности деятельности, методические подходы, интегральный показатель.

Деятельность государственного аппарата достаточно часто подвергается критике. При этом нередко соответствующие заявления подчинены исключительно политической конъюнктуре. В связи с этим в рамках объективации оснований принятия тех или иных решений возникает потребность в использовании определенных процедур, позволяющих сделать обоснованный вывод относительно функционирования властных структур. Нельзя не признать того факта, что в последнее время предпринимались попытки разработки инструментальных средств оценки деятельности органов государственной власти и местного самоуправления, в том числе и как элемента электронной демократии. Вместе с тем в данном вопросе еще много методических пробелов, что и определяет актуальность тематики.

Эволюция нормативных основ оценки эффективности. Истоки оценки эффективности деятельности органов государственной власти и местного самоуправления в ее нынешнем формате связаны с административной реформой, начатой в РФ в первом десятилетии XXI в. Основопологающим в данном случае следует признать Указ Президента РФ от 28.06.2007 г. № 825 «Об оценке эффективности деятельности органов исполнительной власти субъектов Российской Федерации» [1]. Данным правовым актом был утвержден перечень из 48 показателей (к окончанию своего действия с учетом изменений и дополнений), посредством сбора, расчета и анализа которых предлагалось осуществлять оценку. При этом стоит отметить, что ряд из них являлся комплексным, т.е. состоящим из детализированного перечня. Так, смертность населения (показатель № 7) «разворачивалась» в восемь самостоятельных индикаторов: младенческую; от 1 года до 4 лет; от 5 до 9 лет; от 10 до 14 лет; от 15 до 19 лет; материнскую; в трудоспособном возрасте – всего в том числе по трем основным причинам (дополнительная детализация); в результате дорожно-транспортных происшествий. Кроме основного перечня, во исполнение Указа Президента РФ Правительством РФ был разработан перечень из дополнительных показателей [2], число которых к моменту прекращения действия рассматриваемой методики без учета составного свойства ряда из них составило 118. Интерпретация значений предложенных показателей осуществлялась через автономное рассмотрение их динамики – рост или снижение, а также сопоставление со среднероссийскими значениями.

В отношении органов местного самоуправления методические подходы к оценке эффективности деятельности были приняты почти годом позже. Указом Президента РФ от 28.04.2008 г. № 607 «Об оценке эффективности деятельности органов местного самоуправления городских округов и муниципальных районов» [3] был утвержден перечень из 32 показателей, который при детальном рассмотрении представляется более обширным, поскольку содержит в значительном количестве, равно как и в ситуации с органами исполнительной власти субъекта РФ, составные индикаторы. Утвержденный Распоряжением Правительства РФ от 11.08.2008 г. № 1313-р перечень дополнительных показателей предусматривает еще 74 позиции (без учета детализации), сгруппированные в семь направлений. Процедура обработки и анализа предусматривала составление сводного доклада главы местной администрации, на основании которого отслеживается динамика показателей и рассчитывается комплексная оценка. Таким образом, при оценке эффективности деятельности органов местного самоуправления была предпринята попытка расчета интегрального показателя.

Даже поверхностный взгляд на действовавшие нормативно закрепленные методические основы позволяет сформулировать ряд «узких» мест:

1) Отсутствие единого подхода к оценке эффективности деятельности органов публичного управления. Несмотря на то, что конституционно местное самоуправление отделено от государственной власти, в том числе и регионального уровня, следует признать, что технологически оно является «проводником» единой государственной социально-экономической политики. Таким образом, рассмотрение обозначенных вопросов должно вестись в едином концептуальном и методическом поле.

2) Чрезмерно объемный перечень показателей, затрудняющий анализ ситуации при комплексном рассмотрении ситуации на территории субъекта РФ или муниципального образования. Попытка расчета интегрального критерия на местном уровне сопровождается нивелированием приоритетности частных показателей за счет принятия их равновеликой значимости в рамках той или иной сферы оценки.

3) Игнорирование территориальных особенностей, обусловленных естественными условиями, приоритетами социально-экономического развития, проблемностью отдельных сфер государственного и муниципального управления.

Просуществовав в описанном формате, оценка эффективности деятельности органов государственной власти и органов местного самоуправления в 2012 году претерпела существенную трансформацию в методическом аспекте.

Содержание системы оценки эффективности. Указ Президента РФ от 21.08.2012 г. № 1199 «Об оценке эффективности деятельности органов исполнительной власти субъектов Российской Федерации» [4] и принятое в его исполнение Постановление Правительства РФ от 03.11.2012 № 1142 «О мерах по реализации Указа Президента Российской Федерации от 21 августа 2012 г. № 1199 «Об оценке эффективности деятельности органов исполнительной власти субъектов Российской Федерации» [5] обозначили новую методологическую концепцию. Ее суть можно свести к следующим основополагающим моментам:

1) Количество основных показателей оценки существенным образом уменьшилось. Их количество составило 12 (с учетом изменений, внесенных после утверждения).

2) Введено понятие комплексного (интегрального) показателя, представляющего средневзвешенную величину сводных индексов показателей эффективности.

3) Сводный индекс показателя рассчитывается как сумма индекса среднего темпа роста и индекса среднего объема показателя, взятых соответственно с весовыми коэффициентами 0,6 и 0,4.

4) Для приведения к единой шкале измерения исходных данных, представленных в виде относительных величин, применяется линейное масштабирование. При обезразмеривании учитывается смысл исходного показателя: его увеличение или уменьшение по отношению к изменению эффективности деятельности.

5) В рамках нивелирования случайных возмущений значения показателей усредняются за счет учета данных двух предшествующих отчетному периодов.

6) При формировании комплексной оценки учитываются территориальные особенности. Технологически это осуществляется за счет включения в расчетную величину индивидуальных для каждого региона показателей, отражающих наиболее значимые для субъекта РФ проблемы.

Претерпел кардинальные изменения и Указ Президента РФ от 28.04.2008 г. № 607 «Об оценке эффективности деятельности органов местного самоуправления городских округов и муниципальных районов». Его текст был фактически полностью переписан. В редакции Указа Президента РФ от 14.10.2012 г. № 1384 и Постановления Правительства РФ от 17.12.2012 г. № 1317 «О мерах по реализации Указа Президента Российской Федерации от 28 апреля 2008 г. № 607 «Об оценке эффективности деятельности органов местного самоуправления городских округов и муниципальных районов» и подпункта «и» пункта 2 Указа Президента Российской Федерации от 7 мая 2012 г. № 601 «Об основных направлениях совершенствования системы государственного управления» [6] методика оценки эффективности приобрела следующие очертания:

1) Количество показателей сократилось с 32 до 13.

2) Процедура расчета комплексного показателя эффективности построена по аналогии с получением интегральной оценки деятельности региональных властей. Отличием от ранее рассмотренного подхода является невключение индивидуальных показателей, отражающих специфику того или иного муниципального образования.

Резюмирую сказанное, следует отметить, что с принятием рассмотренных нормативных правовых актов ряд методически «узких» мест был преодолен:

1) Сформировался единый методический подход к оценке эффективности деятельности региональных и местных властей, основанный на расчете комплексного показателя, позволяющий учесть достигнутый уровень и изменения по мониторируемым показателям, базирующийся на единых правилах нормирования.

2) Сократилось количество исходных показателей, используемых в процессе мониторинга.

Вместе с тем часть вопросов методического наполнения осталась открытой:

1) Применяемый методический подход не позволяет оценить степень влияния валовых и темповых значений показателя при расчете комплексной оценки.

2) Совместное рассмотрение статистических и социологических данных не позволяет соотнести в едином объективно-субъективном пространстве одно и то же фактическое состояние, через которое оценивается эффективность деятельности органов власти.

Указанные недостатки определяют необходимость совершенствования рассматриваемых методических приемов.

Совершенствование системы оценки эффективности. Для интегральной оценки эффективности деятельности органов государственной власти и местного самоуправления предлагается использовать следующие виды моделей:

1) текущего уровня эффективности деятельности (статическая модель);

2) уровня изменений эффективности деятельности (динамическая модель);

3) субъективного восприятия эффективности деятельности.

Первая модель показывает положение органов власти среди остальных исходя из сложившегося ко времени проведения оценки состояния. Вторая – ориентирована на получение меры, количественно раскрывающей переход институциональной единицы системы публичного управления из одного состояния в другое. Результаты расчетов по третьей модели позволяют дополнить оценку, полученную на основе статистических данных, субъективным восприятием эффективности деятельности со стороны населения.

Модели формируются с использованием функциональной сети: из множества показателей, описывающих эффективность деятельности, выбираются базовые, значения которых используются в качестве исходных данных, остальные показатели зависят от них; структура зависимостей задается с помощью сети, представляющей собой ориентированный граф без циклов и петель, вершинами которого являются параметры, а дугами – отношения зависимости.

Интегральная оценка текущего уровня эффективности деятельности (статическая модель) представляет собой функциональную сеть, в которой выделяется семь слоев показателей:

– слой 1 – базовые (абсолютные показатели, собираемые в ходе статистического наблюдения);

– слой 2 – относительные (показатели, приведенные к сопоставимому виду для дальнейших межтерриториальных сравнений);

– слой 3 – нормированные (показатели, приведенные к единой измерительной шкале в интервале [0; 1]);

– слои 4 и выше – интегральные оценки различной степени агрегированности (получение агрегированных оценок различного иерархического уровня основано на формуле аддитивной свертки).

Нормирование показателей предполагает перевод их в одну шкалу измерения, например, в числовые оценки в интервале [0; 1]. Если большему значению показателя соответствует более высокий уровень, т.е. проявляются свойства монотонно возрастающей функции, оценка вычисляется по следующему выражению:

$$e_i^j = (f_i^j - \min_{k=1,n} f_k^j) / (\max_{k=1,n} f_k^j - \min_{k=1,n} f_k^j), \quad (1)$$

где e_i^j – нормированное значение j -го показателя для i -й территории; f_i^j – фактическое значение j -го показателя для i -й территории.

Если же процессы интерпретируются с помощью монотонно убывающей функции, для перевода в универсальную шкалу применяется следующая зависимость:

$$e_i^j = (\max_{k=1,n} f_k^j - f_i^j) / (\max_{k=1,n} f_k^j - \min_{k=1,n} f_k^j). \quad (2)$$

В том случае когда зависимость немонотонна – между $\min_{k=1,n} f_k^j$ и $\max_{k=1,n} f_k^j$ существует некоторое f_k^{j*} , при котором достигается наилучшее качество, то e_i^j рассчитывается по формуле

$$e_i^j = 1 - \left| f_i^j - f_k^{j*} \right| / \max_{k=1,n} \left\{ \left| f_k^j - f_k^{j*} \right| \right\}. \quad (3)$$

Помимо оценки текущей эффективности деятельности производится и оценка изменений (динамическая модель), позволяющая сделать вывод о тенденциях. Отличие функциональной сети для ее определения от рассмотренной ранее заключается в том, что первый слой образуют абсолютные значения показателей в текущем и базовом периодах, которые так же, как и в предыдущей модели, переводятся в относительные, а в качестве нормированных показателей используются оценки приростов. Если увеличение показателя рассматривается в качестве положительной тенденции, то расчет производится по выражению

$$e_i^j = \left\{ \begin{array}{l} 0, \quad f_i^{jt} \geq f_i^{jb} \\ \frac{(f_i^{jt} - f_i^{jb}) / f_i^{jb}}{\max_{k=1,n} \{(f_k^{jt} - f_k^{jb}) / f_k^{jb}\}}, \quad f_i^{jt} < f_i^{jb} \end{array} \right\}, \quad (4)$$

иначе –

$$e_i^j = \left\{ \begin{array}{l} 0, \quad f_i^{jt} \geq f_i^{jb} \\ \frac{(f_i^{jb} - f_i^{jt}) / f_i^{jb}}{\max_{k=1,n} \{(f_k^{jb} - f_k^{jt}) / f_k^{jb}\}}, \quad f_i^{jt} < f_i^{jb} \end{array} \right\}, \quad (5)$$

где f_i^{jt} – фактическое значение j -го показателя для i -й территории в текущем году (t); f_i^{jb} – фактическое значение j -го показателя для i -й территории в базовом году (b).

Оценки уровней эффективности деятельности, вычисленные на основе статистических данных, могут быть дополнены субъективными качественными оценками, полученными посредством проведения социологических опросов. В дальнейшем возможно перевести их в баллы и произвести свертку по тем же самым направлениям, что и при проведении оценки на основе объективных данных. Субъективное измерение ориентировано на восприятие в терминах удовлетворенности или проблемности, для чего предлагается использовать соответствующие шкалы с веером из пяти ответов. Для математической обработки каждому качественному значению приписывается количественная мера. Субъективная оценка вычисляется как средняя количественных оценок, взвешенных по соответствующей частоте ответов респондентов:

$$e^{\Psi} = \frac{\sum_{i=1}^h \phi^i g^i}{\sum_{i=1}^h \phi^i}, \quad (6)$$

где e^{Ψ} – нормированное значение показателя эффективности при проведении субъективной оценки; g^i – соотнесенное с качественной характеристикой субъективной оценки i -е числовое значение; ϕ^i – частота i -го ответа респондента.

Заключение. На основе проведенных исследований возможно сделать следующие выводы:

1. Система оценки эффективности деятельности органов государственной власти и органов местного самоуправления является динамичным инструментом, который в методическом отношении постоянно совершенствуется. Наблюдаемые изменения позволяют сделать заключение о последовательном изменении в системном русле применяемых подходов.
2. Предложены модели формирования интегральных показателей оценки эффективности деятельности органов государственной власти и местного самоуправления, основанные на раздельном учете текущего уровня эффективности и уровня ее изменений, с одной стороны, на основе статистических данных и субъективного восприятия (на основе результатов социологических исследований) – с другой.

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект РФФИ 12-06-33012-МОЛ_А_ВЕД_2012 «Методология комплексной оценки социально-экономического развития территориальных образований и эффективности государственного управления»).

Литература

1. Об оценке эффективности деятельности органов исполнительной власти субъектов Российской Федерации [Электронный ресурс]: Указ Президента РФ от 28.06.2007 г. № 825. – Доступ из справ.-правовой системы «КонсультантПлюс».
2. О мерах по реализации Указа Президента Российской Федерации от 28 июня 2007 г. № 825 «Об оценке эффективности деятельности органов исполнительной власти субъектов Российской Федерации» [Электронный ресурс]: Постановление Правительства РФ от 15.04.2009 г. № 322. – Доступ из справ.-правовой системы «КонсультантПлюс».
3. Об оценке эффективности деятельности органов местного самоуправления городских округов и муниципальных районов [Электронный ресурс]: Указ Президента РФ от 28.04.2008 г. № 607. – Доступ из справ.-правовой системы «КонсультантПлюс».
4. Об оценке эффективности деятельности органов исполнительной власти субъектов Российской Федерации [Электронный ресурс]: Указ Президента РФ от 21.08.2012 г. № 1199. – Доступ из справ.-правовой системы «КонсультантПлюс».
5. О мерах по реализации Указа Президента Российской Федерации от 21 августа 2012 г. № 1199 «Об оценке эффективности деятельности органов исполнительной власти субъектов Российской Федерации» [Электронный ресурс]: Постановление Правительства РФ от 03.11.2012 № 1142. – Доступ из справ.-правовой системы «КонсультантПлюс».
6. О мерах по реализации Указа Президента Российской Федерации от 28 апреля 2008 г. № 607 «Об оценке эффективности деятельности органов местного самоуправления городских округов и муниципальных районов» и подпункта «и» пункта 2 Указа Президента Российской Федерации от 7 мая 2012 г. № 601 «Об основных направлениях совершенствования системы государственного управления» [Электронный ресурс]: Постановление Правительства РФ от 17.12.2012 г. № 1317. – Доступ из справ.-правовой системы «КонсультантПлюс».

Сидоров Анатолий Анатольевич

Канд. экон. наук, доцент каф. автоматизации обработки информации ТУСУРа

Тел.: 8 (383-2) 41-47-01

Эл. почта: saa@muma.tusur.ru

Sidorov A.A.

Methods for evaluation the effectiveness of public administration activities

This article describes methods for evaluation the effectiveness of public administration activities, approved by the law. The author has revealed their changes and challenges. He suggested the ways of improving methods.

Keywords: evaluation the effectiveness of activities, methods, integral indicator.

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

УДК 621.313.333

А.В. Аристов, И.А. Эккерт

Формирование шагового режима работы асинхронного двигателя при потенциальной амплитудно-балансной модуляции

Предложен способ формирования шагового режима работы асинхронного двигателя за счет амплитудной модуляции питающих фазных напряжений с прерыванием напряжения по одной из обмоток. Представлены функциональная схема и математическая модель электропривода. Произведена оценка влияния параметров нагрузки на выходные характеристики привода и его энергетические показатели.

Ключевые слова: электропривод шагового движения, асинхронный двигатель, амплитудно-балансная модуляция, обобщенный коэффициент полезного действия.

Работа многих современных систем автоматизации, контроля и управления связана с формированием шагового режима работы асинхронного двигателя (АД). На практике шаговый режим в АД достигается за счет создания одновременного или раздельного периодического изменения пространственного положения магнитного поля статора и оси контура тока ротора, например путем очередного подключения статорных обмоток к источнику постоянного или переменного тока через управляемые вентили или смены направления тока в одной или нескольких обмотках исполнительного двигателя [1].

В последнее время нашли новые методы формирования шагового режима работы АД, основанные на фазовой модуляции питающих напряжений или токов с использованием прерывания питания с частотой шага по одной из его обмоток [2]. Такие электроприводы обладают сравнительно высокой точностью позиционирования и жесткой фиксацией ротора в конце шага, даже если он короткозамкнутый и симметричный.

Однако из-за наличия двух источников питания разной частоты ω_1 и ω_2 при запуске исполнительного двигателя на заданную частоту шага Ω в первый полупериод движения ротора в кривых электромагнитного момента и скорости наблюдаются высокочастотные пульсации частоты $\omega_1 + \omega_2$, что вызывает дополнительные динамические потери в электромеханической системе и как следствие снижение её энергетических показателей.

С целью устранения перечисленных недостатков в данной статье рассматриваются вопросы формирования шагового режима работы двухфазного асинхронного электродвигателя за счет фазовой амплитудно-балансной модуляции питающих напряжений с использованием прерывания напряжения питания по одной из его обмоток.

На рис. 1 представлена функциональная схема электропривода на основе двухфазного асинхронного электродвигателя, реализующая шаговый режим работы за счет амплитудно-балансной модуляции фазных напряжений.

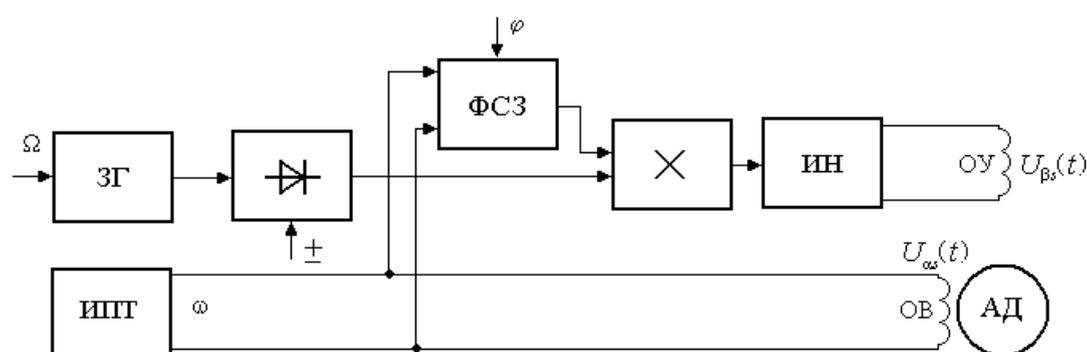


Рис. 1. Функциональная схема электропривода с шаговым движением вала

Она включает в себя: задающий генератор частоты шага (ЗГ); двухфазный асинхронный двигатель (АД) с обмотками управления (ОУ) и возбуждения (ОВ); сетевой источник переменного тока частоты ω (ИПТ); инвертор напряжения (ИН); регулируемое фазосдвигающее звено (ФСЗ); модулятор и однополупериодный выпрямитель.

Согласно функциональной схеме, шаговый режим работы в электроприводе достигается за счет питания обмотки возбуждения асинхронного двухфазного двигателя напряжением переменного тока (в качестве которой может выступать сеть):

$$U_{\alpha s}(t) = U_{m1} \cos(\omega t),$$

а обмотки возбуждения – пульсирующим напряжением, получаемым в результате амплитудно-балансной модуляции напряжения сети, сдвинутого относительно напряжения обмотки возбуждения на угол $\varphi = 90^\circ$ с выпрямленным на вентиле напряжением задающего генератора:

$$U_{\beta s}(t) = U_{m2} \sin(\omega t) \left\{ \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin(\Omega t) - \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\cos 2i(\Omega t)}{(2i-1)(2i+1)} \right\},$$

где U_{m1} , U_{m2} – амплитуды выходных напряжений ИПТ и ИН соответственно.

В результате в воздушном зазоре двухфазного АД формируется электромагнитное поле, результирующий вектор потокосцепления которого изменяется по закону

$$\chi_0(t) = \text{Arctg} \frac{U_{m1} \cos(\omega t)}{U_{m2} \sin(\omega t) \left\{ \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin(\Omega t) - \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\cos 2i(\Omega t)}{(2i-1)(2i+1)} \right\}}, \quad (1)$$

а сам ротор двигателя совершает шаговые движения $\chi(t)$ с частотой задающего генератора $\Omega = 2\pi f_{\text{ш}}$, где $f_{\text{ш}}$ – частота шага.

Из выражения (1) следует, что электромагнитное поле в воздушном зазоре исполнительного двигателя при амплитудно-балансной модуляции фазных напряжений не содержит гармонических составляющих суммарных частот, как это имеет место при фазовой модуляции. Величина шага (амплитуда χ_m) определяется амплитудными значениями питающих напряжений U_{m1} и U_{m2} с учетом параметров нагрузки, а частота – частотой задающего генератора ЗГ. Направление движения можно изменять за счет изменения полярности выходного напряжения выпрямителя.

С целью оценки влияния параметров нагрузки и функций регулирования на выходные параметры электропривода, а также сравнения фазового и амплитудно-балансного способов возбуждения шагового режима работы АД была разработана математическая модель в осях α , β , θ в прикладном программном пакете MathCAD.

$$\begin{pmatrix} t_{j+1} \\ i\alpha_{j+1} \\ i\beta_{j+1} \\ i\alpha_{j+1} \\ i\beta_{j+1} \\ \xi_{j+1} \\ \chi_{j+1} \\ M_{j+1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} t_j + \Delta t \\ i\alpha_j + \Delta t \left[as U_{m1} \cos(\omega t_j) - is\beta_j \xi_j Kr Ks \frac{1}{\sigma} - is\alpha_j as' - ir\beta_j \xi_j Ks \frac{1}{\sigma} + ir\alpha_j ar' Ks \right] \\ i\beta_j + \Delta t \left[as U_{m2} \sin(\omega t_j) \left\{ \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin(\Omega t_j) - \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\cos 2i(\Omega t_j)}{(2i-1)(2i+1)} \right\} + is\alpha_j \xi_j Kr Ks \frac{1}{\sigma} - is\beta_j as' + ir\alpha_j \xi_j Ks \frac{1}{\sigma} + ir\beta_j ar' Ks \right] \\ i\alpha_j + \Delta t \left[-as Kr U_{m1} \cos(\omega t_j) + is\alpha_j Kr as' + is\beta_j \xi_j Kr \frac{1}{\sigma} + ir\beta_j \xi_j \frac{1}{\sigma} - ir\alpha_j ar' \right] \\ i\beta_j + \Delta t \left[as Kr U_{m2} \sin(\omega t_j) \left\{ \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin(\Omega t_j) - \frac{2}{\pi} \sum_{i=1}^{\infty} \frac{\cos 2i(\Omega t_j)}{(2i-1)(2i+1)} \right\} - is\alpha_j \xi_j Kr \frac{1}{\sigma} + is\beta_j Kr as' - ir\alpha_j \xi_j \frac{1}{\sigma} - ir\beta_j ar' \right] \\ \xi_j + \Delta t \left[\frac{1}{J} (-Lm(is\beta_j ir\alpha_j - is\alpha_j ir\beta_j)) - R_{\text{мех}} \xi_j - C_{\text{мех}} \chi_j \right] \\ \chi_j + \Delta t \xi_j \\ Lm(is\beta_j ir\alpha_j - is\alpha_j ir\beta_j) \end{pmatrix}$$

где $i\alpha_j$, $i\beta_j$, $ir\alpha_j$, $ir\beta_j$ – мгновенные значения фазных токов; M_j , ξ_j , χ_j – электромагнитный момент, скорость и координата положения подвижного элемента исполнительного двигателя; as , as' , ar , ar' , Ks , Kr , σ , Lm – коэффициенты модели, определяемые параметрами электрической машины согласно

[3]; J , $C_{\text{мех}}$, $R_{\text{мех}}$ – коэффициенты инерционного, позиционного и демпфирующего усилия нагрузки; Δt – шаг итераций; j – порядковый номер расчетной точки.

При нулевых начальных условиях и отсутствии позиционной нагрузки ($C_{\text{мех}} = 0$) были проанализированы характеры изменения электромагнитного момента $M(t)$, скорости $\xi(t)$ и координаты движения подвижного элемента исполнительного двигателя $\chi(t)$, выполненного на базе асинхронной машины типа АИР71А2, номинальной мощностью 0,75 кВт (рис. 2). Полученные зависимости позволяют сравнить и оценить динамические процессы, протекающие в АД при шаговом режиме работы для случая амплитудно-балансной a и фазовой b модуляции, с прерыванием питания по одной из обмоток исполнительного двигателя.

Результаты исследований показали, что при запуске АД в режим шагового движения за счет амплитудно-балансной модуляции фазных напряжений в кривой электромагнитного момента не наблюдаются высокочастотные пульсации частоты сети, а также отсутствуют ударные токи в обмотках исполнительного двигателя.

Последнее объясняется тем, что при запуске свободные составляющие токов, определяющие в первый полупериод частоты Ω характер динамического процесса, не содержат, как это имеет место при фазовой модуляции, составляющих с частотой $\omega + \Omega$ [4].

Кроме того, установлено, что на низких частотах установившееся значение амплитуды шага при амплитудно-балансной модуляции превышает значение амплитуды при фазовой модуляции на 52% (см. рис. 2). Все это позволяет сделать вывод о снижении в случае амплитудно-балансной модуляции динамических потерь и улучшении энергетических свойств асинхронного электропривода.

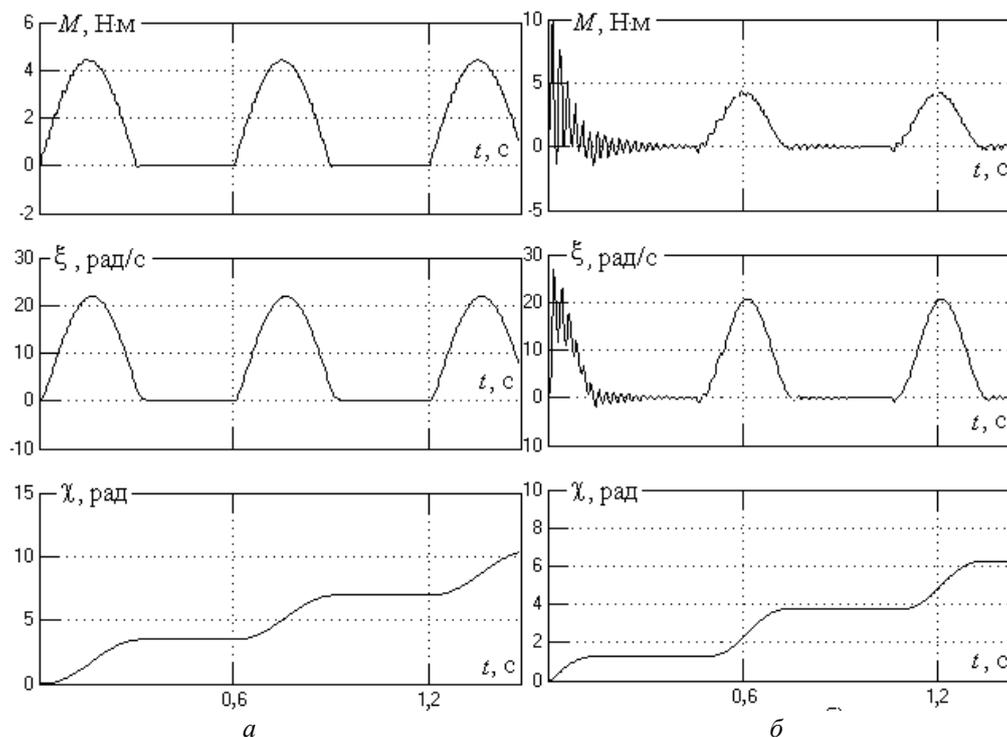


Рис. 2. Зависимости электромагнитного момента $M(t)$, скорости $\xi(t)$ и координаты движения подвижного элемента $\chi(t)$ исполнительного двигателя при запуске на частоту $\Omega = 12,56$ рад/с и $J = 2,6 \cdot 10^{-3}$ кг·м²; $R_{\text{мех}} = 0,2$ Н·м·с/рад: a – амплитудно-балансная модуляция; b – фазовая модуляция

Последние можно оценить по обобщенному коэффициенту полезного действия, который выступает как энергетический фактор комплексной оценки эффективности работы электромеханического преобразователя энергии

$$\eta = \frac{P_{\text{мех}}}{S} = \sqrt{\frac{P_{\text{мех, акт}}^2 + P_{\text{мех, реак}}^2 + P_{\text{мех, иск}}^2}{S}}$$

где $P_{\text{мех}}$, $P_{\text{мех, акт}}$, $P_{\text{мех, реак}}$, $P_{\text{мех, иск}}$ – полная механическая мощность асинхронного двигателя и ее активная и реактивная составляющие и мощность искажения при шаговом движении;

$S = \sqrt{P_{дв}^2 + Q_{дв}^2 + T_{дв}^2}$ – условно полная потребляемая мощность и ее активная и реактивная составляющие и мощность искажения.

Определение составляющих обобщенного коэффициента полезного действия удобно проводить, используя интегральные методы расчета по выражениям:

$$P_{мех} = \frac{1}{T} \left[\int_t^{t+T} M(t)^2 dt + \int_t^{t+T} \xi(t)^2 dt \right]^{0,5}, \quad P_{дв} = \frac{1}{T} \left[\int_t^{t+T} P_{\alpha s}(t)^2 dt + \int_t^{t+T} P_{\beta s}(t)^2 dt \right]^{0,5},$$

$$Q_{дв} = \frac{1}{T} \left[\int_t^{t+T} Q_{\alpha s}(t)^2 dt + \int_t^{t+T} Q_{\beta s}(t)^2 dt \right]^{0,5}, \quad T_{дв} = \frac{1}{T} \left[\int_t^{t+T} T_{\alpha s}(t)^2 dt + \int_t^{t+T} T_{\beta s}(t)^2 dt \right]^{0,5}.$$

В качестве примера на рис. 3 представлены расчетные зависимости энергетических характеристик АД при амплитудно-балансной и фазовой модуляции питающих напряжений при варьировании частотой шага Ω .

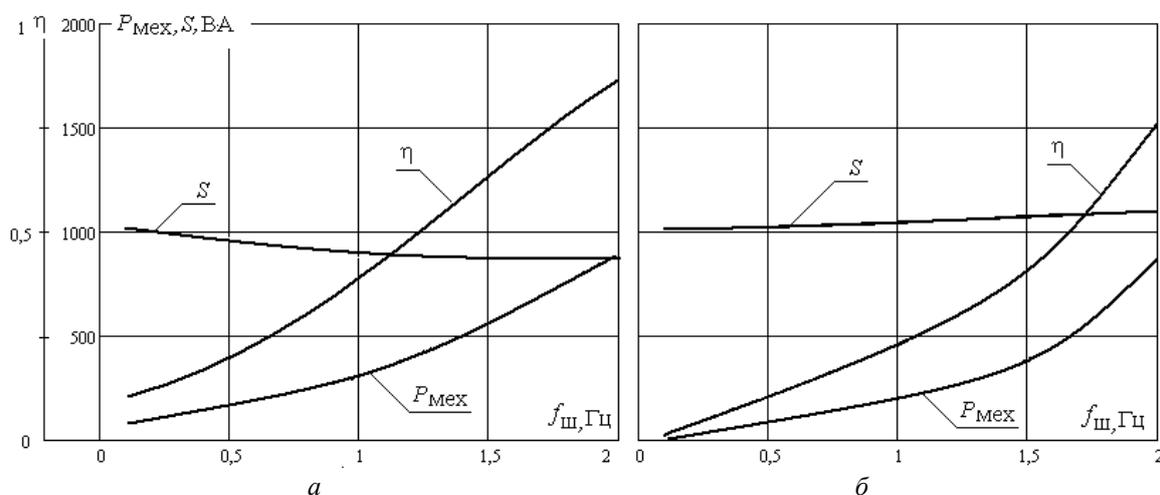


Рис. 3. Зависимости энергетических характеристик АД при шаговом режиме работы от частоты шага Ω : *а* – амплитудно-балансная модуляция; *б* – фазовая модуляция

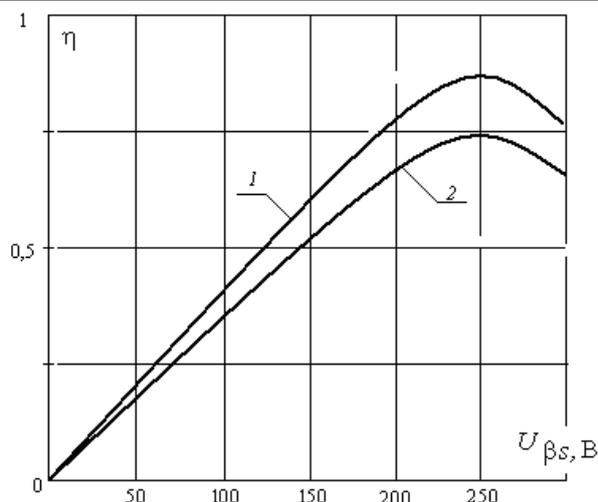
Они также построены при $C_{мех} = 0$ и $J = 2,6 \cdot 10^{-3}$ кг·м²; $R_{мех} = 0,2$ Н·м·с/рад. Несмотря на то, что выходные параметры электропривода при амплитудно-балансной модуляции выше, чем при фазовой модуляции и с увеличением частоты шага наблюдается снижение условно потребляемой мощности S (рис. 3), обобщенный коэффициент полезного действия превышает всего на 13%.

Установлено, что в обоих случаях при увеличении составляющих нагрузки, и в первую очередь инерционной, не наблюдается пропуска шагов, что характерно для электроприводов, выполненных на базе шаговых двигателей [5]. Так как рассеяние кинетической энергии при амплитудно-балансной модуляции фазных напряжений АД происходит в течение одного шага, то при реверсировании работа двигателя не нарушается.

Исследования показали, что наличие демпфирующей нагрузки $R_{мех}$ уменьшает величину χ_m и позволяет на высоких частотах (в пределах 10...20 Гц) стабилизировать величину шага, а внедрение позиционной нагрузки $C_{мех} \neq 0$, как и в случае фазовой модуляции, приводит к срыву формирования шагового режима. При этом подвижный элемент привода начинает совершать однонаправленные колебания относительно установившегося положения своей геометрической нейтрали с частотой Ω .

Результаты моделирования показали, что варьирование амплитудой напряжения одного из источников питания позволяет снизить значение полной условно потребляемой мощности и тем самым повысить при прочих равных условиях обобщенный коэффициент полезного действия. Рисунок 4 иллюстрирует данные выводы. Как видно, зависимости $\eta(U_m)$ имеют точки экстремума, что позволяет рекомендовать при практических разработках шаговых электроприводов снижение амплитуд питающих напряжений на 11–15%. Такие же результаты были получены при исследованиях электроприводов, работающих в режимах вынужденных колебаний и пульсирующего движения за счет различных видов модуляции питающих напряжений (токов).

Рис. 4. Зависимости обобщенного КПД электропривода от амплитуды питающего напряжения $U_{\beta s, m}$:
1 – амплитудно-балансная модуляция;
2 – фазовая модуляция



Выводы

1. Предложен метод формирования шагового режима работы асинхронного двигателя за счет амплитудно-балансной модуляции фазных напряжений с прерыванием питания по одной из его обмоток, что обеспечивает более высокие динамические и энергетические показатели электропривода.
2. Разработаны функциональная схема и математическая модель электропривода шагового движения, позволяющая исследовать специальные режимы работы асинхронных двигателей.
3. Показано, что предложенный метод обеспечивает в заданном частотном диапазоне безударный режим работы во время пуска, реверсирования и регулирования шага.
4. Предложено оценить энергетических показателей асинхронного двигателя при шаговом режиме работы производить по обобщенному коэффициенту полезного действия, составляющие которого целесообразно определять, используя интегральные методы расчета.

Литература

1. Петров И.И. Специальные режимы работы асинхронного электропривода / И.И. Петров, А.М. Мейстель. – М.: Энергия, 1968. – 264 с.
2. Пат. 88874 РФ. МПК Н 02 Р 7/00. Устройство для управления двухфазным асинхронным двигателем в режиме прерывистого движения / А.В. Аристов, Н.А. Воронина (РФ). – № 2009125766/22; заявл. 06.07.09; опубл. 20.11.09. – Бюл. № 32. – 6 с.
3. Копылов И.П. Электромеханические преобразователи энергии. – М.: Энергия, 1973. – 400 с.
4. Аристов А.В. Безударный пуск асинхронного электродвигателя // Изв. вузов. Электромеханика. – 1993. – № 5. – С. 52–57.
5. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями / Под общ. ред. М.Г. Чиликина. – М.: Энергия, 1971. – 624 с.

Аристов Анатолий Владимирович

Д-р техн. наук, профессор каф. электропривода и электрооборудования НИ ТПУ

Тел.: (382-2) 56-32-55

Эл. почта: Parist@sibmail.com

Эккерт Иван Александрович

Студент гр. 5АМ2Н Электроэнергетического института НИ ТПУ

Aristov A.V., Ekkert I.A.

The forming of step operation mode of an induction motor by amplitude balance modulation

In the paper we proposed the method of forming of step operation mode of an induction motor by amplitude modulation of phase voltage supply on one of the windings interruption. The functional circuit and mathematical model of drive is presented. The assessment of the impact load parameters on the output characteristics of drive and energy indicators is made.

Keywords: step motion drive, induction motor, amplitude-balance modulation, generalized performance factor.

УДК 621.313

М.Г. Персова, Ю.Г. Соловейчик, М.В. Гамадин, М.Л. Сердобинцева

Исследование влияния длины асинхронного электродвигателя на распределение магнитного поля и создаваемый им вращающий момент

Работа посвящена вычислительным схемам конечноэлементного моделирования трехмерных электромагнитных полей в асинхронных электродвигателях. Вычислительные схемы основаны на совместном использовании квазитрехмерной и трехмерной постановок. При этом квазитрехмерная постановка используется для моделирования электродинамического процесса в электродвигателе и включает в себя расчет электромагнитного поля в сечении двигателя, по которому осуществляется расчет токов в обмотках статора и ротора с учетом их замыкания в торцевых зонах. Трехмерная постановка основана на решении трехмерной нелинейной задачи магнитостатики, в которую в качестве источников передаются токи в обмотках статора и ротора, вычисленные в квазитрехмерной постановке. В работе приводится описание математического аппарата решения трехмерной задачи и метода расчета электромагнитной силы в объеме электрической машины. Приводятся результаты расчета объемной и поверхностной составляющих вращающего момента электромагнитной силы и их суммы для различных пространственных дискретизаций, демонстрирующих точность получаемого решения, а также сравнение значений вращающего момента, рассчитанного через распределение магнитной индукции, и момента, рассчитанного через баланс мощностей. Анализируются значения вращающих моментов, создаваемых электромагнитной силой на отдельных участках машины. Оценивается влияние длины асинхронного электродвигателя на распределение магнитного поля и создаваемый им вращающий момент. Показано, что влияние торцевых зон на значение магнитных потоков и на значение вращающего момента для конструкции электрической машины даже с длиной, вдвое меньшей ее диаметра, несущественно.

Ключевые слова: 3D-моделирование, электромагнитное поле, метод конечных элементов, асинхронный электродвигатель, квазитрехмерная постановка, нелинейные задачи, вращающий момент, метод скалярных потенциалов.

Использование современного компьютерного моделирования дает возможность практически полностью эмулировать работу электрической машины, причем с очень высокой точностью. Однако, это возможно при условии, что соответствующие программы компьютерного моделирования не только основаны на расчетах электромагнитного поля в объеме электрической машины с учетом насыщения магнитопровода, но и позволяют правильно учитывать особенности электрической цепи, рассчитывать электромагнитную силу по распределению электромагнитного поля в объеме электрической машины, скорость вращения ротора, делать соответствующие повороты ротора, а также выдавать важнейшие характеристики электрической машины: токи, мощности, потери, скорость и т.д. в различных нестационарных режимах в зависимости от изменения по времени уровня и частоты подаваемого напряжения. Такого рода подходы основаны на так называемом квазитрехмерном моделировании и были рассмотрены в работах [1–3].

Эти подходы учитывают замыкание токов в обмотках статора и ротора, но при этом не учитывают, что длина магнитопровода ограничена и в поперечных сечениях, близких к торцевым зонам, распределение магнитного поля отличается от распределения поля в сечениях в центральной части машины. В связи с этим остается вопрос о влиянии ограниченности длины машины на магнитное поле и, как следствие, на распределение электромагнитной силы и вычисленного с ее использованием вращающего момента. Этим вопросам и будет посвящена данная статья.

Математический аппарат моделирования трехмерных полей в асинхронных электродвигателях. Для расчета трехмерных нелинейных магнитных полей будет использован метод полного и неполного скалярных потенциалов [4–6], который заключается в определении напряженности магнитного поля в областях, соответствующих ферромагнетикам, с помощью антиградиента полного скалярного потенциала, а в остальных областях – в виде суммы напряженности магнитного поля в

вакууме и антиградиента неполного скалярного потенциала. При этом для сокращения вычислительных затрат (без потери точности решения) источники поля могут быть заданы в виде токовых линий [6], расположенных в пазах статора и ротора, а также в виде токовых линий, замыкающих обмотки статора в торцах машины и образующих бандажные кольца для короткозамкнутых обмоток ротора.

В целом, процесс 3D-моделирования, выполняемый с целью оценки влияния ограниченной длины машины, выглядит следующим образом. Вначале с использованием квазитрехмерного моделирования выполняется расчет электродинамического процесса, в ходе которого в том числе вычисляются и мгновенные значения токов в обмотках статора и ротора. Затем эти значения токов на каждом временном слое подставляются в качестве источников в трехмерную задачу магнитостатики (решаемую методом полного и неполного скалярных потенциалов), где рассчитывается трехмерное магнитное поле и на основе его распределения в активном объеме электрической машины вычисляются значения магнитных потоков и вращающего момента. Полученные значения сравниваются с значениями, вычисленными в ходе квазитрехмерного моделирования.

Математическая модель, на которой основана программная система квазитрехмерного моделирования, приведена в работах [1–2].

Система уравнений, определяющая магнитное поле и токи в электрической машине, решается с использованием метода конечных элементов с использованием метода Ньютона для учета нелинейности, связанной с зависимостью магнитной проницаемости магнитопровода от магнитной индукции.

В каждый момент времени вычисляются мгновенные значения токов для каждой ветки фазы статора, а также для каждого стержня беличьей клетки и участка бандажного кольца.

При передаче данных в программную систему, реализующую решение трехмерной задачи, токи, полученные в стержнях беличьей клетки (или нескольких клеток) приписываются к соответствующим токовым линиям, расположенным в пазах ротора, а токи, полученные на участках бандажного кольца – к токовым линиям, соединяющим токовые линии, расположенные в пазах ротора. Аналогично токи, полученные в ветках обмотки статора, приписываются к соответствующим токовым линиям, расположенным в пазах статора, и замыкающим их линиям в торцах машины.

Приведем общие соотношения для расчета электромагнитной силы. Электромагнитная сила $\mathbf{F}^M(t)$, порождаемая изменением магнитного поля в роторе, складывается из объемной силы $\mathbf{F}^{MV}(t)$ и поверхностной силы $\mathbf{F}^{MS}(t)$. При этом вращающий момент $F_V^M(t)$ силы $\mathbf{F}^M(t)$ вычисляется как сумма моментов $F_V^{MV}(t)$ объемной силы и $F_V^{MS}(t)$ поверхностной силы. Момент объемной силы может быть вычислен по формуле [7–8]:

$$F_V^{MV}(t) = \int_{\Omega^P} \frac{1}{2} \frac{\mu(\mathbf{B}(t)) - \mu_0}{\mu(\mathbf{B}(t))\mu_0} \left(\text{grad}(\mathbf{B}^2(t)) \cdot \mathbf{v} \right) |l| d\Omega, \quad (1)$$

где Ω^P – подобласть расчетной области Ω , соответствующая магнитопроводу ротора; $|l|$ – плечо; \mathbf{v} – перпендикулярный плечу единичный вектор, направленный против часовой стрелки. Выражение для момента $F_V^{MS}(t)$ поверхностной силы может быть получено из формулы (1) с учетом разрыва касательной составляющей вектора индукции \mathbf{B} на границе между железом и воздухом:

$$F_V^{MS}(t) = \int_S \frac{1}{2} \left(\frac{\mu(\mathbf{B}(t))}{\mu_0} - 1 \right)^2 \left(\frac{B_\tau(t)}{\mu(\mathbf{B}(t))} \right)^2 \mu_0 |l| \cos \alpha dS, \quad (2)$$

где S – объединение границ между магнитопроводом ротора и воздушным зазором; $B_\tau(t)$ – касательная к ребру составляющая вектора магнитной индукции, вычисленная со стороны магнитопровода; α – угол между внешней (направленной в сторону воздуха) нормалью к границе и вектором \mathbf{v} .

Трехмерное моделирование выполняется с использованием базисных функций первого порядка, поэтому распределение магнитной индукции, вычисленное как антиградиент скалярного потенциала, является разрывным. Поэтому для получения непрерывного распределения магнитной индукции (чтобы вычислить ее производную в соотношении (1)) был использован согласованный результат [5] – функция w^h , которая является линейной комбинацией базисных функций ψ_i , с помощью которых было построено конечноэлементное решение, и минимизирующая следующий функционал:

$$\int_{\Omega} (B_{\xi} - w^h)^2 d\Omega, \quad (3)$$

где B_{ξ} – соответствующая компонента вектора магнитной индукции, вычисленная путем дифференцирования конечноэлементного решения.

Представив w^h в виде линейной комбинации $w^h = \sum_{i=1}^n q_i^w \psi_i$, получим, что минимизация функционала (3) эквивалентна решению системы линейных алгебраических уравнений (СЛАУ)

$$\mathbf{A} \mathbf{q}^w = \mathbf{b}, \quad (4)$$

где компоненты матрицы и вектора правой части ищутся в виде соотношений

$$A_{ij} = \int_{\Omega} \psi_i \psi_j d\Omega, \quad (5)$$

$$b_i = \int_{\Omega} \psi_i B_{\xi}(x, y, z) d\Omega. \quad (6)$$

Интегралы в соотношении (6) также вычисляются по конечным элементам, а функция $B_{\xi}(x, y, z)$ считается константой на конечном элементе и берется в его центре. Заметим, что при выводе компонент магнитной индукции согласованный результат строится только по подобласти, соответствующей ротору (а при необходимости и по другим подобластям, но отдельно), поскольку соответствующие компоненты индукции магнитного поля являются разрывными на границах подобластей с различными коэффициентами магнитной проницаемости.

Для вычисления поверхностной составляющей электромагнитной силы строится список граней между конечными элементами ротора и воздуха, а также вычисляются внешние нормали к ним. При вычислении поверхностной составляющей берутся значения индукции магнитного поля с центров конечных элементов ротора, граничащих с воздухом.

Таким образом, в ходе решения трехмерной задачи для каждого положения ротора и токов, соответствующих текущему моменту времени, выполняется расчет трехмерного поля, в ходе которого выполняются следующие действия:

1) осуществляется построение трехмерной сетки для заданного положения ротора путем тиражирования двумерной сетки; построение списков ребер и граней на границах полного и неполного скалярного потенциалов. При этом для граней, помимо глобальных номеров узлов, образующих грань, сохраняются номера конечных элементов, которым принадлежит эта грань (поскольку при вычислении силы нужны будут только грани ротора, а для вычисления поверхностных интегралов при расчете трехмерного поля нужны все грани между подобластями полного и неполного скалярных потенциалов);

2) вычисляется функция разрыва скалярного потенциала [5];

3) вычисляется трехмерное магнитное поле в объеме машины через решение соответствующей нелинейной задачи [5];

4) выполняется построение согласованного результата и вычисление значений магнитной проницаемости на конечных элементах, попадающих в подобласть ротора;

5) выполняется расчет вращающего момента электромагнитной силы.

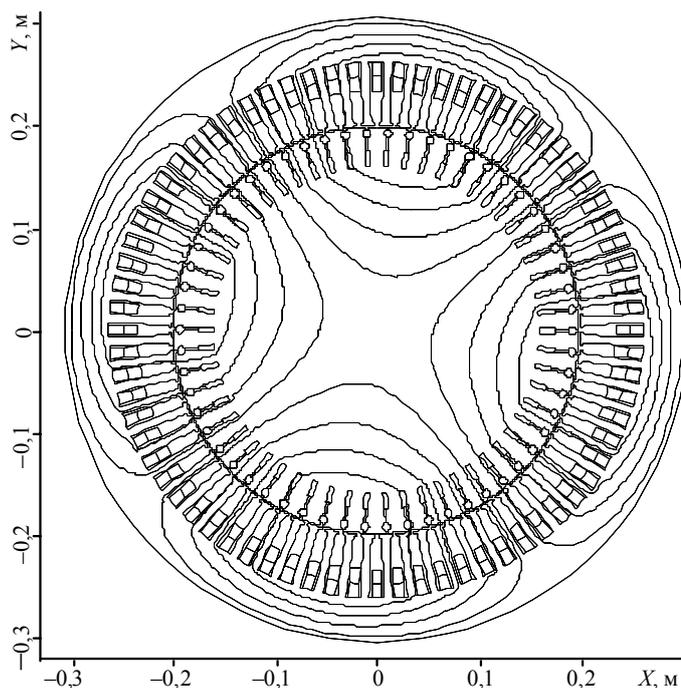
Способы и Результаты оценки точности 3D-моделирования. В данной работе приведем результаты вычислительных экспериментов для конструкции трехфазного двухскоростного асинхронного электродвигателя АДКВ-200/65-1140-4/12, вид поперечного сечения которого показан на рис. 1. На этом же рисунке показана картина распределения силовых линий магнитного поля в некоторый момент времени.

Тестирование процедуры трехмерного моделирования проводилось путем сравнения значений индукции магнитного поля, полученных в квазитрехмерной постановке, и значений индукции, полученных в трехмерной постановке для машины бесконечной длины. Машина бесконечной длины была получена путем задания однородных естественных краевых условий на границах трехмерной области, перпендикулярных оси машины. Токовые линии, расположенные в пазах статора и ротора, также задавались бесконечно длинными. Их замыкания на торцах машины для этой ситуации, естественно, не задавались.

Еще раз отметим, что при решении задачи в квазитрехмерной постановке электромагнитное поле описывается с помощью z -компоненты вектор-потенциала \mathbf{A} , а в трехмерной – с помощью скалярного потенциала U . При этом значения вектора индукции магнитного поля в железе ротора в квазитрехмерной постановке вычисляются как $\text{rot}\mathbf{A}$, а в трехмерной постановке – как $-\mu\text{grad}U$.

Таким образом, совпадение (естественно с учетом вычислительной погрешности) результатов расчетов в этих принципиально различных постановках друг к другу будет свидетельствовать о правильности программной реализации их обеих, а также о достаточной точности получаемых решений.

Рис. 1. Сечение исследуемой конструкции и распределение магнитного поля

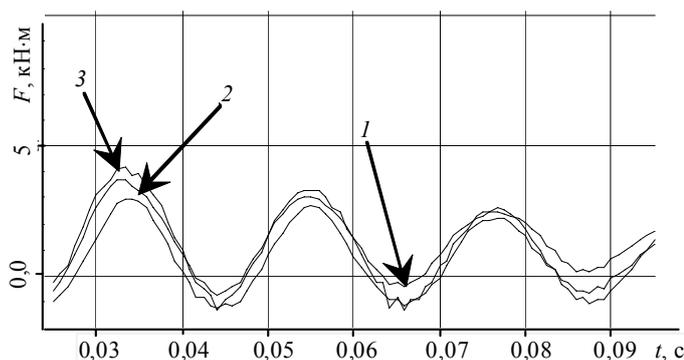


В ходе вычислительных экспериментов было получено, что отличие значений модуля вектора магнитной индукции, полученных в различных постановках, в максимумах не превышает 3–4%, при этом интегральные характеристики (например, магнитные потоки через обмотку статора) совпадают гораздо лучше – их отличия не превышают 0,5%.

Было также выполнено сравнение значений вращающих моментов, вычисленных по магнитному полю, полученному с использованием различных постановок для машины бесконечной длины.

На рис. 2 приведены значения вращающего момента, рассчитанные в двумерной и в трехмерной постановках, а также значения баланса мощностей (деленного на соответствующие мгновенные значения угловой скорости), являющегося контролем точности вычисления электромагнитной силы (подробнее об этом см., например, в работе [8]).

Рис. 2. Мгновенные значения вращающего момента, рассчитанного в квазитрехмерной (кривая 1) и в трехмерной (кривая 2) постановках через распределение магнитной индукции, и момента, рассчитанного через баланс мощностей (кривая 3) в квазитрехмерной постановке



Из приведенных результатов расчетов видно, что в целом суммарный вращающий момент, рассчитанный в обеих постановках, совпадает практически так же, как совпадает вращающий момент, рассчитанный в двумерной постановке через распределение магнитной индукции в роторе и через баланс мощностей.

Заметим также, что для получения вращающего момента в трехмерной постановке потребовались гораздо более подробные сетки в поперечном сечении, чем для расчета вращающего момента в двумерной постановке.

Результаты вычислительных экспериментов. В данном разделе проанализируем влияние длины асинхронного электродвигателя на распределение магнитного поля и создаваемый им вращающий момент.

В работе [9] были приведены результаты сравнения значений магнитных потоков через обмотку статора, полученных в квазитрехмерной и трехмерной постановках для машины длиной 1,07 м. Было показано, что их отличие в среднем не превышает 2%. Этот результат был в [9] косвенно подтвержден сравнением экспериментальных и расчетных данных, полученных при работе асинхронной электрической машины (рис. 1) под различными нагрузками. В результате сравнения было получено совсем небольшое отличие в экспериментальных и расчетных данных: в значениях токов оно не превышало 4%, а в значениях потребляемой мощности – 3%. При этом можно также заметить, что, в основном, расчетные значения токов меньше экспериментальных.

Полученный в [9] результат косвенно свидетельствовал о том, что для рассматриваемых размеров электрической машины влияние торцевых зон, скорее всего, не существенно и данные, полученные в результате моделирования электродинамических процессов с использованием квазитрехмерной постановки, вполне адекватно отражают реальный процесс. Однако, чтобы окончательно подтвердить это, необходимо сравнить значения вращающихся моментов.

Прежде чем сравнивать вращающиеся моменты, оценим точность их вычисления в трехмерной постановке. Вычислительные эксперименты, результаты которых были описаны в предыдущем разделе статьи, подтвердили достаточную подробность пространственной дискретизации в плоскости XU . Теперь определим количество и расположение в трехмерной сетке плоскостей по Z , требуемых для получения решения с высокой точностью. Рассмотрим электрическую машину с уменьшенной вчетверо длиной.

Для определения количества и расположения в трехмерной сетке плоскостей по Z была проанализирована точность решения на нескольких сетках. В качестве первой сетки была выбрана сетка с 13-ю плоскостями по z и сгущением к границе между железом и воздухом.

Сетка 2 была получена дроблением сетки 1 в железе и в воздухе. Сетки 3 и 4 были получены дроблением в железе и в воздухе по отдельности. Сетка 5 была построена с учетом полученных результатов на сетках 1–4 – она была раздроблена примерно вдвое в железе и в воздухе по отношению к сетке 4. В табл. 1 приведены результаты расчета объемной и поверхностной составляющих вращающего момента и их суммы для различных дискретизаций по оси Z .

Таблица 1

Результаты расчета объемной и поверхностной составляющих вращающего момента и их суммы для различных дискретизаций по оси Z

Момент силы	Сетка 1	Сетка 2	Сетка 3	Сетка 4	Сетка 5
$F_V^{MV}(t)$	905,04	898,47	904,98	898,80	897,76
$F_V^{MS}(t)$	-817,64	-813,8	-817,1	-814,39	-812,97
$F_V^M(t)$	87,4	84,67	87,88	84,41	84,79

Из приведенных результатов видно, что основное влияние на вращающий момент оказало дробление сетки в воздухе. Так, из первых четырех сеток наиболее подходящей оказалась сетка 4 – рассчитанное на ней значение вращающего момента совпадает с удвоенной сеткой (сеткой 2). При этом удвоение сетки 4 (это сетка 5) не привело к значимому изменению вращающего момента, что свидетельствует о том, что сетка 4 является достаточной для исследования влияния торцевых зон на значение вращающего момента.

В табл. 3 приведены значения вращающего момента по отдельным участкам машины и значения его плотности (т.е. приведенного к единице длины машины), рассчитанные на сетке 5. Заметим, что плотность вращающего момента, рассчитанного для бесконечной машины, составила 6630 Н·м. Из приведенных в табл. 2 результатов расчета видно, что влияние трехмерности наблюдается лишь до удаления 1 см от торцевой части машины.

На рис. 3 приведены мгновенные значения силы, рассчитанные для бесконечной и ограниченной конструкции электрической машины в режиме разгона.

Как видно из результатов расчетов, приведенных на рис. 3, влияние торцевых зон на значения вращающего момента несущественно – оно сопоставимо с погрешностью расчетов. При уменьшении длины конструкции в два (в результате чего она стала практически совпадающей с диаметром) и даже в четыре раза влияние торцевых зон на вращающий момент также оказалось незначительным.

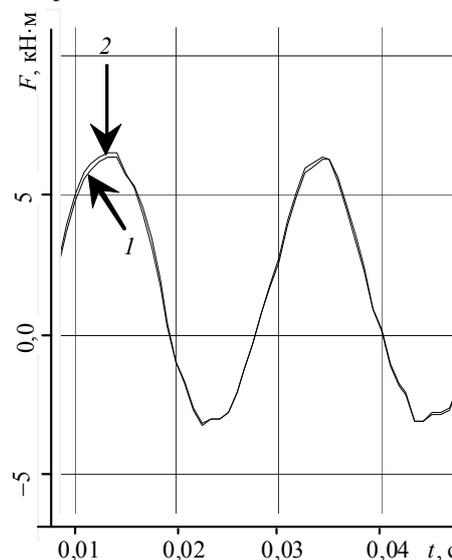
Таблица 2

Распределение вращающего момента и его плотности по участкам машины

Координаты участков машины по Z	Значение вращающего момента для заданного участка машины	Значение средней плотности вращающего момента для заданного участка машины
0 – 0,046	304,78	6626,50
0,046 – 0,071	163,18	6623,49
0,071 – 0,0890	121,66	6617,13
0,0890– 0,1027	90,67	6608,87
0,1027 – 0,113	67,66	6608,53
0,113 – 0,1206	50,89	6660,51
0,1206 – 0,1263	38,85	6812,65
0,1263 – 0,1306	31,85	7484,27
0,1306 – 0,13375	28,21	8883,86

Отметим, что при решении задачи в квазитрехмерной постановке для сходимости процесса по нелинейности, как правило, требовалось 4–6 итераций. При решении же трехмерной нелинейной задачи методом Ньютона требовалось порядка 9–15 итераций. При этом на каждом шаге по нелинейности осуществлялся поиск значения параметра релаксации, обеспечивающего невозрастание невязки для нелинейной задачи. Пороговое значение невязки при решении СЛАУ, получаемой в результате линеаризации на каждом шаге метода Ньютона, было взято равным 10^{-10} (для его достижения при использовании локально-оптимальной схемы с предобуславливанием неполным разложением Холесского [5] для моделирования процесса разгона требовалось 800–900 итераций), а значение невязки по нелинейности – 10^{-6} .

Рис. 3. Мгновенные значения вращающего момента, рассчитанные для бесконечной (с приведением к заданной длине – кривая 1) и ограниченной (кривая 2) конструкции электрической машины исходной длины



Заключение. По результатам проведенных исследований можно утверждать, что влияние торцевых зон на значения магнитных потоков и на значение вращающего момента для конструкции электрической машины даже с длиной, вдвое меньшей ее диаметра, несущественно, и поэтому для моделирования электродинамических процессов и расчетов всех характеристик асинхронного тягового электродвигателя в различных режимах его работы достаточно использования квазитрехмерного моделирования [1–2]. Учет же трехмерной геометрии рассмотренной электрической машины необходим, в основном, при расчете потерь, вызываемых вихревыми токами в ее торцевых зонах.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации.

Литература

- Персова М.Г. Численное моделирование электромагнитных процессов в электродвигателях с учетом движения ротора // *Электричество*. – 2007. – № 8. – С. 54–58.
- О новом подходе к проектированию электрических машин на основе численного моделирования / З.С. Темлякова, М.Г. Персова, Ю.Г. Соловейчик, Р.В. Петров, В.В. Гречкин // *Электротехника* – 2007. – № 9. – С. 15–21.
- Ho S.L. Analysis of indirect temperature-rise tests of induction machines using time stepping finite element method / S.L. Ho, W.N. Fu // *IEEE Transactions On Energy Conversion*. – March, 2001.– Vol. 16, № 1. – P. 55–60.
- Silvester P.P. Finite elements for electrical engineers / P.P. Silvester, R.L. Ferrari. – Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 1996. – 494 p.
- Соловейчик Ю.Г. Метод конечных элементов для решения скалярных и векторных задач / Ю.Г. Соловейчик, М.Э. Рояк, М.Г. Персова. – Новосибирск: НГТУ, 2007. – 896 с.

6. Гамадин М.В. О расчете трехмерных нелинейных магнитных полей в электрических машинах // М.В. Гамадин, М.Г. Персова. – Научный вестник НГТУ. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2009. – № 2. – С. 149–156.
7. Матвеев А.Н. Электричество и магнетизм. – М.: Высшая школа, 1983. – 463 с.
8. Расчет вращающего момента при численном моделировании процесса разгона асинхронных двигателей / М.Г. Персова, Ю.Г. Соловейчик, З.С. Темлякова, М.В. Гамадин. – Транспорт: наука, техника, управление.– 2010. – № 8. – С. 38–41.
9. Компьютерное моделирование работы тяговых асинхронных электродвигателей на основе квазитрехмерных и трехмерных моделей электромагнитного поля / М.Г. Персова, Ю.Г. Соловейчик, З.С. Темлякова, М.В. Абрамов, Д.В. Вагин, М.В. Гамадин // Транспорт: наука, техника, управление. – 2011. – № 12. – С. 3–7.

Персова Марина Геннадьевна

Д-р техн. наук, профессор каф. прикладной математики НГТУ

Тел.: (383-3) 46-27-76

Эл. почта: persova@ami.nstu.ru

Соловейчик Юрий Григорьевич

Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. прикладной математики НГТУ

Тел.: (383-3) 46-27-76

Эл. почта: soloveychik@ami.nstu.ru

Гамадин Максим Викторович

Канд. техн. наук, мл. науч. сотрудник каф. инженерной математики НГТУ

Тел.: (383-3) 46-27-76

Эл. почта: gamma@inbox.ru

Сердобинцева Марина Львовна

Аспирант каф. прикладной математики НГТУ

Тел.: (383-3) 46-27-76

Эл. почта: sannidel@yandex.ru

Persova M.G., Soloveichik Yu.G., Gamadin M.V., Serdobintseva M.L.

Analysis of the Asynchronous Electrical Motor Length Effect on the Magnetic Field Distribution and on the Force Torque Created by This Field

This article is devoted to the finite element schemes of 3D modeling of electromagnetic fields in asynchronous motors. These calculation schemes are based on the joint use of quasi 3D and 3D formulations. The quasi 3D formulation is used for modeling the electrodynamic process in a motor and includes the calculation of the electromagnetic field in the cross-section of the motor. This electromagnetic field calculation is used for evaluation of the stator and the rotor currents with their closure at the end zones of a motor taking into account. The 3D formulation is based on solving a 3D nonlinear task of magnetostatics in which the currents in stator and rotor windings are calculated in the quasi 3D formulation and used as sources. The mathematical apparatus for solving a 3D problem and the method of calculating the electromagnetic force in the volume of an electrical machine are described in the article. The results concerning the calculation of the volume and surface components of the electromagnetic force torque and their sum for different space discretizations are given. It shows the accuracy of the results obtained. The comparison of the force torque calculated using the distribution of magnetic induction and the force torque calculated using through the balance of powers is given. The values of the torques produced by the electromagnetic force in separate sections of the electric machine are analyzed. The effects of the length of an asynchronous electrical motor on the magnetic field distribution and on the force torque created by this field are evaluated. It is shown that the influence of the end zones of the motor structure on the value of magnetic fluxes and the value of the force torque when designing an electric machine is insignificant, even if the length of this electric machine is half its diameter.

Keywords: 3D modelling, electromagnetic field, finite element method, asynchronous electrical motor, quasi 3D formulation, nonlinear tasks, force torque, total scalar potential method, non-total scalar potential method.

УДК 681.511.2

А.Н. Корюкин, А.А. Воевода

Наибольшая степень устойчивости двухмассовой системы для регуляторов пониженного порядка

Эта работа о наибольшей (максимальной, предельной) степени устойчивости произвольной одноканальной двухмассовой системы, управляемой ПИД-регулятором и его обобщением, числитель передаточной функции которого – полином степени не более чем 2, а знаменатель – полином степени 1. Управляющая сила приложена к массе, ближайшей к неподвижному основанию. Выход – отклонение той же массы. Трением пренебрегаем. Исследование проводилось для любого объекта из всего класса перечисленных выше управляемых объектов. Для обобщенного ПИД-регулятора при поиске наибольшей устойчивости можно ограничиться регуляторами, для которых на правой вертикали характеристического полинома находится четырёхкратный корень; ПИД-регуляторами с двукратной комплексной парой на правой вертикали. Приведен пример вычисления наибольшей степени устойчивости, корней характеристического полинома, самого полинома, регулятора, обеспечивающего наибольшую устойчивость. В работе изложена методика исследования наибольшей степени устойчивости и регуляторов пониженного порядка, обеспечивающих эту устойчивость, которая может помочь при исследовании устойчивости и для других классов управляемых одноканальных систем пониженного порядка.

Ключевые слова: модальный синтез, регуляторы пониженного порядка, устойчивость по Гурвицу, наибольшая степень устойчивости, максимальная степень устойчивости, предельная степень устойчивости.

Наиболее разработанной частью теории автоматического управления является теория линейных систем, изучающая управление объектами, для которых связь состояний и управляющих сил описывается системой обыкновенных линейных дифференциальных уравнений. Несмотря на относительную простоту постановки и почтенный возраст, линейная теория управления далеко не закончена, и в ней по-прежнему много нерешённых задач. Некоторое представление о проблемах линейной теории управления может дать обзор [1].

Одно из основных направлений теории линейных систем, опирающееся ещё на работу Ляпунова [2] и развитое в первой половине XIX в. (1892 г.), – обеспечение устойчивости движения. Работ по устойчивости очень много.

В инженерной практике всегда было важно использовать как можно более простые регуляторы: ведь их дешевле и проще изготовлять, и поэтому около 95% промышленных регуляторов составляют ПИД-регуляторы. При управлении же с помощью простых регуляторов чаще всего сразу даже неясно, можно ли обеспечить устойчивость вообще.

Одно из основных и давних направлений линейной теории управления – регуляторы пониженного порядка [3] и их обеспечение устойчивости [4]. С этим связано понятие «степень устойчивости» (модуль максимума вещественных частей устойчивого характеристического полинома).

Часто требуется подобрать параметры регулятора так, чтобы колебания затухали наиболее быстро. В линейной теории это можно попытаться сделать, сдвинув на комплексной плоскости корни характеристического полинома как можно левее. В этой ситуации часто говорят о максимальной степени устойчивости. Существуют сотни публикаций о максимальной степени устойчивости. Одна из наиболее цитируемых из них – работа [5].

Обычно задачу обеспечения устойчивости решают для конкретного объекта, предлагая при изменении параметров объекта искать регулятор по образцу (следуя по указанному пути). Но изменение параметров объекта может существенно изменить ситуацию, и поэтому не всегда нужно следовать указанному образцу. Поэтому важно качественно рассматривать задачи устойчивости не для конкретного объекта управления, а для класса похожих объектов. Эта задача не новая, но существенно труднее.

Основные работы авторов по поиску максимальной степени устойчивости: [6–12]. В этих работах максимальная степень устойчивости ищется для некоторых классов объектов. Им предшествует работа [13], в которой исследование проводится для конкретных объектов.

Данная работа поясняет и продолжает исследование [6, 7] наибольшей степени устойчивости для произвольной одноканальной двух массовой системы без трения, в случае, когда управляющая сила действует на массу, ближайшую к неподвижной основе, и наблюдаем за отклонением этой же массы, для ПИД-регулятора и его обобщения, обеспечивающих эту устойчивость. Из этого изложения понятно, как вычислить наибольшую степень устойчивости и регуляторы, обеспечивающие эту устойчивость.

Изложена также инструкция по вычислению наибольшей степени устойчивости и регуляторов, обеспечивающих эту устойчивость, на конкретных примерах.

Данная работа и исследования [6, 7] могут служить образцом основной методики исследования и вычисления наибольшей степени и регулятора пониженного порядка, обеспечивающих эту устойчивость, и для других классов управляемых одноканальных систем пониженного порядка.

Постановка задачи: от объекта до характеристического полинома. К неподвижной основе пружинкой жесткости k_1 прикреплена точечная масса m_1 , а к ней пружинкой жесткости k_2 прикреплена точечная масса m_2 . Далее x_1, x_2 – отклонения масс от положения равновесия; u_1, u_2 – управляющие силы. Это одноканальная система: управляющая сила действует только на первую массу ($u_2 = 0$); выход – отклонение той же массы от положения равновесия. Трение пренебрежительно мало.

Объект управляется обобщенным ПИД-регулятором, или регулятором 2/1, числитель передаточной функции которого – полином степени не более чем 2, знаменатель – полином степени 1. Цель данной работы – качественное исследование и поиск ПИД- и 2/1-регуляторов, обеспечивающих наибольшую устойчивость по Гурвицу двухмассовой системы. То есть для каждого объекта нужно подобрать параметры регулятора так, чтобы максимум вещественных частей корней характеристического полинома был наименьшим.

Так как $u_2 = 0$ и нет трения, то при отсутствии возмущений движение двухмассовой системы удовлетворяет следующей системе дифференциальных уравнений:

$$m_1 \ddot{x}_1 + k_1 x_1 + k_2 (x_1 - x_2) = u_1, \quad m_2 \ddot{x}_2 + k_2 (x_2 - x_1) = 0,$$

или $(s^2 m_1 + k_1 + k_2)x_1 - k_2 x_2 = u_1, \quad -k_2 x_1 + (s^2 m_2 + k_2)x_2 = 0.$

Здесь символ s действует на функции от времени дифференцированием по времени. Подействуем на первое из двух последних равенств полиномом $s^2 m_2 + k_2$; последнее помножим на $-k_2$. Получившиеся равенства сложим. Получим $D_{ob} x_1 = N_{ob} u_1$, где $D_{ob} = s^4 + (p_2 + p_0 + p_1)s^2 + p_1 p_0$ – знаменатель передаточной функции объекта (полином от s); $N_{ob} = n_1 (s^2 + p_0)$ – числитель передаточной функции объекта (полином от s); $n_1 = 1/m_1, n_2 = 1/m_2$ – обратные к массам;

$$p_0 = n_2 k_2, \quad p_1 = n_1 k_1, \quad p_2 = n_1 k_2. \quad (1)$$

Числитель передаточной функции регулятора: $N_c = b_0 + b_1 s + b_2 s^2$ (произвольный полином от s степени 2); знаменатель: $D_c = s + c$ (произвольный полином от s степени 1 со старшим коэффициентом 1). Частный случай регулятора, при $c = 0$, называют ПИД-регулятором. Характеристический полином

$$f(s) = D_{ob} D_c + N_{ob} N_c = s^5 + (n_1 b_2 + c)s^4 + (p_1 + p_2 + n_1 b_1 + p_0)s^3 + (p_1 c + n_1 p_0 b_2 + p_0 c + p_2 c + n_1 b_0)s^2 + (n_1 p_0 b_1 + p_1 p_0)s + n_1 p_0 b_0 + p_1 p_0 c.$$

Связи коэффициентов характеристического полинома. Введём обозначения коэффициентов характеристического полинома:

$$f(s) = s^5 + k_1 s^4 + k_2 s^3 + k_3 s^2 + k_4 s + k_5.$$

Приравняем коэффициенты полинома в двух последних формулах. Получим систему пяти уравнений, линейную относительно параметров регулятора (их четыре). Исключим из этой системы

параметры регулятора. Получим 4 формулы для вычисления параметров регулятора через параметры объекта и коэффициенты k_i :

$$c = -\left(p_0^2 k_1 + k_5 - k_3 p_0\right) / \left(p_2 p_0\right), \quad (2)$$

$$b_0 = \frac{p_1 p_0^2 k_1 + p_1 k_5 - p_1 k_3 p_0 + k_5 p_2}{p_2 n_1 p_0}, \quad b_1 = \frac{-p_1 p_0 + k_4}{n_1 p_0}, \quad b_2 = \frac{p_0^2 k_1 + p_2 k_1 p_0 + k_5 - k_3 p_0}{p_2 n_1 p_0} \quad (3)$$

и единственную связь коэффициентов характеристического полинома

$$-p_0^2 - p_2 p_0 - k_4 + k_2 p_0 = 0. \quad (4)$$

Полиномы $f(s)$ – произвольные со старшим коэффициентом единица и с единственной связью (4) на коэффициенты. Теперь задача поиска наилучшей устойчивости по Гурвицу сводится к тому, чтобы при фиксированных параметрах объекта в классе этих полиномов найти тот, у которого корни располагаются как можно левее.

Заметим, что в единственной связи коэффициентов полинома $f(s)$ используется только два параметра объекта, хотя сам объект четырёхмерный. То есть наилучшее управление нашим четырёхмерным объектом определяется двумя параметрами.

На самом деле число параметров, используемых для поиска наилучшего управления, можно сократить до одного. А именно, все используемые параметры, переменные и коэффициенты имеют размерность. Размерность переменной s обратна времени. Вполне естественно выбрать единицу a измерения переменной s , связанную с объектом управления. Тогда $s = S a$, где S – безразмерная величина, $\frac{1}{a^5} f(s) = \frac{1}{a^5} f(Sa) = S^5 + \frac{k_1}{a} S^4 + \frac{k_2}{a^2} S^3 + \frac{k_3}{a^3} S^2 + \frac{k_4}{a^4} S + \frac{k_5}{a^5}$.

Последний полином обозначим через $F(S)$, а его коэффициенты – через K_i ($i = 1, 2, 3, 4, 5$):

$$F(S) = S^5 + K_1 S^4 + K_2 S^3 + K_3 S^2 + K_4 S + K_5. \quad (5)$$

Имеем: $k_i = K_i a^i$, а связь (4) коэффициентов полинома $f(s)$ равносильна следующей связи коэффициентов полинома $F(S)$:

$$-p_0^2 - p_2 p_0 - K_4 a^4 + K_2 a^2 p_0 = 0, \quad \text{или} \quad -\left(p_0^2 + p_2 p_0\right) / a^4 - K_4 + K_2 p_0 / a^2 = 0. \quad (6)$$

Полиномы $F(S)$ – произвольные со старшим коэффициентом 1 и с единственной связью (6) на коэффициенты. Теперь задача поиска наилучшей устойчивости по Гурвицу сводится к тому, чтобы при фиксированных параметрах объекта в классе этих полиномов найти полином, у которого корни располагаются как можно левее.

Для упрощения связи (6) выберем единицу измерения $a = \sqrt{p_0}$. Тогда связь (6) будет выглядеть так:

$$-t - K_4 + K_2 = 0, \quad \text{или} \quad K_4 - K_2 + t = 0, \quad (7)$$

где $t = (p_0 + p_2) / p_0 = 1 + p_2 / p_0 = 1 + (n_1 k_2) / (n_2 k_2) = 1 + n_1 / n_2 = 1 + m_2 / m_1$ – параметр объекта. Очевидно, что t – произвольное вещественное число такое, что $t > 1$.

Теперь при поиске наилучшей устойчивости можно и не вспоминать о самом объекте, а иметь дело только с полиномом $F(S)$, с единственной связью на коэффициенты (7) и единственным фиксированным числом $t > 1$ (от объекта остался только один параметр $t > 1$). И только после нахождения наилучшей устойчивости можно вернуться к исходным параметрам (вычислив их по приведённым выше формулам).

Сделаем теперь в формуле (2) замену $k_i = K_i a^i$, $a = \sqrt{p_0}$. Получим $c = -a^3 (K_1 - K_3 + K_5) / p_2$. Для регулятора ПИД $c = 0$, т.е.

$$K_1 - K_3 + K_5 = 0. \quad (8)$$

Итак, при управлении регулятором 2/1 на коэффициенты полинома $F(S)$ накладывается единственная связь (7), а при управлении регулятором ПИД накладывается две связи – (7), (8).

На правую вертикаль не менее четырёх корней. Правой вертикалью любого полинома назовём вертикаль комплексной плоскости такую, что хотя бы один из корней полинома лежит на этой вертикали, а правее вертикали корней нет. Довольно большой объём работы с корнями в [6, 7] проделан с единственной целью – двигая правую вертикаль влево, собрать на ней как можно больше корней.

Лемма 1. Для произвольной двухмассовой системы, при поиске регулятора 2/1 [6, с. 81] (регулятора ПИД [6, с. 83]), обеспечивающего наилучшую устойчивость по Гурвицу, можно ограничиться регуляторами, у которых на правой вертикали корней характеристического полинома по крайней мере четыре корня.

А затем правую вертикаль с собранным на ней наибольшим числом корней двигаем влево, и эти корни начинают «склеиваться».

Лемма 2. При управлении двухмассовой системой регуляторами 2/1 [6, теорема 1, с. 85] (ПИД-регуляторами [6, теорема 2, с. 86]), у которых на правой вертикали 4 корня, при поиске наиболее устойчивых можно ограничиться теми, у которых на правой вертикали либо двукратная комплексная пара, либо двукратный вещественный корень и комплексная пара.

Лемма 3. При управлении двухмассовой системой регуляторами 2/1 [6, с. 87] (ПИД-регуляторами [6, с. 88]), у которых все корни на одной вертикали, при поиске наиболее устойчивых можно ограничиться теми, у которых на вертикали корней либо трёхкратный вещественный корень и комплексная пара, либо вещественный корень и двукратная комплексная пара.

Теорема 4 [6, теорема 4, с. 88]. Как в классе регуляторов 2/1, так и для ПИД при поиске наиболее устойчивых можно ограничиться двумя случаями: на правой вертикали – двукратная комплексная пара; на правой вертикали – двукратный вещественный корень и комплексная пара.

Контроллер 2/1: пятикратные корни. Рассмотрим полином $F(S)$ вида (5) со связью коэффициентов (7), у которого все корни совпадают, т.е. этот полином имеет пятикратный корень. Понятно, что этот корень вещественный. Обозначим его через x . Нас интересует только область устойчивости, т.е. $x < 0$. Тогда $F(S) = (S-x)^5 = S^5 - 5S^4x + 10S^3x^2 - 10S^2x^3 + 5Sx^4 - x^5$. Выпишем связь коэффициентов этого полинома: $5x^4 - 10x^2 + t = 0$. Видим, что полином в левой части полученного равенства составлен из чётных степеней x . Значит,

$$5X^2 - 10X + t = 0, \text{ где } X = x^2 > 0. \quad (9)$$

Равенство (9) можно переписать так:

$$5(X-1)^2 + t - 5 = 0, \text{ или } (X-1)^2 = (5-t)/5.$$

Очевидно, последнее равенство при $t > 5$ неразрешимо; при $t = 5$ есть только одно решение: $X = 1$, т.е. $x = -1$. Остаётся случай $t < 5$. В этом случае есть два решения $X = 1 \pm \sqrt{1-t/5}$. Оба они больше нуля. Поэтому для x также существует два решения: $x = -\sqrt{1 \pm \sqrt{1-t/5}}$. Наилучшая устойчивость достигается при $x = -\sqrt{1 + \sqrt{1-t/5}}$.

Лемма 5 [6, с. 89]. Регуляторы 2/1, для которых полином $F(S)$ имеет пятикратный корень, существуют только при $t \leq 5$, т.е. при $m_2/m_1 \leq 4$ (ведь $t = 1 + m_2/m_1$). При $t = 5$ в области устойчивости существует единственный полином $F(S)$, имеющий пятикратный корень. Этот корень $x = -1$. При $t < 5$ в области устойчивости существует ровно два полинома $F(S)$ с пятикратными корнями; наилучшая устойчивость достигается при $x = -\sqrt{1 + \sqrt{1-t/5}}$.

Контроллер ПИД: пятикратные корни. Рассмотрим полином $F(S)$ вида (5) со связями коэффициентов (7), (8), у которого все корни совпадают, т.е. этот полином имеет пятикратный корень. Понятно, что этот корень вещественный. Обозначим его через x . Нас интересует только область устойчивости, т.е. $x < 0$.

Полином имеет вид $F(S) = (S-x)^5$. Связи его коэффициентов: $5x^4 - 10x^2 + t = 0$, $-5x + 10x^3 - x^5 = 0$. Случай $x = 0$ нас не интересует. Поэтому связи выглядят так:

$$5x^4 - 10x^2 + t = 0, \quad 5 - 10x^2 + x^4 = 0. \quad (10)$$

Второе из уравнений (10) имеет два вещественных отрицательных решения: $x = -\sqrt{5-2\sqrt{5}} \approx -0,727$ и $x = -\sqrt{5+2\sqrt{5}} \approx -3,08$. Вычтем из первого из равенств (10) второе, помноженное на 5. Получим $40x^2 + t - 25 = 0$, или $t = 25 - 40x^2$. По этой формуле для каждого из двух найденных значений x вычислим значение параметра t . Получим соответственно: $t = -175 + 80\sqrt{5} \approx 3,9$ и $t = -175 - 80\sqrt{5}$. Видим, что второе из этих значений параметра t не подходит (оно отрицательное), а первое подходит: $t > 1$.

Лемма 6 [6, с. 90]. При управлении двухмассовой системой регулятором ПИД, в области устойчивости точки управления, для которых все корни полинома $F(S)$ сливаются в пятикратный корень, есть только при $t = -175 + 80\sqrt{5} \approx 3,9$ (т.е. при $m_2/m_1 = -176 + 80\sqrt{5} \approx 2,9$). Эта точка управления единственна и определяется пятикратным корнем: $x = -\sqrt{5 - 2\sqrt{5}} \approx -0,727$.

На правой вертикали четырёхкратный вещественный корень. Введём обозначения: x – вещественное число, являющееся вещественной частью правой вертикали полинома $F(S)$; p – расстояние от пятого корня до правой вертикали; $P = -px$.

Теорема 7 [6, с. 91–92]. При управлении регулятором 2/1 среди полиномов $F(S)$, у которых на правой вертикали находится как минимум четырёхкратный корень, в области устойчивости при $t \leq 5$ (т.е. при $m_2/m_1 \leq 4$) достижимо управление, обеспечивающее наилучшую устойчивость по Гурвицу; предел устойчивости $x = -\sqrt{1 + \sqrt{1 - t/5}}$ тот же, что и у пятикратного корня. При $t = 5$ этот предел $x = -1$ достигается при любом $P \geq 0$. При $t > 5$ устойчивость, в отличие от случая пятикратных корней, есть. При этом $x > -1$, а наиболее устойчивое управление достигается только в пределе – при больших P (т.е. когда пятый корень убегает на минус бесконечность). И в пределе $x = -1$.

Теорема 8 [6, с. 95–96]. Для любой двухмассовой системы регуляторы ПИД с четырёхкратным корнем на правой вертикали существуют в точности при $t > -175 + 80\sqrt{5} \approx 3,884$. Нижняя граница – это значение параметра t , для которого существует пятикратный корень. Если для двухмассовой системы существует точка управления, для которой на правой вертикали находится четырёхкратный корень, то она единственна. При этом четырёхкратный корень x меняется в интервале $-0,727 \approx -\sqrt{5 - 2\sqrt{5}} < x < 1 - \sqrt{2} \approx -0,414$; зависимость параметра t от правой вертикали x есть рациональная функция $t(x) = -x^2(10 + 5x^2 + 4x^4 + x^6)/(1 - 6x^2 + x^4)$.

Все корни на одной вертикали: комплексная пара и трёхкратный вещественный корень. Введём обозначения: x , y – вещественная и мнимая компонента комплексной пары корней; $X = x^2$, $Y = y^2$.

Лемма 9 [6, с. 97–98]. Для регулятора 2/1:

- 1) при $t \leq 5$ устойчивость по сравнению со случаем пятикратного корня не лучше;
- 2) при $t > 5$ устойчивость в отличие от случая пятикратных корней есть с оценкой $X < 1/3$, т.е. $-0,577 \approx -\sqrt{3}/3 < x$. Эта оценка устойчивости недостижима: к ней можно только приближаться при достаточно больших Y . Но устойчивость всё равно будет хуже, чем в случае четырёхкратного корня на правой вертикали.

Лемма 10 [6, с. 100]. 1) При управлении двухмассовой системой регулятором ПИД точки управления, для которых все корни характеристического полинома находятся в области устойчивости и на одной вертикали, причём 3 из них сливаются в трёхкратный корень, существуют в точности при $5/3 < t < -175 + 80\sqrt{5} \approx 3,886$.

2) На правом конце этого интервала – двухмассовые системы, для которых существуют точки управления, у которых все корни характеристического полинома сливаются в пятикратный корень.

3) Для любого значения параметра t из этого интервала существует в точности одна точка управления, для которой корни характеристического полинома лежат на одной вертикали, причём 3 из них сливаются в трёхкратный корень. Эта точка определяется правой вертикалью x ; x – единственное решение уравнения $t = T(x)$, лежащее в интервале $(x_0, 0)$, где $x_0 = -\sqrt{5 - 2\sqrt{5}} \approx 0,727$; $T(x) = (2x^6 + 6x^4 + 5x^2 + 5)/(3 - x^2)$ – монотонно убывающая на интервале $(x_0, 0)$ функция [5, с. 99] на рис. 1.

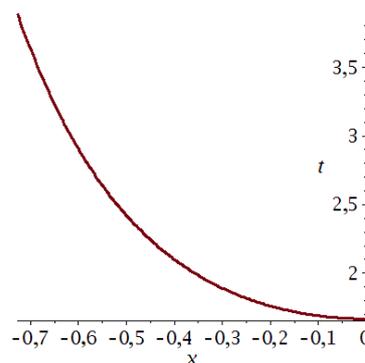


Рис. 1. Функция $t=T(x)$

2/1: на правой вертикали комплексная пара и двукратный вещественный корень

Лемма 11 [6, с. 103]. При выборе управления среди регуляторов 2/1, для которых на правой вертикали находится двукратный вещественный корень и комплексная пара, можно ограничиться

теми, для которых на правой вертикали будет или трёхкратный вещественный корень и комплексная пара, или четырёхкратный вещественный корень, и устойчивость управления от этого не ухудшится.

При этом ранее показано, что при выборе управления среди точек, для которых на правой вертикали трёхкратный вещественный корень и комплексная пара, устойчивость управления не лучше, чем среди точек, для которых на правой вертикали находится четырёхкратный вещественный корень.

Теорема 12. При выборе управления среди регуляторов 2/1, для которых на правой вертикали находится двукратный вещественный корень и комплексная пара, для обеспечения наилучшей устойчивости можно ограничиться теми из них, для которых на правой вертикали будет четырёхкратный вещественный корень.

ПИД: на правой вертикали комплексная пара и двукратный вещественный корень

Теорема 13 [7, параграф 20].

1) Для любого значения параметра $t > 1$ в классе полиномов $F(S)$ с двумя связями для регулятора ПИД существует устойчивый полином, у которого на правой вертикали ровно 4 корня: двукратный вещественный и комплексная пара.

2) При $1 < t \leq T_1$ для $T_1 = 80\sqrt{2} - 111 \approx 2,137$, наиболее левое положение правой вертикали – это единственное решение уравнения $t = t_1(x)$ на интервале $x_1 < x < 0$, где

$$t_1(x) = -(4x^5 + 8x^3 - x^2 + 6x - 1)/(1-x)^2, \quad x_1 = 1 - \sqrt{2} \approx -0,414.$$

3) При $T_1 \leq t \leq T_0$ для $T_0 = 80\sqrt{5} - 175 \approx 3,886$ наиболее левое положение правой вертикали – это единственное решение уравнения $t = t_0(x)$ на интервале $x_0 < x < x_1$, где

$$t = (2x^6 + 6x^4 + 5x^2 + 5)/(3-x^2), \quad x_0 = -\sqrt{5-2\sqrt{5}} \approx -0,727.$$

В этом положении на вертикали собираются все пять корней: трёхкратный вещественный корень и комплексная пара.

4) При $T_0 \leq t$ наиболее левое положение правой вертикали – это единственное решение уравнения $t = t_p(x)$ на интервале $x_0 < x < x_1$, где

$$t_p(x) = -x^2(x^6 + 4x^4 + 5x^2 + 10)/(x^4 - 6x^2 + 1).$$

В этом положении на корни на правой вертикали «сливаются» в четырёхкратный корень.

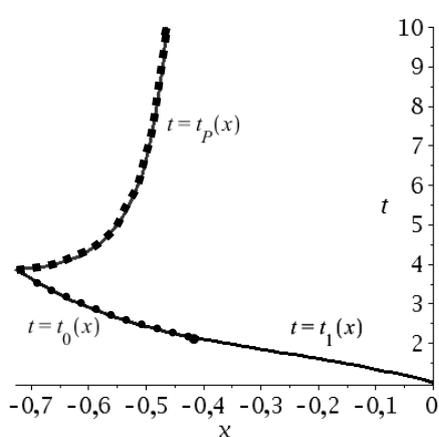


Рис. 2. Функции $t = t_1(x)$, $t = t_0(x)$, $t = t_p(x)$

Утверждения последней теоремы изображены на рис. 2.

Все корни на одной вертикали: двукратная комплексная пара и вещественный корень

Теорема 14 [7, с. 26–27]. 1) Для любой двух массовой системы, регуляторы 2/1, для которых все корни характеристического полинома находятся на одной вертикали, причём 4 корня образуют двукратную комплексную пару, существуют только при $t \leq 5$, т.е. при $m_2/m_1 \leq 4$.

2) Среди них наилучшее управление достигается, когда все корни характеристического полинома сливаются в пятикратный корень.

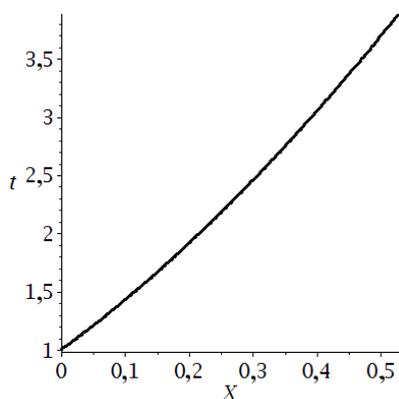


Рис. 3. $t = -7 - 8X + 8(1+X)^{3/2}$

3) Положение правой вертикали в случае пятикратного корня: $x = -\sqrt{1 + \sqrt{1 - t/5}}$.

Теорема 15 [7, с. 30]. Для любой двухмассовой системы, регуляторы ПИД, обеспечивающие устойчивое движение, для которых все корни характеристического полинома находятся на одной вертикали, причём 4 из них образуют двукратную комплексную пару, существуют в точности при $1 < t \leq T_0 = -175 + 80\sqrt{5} \approx 3,884$, т.е. если параметр t не превосходит тот, что нужен для существования пятикратного корня. Такая точка управления единственна. Вертикаль её корней: $x = -\sqrt{X}$, где X – единственное вещественное число из интервала $0 < X \leq X_0$, где $X_0 = 5 - 2\sqrt{5} \approx 0,528$, удовлетворяющее уравнению $t = -7 - 8X + 8(1+X)^{3/2}$.

Полином из правой части последнего равенства изображён на рис. 3.

На правой вертикали двукратная комплексная пара

Лемма 16 [7, с. 31–32]. Среди регуляторов 2/1, для которых на правой вертикали характеристического полинома находится двукратная комплексная пара, при поиске наилучшего управления можно ограничиться регуляторами, для которых эта комплексная пара вырождается, т.е. когда на правой вертикали будет четырёхкратный корень.

Теорема 17 [7, с. 32]. При управлении регулятором 2/1, для обеспечения наибольшей устойчивости можно ограничиться теми, у которых на правой вертикали четырёхкратный корень.

Теорема 18 [7, с. 40]. При любом значении параметра $T = m_2/m_1$ существует регулятор ПИД, для которого на правой вертикали корней характеристического полинома находится двукратная комплексная пара. Среди них наибольшая устойчивость по Гурвицу достигается (в пределе) в единственной точке. При $T < 80\sqrt{5} - 176 \approx 2,886$ это точка, для которой все корни характеристического полинома находятся на одной вертикали (и 4 из них образуют двукратную комплексную пару). При $T = 80\sqrt{5} - 176 \approx 2,886$ это точка пятикратного корня. При $T > 80\sqrt{5} - 176 \approx 2,886$ это точка, для которой на правой вертикали характеристического полинома находится четырёхкратный корень (двукратная комплексная пара вырождается).

Наибольшая устойчивость

Теорема 19 [7, с. 43]. При одноканальном управлении двухмассовой системой регулятором 2/1, в случае, когда управляющая сила действует на ближайшую к основанию массу, наблюдаем за отклонением той же массы:

- 1) Для любой двухмассовой системы существует регулятор 2/1, обеспечивающий устойчивость.
- 2) У регуляторов 2/1, обеспечивающих наибольшую устойчивость двухмассовой системы, на правой вертикали характеристического полинома находится четырёхкратный корень.
- 3) При $m_2/m_1 \leq 4$ наибольшей устойчивости можно достичь, когда корни характеристического полинома сливаются в пятикратный корень, и это корень

$$x = -\sqrt{1 + \sqrt{1 - t/5}} \quad (11)$$

($t = 1 + m_2/m_1$; в единицах измерения $a = \sqrt{p_0} = \sqrt{n_2 k_2} = \sqrt{k_2/m_2}$).

- 4) При $m_2/m_1 > 4$ пределом устойчивости является $x = -1$ (в единицах измерения $\sqrt{k_2/m_2}$). К этому пределу можно приближаться, когда 4 корня характеристического полинома «сливаются» в четырёхкратный корень, а пятый корень стремится к минус бесконечности.

Теорема 20 [7, с. 43–44]. При одноканальном управлении двухмассовой системой регулятором 2/1, в случае, когда управляющая сила действует на ближайшую к основанию массу, наблюдаем за отклонением той же массы:

- 1) Для любой двухмассовой системы существует регулятор ПИД, обеспечивающий устойчивость.
- 2) Наибольшую устойчивость любой двухмассовой системы можно обеспечить регулятором ПИД, для которого на правой вертикали корней характеристического полинома находится двукратная комплексная пара.
- 3) Среди этих регуляторов ПИД наибольшую устойчивость обеспечивают: при $m_2/m_1 \leq 80\sqrt{5} - 176 \approx 2,886$ – регулятор, для которого все корни характеристического полинома находятся на одной вертикали (и 4 из них образуют двукратную комплексную пару); при $m_2/m_1 \geq 80\sqrt{5} - 176 \approx 2,886$ – регулятор, для которого на правой вертикали характеристического полинома находится четырёхкратный корень.

Методика исследований. Из приведённых выше утверждений виден следующий путь поиска наибольшей степени устойчивости:

1. Выписать передаточную функцию объекта, регулятора и характеристический полином.
2. Характеристические полиномы образуют некоторое множество полиномов с линейными связями. Выписать связи.
3. За счёт подбора единицы измерения корней упростить связи.
4. В классе полиномов со связями, двигая правую вертикаль влево, собрать на ней как можно больше корней. В данном случае на правой вертикали можно собрать 4 корня.

5. В классе полиномов со связями, двигая правую вертикаль с собранными корнями влево, «склеить» их, насколько удастся (сделать корни как можно большей кратности). В данном случае корни на правой вертикали могут склеиваться, например, в четырёхкратный корень, в пятикратный; в двукратную комплексную пару и вещественный корень на той же вертикали.

6. В каждом из полученных классов полиномов найти наиболее устойчивый.

7. Перебирая полученные классы полиномов, сравним их наиболее устойчивые и выберем среди них самый устойчивый.

8. Вернуться к исходным параметрам объекта и управления.

Вычисления: регулятор 2/1; $m_2/m_1 \leq 4$.

Рассмотрим пример: $m_1 = m_2 = 1$, $k_1 = k_2 = 1$.

1. Вычислим отношение масс и убедимся, что оно небольшое: $m_2/m_1 = 1 \leq 4$.

2. Вычислим параметр t : $t = 1 + m_2/m_1 = 1 + 1 = 2$.

3. По формуле (11) вычислим пятикратный корень: $x = -\sqrt{1 + \sqrt{1 - t/5}} = -\sqrt{1 + \sqrt{1 - 2/5}} = -\sqrt{1 + \sqrt{3/5}} \approx -1,332$.

4. Вычислим полином $F(S)$: $F(S) = (S - x)^5 \approx S^5 + 6,66 S^4 + 17,74 S^3 + 23,63 S^2 + 15,74 S + 4,192$.

5. Вычислим обратные к массам: $n_1 = 1/m_1 = 1$, $n_2 = 1/m_2 = 1$.

6. По формуле (1) вычислим параметры p_i : $p_0 = n_2 k_2 = 1$, $p_1 = n_1 k_1 = 1$, $p_2 = n_1 k_2 = 1$.

7. Вычислим единицу измерения корней: $a = \sqrt{p_0} = 1$.

8. Перейдём к исходным корням характеристического полинома: $s = Sa = S$.

9. По формуле $f(s) = a^5 F(S) = a^5 F(s/a)$ выпишем исходный характеристический полином:

$$f(s) = F(S) = (S - x)^5 \approx S^5 + 6,66 S^4 + 17,74 S^3 + 23,63 S^2 + 15,74 S + 4,192.$$

10. Выпишем коэффициенты характеристического полинома:

$$k_1 = 6,66, k_2 = 17,74, k_3 = 23,63, k_4 = 15,74, k_5 = 4,192.$$

11. Воспользуемся формулами (2), (3) и найдём коэффициенты контроллера 2/1:

$$c = 12,778, b_0 = -8,586, b_1 = 14,74, b_2 = -6,118.$$

12. Выпишем регулятор: $N_c/D_c = \frac{b_0 + b_1 s + b_2 s^2}{s + c} = \frac{-8,586 + 14,74 s - 6,118 s^2}{s + 12,778}$.

Заключение. Это исследование – о максимальной степени устойчивости произвольной одноканальной двухмассовой системы при управлении ПИД-регулятором и его обобщением (числитель передаточной функции которого – полином степени не более чем 2, знаменатель – полином степени 1), в случае, когда управляющая сила действует на массу, ближайшую к основанию, и контролируем отклонение той же массы. Приведён пример вычисления максимальной степени устойчивости и обеспечивающего её регулятора. Данное исследование и работы [6, 7] могут служить образцом и основой методики исследования и вычисления наибольшей степени и регулятора пониженного порядка, обеспечивающего эту устойчивость, и для других классов управляемых одноканальных систем пониженного порядка.

Литература

1. Поляк Б.Т. Трудные задачи линейной теории управления. Некоторые подходы к решению / Б.Т. Поляк, П.С. Щербаков // Автоматика и телемеханика. – 2005. – № 5. – С. 7–46.
2. Ляпунов А.М. Общая задача об устойчивости движения / А.М. Ляпунов. – Л.; М.: ОНТИ, 1935. – 391 с.
3. Шоба Е.В. Модальный синтез многоканального регулятора пониженного порядка с использованием «обратной» производной / Е.В. Шоба, А.А. Воевода, В.В. Вороной // Научный вестник НГТУ. – 2012. – № 1(46). – С. 15–22.
4. Киселев О.Н. Синтез регуляторов низкого порядка по критерию H^∞ и по критерию максимальной робастности / О.Н. Киселев, Б.Т. Поляк // Автоматика и телемеханика. – 1999. – № 3. – С. 119–130.

5. Шубладзе А.М. Достаточные условия оптимальности структур в системах максимальной степени устойчивости произвольного вида // Автоматика и телемеханика. – 1999. – № 4. – С. 43–57.
6. Корюкин А.Н. Предел устойчивости по Гурвицу двухмассовой системы с ПИД-регулятором. Ч. 1. // Сборник научных трудов НГТУ. – 2012. – № 3(69). – С. 71–104.
7. Корюкин А.Н. Предел устойчивости по Гурвицу двухмассовой системы с ПИД-регулятором. Ч. 2. // Сборник научных трудов НГТУ. – 2012. – № 4(70). – С. 13–44.
8. Корюкин А.Н. Предел устойчивости двухмассовой системы с обобщённым ПИД-регулятором // Научный вестник НГТУ. – 2012. – № 3(48). – С. 178–184.
9. Корюкин А.Н. Наибольший запас устойчивости для одноканальной двухмассовой системы с обобщённым ПИД-регулятором // Научный вестник НГТУ. – 2012. – № 4 (49). – С. 178–185.
10. Корюкин А.Н. Наибольший запас устойчивости трёхмассовой системы с регулятором третьего порядка. Ч. 1 // Сборник научных трудов НГТУ. – 2013. – № 3(73). – С. 4–40.
11. Корюкин А.Н. Наибольший запас устойчивости трёхмассовой системы с регулятором третьего порядка. Ч. 2 // Сборник научных трудов НГТУ. – 2013. – № 4(74). – С. 13–50.
12. Корюкин А.Н. Обобщённый ПИД-регулятор двухмассовой системы с наибольшим запасом устойчивости // Научный вестник НГТУ. – 2013. – № 3(52). – С. 10–17.
13. Воевода А.А. О понижении порядка стабилизирующего управления на примере двойного перевёрнутого маятника / А.А. Воевода, А.Н. Корюкин, А.В. Чехонадских // Автометрия. – 2012. – Т. 48, № 6. – С. 69–83.

Корюкин Анатолий Николаевич

Канд. физ.-мат. наук, ст. науч. сотрудник Института математики им. Соболева, г. Новосибирск

Тел.: 8 (383-3) 46-56-88

Эл. почта: koryukin@sibmail.ru

Воевода Александр Александрович

Д-р техн. наук, профессор каф. автоматки Новосибирского государственного технического университета

Тел.: 8 (383-3) 46-56-88

Эл. почта: ucit@ucit.ru

Koryukin A.N., Boevoda A.A.

The greatest degree of the stability of a two-mass system for regulators of the lowered order

This work continues a research of the greatest (optimum, limiting, maximum) degrees of stability of any single-channel two mass systems. The management is carried out by a PID-control and its generalization, the numerator of transfer function is a degree polynom no more than 2, and a denominator – a polynom of degree 1. The operating force is attached to the mass closest to the motionless basis.

The exit is a deviation of the same mass. The friction is small. The research was carried out for any object from all class of operated objects listed above. For generalized PID-controls by search of the greatest stability it is possible to be limited to controls, for which on the right vertical of the characteristic polynom there is a quadruple root; for PID-controls with double complex pair on the right vertical. It is given an example calculations of the greatest degree of stability, roots of a characteristic polynom, the polynom, the control providing the greatest stability. This work can form a sample and a basis of a methodology of research and calculation of the greatest degree of stability and the controls of the lowered order providing this stability, and for other classes of operated single-channel systems of the lowered order.

Keywords: modal synthesis, regulators of the lowered order, stability according to Gurvits, the greatest degree of stability, maximum degree of stability, limiting degree of stability.

УДК 627.922

В.С. Степной, С.И. Абрамчук, А.М. Мукашев, А.В. Пуговкин

Представление отопительных приборов в виде эквивалентных электрических схем

Приведены результаты анализа тепловых режимов отопительных приборов с целью разработки достоверных методов учета потребляемой тепловой энергии. Тепловой режим помещения описывается как с помощью нестационарных дифференциальных уравнений теплового баланса, так и с помощью эквивалентных электрических схем. Рассмотрены случаи электрических цепей первого и второго порядка. Проведенные нами эксперименты подтверждают правильность выбранных моделей и предложенную методику измерения коэффициентов теплоотдачи в условиях эксплуатации отопительных приборов.

Ключевые слова: электрическая схема, переходные процессы, коэффициент теплоотдачи, тепловая энергия.

В настоящее время известны методики оценки эффективности отопительных приборов [1], есть ряд статей, в которых экспериментально исследованы такие характеристики, как коэффициент теплоотдачи приборов (радиаторный коэффициент, тепловое сопротивление) [2, 3]. Все эти работы основаны на применении аналитических методов описания отопительных приборов с помощью уравнения Ньютона–Рихмана для тепловой мощности P , отдаваемой отопительным прибором:

$$P = G_{\text{ист}} \cdot (T_{\text{ист}} - T_{\text{возд}}), \quad (1)$$

где $G_{\text{ист}}$ – коэффициент теплоотдачи; $T_{\text{ист}}$ – средняя температура поверхности отопительного прибора; $T_{\text{возд}}$ – температура воздуха в помещении.

В то же время представляет интерес динамическое описание тепловых процессов, когда их основные характеристики и параметры изменяются во времени. Исследования, посвященные динамике тепловых процессов, описаны в [4]. В них анализируются тепловые режимы отдельных помещений, в которых температуры воздуха и внутренних ограждений меняются во времени. Эти изменения возникают при колебаниях температуры внешней среды и при включении и выключении отопительных приборов. При этом поведение температуры отопительных приборов считается заданным, хотя на практике тепловой режим отопительного прибора в свою очередь зависит от параметров помещения (температура воздуха, наличие конвективных потоков и т.д.) В связи с этим нами рассматриваются динамические тепловые режимы радиаторов на базе нестационарных уравнений теплового баланса. Методика анализа аналогична той, которую мы применяли при исследовании тепловых режимов в помещении [4].

В качестве объектов исследования будут простые отопительные приборы типа чугунных радиаторов и более сложные конструкции, как, например, алюминиевый радиатор. Для этих радиаторов будем использовать два вида математических моделей: одноступенчатую и двухступенчатую.

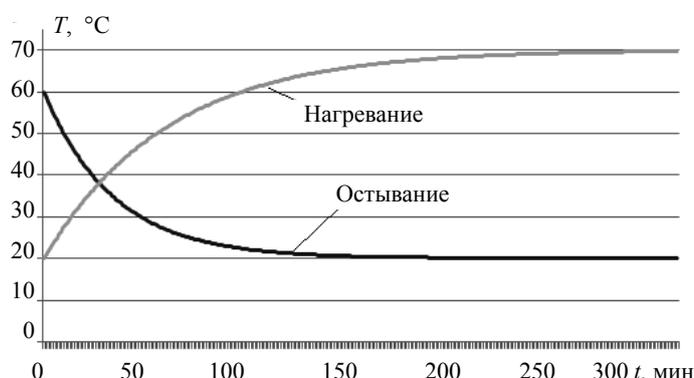
Рассмотрим одноступенчатую модель, где тепловая энергия поступает в отопительный прибор и нагревает его. Одновременно часть энергии испускается и нагревает воздух в помещении. Эти процессы можем описать следующим уравнением:

$$\frac{\partial Q_{\text{ист}}}{\partial t} = C_{\text{ист}} \cdot \frac{\partial T_{\text{ист}}}{\partial t} = P_{\text{вх}} - G_{\text{ист}} \cdot (T_{\text{ист}} - T_{\text{возд}}), \quad (2)$$

где $C_{\text{ист}}$ – теплоемкость отопительного прибора; $\frac{\partial T_{\text{ист}}}{\partial t}$ – скорость изменения температуры во времени; $P_{\text{вх}}$ – подводимая мощность, которая может быть реализована двумя способами: 1 – электрический способ (когда электронагреватель помещается внутрь радиатора), в этом случае $P_{\text{вх}} = P_{\text{электр.}}$; 2 – тепловой способ (когда тепловой поток подается из системы централизованного отопления). В этом случае $P_{\text{вх}} = M \cdot (T_{\text{вх}} - T_{\text{вых}})$, где M – массовый расход теплоносителя; $T_{\text{вх}}$ и $T_{\text{вых}}$ – температуры входящего и выходящего теплового потока соответственно.

Результаты моделирования на основе уравнения (2) приведены на рис. 1. При этом моделировались процессы нагревания ($P_{вх}$ не равно нулю) и остывания нагретого прибора ($P_{вх}$ равно нулю). Значения параметров: $C_{ист} = 35000$ кДж/(кг·К), $G_{ист} = 10$ Вт/К, $P_{вх} = 500$ Вт, $T_{ист} - T_{возд}$ (в начальный момент времени) = 0 °С. Следует заметить, что моделирование проводится в линейном приближении, когда $G_{ист} = const$. Хотя на практике этот режим может не выполняться. Приведем графики зависимости температуры, отдаваемой чугунным радиатором от времени при включении и отключения от подачи тепла.

Рис. 1. Переходные процессы для ступенчатой модели



Из приведенной математической модели следует алгоритм нахождения $G_{ист}$. При $P_{вх} = 0$ (отключение батареи от подачи тепла) она начинает остывать. В этом случае из уравнения (2) получим:

$$G_{ист} = \frac{C_{ист} \cdot \partial T_{ист}}{\partial t \cdot (T_{ист} - T_{возд})} \quad (3)$$

Выражение (3) применимо как в линейном, так и нелинейном режиме остывания.

Для описания отопительных приборов можно также воспользоваться принципом эквивалентности между законом Ньютона–Рихмана (1) и законом Ома, связывающим ток в электрической цепи I и напряжение на ее зажимах U :

$$I = G \cdot U, \quad (4)$$

где G – электрическая проводимость. При этом напряжение эквивалентно температуре $T_{ист}$, а ток – подводимой тепловой мощности. В соответствии с этим принципом эквивалентности [5] уравнение (2) можно представить в виде простой электрической цепи (рис. 2, а).

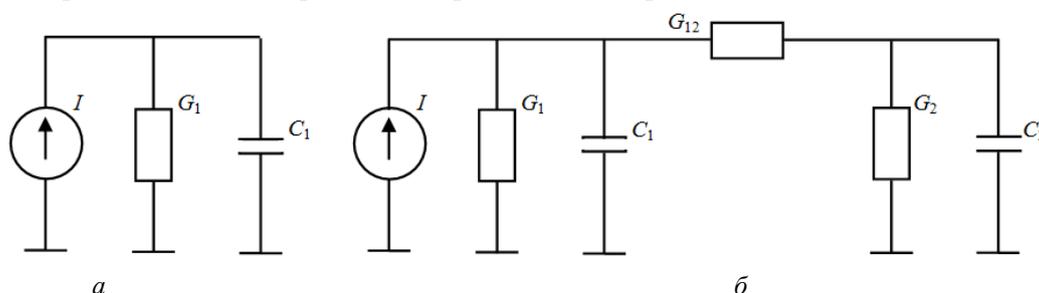


Рис. 2. Эквивалентные электрические схемы: а – одноступенчатая; б – двухступенчатая

На этой схеме $G_1 = G_{ист}$, ток I эквивалентен подаваемой тепловой мощности $P_{вх}$, а C_1 эквивалентна теплоемкости отопительного прибора. Электрические процессы в этой цепи представляют собой заряд конденсатора через внутреннее сопротивление генератора тока и его разряд через резистор с проводимостью G_1 . Аналитическое описание этой цепи можно проводить как во временной области, так и в спектральной области. В линейном приближении операторный коэффициент передачи будет равен

$$G_{вх}(p) = \frac{I(p)}{U(p)} = G_1 + pC_1 \quad (5)$$

Этот коэффициент также позволяет рассчитать переходные процессы, которые соответствуют рис. 1.

Рассмотрим двухступенчатую модель. Алюминиевый радиатор имеет более сложную конфигурацию, и в отличие от одноступенчатой модели подаваемая мощность распределяется в двух направлениях. Часть тепловой энергии от внутреннего корпуса передается в воздух за счет конвективного теплообмена. Другая часть этой энергии за счет теплопроводности передается к внешним

ребрам радиатора и затем отдается в воздух. Эти процессы можно описать следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} C_1 \cdot \frac{dT_1}{dt} = P_{\text{вх}} - G_1 \cdot (T_1 - T_{\text{возд}}) - G_{12} \cdot (T_1 - T_2), \\ C_2 \cdot \frac{dT_2}{dt} = G_{12} \cdot (T_1 - T_2) - G_2 \cdot (T_2 - T_{\text{возд}}), \end{cases} \quad (6)$$

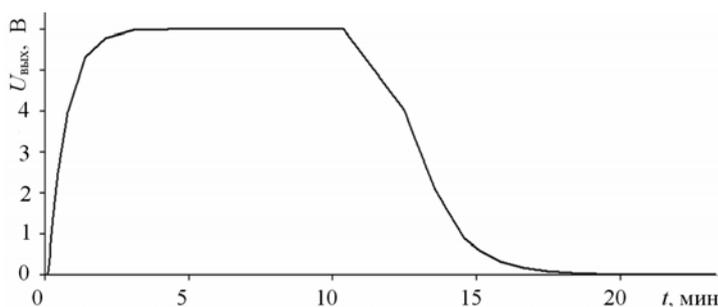
где C_1 – теплоемкость теплоносителя и внутреннего каркаса; C_2 – теплоемкость внешних и соединительных ребер; T_1 – температура внутреннего корпуса; T_2 – температура поверхности внешнего ребра; G_1 – коэффициент теплопередачи внутреннего корпуса; G_{12} – коэффициент теплопередачи между корпусом и внешними ребрами; G_2 – коэффициент теплоотдачи внешних ребер.

Рассмотрим эквивалентную электрическую схему для этого случая (рис. 2, б).

Здесь две RC-цепочки связаны между собой резистором с проводимостью G_{12} . Операторный коэффициент этой цепи в линейном приближении выглядит следующим образом:

$$G_{\text{ист}}(p) = \frac{(G_1 + p \cdot C_1) \cdot R_{12} \cdot (G_{\text{ист}} + p \cdot C_2) + G_1 + p \cdot C_1 + G_{\text{ист}} + p \cdot C_2}{R_{12} \cdot (G_{\text{ист}} + p \cdot C_2) + 1}. \quad (7)$$

Анализ этого выражения показывает, что оно имеет два корня, характеризующих переходные процессы в RC-цепочках. Математические выражения для переходных процессов в этом случае громоздки, поэтому далее приведем результаты моделирования в среде Workbench. На рис. 3 представлены переходные процессы для двухступенчатой цепи. При этом значения параметров следующие: $C_1, C_2 = 1$ мкФ; $R_1, R_2 = 1$ кОм; $R_{12} = 100$ кОм; $U_{\text{вх}} = 12$ В.



На рис. 3 представлены фазы нагревания, стационарный режим и остывание.

Рис. 3. Переходные процессы для двухступенчатой цепи

Особенности двухступенчатой модели заключаются в том, что процесс остывания происходит в два этапа: медленный участок и быстрый. Поведение температуры на медленном участке объясняется следующим образом. Внешнее ребро отопительного прибора отдает энергию в воздух (G_2), но одновременно происходит поступление тепла от внутреннего каркаса через G_{12} . Поэтому температура T_2 меняется медленно. Когда эти два процесса уравниваются, наступает фаза быстрого остывания. Это обстоятельство необходимо учитывать при нахождении коэффициента теплоотдачи отопительного прибора и потребляемой тепловой энергии.

Для проверки адекватности математических моделей были проведены экспериментальные исследования режима остывания как на чугунном радиаторе (одноступенчатая модель), так и на алюминиевом (двухступенчатая модель). Результаты эксперимента приведены на рис. 4.

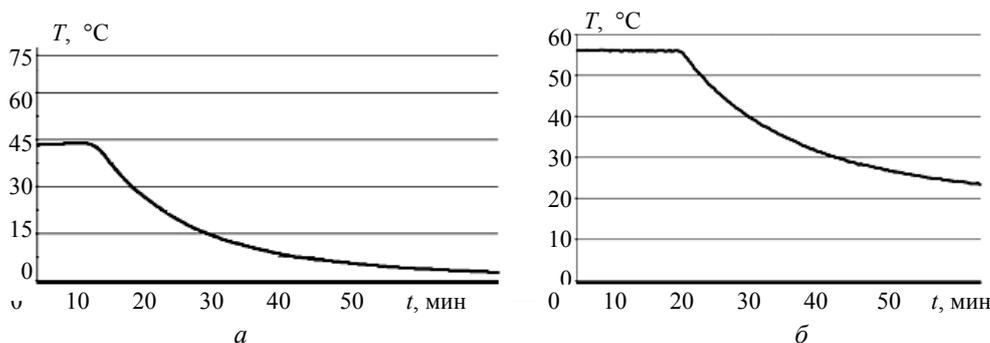


Рис. 4. Экспериментальные зависимости: а – алюминиевый радиатор; б – чугунный радиатор

Проведенные исследования позволяют сделать следующие выводы:

1. Динамический метод исследования тепловых процессов расширяет возможности исследования основных режимов отопительных приборов. Дополнительное представление о тепловых процессах дает метод эквивалентных электрических схем, который может быть применен и для более сложных конструкций отопительных приборов.
2. Динамический метод описания отопительных приборов позволяет экспериментально найти и детально изучить коэффициент теплоотдачи в широком диапазоне температур.
3. Проведенные экспериментальные исследования подтверждают адекватность предложенных математических моделей и эквивалентных электрических схем.

Литература

1. Действующая методика испытания отопительных приборов / В.И. Сасин, Г.А. Бершидский, Т.Н. Прокопенко, Б.В. Швецов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.pkf-sk.ru/articles.php?id=365.html>, свободный (дата обращения: 22.03.2014).
2. Низовцев М.И. Влияние физических параметров на радиаторные коэффициенты регистраторов расхода тепла отопительных приборов / М.И. Низовцев, В.И. Терехов, З.П. Чепурная / Институт теплофизики СО РАН // Журнал АВОК – 2005. – № 5. – С. 36–40.
3. Казачков В.С. Учет теплопотребления в многоквартирных домах / В.С. Казачков, В.В. Шалай, А.А. Попов // Омский научный вестник. Сер. Приборы, машины и технологии. – 2007. – № 3(60). – С. 78–83.
4. Математическая модель теплоснабжения помещений для АСУ энергосбережения / А.В. Пуговкин, С.В. Купреков, Д.В. Абушкин и др. // Доклады ТУСУРа. – 2010. – № 2 (2). – С. 293–297.
5. Дульнев Г.Н. Тепло- и массообмен в радиоэлектронной аппаратуре: учеб. для вузов по специальности «конструирование и производство радиоаппаратуры». – М.: Высш. шк., 1984. – 247 с.

Степной Виктор Серафимович

Зав. лаб. каф. телекоммуникаций и основ радиотехники (ТОР) ТУСУРа

Тел.: 8-913-101-22-57

Эл. почта: stepnoyVS@tor.tusur.ru

Абрамчук Станислав Игоревич

Инженер ООО «Энергоэффект» при ТУСУРе

Тел.: 8-906-959-78-40

Эл. почта: zidaness@yandex.ru

Мукашев Алишер Мухтарович

Студент 3-го курса радиотехнического факультета ТУСУРа

Тел.: 8-952-160-81-95

Эл. почта: ali_2475@mail.ru

Пуговкин Алексей Викторович

Д-р техн. наук, профессор каф. ТОР

Тел.: 8-913-822-95-60

Эл. почта: PugovkinAV@tor.tusur.ru

Stepnoj V.S., Abramchuk S.I., Mukashev A.M., Pugovkin A.V.

The equivalent electrical circuit of heating appliances

The article shows the results of the analysis of thermal modes of heating appliances in order to develop reliable methods of heat energy consumption. Thermal regime of the premises is described as using non-stationary heat balance differential equations and using equivalent electrical circuits. We study the cases of electric circuits of the first and second order. Our experiments confirm the correctness of the chosen models and the proposed method of measuring heat transfer coefficients in the conditions of operation of heating appliances.

Keywords: electrical circuit, transients, heat transfer coefficient, thermal energy.

УДК 62-83:007.52

Ю.М. Осипов, О.Ю. Осипов

Создание изделий экстремальной робототехники на основе «активной» карданной передачи

Рассматривается схемоконструкторское представление мультикоординатной электромехатронной «активной» карданной передачи нового поколения, применяемой для сочленений элементов робототехнических средств, эксплуатируемых в условиях экстремальной среды (автоматизированная рука сборочного автомата в космической среде, мусоросборщика ядерных отходов, в том числе робота-андроида).

Ключевые слова: активная карданная передача, мультикоординатная электромехатронная система движения, схемоконструкторское интеллектуальное проектирование, планировщик мультикоординатных движений.

Классическая карданная передача – конструкция, обеспечивающая соосность вращающихся элементов (валов) и передающая крутящий момент между ними, оси которых пересекаются в центре карданной передачи и имеют возможность взаимного углового перемещения. Исходя из этого, классическая карданная передача является только передаточным элементом, не имеет двигательной функции, ее можно назвать «пассивной» в аспекте возможности развивать моменты вращения по координатным осям.

Предлагаемая карданная передача является не только передаточным элементом кинематики, но имеет внутри конструкции по координатным осям встроенные электродвигатели на основе дуговых и поворотных электромехатронных модулей движения (ЭМД), позволяющих осуществлять двигательные функции [1, 2]. В отличие от классического карданного механизма, имея такой состав элементов устройства, получим карданную передачу нового поколения – «активную» карданную передачу (АКП). На ее основе предлагается создание специальных робототехнических средств (автоматизированной руки сборочного автомата в космической среде, мусоросборщика ядерных отходов и т.п., в том числе робота-андроида) для эксплуатации в условиях экстремальной окружающей среды. Конкурентные преимущества АКП: высокая надежность, бесшумность, высокая скорость отработки углов поворота; малые массогабаритные и точностные характеристики при сравнительно низких ценах. Рыночный потенциал: МО РФ, МВД РФ, МЧС РФ, предприятия атомных, химических и нефтегазодобывающих отраслей и т.п.

Разработан схемоконструкторский эскизно-технический проект АКП на основе дуговых и поворотных ЭМД, несколько типоразмеров которых изготавливаются в мелкосерийном производстве (рис. 1 и 2).

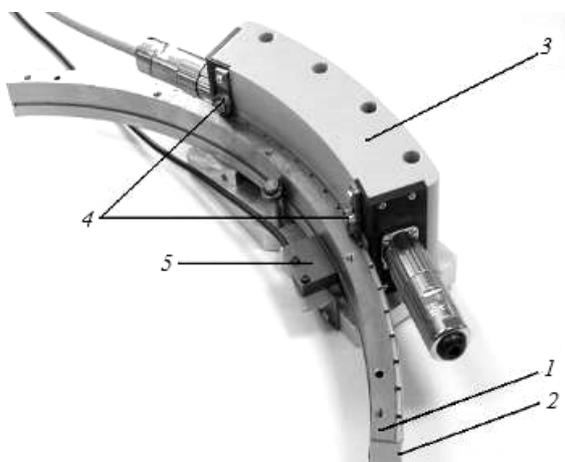


Рис. 1. Общий вид дугового ЭМД

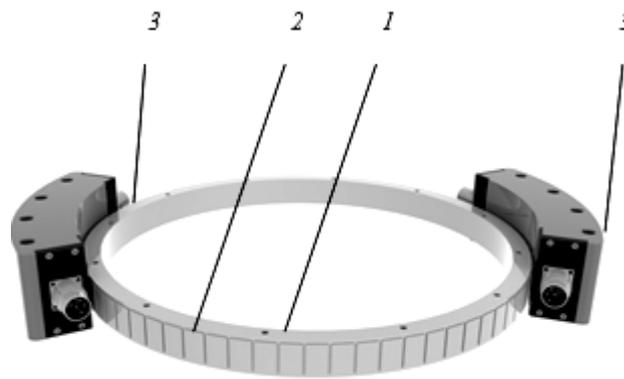


Рис. 2. Общий вид поворотного ЭМД

Каждый ЭМД включает: дуговой или круговой элемент-ротор из магнитомягкого материала 1 с постоянными магнитами 2, оси намагниченности которых ориентированы перпендикулярно дуговым поверхностям ротора, а направления намагниченности чередуются, дуговой сегментный индуктор с трехфазной обмоткой 3 с шарикоподшипниковыми опорами (или опорами скольжения) 4 и инкрементальным датчиком 5. В настоящее время выполнены расчеты электромагнитной системы, разработаны конструкция и технология и изготовлено нескольких типоразмеров дуговых и поворотных ЭМД.

На рис. 3 представлен общий вид АКП с дуговыми ЭМД 1, обеспечивающими повороты вокруг осей X и Y , и поворотным ЭМД – 2, обеспечивающим повороты на небольшие углы вокруг оси Z . Поворотный ЭМД – 2 применен в структуре АКП для исключения несинхронности вращения валов 2 и 4, а также чтобы обеспечить совместно с АКП с дуговыми ЭМД – 1 и 2 оптимальную конструкцию, гибкость, маневренность, высокое быстродействие, приближая ее движения к естественным движениям человека за счет простых алгоритмов управления.

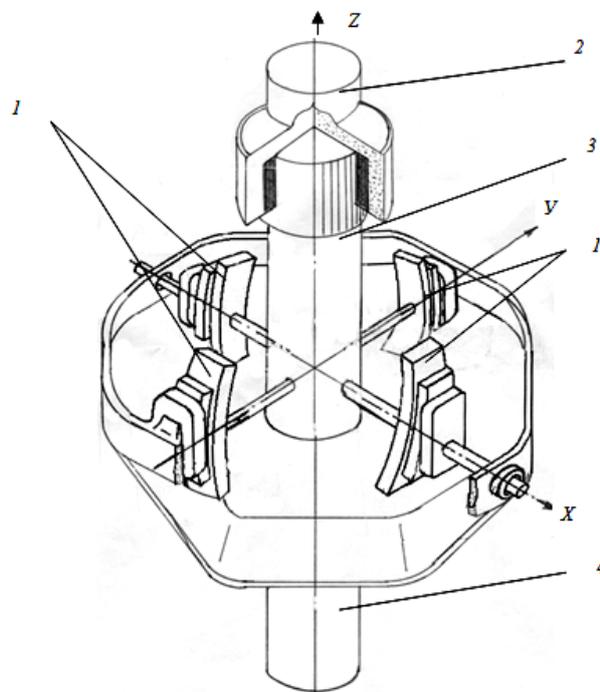


Рис. 3. Схемоконструкторский проект АКП (вариант)

На рис. 4 представлена блок-схема устройства интеллектуального управления АКП, выполняющего следующие функции управления движением: поддержание и оперативное управление скоростью звеньев АКП; линейная и круговая интерполяция; сплайновая интерполяция при отработке криволинейной траектории произвольной сложности; выработки координат звеньев и координации их движения в пространстве робототехнического устройства (РУ); синхронизация вращения валов 2 и 4 по существующим алгоритмам устранения неравномерности вращения валов. Для достижения высоких динамических и точностных характеристик электропривода на базе ЭМД в системе управления реализовано электрическое дробление шагового интервала в сочетании с обратными связями.

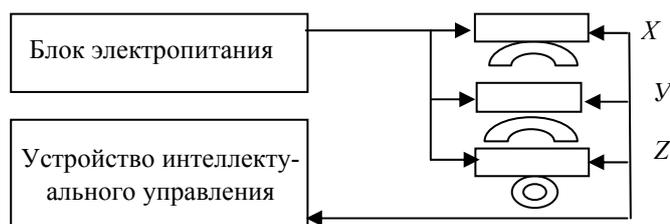


Рис. 4. Блок-схема устройства интеллектуального управления АКП

Для создания антропоморфного робототехнического устройства типа автоматизированной «руки», например для сборочного автомата (рис. 5) или робота-андроида, необходимо соединение $2-n$ конструктивно однотипных АКП, возможно, разных типоразмеров и грузоподъемности, соответствующими конструктивами $1-m$, где m и n – номера соответствующих сочленений и конструктивов. Выбор типоразмера АКП целесообразно производить исходя из необходимой силомоментной характеристики.

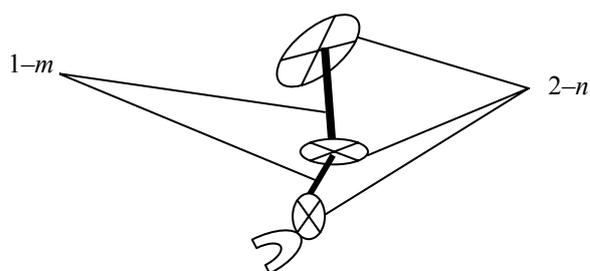


Рис. 5. Кинематическая схема автоматизированной руки антропоморфного робототехнического устройства

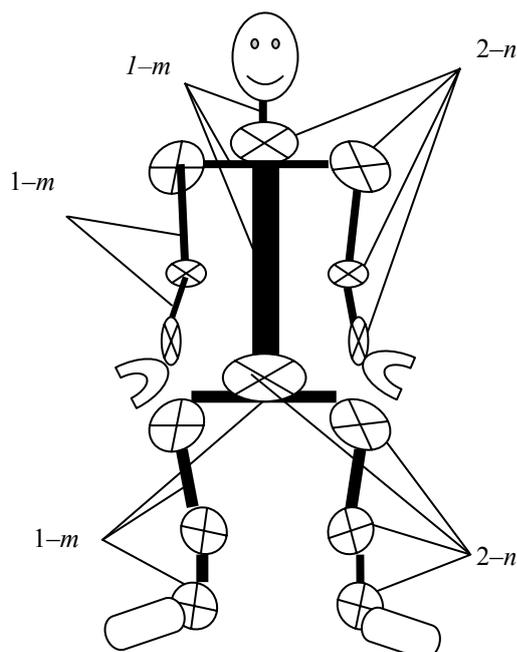


Рис. 6. Кинематическая схема робота-андроида, построенная на АКП

На рис. 6 представлена кинематическая схема робота-андроида, у которого в конструктивы $1-m$ встроены сочленения $2-n$ АКП, возможно разных размеров и грузоподъемности. АКП сочленений имеют электрические связи между собой, блоком электропитания и устройством интеллектуального управления (см. рис. 4).

Заключение. Разработан схемоконструкторский эскизно-технический проект АКП на основе дуговых и поворотных ЭМД, несколько типоразмеров которых изготавливаются в мелкосерийном производстве.

Прогнозируемые технические характеристики АКП:

1. Грузоподъемность – до 100 Н.
2. Возвратно-поворотные движения вокруг осей XU АКП с углами прокачки α, β , град, $-\pm 25$.
3. Возвратно-поворотные движения вокруг оси Z с углом прокачки θ , град, $-\pm 90$.
4. Скорость прокачки, град/с, – от «ползучей» до 90.
5. Точность позиционирования, мм, $-\pm 0,05$ на дуге радиусом 250 мм.
6. Повторяемость перемещения по всей рабочей зоне поворотного и дуговых ЭМД, мм $-\pm 0,05$ на дуге радиусом 250 мм.

Литература

1. Осипов О.Ю. Мультикоординатные электромехатронные системы движения / О.Ю. Осипов, Ю.М. Осипов, С.В. Щербинин. – Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2010. – 320 с.
2. Осипов Ю.М. Линейный и дуговой электромехатронные модули движения – функциональные элементы мехатронных систем // Мехатроника, автоматизация, управление: матер. междунар. науч.-техн. конф. – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. – С. 258–260.

Осипов Юрий Мирзоевич

Д-р техн. наук, д-р экон. наук, профессор, зав. отделением каф. ЮНЕСКО (ОКЮ) новых материалов и технологии ТУСУРа
Тел.: (382-2) 42-87-41, доб. 318, моб. тел.: 8-960-971-43-92
Эл. почта: umo1943@yandex.ru

Осипов Олег Юрьевич

Канд. экон. наук, доцент ОКЮ новых материалов и технологий
Тел.: (382-2) 42-87-41, доб. 319
Эл. почта: ems2009@mail.ru

Osipov YU.M., Osipov O.Yu.

Creation of products of an extreme robotics on the basis of «active» cardan transmission

Circuit-design representation of multi-coordinate electro mechatronic «active» cardan transmission of the new generation applied to joints of elements of robotic means, operated in the conditions of the extreme environment (the automated hand of the assembly machine gun in the space environment, nuclear waste clean sweep, including the robot android) is considered.

Keywords. active cardan transmission, multicoordinate electro mechatronic traffic system, intellectual circuit-design, scheduler of multi-coordinate movements.

СООБЩЕНИЯ

УДК 796.034:004.942

В.В. Козин

Требования к визуально-программному комплексу в формировании обратных связей при обучении игровым приемам баскетболистов

Рассматриваются недостатки современных методик регистрации и анализа тренировочной и соревновательной деятельности баскетболистов. Выявлены знания, повышающие эффективность обратной связи в учебно-тренировочном процессе баскетболистов при использовании визуально-программного обеспечения.

Ключевые слова: регистрация, анализ, визуально-программное обеспечение, информатизация.

Тенденции развития баскетбола свидетельствуют о всеобъемлющей информатизации сторон подготовки игроков. Однако несмотря на повышение интереса к данной тематике, количество публикаций за последнее десятилетие уменьшилось. На наш взгляд, это связано со сложностью специфических для игровых видов спорта проблем, а также с трудностями, возникающими при разработке и внедрении прикладного программного обеспечения.

Процесс оптимизации учебно-тренировочного процесса за счет обратных связей, допускающий применение программного обеспечения и технических средств, в спорте в нашей стране начался с начала 80-х годов и в последующем нашел отражение в ряде исследований [1, 2, 6]. В результате были определены особенности технического и программного обеспечения учебно-тренировочного процесса и спортивных соревнований. При этом важным условием является наличие специфических знаний как у специалиста, тренера, так и у спортсмена [5].

Вследствие этого возникает **проблема** внедрения программного обеспечения в учебно-тренировочный процесс и соревновательную деятельность баскетболистов, вызванная недостаточностью знаний о современных информационных технологиях.

Предполагается, что разработка визуально-программного обеспечения тренировочной и соревновательной деятельности баскетболистов позволит определить знания, повышающие эффективность обратной связи в обучении игровых приемов спортсменов.

Задачи исследования

1. Выявить недостатки современных методик регистрации и анализа тренировочной и соревновательной деятельности баскетболистов.
2. Разработать функциональную схему получения и обработки информации о деятельности спортсменов.
3. Определить знания, повышающие эффективность обратной связи в учебно-тренировочном процессе баскетболистов при использовании визуально-программного обеспечения.

В качестве **методов исследования** выступают анализ научно-методической литературы, синтез данных и педагогические наблюдения (видеосъемка соревновательной деятельности).

Результаты. Оснащенность вычислительной техникой различных учреждений физической культуры и спорта на начало 70-х годов была весьма низкой. Резкий скачок развития информационных технологий и программного обеспечения в спорте пришелся на 90-е годы. Были разработаны обучающие мультимедиа-системы, программно-аппаратные видеокomплексы, позволяющие осуществлять педагогико-биомеханический анализ техники спортивных движений [4, 6].

В баскетболе также стали активно использоваться различные информационные технологии. Были разработаны компьютерные программы, при помощи которых стали возможны организация, синтез и анализ тренировочных занятий и игр [11], а также выделены компоненты и принципы анализа и регистрации соревновательной деятельности баскетболистов [7]. Однако в представленных разработках стоит отметить отдельные недостатки: отсутствует типовой (в соответствии со спецификой игровой деятельности) алгоритм обработки информации; также отсутствует координационное управление информацией в связи с большой долей субъективной оценки. Ввиду этого недостаточно учитывается ситуационная составляющая деятельность.

В рамках исследований нами осуществлялись наблюдения за деятельностью баскетболистов, которые позволили предложить новый путь решения проблемы обучения игровым приемам на основе анализа тренировочной и соревновательной деятельности баскетболистов.

Регистрация деятельности осуществлялась путем наложенной на изображение, через программную оболочку «abode premier csb», сетки с измерительной шкалой, соответствующей размерам баскетбольной площадки. Для этого были отобраны видеозаписи, в которых фокус видеокамеры перемещался в двух направлениях на одинаковом расстоянии от площадки [8, 10].

В процессе наблюдений фиксировались показатели, характеризующие специфику игровой деятельности. Среди них: количество реализованных и нереализованных бросков; расстояние между игроками; фолы в различных фазах; способы выполнения бросков; дистанция выполнения бросков; характер передвижений атакующих игроков; занятие игровой позиции нападающим в определенном положении по отношению к защитнику; направление передвижений защитников.

Все показатели заносились в специально разработанный протокол регистрации действий игроков при помощи условных обозначений [3].

Преимущество использования видеокамеры заключалось в том, что в процессе анализа зафиксированных показателей имелась возможность остановиться на отдельной игровой ситуации и многократно изучать ее структуру и содержание.

При проведении наблюдений учитывались следующие требования: обеспечение надежности применяемых методов; своевременное получение информации о результатах, что позволяло в процессе анализа систематизировать полученные данные.

Учитывая отдельные преимущества экономичности и информативности применения данной методики, следует отметить и недостатки: невозможность получения оперативной информации о деятельности спортсменов; присутствие доли субъективизма при анализе и оценке отдельных игровых ситуаций; длительность процесса систематизации полученных результатов.

Выявленные недостатки способствовали разработке функциональной схемы получения и обработке информации о деятельности спортсменов. В процессе использования возможностей программной среды представляются возможными регистрация тренировочной и соревновательной деятельности баскетболистов и ее последующий анализ в обучении на основе типовых алгоритмов обработки информации и координационного управления (рис. 1).

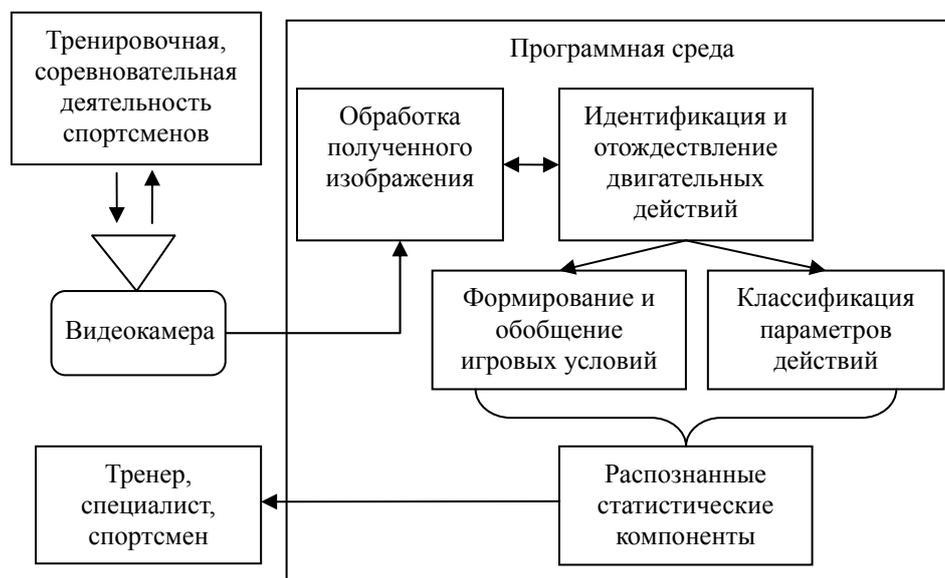


Рис. 1. Функциональная схема получения и обработки информации о деятельности спортсменов

Особенность программного обеспечения, отличающая его от аналогов, заключается в видеофиксации целостного тренировочного занятия и/или игры, с получением обширных статистических данных. В итоге возможно решение проблемы обучения игровым приемам, а также организации и управления тренировочной и соревновательной деятельностью.

В состав визуально-программного комплекса входит: визуальное средство наблюдения (цифровая, широкоугольная видеокамера); компьютерная программа.

При помощи цифровой видеокамеры происходит регистрация тренировочной и соревновательной деятельности спортсменов, затем в программной среде происходит процесс обработки полученного изображения по заранее установленным параметрам на основе типовых алгоритмов обработки и координации информации, далее происходит идентификация и отождествление двигательных действий с формированием и обобщением игровых условий и последовательной классификацией их параметров. Распознанные статистические компоненты, в виде статистической информации, в дальнейшем анализируют тренер, специалист и/или спортсмен. После анализа и оценки информации вносятся коррективы в тренировочный процесс и соревновательную деятельность.

Также возможности программы позволяют вести статистику игроков, размечать видео для дальнейшего монтажа (нарезка игровых ситуаций), создавать анимацию.

Программное обеспечение возможно использовать в обучении игровым приемам юных баскетболистов, а также в соревновательной деятельности. Однако, как отмечалось ранее, тренер и спортсмен должны обладать определенными знаниями для эффективного внедрения программного обеспечения в учебно-тренировочный процесс и соревновательную деятельность.

В частности, спортсмены и тренер должны знать:

- содержание технико-тактической деятельности в баскетболе;
- ситуационные модели технико-тактической деятельности игроков;
- методологию и технологию оптимального использования современных информационных технологий, ориентированных на реализацию психолого-педагогических целей обучения и воспитания;

- алгоритмы обработки информации (характер информации о соревновательной деятельности; алгоритмы идентификации, отождествления и классификации тренировочной и соревновательной деятельности, последовательность их выполнения);

- алгоритмы координационного управления (алгоритмы обобщения условий противодействий соперников; алгоритмы управления подчиненными подсистемами и средствами воздействия в спорте).

Данные знания баскетболисты должны получать в процессе учебно-тренировочных занятий. Информационную подготовку тренеров необходимо осуществлять через центры повышения квалификации, а также при помощи специальных курсов, организованных региональными баскетбольными федерациями или Российской федерацией баскетбола.

В заключение стоит отметить, что с информатизацией процесса образования, учебно-тренировочного процесса становится возможным формирование эффективного взаимодействия тренера и спортсмена. На наш взгляд, это позволит наиболее эффективно координировать деятельность тренера в управлении командой, а спортсменам достигать высоких результатов, что является эффективным проявлением обратной связи.

Заключение

1. Среди недостатков современных методик регистрации и анализа тренировочной и соревновательной деятельности баскетболистов отмечаются: отсутствие типового (в соответствии со спецификой игровой деятельности) алгоритма обработки информации; отсутствие координационного управления информацией в связи с большой долей субъективной оценки; длительность процесса систематизации полученных результатов. При разработке визуально-программного обеспечения для баскетбола необходимо учитывать выявленные недостатки.

2. Получение и обработка информации о деятельности спортсменов начинаются с декомпозиции полученного изображения по заранее установленным параметрам на основе типовых алгоритмов обработки и координации информации, далее происходит идентификация и отождествление двигательных действий с последовательным формированием и обобщением игровых условий и классификацией их параметров.

3. Тренер и спортсмен должны обладать определенными знаниями для эффективного анализа тренировочной, игровой деятельности при обучении технико-тактическим приемам. К ним относятся: особенности ситуационного моделирования деятельности; методология оптимального использования современных информационных и коммуникационных технологий; знание алгоритмов обработки и координации информации о тренировочной и соревновательной деятельности в баскетболе.

Литература

1. Принципы технического и программного обеспечения локальной автоматизированной системы управления спортивными соревнованиями / В.Л. Барвинский и др. // Теория и практика физической культуры. – 1988. – № 8. – С. 34–37.
2. Давыдов В.В. Компьютерное моделирование как средство оптимизации учебно-воспитательного процесса в институтах физической культуры / В.В. Давыдов и др. // Теория и практика физической культуры. – 1986. – № 10. – С. 8–9.
3. Козин В.В. Повышение результативности атакующих действий баскетболистов 15–17 лет на основе моделирования противодействий соперников: автореф. дис. ... канд. пед. наук / В.В. Козин. – Омск, 2009. – 24 с.
4. Петров П.К. Обучающая мультимедиа-система по восточным единоборствам / П.К. Петров, О.Б. Дмитриев, В.А. Широков // Теория и практика физической культуры. – 1998. – № 11. – С. 55–58.
5. Петров П.К. Подготовка специалистов по физической культуре и спорту в условиях информатизации общества // Физическая культура: воспитание, образование, тренировка. – 2006. – № 5. – С. 45–47.
6. Сучилин Н.Г. Педагогико-биомеханический анализ техники спортивных движений на основе программно-аппаратного видеокомплекса / Н.Г. Сучилин, Л.Я. Аркаев, В.С. Савельев // Теория и практика физической культуры. – 1996. – № 4. – С. 12–20.
7. Csataljay G. Principal components analysis of basketball performance indicators / G. Csataljay, P. O'Donoghue, M. Huges, H. Dancs // World Congress of Performance Analysis of Sport VIII. – Deutschland: Otto-von-Guericke-Universität Magdeburg Department of Sports Science, 2008. – P. 737–743.
8. Jianyun C. A unified framework for semantic content analysis in sports video / C. Jianyun, L. Yunhao, L. Songyang, W. Lingda // Proc. 2nd Int. Conf. Information Technology for Application (ICITA). – 2004. – P. 149–153.
9. Kozin V.V. Simulation of competitive activity basketball players / V. V. Kozin // Материали за 8-а международна научна практична конференция, «Бъдещето въпроси от света на науката». – Т. 38. Физика. Физическа култура и спорт. – София: «Бял ГРАД-БГ» ООД, 2012. – С. 41–46.
10. Nepal S. Automatic detection of goal segments in basketball videos / S. Nepal, U. Srinivasan, G. Reynolds // Proc. ACM Multimedia. – 2001. – P. – 261–269.
11. Official coaching software: The «New» assistant coach – «Sideline Organizer» // Fiba Assist Magazine. – 2006. – № 21. – P. 57–61.

Козин Вадим Витальевич

Канд. пед. наук, доцент каф. теории, методики и истории физической культуры и спорта
Сибирского государственного университета физической культуры и спорта, г. Омск
Тел.: (381-2) 93-81-94
Эл. почта: cousi1982@gmail.com

Kozin V.V.

The software for feedback forming in training techniques of basketball players

In the paper we observed the highlights and the shortcomings of modern methods of recording and analysis of training and competitions of basketball players. We found out the knowledge increasing the feedback efficiency in the training process of basketball players using visual software.

Keywords: registration, analysis, visual software, information.

Требования к подготовке рукописей статей, представляемых для публикации в журнале «Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники»

1. Оригинал на бумажном носителе должен полностью соответствовать электронному варианту.

2. Электронный вариант 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.

3. Текст статьи должен быть набран без принудительных переносов через один интервал (множитель 1,05) шрифтом Times New Roman 10,5 кегля; распечатан на одной стороне листа белой писчей бумаги формата А4 с полями шириной 25 мм, без помарок и вставок. Шаблон статьи размещен на сайте: http://www.tusur.ru/ru/science/tusur_reports_magazine/template.dot. Размер статьи со всеми атрибутами должен быть, как правило, не более пяти страниц.

4. Одни и те же **символы и обозначения переменных, векторов, функций и т.д. в тексте, формулах, таблицах и рисунках должны быть единообразными по написанию**. Русские и греческие символы, а также цифры и все математические знаки: скобки, плюсы, минусы и т.д. – набираются прямым шрифтом; переменные, обозначенные латинскими буквами – курсивом, кроме слов, их сокращений, имен функций (const, input; U_{in} ; $I_{вх}$; T_z ; β_1 ; $\sin x$), программ, названий фирм и химических формул (H_2O).

5. Все употребляемые обозначения и сокращения должны быть пояснены.

6. Единицы измерения физических величин должны соответствовать Международной системе единиц (СИ) и пишутся по-русски.

7. 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 с расшифровкой условных обозначений лучше приводить в тексте. Подписи и надписи – Times New Roman, 10 пт. На все рисунки и таблицы должны быть ссылки в тексте (... на рис. 3, ... в табл. 2).

8. **Рисунки и фотографии должны быть черно-белыми**, четкими, контрастными, аккуратными, сгруппированными. Графики – не жирно, сетка – четко. Единицы измерения и название осей – на русском, шрифт – не жирным. Для десятичных чисел использовать запятую (не точку).

Рисунки могут быть выполнены в программах CorelDraw, Illustrator, Word, Visio и должны давать возможность внесения исправлений, не использовать на рисунках заливки желтым, голубым цветами и т.п., при переводе в ч/б они теряют информативность – сливаются в одинаковый серый. Применять штриховки различного вида.

9. Иллюстрации, разрешением не менее 300 dpi, дублируются отдельными файлами. Если это невозможно, должны быть предоставлены оригиналы иллюстраций, пригодные для полиграфического исполнения. Масштаб изображения – наиболее мелкий (при условии читаемости).

10. Формулы должны быть набраны в формульном редакторе (Equation, MathType) программы Word.

11. 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 неперIODических 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, номер страниц.

12. 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.

Бумажный вариант рукописи статьи должен быть подписан авторами и иметь сопроводительное письмо на бланке организации (для сторонних авторов).

Плата за публикацию статей 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.

Примечание. Адрес для переписки: vnmas@tusur.ru. Тел.: (+7–382–2) 51-21-21.