ISSN 1818-0442

Доклады ТУСУРа. №4(34), 2014

ДОКЛАДЫ

Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники

4(34) • 2014

9 771818 044708 02007

Министерство образования и науки Российской Федерации

ДОКЛАДЫ
ТОМСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО УНИВЕРСИТЕТА
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ
4(34) • декабрь 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. Бочкаревой
Техн. редактор В.М. Бочкарева
Корректор В.Г. Лихачева

Подписано в печать 25.12.2014.
Формат 60×84 $^1/_8$.
Усл. печ. л. 20
Тираж 500. Заказ 36.

Содержание

ЭЛЕКТРОНИКА, ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА, РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

Исаев В.М., Кабанов И.Н., Комаров В.В., Мещанов В.П.
Современные радиоэлектронные системы терагерцового диапазона 5

Малютин Н.Д., Лощилов А.Г., Федоров В.Н., Зыков Д.Д.
Широкополосные дискретные недисперсионные фазовращатели на основе эффекта кратного изменения фазовой скорости в многосвязных полосковых структурах с существенно неуравновешенной электромагнитной связью при сохранении согласования в широкой полосе частот 22

Буянов Ю.И.
Электродинамика ближней зоны короткого диполя 31

Суровцев Р.С., Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р., Орлов П.Е.
Распространение импульса в меандровой линии с неоднородным диэлектрическим заполнением без искажений его формы перекрестными наводками 34

Комнатнов М.Е., Газизов Т.Р.
О совместных климатических и электромагнитных испытаниях радиоэлектронной аппаратуры 39

Коколов А.А., Бабак Л.И.
Исследование нелинейной зависимости сопротивления стока в GaAs и GaN HEMT-транзисторах 46

Жидик Ю.С., Троян П.Е.
Технология формирования покрытий на светодиодных гетероструктурах методом магнетронного распыления на примере нанесения пленок ITO 52

Казаков А.В., Смаилов А.С., Бурдовицин В.А., Медовник А.В., Окс Е.М.
Структура поверхности полипропилена при облучении импульсным электронным пучком в форвакуумном диапазоне давлений 56

Тюньков А.В., Юшков Ю.Г., Золотухин Д.Б., Савкин К.П.
Генерация ионов магния в пучковой плазме форвакуумного электронного источника 60

УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

Пономарев О.Г., Стрельников С.Е., Шарабайко М.П.
Выбор инструментов кодирования стандарта H.265/HEVC для аппаратной реализации системы сжатия ключевых видеокадров 65

Мельников Г.А., Губарев В.В.
Метод построения деревьев регрессии на основе муравьиных алгоритмов 72

Кравченко А.Н.
Методы проектирования параллельного BCH/CRC-кодера 79

Задорин А.С., Махорин Д.А.
Интерферометрический контроль целостности данных в системе квантового распределения ключей с временным кодированием 85

Перминова М.Ю., Кручинин В.В.
Алгоритмы рекурсивной генерации ограниченных разбиений натурального числа 89

Кручинин Д.В., Шабля Ю.В.
Программное обеспечение для анализа тестов простоты натурального числа 95

Бухтияров И.В.
Сети Петри как инструмент спецификации специализированной сервис-ориентированной информационной среды для производства программных продуктов ... 100
Катаев М.Ю., Коробко А.П.
Построение скелетной модели фигуры человека по потоку изображений ... 109
Абрамов М.О., Катаев М.Ю.
Влияние методов предобработки на восстановление фигуры движущегося человека из потока изображений ... 114
Демьянович Д.Н., Вадутов О.С., Солдатов А.И.
Исследование СВЧ-тракта синтезатора и разработка его модели при проектировании системы АРУ ... 120
Жмудь В.А., Семибаламут В.М.
Проектирование полных многоканальных ПД-регуляторов методом численной оптимизации при моделировании ... 127
Сонькин М.А., Сонькин Д.М., Ямпольский В.З., Лещик Ю.В.
Системы мониторинга и оповещения о чрезвычайных ситуациях в регионах разработки нефтегазовых месторождений ... 133
Добуш И.М.
Исследование методов деэмбеддинга «Open», «Open-Short», «Open-Short-Thru» для зондовых измерений параметров рассеяния элементов СВЧ-монолитных интегральных схем ... 138
Дмитриев В.М., Ганджа Т.В., Ганджа В.В., Сторчак А.В.
Вольтамперометрический комплекс для анализа химических растворов на основе многоуровневой компьютерной модели ... 146
Абраменко А.Ю.
Полифазная реализация полиномиального интерполяционного фильтра ... 151
Бураков В.В., Зеленцов В.А., Потрясаев С.А., Соколов Б.В.
Оценивание и выбор эффективных технологий автоматизированного управления активными подвижными объектами на основе комплексного моделирования ... 155
Капилевич В.Л., Сонькин Д.М., Игумнов А.О.
Комбинированный алгоритм для отображения навигационных данных в высоконагруженных web-ориентированных пассажирских информационных системах ... 165
Комагоров В.П., Фофанов О.Б., Мехтиев Э.М., Савельев А.О., Алексеев А.А.
Система адаптивного управления разработкой «интеллектуального» месторождения ... 171
Мицель А.А., Красненко Н.П.
Динамическая модель управления инвестиционным портфелем с линейным критерием качества ... 176
Боровской И.Г., Шельмина Е.А.
Численный расчет перетекания невязкого газа через диафрагму методом дробной размерности ... 183

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Киселев А.В., Гарганеев А.Г., Качин О.С.
Анализ теплового состояния первичного источника электрической энергии забойной телеметрической системы ... 189
Михальченко Г.Я., Муликов Д.С.
Двойная модуляция электрической энергии в частотно-регулируемом электроприводе ... 194
Серов А.Б., Цукублин А.Б., Гарганеев А.Г.
Определение связи между числами пазов статора и полюсов ротора вентильного магнитоэлектрического двигателя методом планирования эксперимента ... 199
Ивойлов Е.В., Слободян С.М.
Изменение свойств индуктивности при замыкании витков на корпус ... 203

СООБЩЕНИЯ

Абрамчук С.И., Пуговкин А.В.
Энергетическая эффективность электрического обогревателя ... 211
Майстренко А.В., Светлаков А.А.
Косвенное измерение расхода жидкости, перекачиваемой насосными агрегатами ... 215
Учаев В.Н., Кобзев А.В., Семенов В.Д., Пахмурин Д.О., Хуторной А.Ю., Литвинов А.В.
Согласование рабочего инструмента с ультразвуковой колебательной системой для введения иглы в биологическую ткань при реализации локальной гипертермии ... 220
Литвинов А.В., Кобзев А.В., Семенов В.Д., Пахмурин Д.О., Учаев В.Н., Хуторной А.Ю.
Электротепловая модель локального объёма живой ткани для исследования тепловых процессов при реализации локальной гипертермии ... 224
Хуторной А.Ю., Кобзев А.В., Семенов В.Д., Пахмурин Д.О., Учаев В.Н., Литвинов А.В.
Конструктивные особенности инструмента для реализации способа высокотемпературного воздействия на костную ткань ... 228

Требования к подготовке рукописей статей, представляемых для публикации в журнале ... 232

ЭЛЕКТРОНИКА, ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА, РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ

УДК 631.372 (024); 631.396

В.М. Исаев, И.Н. Кабанов, В.В. Комаров, В.П. Мещанов

Современные радиоэлектронные системы терагерцового диапазона

Одной из тенденций развития современной радиоэлектроники является освоение терагерцового частотного диапазона, занимающего промежуточное положение между хорошо изученными микроволновым и оптическим участками спектра электромагнитного излучения. В последние годы резко возросло количество фундаментальных и прикладных исследований по этой тематике. В данной работе кратко анализируется состояние электронно-компонентной базы, основных направлений использования и метрологического обеспечения терагерцовой техники. Использованы отечественные и зарубежные источники информации, большинство из которых опубликовано в последнее десятилетие.

Ключевые слова: терагерцовый диапазон, электроника, фотоника, диагностика, спектроскопия сред, астрофизические исследования, радиолокация, телекоммуникации, пассивные элементы, активные элементы, измерения.

Терагерцовый диапазон частот электромагнитного спектра (ТГЧ-диапазон) лежит между областью миллиметровых длин волн и инфракрасным диапазоном (рис. 1). Граничные частоты ТГЧ-диапазона в настоящее время точно не определены и в разных источниках определяются поразному. В наиболее широкой интерпретации ТГЧ-диапазон занимает область частот от 100 ГГц до 10 ТГц (диапазон длин волн от 3 мм до 30 мкм). С другой стороны, в соответствии с ГОСТ 24375–80 и рекомендациями Международного союза электросвязи ТГЧ-диапазон можно определить как диапазон частот от 300 ГГц до 3 ТГц (диапазон длин волн от 1 до 0,1 мм). Вместе с тем, если следовать стандартам Международной организации по стандартизации (*ISO*), ТГЧ-диапазон лежит в области дальнего инфракрасного спектра, границы которого лежат в интервале 300 ГГц и 6 ТГц. Таким образом, в определении границ ТГЧ-диапазона как со стороны нижних, так и со стороны верхних частот, а также границ лежащего рядом дальнего инфракрасного диапазона имеется неоднозначность.

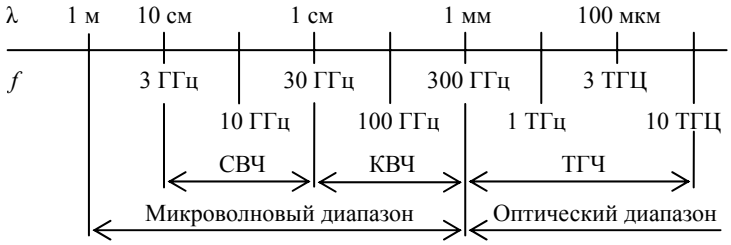


Рис. 1. Спектр электромагнитного излучения

Такая неоднозначность возникла вследствие того, что до последнего времени ТГЧ-диапазон частот оставался наименее исследованным. В указанном диапазоне плохо работают и радиофизические методы обработки сигнала, и оптические. Однако возможность практического использования терагерцовых частот обусловила активные попытки их освоения [1–16].

Продвижение в область терагерцовых частот осуществлялось с двух направлений: со стороны диапазона миллиметровых волн и со стороны инфракрасного (ИК) спектра излучения. В ходе освоения в методологию исследований ТГЧ-диапазона привносились методические подходы и технические решения, свойственные как микроволновой технике, так и оптике. В результате и нижняя, и верхняя границы диапазона оказались «размытыми», а методы исследований и практического освоения различными для низкочастотной и высокочастотной областей диапазона.

ТГЧ-диапазон является областью сближения электроники и фотоники, существенно отличающихся как теоретической базой, так и техникой генерации, осуществления приема и обработки электромагнитных (ЭМ) волн. В основе традиционной электроники лежат классическая теория электромагнетизма и теория переноса, описывающая электрон-дырочное взаимодействие и возни-

кающее в результате излучение, в то время как в основе фотоники лежат квантомеханические принципы взаимодействия излучения и материи. Такой дуализм допускает (и предполагает) использование в ТГЧ-диапазоне гибридных устройств обработки сигнала, построенных на смешении классических и квантомеханических принципов.

В данном обзоре представлены некоторые аспекты использования терагерцовых волн в различных областях науки и техники, рассмотрены современные активные приборы генерации и управления терагерцовым излучением, а также пассивные радиоэлектронные устройства и компоненты; проведен анализ проблем метрологического обеспечения.

Направления использования. ТГЧ-диапазон обладает специфическими свойствами, делающими его привлекательным для фундаментальных и прикладных исследований в области физики, химии, биологии, медицины (рис. 2).

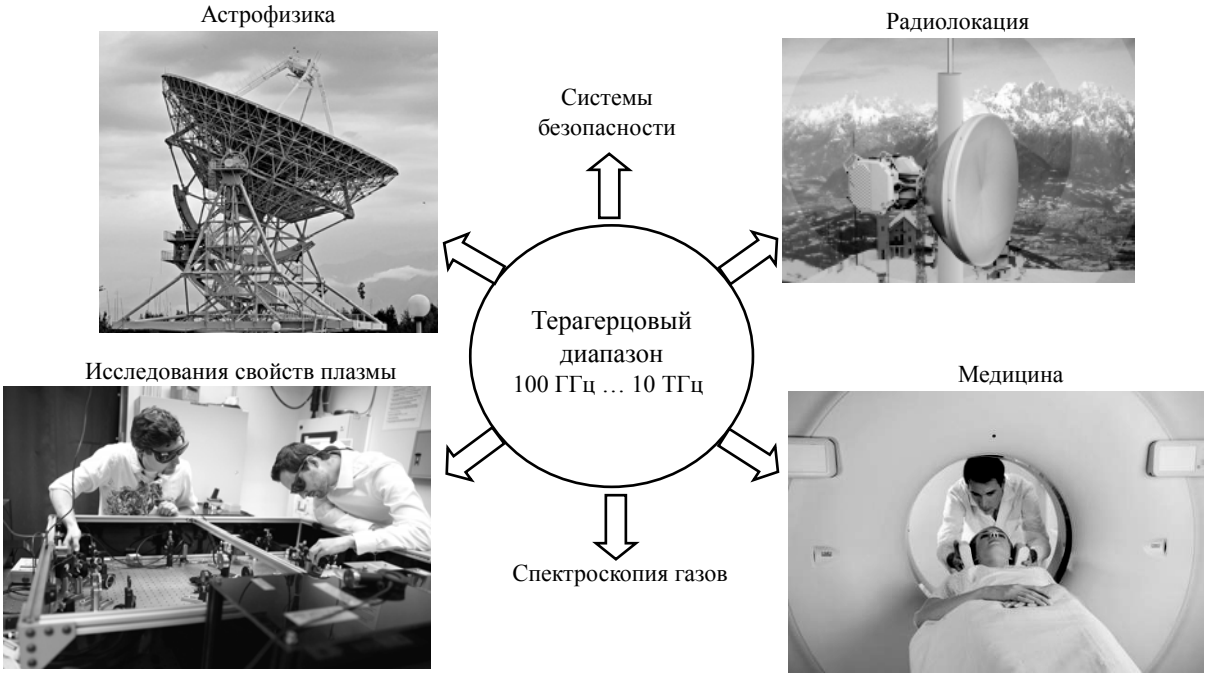


Рис. 2. Области применения терагерцовых волн

В этом диапазоне находятся большое число сильных вращательных переходов молекул, а также линии колебательных и колебательно-вращательных переходов больших молекул, в том числе органических, что открывает возможности их исследования и селективного воздействия на них. Терагерцовые волны перспективны для диагностики и спектроскопии различных сред, включая методы электронного парамагнитного резонанса и ядерного магнитного резонанса высокого разрешения, а также для создания плотной плазмы и управления ее параметрами.

Из-за малой энергии квантов терагерцовое излучение является неионизирующим и относительно безопасным для человека и, следовательно, может использоваться для томографии и других медицинских исследований [17–19]. В частности, так как терагерцовый квант энергии меньше рентгеновского на девять порядков, а изображение в Т-лучах для биосред является более контрастным по сравнению с ИК и оптическими волнами из-за малого рэлеевского рассеяния, Т-волны являются привлекательной альтернативой рентгеновскому излучению при проведении диагностики живых организмов. В настоящее время уже предложены приборы для диагностики рака кожи [20, 21], груди [22, 23], контроля ожоговых раневых поверхностей [24], влагосодержания биотканей [25], выявления зубного кариеса [26].

Терагерцовые волны обладают также и лечебным эффектом благодаря влиянию на реакционную способность атмосферных газов-метаболитов, имеющих спектры поглощения в ТГЧ-диапазоне. В настоящее время предложены такие методы лечения и операционного вмешательства, как: NO-терапия [27], молекулярная ТГЧ-акустотерапия [28], ТГЧ-аэротерапия [29], ингаляционная ТГЧ-акустотерапия [19], термическая деструкция биотканей [30].

Высокая проникающая способность ТГЧ-излучения позволяет адаптировать его для обнаружения и идентификации предметов, скрытых за препятствиями, что необходимо для решения задач

обеспечения безопасности [12]. Если объект не содержит молекул воды или других полярных веществ, сильно поглощающих такое излучение, то Т-волны свободно проникают через объект практически без потерь энергии. При этом может наблюдаться резонансное взаимодействие ЭМ-поля с отдельными молекулами и молекулярными комплексами, что позволяет не только выявлять, но и идентифицировать различные среды. Таким образом, можно обнаружить, к примеру, наркотики или взрывчатые вещества [31]. Кроме того, как показали многочисленные экспериментальные исследования, Т-лучи позволяют более эффективно осуществлять контроль спрятанных под одеждой опасных предметов и оружия [6, 9, 10].

В настоящее время ведутся интенсивные исследования процессов взаимодействия ТГЧ-излучения с биологическими тканями [32, 33], полимерами [34, 35], древесиной [36], сверхпроводящими пленками [37], керамикой [38], метаматериалами [39, 40]. В работах [41–46] приведены результаты теоретических и экспериментальных исследований, посвященных передаче терагерцовых сигналов в земной атмосфере и влиянию осадков, испарений, дыма и тумана на распространение ЭМ-волн.

Спектроскопия веществ различного агрегатного состояния является одним из наиболее перспективных направлений использования ТГЧ-излучения. В работе [19] приведены молекулярные спектры излучения и поглощения газов атмосферного воздуха, матаболитов и загрязнителей воздуха для диапазона 0,1…3,39 ТГц, представляющие интерес с точки зрения экологического мониторинга. Благодаря развитию метода терагерцовой спектроскопии во временной области (THz-TDS), который основан на генерации и детектировании когерентного ТГЧ-излучения с помощью импульсов одного и того же лазера, стало возможным также и изучение физическо-химических свойств некоторых жидкостей [47] и твердых материалов [48].

Терагерцовые телескопы находят все более широкое применение в астрофизических исследованиях фонового космического излучения, для анализа спектров отдельных звезд и галактик, экзапланет, астероидов, комет, а также других космических объектов. Для этих целей используются частоты: 120…180 ГГц [49], 500 ГГц [50], 787…950 ГГц [51]. Новейшие открытия в этой области были сделаны в последние годы с помощью радиотелескопов SOFIA, CCAT, SPICA, ALMA, AMANOGAWA [52, 53]. Наиболее компактным из них можно считать переносной телескоп, предназначенный для размещения на одной из научных станций в Антарктике [50].

Терагерцовые приборы и устройства успешно применяются в настоящее время в измерительной технике, например для исследования субмиллиметрового излучения при пучково-плазменном взаимодействии. В частности, одна из таких радиометрических систем, позволяющая регистрировать ЭМ импульсы с частотой 210…530 ГГц, описана в работе [54]. Другие применения в этой области связаны с оценкой плотности электронного потока как функции координат и времени, а также температуры в ядре плазмы [10, 55].

Терагерцовые волны представляют большой интерес для радиолокационных и телекоммуникационных применений. В большинстве случаев для наземных радиоэлектронных систем преимущества ТГЧ-излучения относительно микроволнового и ИК-излучений проявляются на средних и малых расстояниях. Дело в том, что, как показали результаты исследований [44, 45], затухание терагерцовых сигналов достаточно сильно зависит от влажности атмосферного воздуха и, к примеру, на частоте 400 ГГц может превышать 20 Дб/км при влажности 50…60%. Высота и температура воздуха также оказывают влияние на коэффициент ослабления терагерцовых волн.

На больших высотах влажность уменьшается, увеличивая тем самым дальность передачи сигналов. В [14] теоретически была исследована емкость канала связи с беспилотным летательным аппаратом, находящимся на высоте 5 км на разных частотах. При расчетах учитывались фоновый шум и атмосферное затухание, вызванное дождем. Емкость канала определялась с привлечением теоремы Шеннона–Хартли, и было установлено, что на частотах выше 500 ГГц емкость резко падает, и для передачи сигналов по каналам емкостью более 10 Гбит/с на расстояния до нескольких километров наиболее подходит частотный диапазон 100…300 ГГц.

Одной из серьезных проблем передачи информации в ИК-диапазоне являются искажения фазового фронта волны, вызванные локальными вариациями коэффициента преломления вблизи луча. В итоге детектирование такого сигнала вызывает затруднения. Теоретические прогнозы, а также ряд экспериментальных наблюдений [14] говорят о том, что в ТГЧ-диапазоне эти проблемы не возникают.

Другая проблема, на этот раз в микроволновом диапазоне, связана с расходимостью ЭМ волн при удалении от излучателя из-за дифракции. В работе [7] были проведены оценочные расчеты для двух коммуникационных систем с рабочими частотами 60 и 400 ГГц. Несмотря на то, что ТГЧ-источники уступают по мощности микроволновым, при передаче сигнала на расстояние до 2 км этот недостаток был скомпенсирован более высокой направленностью.

Обзорные работы [14–16, 56, 57] посвящены детальному анализу проблем реализации терагерцовых систем связи для передачи информации. В работах [58–62] приведены экспериментальные результаты исследований пропускной способности и другие коммуникационные характеристики таких систем, полученные на частотах 100…300 ГГц. Большинство из них обладают пропускной способностью 10…20 Гбит/с, однако в работе [57] дано обоснование возможности увеличения данного параметра до 100 Гбит/с.

Нетрадиционные применения ТГЧ-излучения, появившиеся совсем недавно, связаны с такими сферами, как археология и искусствоведение [62].

Активные терагерцовые приборы. Развитие и внедрение ТГЧ-систем различного назначения находятся в прямой зависимости от успехов в области современной электроники и фотоники. Активные приборы ТГЧ-диапазона можно условно разделить на три группы: генераторы, усилители и приемники. Генераторы, в свою очередь, подразделятся на вакуумные лампы [63], твердотельные устройства [64], а также лазерные и фотонные источники. ТГЧ-источники с высоким уровнем мощности классифицируются по двум категориям: с поперечной и продольной модуляцией электронного потока [63]. К первой категории относятся гиротроны и лазеры на свободных электронах, а ко второй – клистроны с распределенным взаимодействием (КРВ), лампы бегущей волны (ЛБВ) и лампы обратной волны (ЛОВ). Уровни рабочих мощностей для вакуумных ТГЧ-приборов варьируются от мВт до ГВт (12 порядков).

Лидирующее положение среди мощных ТГЧ-источников занимают гиротроны, применяемые для разогрева плазмы, термической обработки материалов, радиолокации и телекоммуникации [65]. В Институте прикладной физики (ИПФ) РАН (Нижний Новгород) создан компактный импульсный гиротрон длиной 400 мм, в котором формируется магнитное поле 40 Т, с рабочей частотой 1 ТГц и мощностью до 1,5 кВт [66]. С целью снижения омических потерь охлаждение соленоида осуществляется жидким водородом. Конструкция гиротрона с мощностью 1 кВт, частотой 0,423 ТГц и магнитным полем 8 Т производства КНР описана в работе [67]. Двухчастотный гиротрон (0,54 и 1,08 ТГц) гораздо меньшей мощности, созданный в университете Фукуи (Япония), имеет магнитное поле до 20 Т [68].

Модельный ряд терагерцовых гиротронов фирмы Toshiba (Япония) представлен сразу несколькими разработками, характеристики которых даны в табл. 1. Все они снабжены сверхпроводящими магнитами.

Таблица 1

Гиротроны фирмы Toshiba

Модель	Частота, ГГц	Мощность, кВт	Апертура волновода, см	Тип волны	Масса, кг	Длина, м
E3974	170	500	11,6	T	640	2,96
E3993	170	1000	8	T	820	3,10
E3965	384	1,3	2,8	TE26	33	1,57
E3973	576	0,8	2	TE26	28	1,57
E3983	874	0,6	2	TE19	29	1,53

Как видно из этой таблицы переход к более высоким частотам ведет к снижению выходной мощности источника, что, в свою очередь, снижает эффективность применения устройств ТГЧ-диапазона для некоторых прикладных областей, например радиолокации. Дополнительные сведения о разработках ТГЧ-гиротронов можно найти в [69–72].

Лидерами по созданию КРВ миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов являются компании CPI (Канада) и SLAC (США). К настоящему времени разработчикам CPI удалось достигнуть частоты 280 ГГц и импульсной мощности 50 Вт [73], но имеющиеся технологии позволяют увеличить рабочие частоты до 700 ГГц [74] и импульсной мощности 2 Вт. Серьезными проблемами на пути дальнейшего развития терагерцовых КРВ являются технологические ограничения, увеличение тепловыделения и перераспределение электронного потока по скоростям [63].

Примером успешной реализации терагерцовых ЛОВ может служить разработка импульсного клинотрона мощностью до 1 кВт и частотой 300 ГГц [75]. ЛОВ ТГЧ-диапазона находят применение в сфере промышленной диагностики [76] и спектроскопии [77]. Корпусные (30…180 ГГц) и бескорпусные (0,18…1,5 ТГц) ЛОВ выпускаются компанией «Исток», г. Фрязино Московской области [78].

Для успешной реализации ЛБВ ТГЧ-диапазона необходимо решить сразу несколько проблем, связанных с малыми размерами таких приборов, прецизионным позиционированием электронной пушки внутри системы, поиском путей создания малоразмерных катодов с высокой плотностью тока, обеспечением однородных магнитных полей высокой напряженности и т.д. Эти и некоторые другие проблемы конструирования терагерцовых ЛБВ решены в работах [79–82].

Разработки квантовых каскадных лазеров, функционирующих на частотах до 1,2 и даже до 0,6 ТГц, представлены в [83–85]. Фотодиодные источники с выходной мощностью более 10 Вт на частоте 1 ТГц, описаны в [86, 87]. Еще один тип лазерных источников – лазеры на свободных электронах – также могут быть успешно приспособлены для эксплуатации в терагерцовом диапазоне [63].

Достаточно подробный обзор литературы по применению различных полупроводниковых ТГЧ-устройств приведен в [88]. Одну группу таких устройств формируют частотные умножители на диодах Шоттки на GaAs. В [89] была предложена новая модель диода Шоттки, адаптированного для работы в терагерцовом диапазоне.

Успехи в развитии методов расчета и технологии изготовления частотных умножителей на планарных диодах Шоттки из GaAs, достигнутые в последние годы, дали возможность изготавливать устройства с выходными мощностями до нескольких сот микроватт на частотах вплоть до 2,7 ТГц [90]. В настоящее время в области твердотельной электроники терагерцового диапазона наблюдается очень быстрый прогресс по созданию более эффективных и дешевых источников. С этой целью здесь успешно применяются, в частности, биполярные транзисторы на гетеропереходах, транзисторы с высокой подвижностью электронов, генераторы на диодах Ганна с частотами 400…500 ГГц, туннельные диоды с частотой 1,04 ТГц [91].

Твердотельные интегральные усилители с выходной мощностью до 10 мВт широко применяются в различных системах терагерцового диапазона с рабочими частотами до 700 ГГц [92]. В некоторых из них используются метаморфные транзисторы с высокой подвижностью электронов (mHEMT) [93], другие базируются на технологии применения гетероструктурных транзисторов (InP DHBT) [94]. Большинство разработок, представленных в [92], находятся на стадии лабораторных испытаний и не достигают частот свыше 1 ТГц.

В качестве приемников ТГЧ-излучения в настоящее время чаще всего применяются болометрические и диодные детекторы. Появлению сверхпроводниковых болометров (СПБ), принцип работы которых базируется на явлении электронного разогрева [95], в значительной степени способствовал прогресс в области тонкопленочных сверхпроводниковых технологий начала этого века. Уникальные характеристики СПБ – высокая чувствительность и быстродействие до 50 нс – достигаются за счет сильной зависимости сопротивления в области перехода от температуры и быстрой релаксации энергии в сверхпроводниковых пленках толщиной 3–4 нм, являющихся базовым элементом СПБ.

На сайте компании СКОНТЕЛ представлены отечественные разработки по созданию СПБ из тонких пленок MoRe и NbN. Результаты теоретических исследований данных структур представлены в [96–101].

В настоящее время на зарубежных рынках представлены различные болометры терагерцового диапазона. Например, в работе [2], а также на сайте компании *Insight Product Company*, США [102], специализирующейся на разработке и производстве синтезаторов, источников, детекторов, смесителей и умножителей частоты миллиметрового и терагерцового диапазонов, представлены технические характеристики болометров на горячих электронах (hot-electron bolometers – HEBs).

В табл. 2 приведены характеристики сверхпроводящего болометра QNbTES/X фирмы QMC Instruments Ltd., Великобритания. Эта компания предлагает также высокочувствительные болометры на горячих электронах на основе антимонида индия (InSb), отличающегося очень высокой подвижностью электронов. Детектор работает при температуре не более 4,2 К и размещен на кварцевой пластине размерами 5×4,7 мм × 300 мкм [2]. Характеристики одного из них даны в табл. 3.

В волноводных устройствах широко используется традиционный тип детекторов на диодах Шоттки. Широкую номенклатуру волноводных детекторов на диодах Шоттки с нулевым смещением предлагает фирма Virginia Diodes Inc., США [2].

Таблица 2

Параметры СПБ QNbTES/X

Эквивалентная шумовая мощность (NEP)	< 1 пВт/(Гц)$^{-1/2}$
Рабочий диапазон частот	100 ГГц … 20 ТГц
Частота отклика (–3 дБ)	2 Гц …1 кГц
Рабочая температура	8 К

Таблица 3

Параметры болометра QFI/X

Эквивалентная шумовая мощность (NEP)	> 500 фВт/(Гц)$^{-1/2}$
Рабочий диапазон частот	60 … 500 ГГц
Частота отклика (–3 дБ)	1 МГц
Рабочая температура	4,2 К

К перспективным детекторам терагерцового излучения следует отнести также смесители на основе сверхпроводниковых туннельных переходов типа СИС (сверхпроводник–изолятор–сверхпроводник) [103], GaGe/GaAs-фотодиоды [104] и пироэлектрические детекторы [105].

Пассивные элементы терагерцовой техники. Для передачи ЭМ-сигналов и энергии в ТГЧ-устройствах в настоящее время применяются различные волноведущие структуры, в том числе коаксиальные линии, фотонно-кристаллические, диэлектрические и металлические волноводы с полимерными пленками. Использование обычных микроволновых коаксиальных линий и диэлектрических волноводов ближнего инфракрасного диапазона малоэффективно из-за высоких потерь в металле или диэлектрике. За последние годы в этой области удалось добиться снижения потерь со 100 до 1 дБ/км для ТГЧ-волн [106–112]. Несколько модификаций таких волноводов подробно проанализировано в обзоре [108], где также представлена конструкция круглого металлического волновода с тонкой полимерной пленкой на внутренней поверхности стенки волновода. В таком волноводе распространяется основная волна гибридного типа HE_{11}, а ширина полосы пропускания достигает 1 ТГц. На частоте 2,5 ТГц ослабление составляет менее 1 дБ/м.

Еще одна линия передачи (четырехслойный металлодиэлектрический круглый волновод) была исследована в [109] на частоте 1 ТГц. Волновод состоит из двух слоев диэлектрика с показателем преломления $n = 3{,}42$, между которыми располагается медная пленка толщиной 50…500 нм. Толщина внешнего слоя диэлектрика составляет 1 мм, диаметр сердцевины 1…20 мм. Пространство между защитной металлической оболочкой и слоем диэлектрика заполнено воздухом.

Поляризационные устройства различного типа находят широкое применение в средствах связи и радиолокации микроволнового, миллиметрового и терагерцового диапазонов частот. Одной из разновидностей таких устройств являются сеточные поляризаторы (СП), предназначенные для управления параметрами линейно поляризованных ЭМ-сигналов. Подробный сравнительный анализ таких устройств сделан в [1].

В ОАО ЦНИИИА совместно с НПП «НИКА-СВЧ» (г. Саратов) были разработаны СП, выполненные по технологии струйного травления. Данные устройства обеспечивают в диапазоне частот 129…260 ГГц уровень ослабления 33…44 дБ для *E*-поляризованных волн и 0,05…0,6 дБ для волн с *H*-поляризацией. Геометрические размеры перемычек составили: ширина – 2…35 мкм, толщина – 20…50 мкм, шаг проволоки – 100 мкм. Результаты теоретических и экспериментальных исследований данных устройств приведены в [1, 113–116].

Терагерцовые СП могут быть также изготовлены по технологии LIGA [117], методом фотолитографии на полимерной основе [118], с помощью нанопечати [119, 120] и на основе натянутых проволочных перемычек круглой формы [6]. Как правило, такие устройства используются в лабораторных условиях, например для изучения фонового космического излучения [121] или для измерения спектра мощности излучения из плазмы [122]. В ряде случаев в ТГЧ-диапазоне проявляются малоизученные физические эффекты, как, например, аномальные резонансы, для объяснения которых привлекается теория плазмонов [123, 124].

Одномерные периодические структуры (металлические решетки), на базе которых создаются СП, также успешно применяются и для фильтрации сигналов [125]. Решетки, выполненные на основе графена, выполняют функции поглотителей Т-волн [126].

Двумерные метаматериалы, получившие также название частотно-селективные поверхности (ЧСП), находят все более широкое распространение в терагерцовой технике в качестве фильтров [127–129], поглотителей [130, 131], модуляторов [132], антенн [133] и т.д. ЧСП представляют собой планарные периодические системы с элементами рассеяния (ЭР), выполненными либо в виде отверстий в экранах [127], либо в виде участков металлизации на диэлектрическом основании [130]. Электродинамические характеристики ЧСП зависят от размеров отдельных ЭР, их периодичности, толщины металлических и диэлектрических слоев, электрофизических свойств материалов.

В работе [134] были проведены исследования ЧСП с крестообразными ЭР, созданные по фотолитографической технологии нанесения золотых и свинцовых пленок на миларовую подложку. Измерения проводились в диапазоне 1,5…3 ТГц для металлических пленок различной толщины при разных температурах.

Двухслойные ЧСП с крестообразными РЭ в виде золотой фольги толщиной 100 нм на стеклянной основе были рассмотрены в работе [135]. Экспериментальные исследования и численное моделирование таких структур приводились для частотного диапазона 0,2…0,8 ТГц при толщине диэлектрического основания 150 мкм. Полученные результаты позволили авторам [135] разработать каскадный полосно-пропускающий фильтр с центральной частотой 0,48 ТГц.

Важным элементом многих систем ТГЧ-диапазона являются приемопередающие антенны различных типов (печатные и фотопроводящие) [136–138]. Фотопроводящие антенны (ФА) обычно выполняются на базе копланарной полосковой структуры. Первая из них имеет резонансную частоту 100 ГГц [136]. Ширина внутреннего проводника копланарной линии составляет 0,06 мм при ширине самой линии 0,1 мм. В конструкции антенны использованы гетероструктурный диод и силиконовая подложка. Вторая конструкция [137] предназначена для работы в широком частотном интервале, включая частоту 125 ГГц.

В последние годы было предложено довольно много оригинальных конструкций антенн ТГЧ-диапазона. В частности, в работе [139] представлена планарная антенная решетка с элементами в форме галстука-бабочки и размерами 9×16 мкм для детектирования слабых сигналов в диапазоне 1,89…14,64 ТГц. Линзовая антенна для решетки с рабочей частотой 550 ГГц и технология ее изготовления описаны в [140]. Еще одна линзовая антенна, но на этот раз вытекающих волн, интегрированная на одной подложке со сверхпроводящим детектором для диапазона 0,15…1,5 ТГц, была разработана в работе [141]. Терагерцовая антенна вытекающих волн может быть реализована, например, с привлечением такого нового конструкционного материала, как графен. Именно такая конструкция была предложена в [142] для электронно-лучевого сканирования в ТГЧ-диапазоне. Наконец, в работе [143] была рассмотрена спиральная антенна, выполненная на композитной подложке диэлектрик–полупроводник с улучшенными по сравнению с аналогами электродинамическими характеристиками. Подробный анализ рупорных ТГЧ-антенн можно найти в [144].

Развитие современных микромашинных (MEMS) технологий изготовления микроминиатюрных устройств миллиметрового и терагерцового диапазонов позволят изготавливать весьма сложные узлы и элементы. Примером таких устройств может служить смеситель субгармоник с рабочей частотой 500 ГГц, описанный в [12]. Апертура входного волноводного элемента данного смесителя составляет 800×400 мкм [145]. Конструкции аналогичных смесителей ТГЧ-диапазона представлены в [145–147].

Последние достижения в области MEMS-технологий позволяют реализовывать коаксиальные волноведущие линии с Т-волной, габаритные размеры которых составляют от 50 до 800 мкм [148]. Для них характерна сверхмалая дисперсия основной волны до частот порядка 400…500 ГГц, в зависимости от размера и волнового сопротивления линии, и низкие потери (0,1 дБ/см на частоте 50 ГГц) [149]. За счет шероховатости центрального проводника и скин-эффекта потери могут возрастать до 0,22 дБ/см в W-диапазоне при среднеквадратичном значении шероховатости 0,1 мкм.

К настоящему времени уже созданы и прошли экспериментальную апробацию такие пассивные компоненты ТГЧ-техники, как аттенюаторы [150], кольцевые резонаторы для лазерных источников [151], волноводные фильтры [152], замедляющие системы для ЛБВ [79, 153], поляризационные преобразователи [154, 155], переходы [156–158], модуляторы [159].

Измерения в ТГЧ-диапазоне. В связи с тем, что коммерческое освоение терагерцового диапазона только началось и терагерцовая метрология, включая методы измерений и контрольно-измерительную аппаратуру, находится на ранней стадии развития, метрологическая инфраструктура – нормативно-техническая документация, методология, службы аттестации и калибровки измеритель-

ных приборов – также только начинают развиваться, причем ряд зарубежных фирм делают попытки расширить стандарты и нормы СВЧ- и оптического диапазонов на терагерцовый участок спектра.

Необходимо отметить, что в настоящее время номенклатура серийно выпускаемой контрольно-измерительной аппаратуры ограничена. Подробный обзор метрологического обеспечения и электронно-компонентной базы измерительной техники ТГЧ-диапазона сделан в работах [1, 2, 160].

Измерения мощности являются одним из основных типов измерений в терагерцовом диапазоне частот. Это связано, в частности, с необходимостью разработки и калибровки генераторов. Измеритель абсолютной терагерцовой мощности, выпускающийся фирмой *Thomas Keating Ltd*., состоит из двух компонентов: измерительной головки и блока обработки сигнала на базе модуля сбора данных USB-6211 фирмы *National Instrument* [2]. Он предназначен для измерения мощности терагерцовой ЭМ-волны в открытом пространстве. Прибор обеспечивает точность 10% при эквивалентной шумовой мощности порядка 5 мкВт/Гц$^{1/2}$. Диапазон рабочих частот – от 30 ГГц до 3 ТГц и выше. Измерительная головка представляет собой фотоакустический детектор. Калибровка осуществляется в программно-управляемом режиме путем нагрева тонкой металлической пленки.

Измерения S-параметров в ТГЧ-диапазоне частот проводятся, как правило, с помощью векторных анализаторов цепей миллиметрового диапазона. Ряд зарубежных компаний, специализирующихся на производстве векторных анализаторов цепей, активно продвигают свою продукцию от 110 ГГц вверх по диапазону [2]. Среди них фирмы *Agilent Technologies*, *Inc*., *Rohde&Schwarz*, *OML*, *Inc*., *Virginia Diodes*, *Inc*. и др.

В работе [161] описана схема для проведения измерений фазовых шумов ТГЧ-сигналов с верхней границей частотного диапазона 670 ГГц. Новая методика бесконтактного измерения параметров матрицы рассеяния произвольного ТГЧ-многополюсника описана в [162]. Вопросам калибровки измерительных систем для анализа волноводных элементов посвящены работы [163–165]. Прямые измерения влияния шероховатости на электропроводность пассивных ТГЧ-элементов были сделаны в [166].

Большой интерес для изучения процессов взаимодействия Т-волн с различными средами представляют данные о магнитных и диэлектрических свойствах этих сред. Для проведения экспериментальных исследований различных веществ методом дисперсионной Фурье-спектроскопии в работе [167] были разработаны комплект квазиоптических узлов с пьезоэлектрическим управлением и измерительная схема для диапазона частот 0,1…3 ТГц. Методом терагерцовой спектроскопии во временной области в [168] были исследованы величины коэффициентов преломления и поглощения образцов мальтозы.

Вода играет наиболее важную роль на процессы взаимодействия. В [169] разработана математическая модель для расчета комплексной диэлектрической проницаемости воды для различных значений ее солености (s, ‰). Для s = 0 ‰ модель справедлива в широком диапазоне частот вплоть до 500 ГГц и температур –20…+40 ºС. Эта модель хорошо согласуется с экспериментальными данными, установленными в [170] для субмиллиметрового диапазона.

Экспериментальные исследования, проведенные в [36] для диапазона частот 0,1…0,6 ТГц и трех образцов древесины разных сортов, показали наличие эффекта двулучепреломления, вызванного разницей показателей преломления волокон древесины в направлениях, параллельном и перпендикулярном вектору напряженности электрического поля.

Заключение. Очевидные преимущества ТГЧ-диапазона: отсутствие ионизирующего воздействия, большая информационная емкость, способность проникать через непрозрачные объекты, возможность высоконаправленного излучения и некоторые другие – обусловили быстрое развитие терагерцовой техники во всем мире. Эти преимущества определяют привлекательность практического применения Т-волн для создания высокоскоростных линий связи, высокоточных РЛС, способных работать в сложной электромагнитной обстановке, систем получения изображений с очень высоким разрешением, устройств дистанционной идентификации химических веществ и прочей военной и гражданской техники.

Приведенный обзор свидетельствует о значительных успехах, достигнутых в настоящее время в области разработки терагерцовых технологий, и быстром развитии электронной компонентной базы ТГЧ-диапазона. Дальнейшее усовершенствование радиоэлектронных приборов и компонент ТГЧ-диапазона требует развития метрологической базы, включая разработку нормативно-технической документации, стандартов, методов и методик измерения параметров терагерцовой ЭКБ, необходимого контрольно-измерительного оборудования. При этом процессы изготовления и

производства терагерцовых компонентов зачастую остаются сложными и трудоёмкими, вследствие чего их стоимость остаётся крайне высокой.

Литература

1. Устройства поляризации радиоволн в терагерцовом диапазоне частот / под ред. А.С. Якунина. – М.: Радиотехника, 2012. – 256 с.

2. Терагерцовый диапазон частот: электронная компонентная база, вопросы метрологического обеспечения / С.А. Алавердян, С.И. Боков, В.О. Булгаков, Н.А. Зайцев, В.М. Исаев, И.Н. Кабанов, Ю.Ю. Катушкин, В.В. Комаров, А.П. Креницкий, В.П. Мещанов, С.А. Савушкин, А.В. Сыромятников, А.С. Якунин // Обзоры по электронной технике. Сер. 1. Электроника СВЧ. – М.: ЦНИИ «Электроника», 2012. – 74 с.

3. Царев М.В. Генерация и регистрация терагерцового излучения ультракороткими лазерными импульсами: учеб. пособие. – Нижний Новгород: НГУ, – 2011. – 75 с.

4. Zhang X.-C. Introduction to THz Wave Photonics / X.-C. Zhang, J Xu. – Berlin: Springer, 2010.

5. Terahertz optoelectronics / Edited by K. Sakai. –Berlin : Springer, 2005. – P. 63–97.

6. Lee Y.-S. Principles of Terahertz Science and Technology. – Berlin: Springer, 2009. – P. 159–170.

7. Mann C.M. Towards terahertz communication systems, Terahertz sources and systems / Ed by R. Miles et al. – Amsterdam: Kluwer Academic, 2001. – P. 261–267.

8. The Terahertz Wave eBook. / Technical Overview. Zomega Terahertz Corporation. – 2012. – 84 p.

9. Handbook of terahertz technology for imaging, sensing and communications / Edited by Daryoosh Saeedkia. – Cambridge: Woodhead Publishing, 2013. – 688 p.

10. Siegel P.H. Terahertz techonolgy // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2002. – Vol. 50, No 3. – P. 910–928.

11. Siegel P.H. Terahertz technology in biology and medicine // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2004. – Vol. 52, No 10. – P. 2438–2447.

12. De Maagt P. Terahertz science, engineering and systems – from space to earth applications / P. De Maagt, P.H. Bolivar, C. Mann; ed. by K. Chang // Wiley Encyclopedia of RF and Microwave Engineering. – N.Y.: Wiley-Interscience, 2005. – P. 5176–5194.

13. Kukutsu N. Overview of millimeter and terahertz wave application research / N. Kukutsu, Y. Kado // NTT Technical Review. – 2009. – Vol. 7, No 3. – P. 1–5.

14. Federici J. Review of terahertz and subterahertz wireless communications / J. Federici, L. Moeller // Journal of Applied Physics. – 2010. – Vol. 107, No 11. – Article ID 111101. – 22 p.

15. Song H.-J. Present and future of terahertz communications / H.-J. Song, T. Nagatsuma // IEEE Transactions of Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No 1. – P. 256–263.

16. Armstrong C.M. The truth about terahertz // IEEE Spectrum. – 2012. – No 9. – P. 36–41.

17. THz medical imaging: in vivo hydration sensing / Z.D. Taylor, R.S. Singh, D.B. Bennett, et al. // IEEE Transactions of Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No 1. – P. 201–219.

18. Ajito K. THz chemical imaging for biological applications / K. Ajito, Y. Ueno // IEEE Transactions of Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No 1. – P. 293–300.

19. Терагерцовая техника и ее применение в биомедицинских технология / Ю.В. Гуляев, А.П. Креницкий, О.В. Бецкий, А.В. Майбородин, В.Ф. Киричук // Успехи современной радиоэлектроники. – 2008. – № 9. – С. 30–35.

20. Terahertz pulse imaging in reflection geometry of skin cancer and skin tissue / R.M. Woodward, B.E. Cole, V.P. Wallace, R.J. Pye, D.D. Arnone, E.H. Linfield, M. Pepper // Physics in Medicine and Biology. – 2002. – Vol. 47. – P. 3853–3855.

21. Simulation of terahertz pulse propagation in biological systems / E. Pickwell, B.E. Cole, A.J. Fitzgerald, V.P. Wallace, M. Pepper // Applied Physics Letters. – 2004. – Vol. 84. – P. 2190–2192.

22. Terahertz pulsed imaging of human breast tumors / A.J. Fitzgerald, V.P. Wallace, M. Jimenez-Linan, L. Bobrow, R.J. Pye, A.D. Purushotham, D.D. Arnone // Radiology. – 2006. – Vol. 239. – P. 533–540.

23. Terahertz pulsed spectroscopy of freshly excised human breast cancer / P.C. Ashwort, E. Pickwell-MacPherson, E. Provenzano, S.E. Pinder, A.D. Purushotham, M. Pepper, V.P. Wallace // Optics Express. – 2009. – Vol. 17. – P. 12444–12454.

24. Reflective terahertz imaging of porcine skin burns / Z.D. Taylor, R.S. Singh, M.O. Culjat, J.Y. Suen, W.S. Grundfest, H. Lee, E.R. Brown // Optics Letters. – 2008. – Vol. 33. – P. 1258–1260.

25. Stratified media model for terahertz reflectometry of the skin / D.B. Bennett, W. Li, Z.D. Taylor, W.S. Grundfest, E.R. Brown // IEEE Sensors. – 2010. – Vol. 11. – P. 1530–1534.

26. Spectroscopic study of human teeth and blood visible to terahertz frequencies for clinical diagnostics of dental pulp vitality / M. Hirmer, S.N. Danilov, S. Giglberger, J. Putzger, A. Niklas, A. Jager, K.A. Hiller, S. Loffler, G. Schmalz, B. Redlish, I. Schulz, G. Monkman, S.D. Ganichev // International Journal of Infrared, Millimeter and Terahertz Waves. – 2012. – Vol. 33. – P. 366–375.

27. Оксид азота и электромагнитное излучение КВЧ / В.Ф. Киричук, А.П. Креницкий, А.В. Майбородин и др. // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. – 2002. – № 10–11. – С. 95–108.

28. Майбородин А.В. Молекулярная КВЧ-акустотерапия / А.В. Майбородин, А.П. Креницкий, О.В. Бецкий // Миллиметровые волны в биологии и медицине. – 2003. – № 4. – С. 8–10.

29. Креницкий А.П. КВЧ-аэротерапия – новый, природный, естественный, экологически чистый метод лечения / А.П. Креницкий, А.В. Майбородин // Миллиметровые волны в биологии и медицине. – 2002. – № 4. – С. 21–23.

30. Neelakanta P.S. Conceiving THz endometrial ablation: feasibility, requirements and technical challenges / P.S. Neelakanta, B. Sharma // IEEE Transactions of Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 3, No 4. – P. 402–408.

31. Kemp M.C. Explosive detection by terahertz spectroscopy – a bridge too far // IEEE Transactions of Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No 1. – P. 282–292.

32. Terahertz time-domain spectroscopy of human blood / C.B. Reid, G. Reese, A.P. Gibson, V.P. Wallace // Transactions of Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 3, No 4. – P. 363–367.

33. Theoretical estimation of safety thresholds for terahertz exposure of surface tissues / M. Saviz, O. Spathmann, J. Streckert, V. Hansen, M. Clemens, R. Faraji-Dana // Transactions of Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 3, No 5. – P. 635–640.

34. Investigating material characteristics and morphology of polymers using terahertz technology / B.M. Fischer, S. Wietzke, M. Reuter, O. Peters, R. Gente, C. Jansen, N. Vieweg, M. Koch // Transactions of Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 3, No 3. – P. 259–268.

35. Jin Y.S. Terahertz dielectric properties of polymers / Y.S. Jin, G.J. Kim, S.G. Jeon // Journal of Korean Physics Society. – 2006. – Vol. 49, No 2. – P. 513–517.

36. Todoruk T.M. Origin of birefringence in wood at terahertz frequencies / T.M. Todoruk, I.D. Hartley, M.W. Reid // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2012. – Vol. 2, No 1. – P. 123–130.

37. Electrodynamic of the superconducting state in ultra-thin films at THz frequencies / U.S. Pracht, E. Heintze, C. Clauss, D. Hafner, R. Bek, D. Werner, S. Gelhorn, M. Scheffler, M. Dressel, D. Sherman, B. Gorshunov, K.S. Il'in, D. Henrich, M. Siegel // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 3, No 3. – P. 269–280.

38. Fabrication and performance of TiO2-ceramic-based metameterials for terahertz frequency range / K. Takano, Y. Yakiyama, K. Shibuya, K. Izumi, H. Miyazaki, Y. Jimba, F. Miyamaru, H. Kitahara, M. Hangyo // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 3, No 6. – P. 812–819.

39. Withayachumnankul W. Metamaterials in the Terahertz regime / W. Withayachumnankul, D. Abbott // IEEE Photonics Journal. – 2009. – Vol. 1, No 2. – P. 99–118.

40. Complementary planar terahertz metamaterials / H.-T. Chen, J.F. O'Hara, A.J. Taylor, R.D. Averitt // Optics Express. – 2007. – Vol. 15, No 3. – P. 1084–1095.

41. Yang Y. Broadband THz pulse transmission through the atmosphere / Y. Yang, M. Mandehgar, D.R. Grischkowsky // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No 1. – P. 264–273.

42. Van Exter M. Terahertz time-domain spectroscopy of water vapor / M. Van Exter, C. Fattinger, D. Grischkowsky // Optics Letters. – 1989. – Vol. 14. – P. 1128–1130.

43. Yang Y. Measurement of the transmission of the atmosphere from 0.2 to 2 THz / Y. Yang, A. Shutler, D. Grischkowsky // Optics Express. – 2011. – Vol. 19. – P. 8830–8838.

44. Atmospheric attenuation of 400 GHz radiation due to water vapor / M.J. Weber, B.B. Yang, M.S. Kulie, R. Bennartz, J.H. Booske // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2012. – Vol. 2, No 3. – P. 355–360.

45. Rosker M.J. Imaging through the atmosphere at terahertz frequencies / M.J. Rosker, H.B. Wallace // Proceedings of the International IEEE/MTT-S. – Honolulu, USA, 2007. – P. 773–776.

46. Brown E.R. Fundamentals of terrestrial millimeter-wave and THz remote sensing // Int. J. High Speed Electronics and Systems. – 2003. – Vol. 13, No 4. – P. 995–1097.

47. Combined THz and Microwave dielectric spectroscopy of intermolecular interactions in homologous protic ionic liquids / M. Kruger, M.-M. Huang, E. Brundermann, H. Weingartner, M. Havenith // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No 1. – P. 313–320.

48. Tanaka K. THz nonlinear spectroscopy of solids / K. Tanaka, H. Hirori, M. Nagai // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No 1. – P. 301–312.

49. Metal-mesh achromatic half-wave plate for use at submillimeter wavelengths / G. Pisano, G. Savini, P.A. Ade, V. Haynes // Applied Optics. – 2008. – Vol. 47, No 33. – P. 6251–6256.

50. Development of a transportable telescope for galactic survey at 500 GHz in Antarctica / S. Ishii, M. Seta, N. Nakai, Y. Miyamoto, M. Nagai, H. Arai, H. Maezawa, T. Nagasaki, N. Miyagawa, H. Motoyama, Y. Sekimoto, L. Bronfman // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 3, No 1. – P. 15–24.

51. The first six ALMA band 10 receivers / Y. Fujii, A. Gonzalez, M. Kroug, K. Kaneko, A. Miyachi, T. Yokoshima, K. Kuroiwa, H. Ogawa, K. Makise, Z. Wang, Y. Uzawa // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 3, No 1. – P. 39–49.

52. Stacey G.J. THz low resolution spectroscopy for astonomy // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No 1. – P. 241–255.

53. The AMANOGAWA-2SB galactic plane survey I. Data on the galactic equator / T. Yoda, T. Handa, K. Kohno, T. Nakajima, M. Kaiden, Y. Yonekura, H. Ogawa, J. Morino, K. Dobashi // Astronomic Society of Japan. – 2010. – Vol. 62. – P. 1277–1289.

54. Многоканальная радиометрическая система для регистрации субмиллиметрового излучения при пучково-плазменном взаимодействии / С.А. Кузнецов, А.В. Аржанников, А.В. Гельфанд, А.В. Зоренко, Б.П. Горшунов // Вестник Новосибирского государственного университета. – 2010. – Т. 5, вып. 3. – С. 5–19.

55. Development of a mm-wave imaging system for the W7-AS fusion experiment / S. Baumel, G. Michel, M. Rodrigues-Girones, H.L. Hartnagel, H.J. Hartfuß // Proceedings of the 8th Int. Terahertz Electron. Conf. – Darmstadt, Germany, 2000. – P. 193–196.

56. Kleine-Ostermann T. A review on terahertz communication research / T. Kleine-Ostermann, T. Nagatsuma // Journal of Infrared, Millimeter and Terahertz Waves. – 2011. –Vol. 32, No 2. – P. 143–171.

57. . Terahertz wireless communications based on photonics technologies / T. Nagatsuma, S. Horiguchi, Y. Minamikata, Y. Yoshimizu, S. Hisatake, S. Kuwano, N. Yoshimoto, J. Terada, H. Takahashi // Optics Express. – 2013. – Vol. 21, No 21. – P. 23736–23747.

58. 10-Gbit/s bi-directional and 20-Gbit/s uni-directional data transmission over a 120-GHz-band wireless link using a finline ortho-mode transducer / J. Takeuchi, A. Hirata, H. Takahashi, N. Kukutsu // Proceedings of the Asia-Pacific Microwave Conference. – Yokohama, Japan, 2010. – P. 195–198.

59. Optically power supplied Gbit/s wireless hotspot using 1.55 μm THz photomixer and heterodyne detection at 200 GHz / G. Ducournau, P. Szriftgiser, D. Bacquet, A. Beck, T. Akalin, E. Peytavit, M. Zaknoune, J.F. Lampin // Electronics Letters. – 2010. – Vol. 46, No 19. – P. 1349–1351.

60. All active MMIC-based wireless communication at 220 GHz / I. Kallfass, J. Antes, T. Schneider, F. Kurz, D. Lopez-Diaz, S. Diebold, H. Massler, A. Leuther, A. Tessmann // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No 2. – P. 477–487.

61. 300 GHz transmission system / C. Jastrow, K. Münter, R. Piesiewicz, T. Kürner, M. Koch, T. Kleine-Ostmann // Electronics Letters. – 2008. – Vol. 44, No 3. – P. 213–214.

62. A survey of terahertz applications in cultural heritage conservation science / J.B. Jackson, J. Bowen, G. Walker, J. Labaune, G. Mourou, M. Menu, K. Fukunaga // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No 1. – P. 220–231.

63. Vacuum electronic high power terahertz sources / J.H. Booske, R.J. Dobbs, C.D. Joye, C.L. Kory, G.R. Neil, G.S. Park, J. Park, R.J. Temkin // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No 1. – P. 54–75.

64. Chattopadhyay G. Technology, capability, and performance of low power terahertz sources // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No 1. – P. 33–53.

65. Kartikeyan M.V. Gyrotrons, high power microwave and millimeter wave technology / M.V. Kartikeyan, E. Borie, M.K.A. Thumm. – N.Y.: Springer-Verlag, 2004. – 227+xi p.

66. Glyavin M.Yu. Generation of 1.5-kW, 1 THz coherent radiation from a gyrotrone with a pulsed magnet field / M.Yu. Glyavin, A.G. Luchinin, G.Yu. Golubiatnikov // Physics Review Letters. – 2008. – Vol. 100. – 015101 p.

67. A 0.423 THz second harmonic gyrotron oscillator / Y. Yan, X. Li, X. Yuan, W. Fu, D. Liu // Chinese Journal of Electronics. – 2013. – Vol. 22, No 2. – P. 415–418.

68. A THz gyrotron FU CW III with a 20 T superconducting magnet / T. Idehara, I. Ogawa, H. Mori, S. Kobayashi // Journal of Plasma Fusion Research. SERIES. – 2009. – Vol. 8. – P. 1508–1511.

69. Братман В.Л. Субтергерцовые и терагерцовые гиротроны с большой орбитой / В.Л. Братман, Ю.К. Калынов, В.Н. Мануилов // Известия вузов. Радиофизика. – 2009. – Т. 52, № 7. – С. 525–535.

70. Gyrotron development for high power THz technologies at IAP RAS / V.L. Bratman, A.A. Bogdashov, G.G. Denisov, M.Yu. Glyavin, Yu.K. Kalynov, A.G. Luchinin, V.N. Manuilov, V.E. Zapevalov, N.A. Zavolsky, V.G. Zorin // Journal of Infrared, Millimeter and Terahertz Waves. – 2012. – Vol. 33, No 7. – P. 715–723.

71. Nanosecond pulses in a THz gyrotron oscillator operating in a mode-locked self-consistent Q-switch regime / S. Alberti, F. Braunmueller, T.M. Tran, J. Genoud, J.P. Hogge, M.Q. Tran, J.P. Ansermet // Physics Review Letters. – 2013. – Vol. 111, No 20. – 205101 p.

72. THz gyrotrons: status and possible optimization / M.Yu. Glyavin, N.S. Ginzburg, A.L. Goldenberg, G.G. Denisov, A.G. Luchinin, V.N. Manuilov, V.E. Zapevalov, I.V. Zotova // Terahertz Science and Technology. – 2012. – Vol. 5, No 2. – P. 67–77.

73. Григорьев А.Д. Мощные источники когерентного излучения терагерцового диапазона // Актуальные проблемы электронного приборостроения: материалы Междунар. науч.-техн. конф. – Саратов, 2014. – С. 11–18.

74. Sub-millimeter waves from a compact, low voltage extended interaction klystron / A. Roitman, D. Berry, M. Hyttinnen, B. Steer // Proceedings of the IRMMW-THz Conference. – Cardiff, UK, 2007. – P. 892–894.

75. Состояние разработок клинотронов непрерывного действия / Е.Е. Лысенко, О.Ф. Пишко, В.Г. Чумак, С.А. Чурилова // Зарубежная радиоэлектроника. – 2004. – № 8. – С. 3–13.

76. Terahertz imaging system based on a backward-wave oscillator / A. Dobroiu, M. Yamashita, Y.N. Ohshima, Y. Morita, C. Otani, K. Kawase // Applied Optics. – 2004. – Vol. 43. – P. 5637–5646.

77. Dexheimer S.L. Terahertz spectroscopy: principles and applications. – Boca Raton, Fl: CRC Press, 2007. – 562 p.

78. BWO generators for terahertz dielectric measurements / G.A. Komandin, S.V. Chuchupal, S.P. Lebedev, Yu.G. Goncharov, A.F. Korolev, O.E. Porodinkov, I.E. Spektor, A.A. Volkov // Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 3, No 4. – P. 440–444.

79. Давидович М.В. Замедляющая система для ЛБВ терагерцового диапазона / М.В. Давидович, Н.А. Бушуев // Актуальные проблемы электронного приборостроения: материалы Междунар. науч.-техн. конф., 2014. – Саратов, 2014. – Т. 1. – С. 299–306.

80. Электронно-оптические системы с повышенной однородностью магнитного поля для ЛБВ с ленточным пучком терагерцевого диапазона / Н.А. Бушуев, Ю.А. Григорьев, А.А. Бурцев, А.Ю. Кивокурцев, Р.В. Спиридонов, П.Д. Шалаев // Актуальные проблемы электронного приборостроения: материалы Междунар. науч.-техн. конф., 2014. – Саратов, 2014. – Т. 1. – С. 449–452.

81. Folded waveguide traveling-wave tube sources for terahertz radiation / S. Bhattacharjee, J.H. Booske, C.L. Kory, D.W. van der Weide, S. Limbach, S. Gallagher, J.D. Welter, M.R. Lopez, R.M. Gilgenbach, R.L. Ives, M.E. Read, R. Divan, D.C. Mancini // IEEE Transactions on Plasme Science. – 2004. – Vol. 32, No 3. – P. 1002–1014.

82. Mineo M. Double-corrugated rectangular waveguide slow-wave structure for terahertz vacuum devices / M. Mineo, C. Paoloni // IEEE Transactions on Electronic Devices. – 2010. – Vol. 57, No 11. – P. 3169–3175.

83. Quantum cascade lasers operating from 1.2 to 1.6 THz / C. Walther, M. Fischer, G. Scalari, R. Terazzi, N. Hoyler, J. Faist // Applied Physics Letters. – 2007. – Vol. 91, No 13. – P. 1–3.

84. THz and sub-THz quantum cascade lasers / G. Scalari, C. Walther, M. Fischer, R. Terazzi, H. Beere, D. Ritchie, J. Faist // Laser & Photonics Review. – 2009. – Vol. 3, No 1–2. – P. 45–66.

85. Magnetic-field-assisted terahertz quantum cascade laser operating up to 225 K / A. Wade, G. Fedorov, D. Smirnov, S. Kumar, B.S. Williams, Q. Hu, J.L. Reno // Nature Photonics. – 2008. – Vol. 3. – P. 41–45.

86. Nagatsuma T. High-power RF photodiodes and their applications / T. Nagatsuma, H. Ito, T. Ishibashi // Laser & Photonics Review. – 2009. –Vol. 3, No 1–2. – P. 123–137.

87. Nakajima F. High-power continuous-terahertzwave generation using resonant antenna-integrated uni-traveling-carrier photodiode / F. Nakajima,T. Furuta, H. Ito // Electronics Letters. – 2004. – Vol. 40, No 20. – P. 1297–1299.

88. Chattopadhyay G. Technology, capability, and performance of low power terahertz sources // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No 1. – P. 33–53.

89. Design considerations for heavily-doped cryogenic Schottky diode varactor multipliers / E. Schlecht, F. Maiwald, G. Chattopadhyay, S. Martin, I. Mehdi // Proceedings of the 12th International Symposium on Space Terahertz Technology. – San Diego, USA, 2001. – P. 485–494.

90. Bozhkov V.G. Semiconductor detectors, mixers, and frequency multipliers for the terahertz band // Radiophysics and Quantum Electronics. – 2003. – Vol. 46, No 8–9. – P. 631–656.

91. Fundamental oscillators of resonant tunneling diodes above 1 THz at room temperature / S. Suzuki, M. Asada, A. Teranishi, H. Sugiyama, H. Yokoyama // Applied Physics Letters. – 2010. – Vol. 97, No 24.

92. Samoska L.A. An overview of solid-state integrated circuit amplifiers in the submillimeter-wave and THz regime // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No 1. – P. 9–24.

93. Ng G.I. Are we there yet? – A metamorphic HEMT and HBP perspective / G.I. Ng, K. Radhakrishan, H. Wang // Proceedings of the 13th GaAs Symposium. – Paris, France, 2005. – P. 13–19.

94. Design and characterization of H-band (220-325 GHz) amplifiers in a 250-nm InP DHBT technology / K. Eriksson, S.E. Gunnarsson, V. Vassilev, H. Zirath // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2014. – Vol. 4, No 1. – P. 56–64.

95. Karasik B.S. Nanobolometers for THz photon detection / B.S. Karasik, A.V. Sergeev, D.E. Prober // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No 1. – P. 97–111.

96. Superconducting single photon nanowire detectors for IR and THz applications / I. Milostnaya, A. Korneev, M. Tarhov, A. Divochiy, O. Minaeva, V. Seleznev, N. Kaurova, B. Voronov, O. Okunev, G. Chulkova, K. Smirnov, G. Gol'tsman // Journal of Low Temperature Physics. – 2008. – Vol. 151. – P. 591–596.

97. Superconducting nanowire photon number resolving detector at telecom wavelength / A. Divochiy, F. Marsili, D. Bitauld, A. Gaggero, R. Leoni, F. Mattioli, V. Korneev, V. Seleznev, N. Kaurova, O. Minaeva, G. Gol'tsman, K. Lagoudakis, M. Benkhaoul, F. Levy, A. Fiore // Nature Photonics. – 2008. – No 2. – P. 32–36.

98. Ultrasensitive hot-electron nanobolometers for terahertz astrophysics / J. Wei, D. Olaya, B.S. Karasik, S.V. Pereverzev, A.V. Sergeev, M.E. Gershonson // Nature Nanotechology. – 2008. – Vol. 3. – P. 496–500.

99. Antenna-coupled infrared detectors for imaging applications / F.J. Gonzalez, B. Ilic, J. Alda, G.D. Boreman // IEEE Journal of Selected Topics of Quantum Electronics. – 2005. – Vol. 11, No 1. – P. 117–120.

100. Terahertz direct detection in $YBa_2Cu_3O_7$ microbolometers / A. Hammar, S. Cherednichenko, S. Bevilacqua, V. Drakinskiy, J. Stake // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No 2. – P. 390–394.

101. A room temperature bolometers for terahertz coherent and incoherent detection / S. Cherednichenko, A. Hammar, S. Bevilacqua, V. Drakinskiy, J. Stake, A. Kabanov // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No 2. – P. 395–402.

102. Insight Product Co. Terahertz Hot Electron Bolometer Detectors from 0.3 to 150 THz , 2011 // URL: http://www.insight-product.com/detect3.htm

103. Richards P.L. Superconducting detectors and mixers for millimeter and submillimeter astrophysics / P.L. Richards, J. Zmuidzinas // IEEE Proceedings. – 2004. – Vol. 92. – P. 1597–1616.

104. Haller E.E. Advanced far-infrared detectors // Infrared Physics and Technology. – 1994. – Vol. 35. – P. 127–146.

105. Dooley D. Sensitivity of broadband pyroelectric terahertz detectors continues to improve // Laser Focus World. – 2010. – Vol. 46. – P. 49–56.

106. Dual cylindrical metallic grating-cladding polymer hollow waveguide for terahertz transmission with low loss / D. Tian, H. Zhang, Q. Wen, Z. Wang, S. Li, Z. Chen, X. Guo // Applied Physics Letters. – 2010. – No 97. – P. 1335020.

107. Low-index terahertz pipe waveguides / C.-H. Lai, Y.-C. Hsueh, H.-W.Chen, Y.J. Huang, H.C. Chang, C.K. Sun // Optics Letters. – 2010. – Vol. 34. – P. 3457–3459.

108. Reducing transmission losses in hollow THz waveguides / O. Mitrofano, R. James, F.A. Fernandez, T.K. Mavrogordatos, J.A. Harrington // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011 – Vol. 1, No 1. – P. 124–132.

109. Шихматова В.В. Распространение плазмонных волн в слоистых металлодиэлектрических структурах с круглым поперечным сечением в терагерцовом диапазоне / В.В. Шихматова, Ф.Г. Рожнев // Актуальные проблемы электронного приборостроения: материалы 10-й Междунар. науч.-техн. конф. – Саратов, 2012. – С. 42–46.

110. Terahertz parallel-plate ladder waveguide with highly confined guided modes / M. Ahmadi-Boroujieni, K. Altmann, B. Scherger, C. Jansen, M. Shahabadi, M. Koch // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 3, No 1. – P. 87–95.

111. Markov A. Planar porous THz waveguides for low-loss guidance and sensing applications / A. Markov, A. Mazhorova, M. Skorobogatiy // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 3, No 1. – P. 96–102.

112. Jafarlou S. A fast method for analysis of guided waves and radiation from a nano-scale slit loaded waveguide for a THz photoconductive source / S. Jafarlou, M. Neshat, S. Safavi-Naeini // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2012. – Vol. 2, No 6. – P. 652–658.

113. Сеточные структуры поляризации электромагнитных волн в терагерцовом диапазоне частот / С.А. Алавердян, С.И Боков, Н.А. Зайцев, В.М. Исаев, И.Н. Кабанов, А.П. Креницкий, В.П. Мещанов // Электромагнитные волны и электронные системы. – 2012. – Т. 17, № 12. – С. 47–50.

114. Передаточные характеристики сеточных поляризаторов терагерцового диапазона / С.А. Алавердян, С.И. Боков, В.М. Исаев, И.Н. Кабанов, В.В. Комаров, А.П. Креницкий, В.П. Мещанов, С.А. Савушкин, А.С. Якунин // Динамика сложных систем – XXI век. – 2012. – № 4. – С. 89–94.

115. Математическое моделирование дифракции электромагнитных волн на сеточных поляризационных структурах / С.А. Алавердян, И.Н. Кабанов, В.В. Комаров, В.П. Мещанов // Радиотехника и электроника. – 2014. – Т. 59, № 9. – С. 925–931.

116. Кабанов И.Н. Исследование одномерных поляризационных решеток в терагерцовом диапазоне частот // Радиотехника. – 2013. – № 5. – С. 27–29.

117. Разработка медных сеточных структур для частотной и пространственной селекции ТГц-излучения Новосибирского лазера на свободных электронах / С.А. Кузнецов, Б.Г. Гольденберг, П.В. Калинин, В.С. Елисеев, Е.В. Петрова // Поверхность. Рентгеновские, синхротронные и нейтронные исследования. – 2009. – No 9. – С. 38–49.

118. Ma Y. Direct fabrication of terahertz optical devices on low-absorption polymer substrates / Y. Ma, A. Khalid, T.D. Drysdale, D.R. Cumming // Optics Letters. – 2009. – Vol. 34, No 10. – P. 1555–1557.

119. Broadband terahertz polarizers with ideal performance based on alignet carbon nanotube stacks / L. Ren, C.L. Pint, T. Arikawa, K. Takeya, I. Kawayama, M. Tonouchi, R.H. Hauge, J. Kono // NanoLetters, (ACS publications). – 2012. – No 12. – P. 787–790.

120. Extremely high extinction ratio terahertz broadband polarizer using bilayer subwave length metal wire-grid structure / L.Y. Deng, J.H. Teng, L. Zhang, Q.Y. Wu, H. Liu, X.H. Zhang, S.J. Chua // Applied Physics Letters. – 2012. – Vol. 101. – ID 011101.

121. Metal-mesh achromatic half-wave plate for use at submillimeter wavelengths / G. Pisano, G. Savini, P.A. Ade Haynes // Applied Optics. – 2008. – Vol. 47, No 33. – P. 6251–6256.

122. Многоканальная радиометрическая система для регистрации субмиллиметрового излучения при пучково-плазменном взаимодействии / С.А. Кузнецов, А.В. Аржанников, А.В. Гельфанд, А.В. Зоренко, Б.П. Горшунов // Вестник Новосибирского государственного университета. – 2010. – Т. 5, вып. 3. – С. 5–19.

123. Khavashi A. Enhanced reflection in one-dimensional mostly-hollow metallic gratings at terahertz frequencies / A. Khavashi, M. Miri, K. Mehrany // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No 2. – P. 435–440.

124. Anamalous transmission of terahertz wave through one-dimensional lamellar metallic grating / D. Li, S. Shu, F. Li, G. Ma, Y. Dai, H. Ma // Optics Communications. – 2011. – Vol. 284. – P. 2415–2419.

125. A metamaterial-based terahertz low-pass filter with low insertion loss and sharp rejection / Z. Zhu, X. Zhang, J. Gu, E. Singh, Z. Tian, J. Han, W. Zhang // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 3, No 6. – P. 832–837.

126. He S. Broadband THz absorbers with graphene-based anisotropic metamaterial films / S. He, T. Chen // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 3, No 6. – P. 757–763.

127. Resonant metal-mesh bandpass filters for the far infrared / D.W. Porterfield, J.L. Hesler, R. Densing, E.R. Mueller, T.W. Crowe, R.M. Weikle // Applied Optics. – 1994. – Vol. 33, No 25. – P. 6046–6052.

128. Passive metal mesh based quasi-optical selective components for subterahertz and terahertz applications / S.A. Kuznetsov, A.V. Arzhannikov, V.V. Kubarev, A.V. Gelfand, N.I. Fedorinina, Yu. G. Goncharov, P.V. Kalinin, N.A. Vinokurov, B.G. Goldenberg, M. Sorolla // Proceedings of the 39th Microwave European Conference. – Rome, Italy, 2009. – P. 826–829.

129. THz frequency selective surface filters for Earth observation remote sensing instruments / R. Dickie, R. Cahill, V. Fusco, H.S. Gamble, N. Mitchell // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No 2. – P. 450–461.

130. Equivalent-circuit interpretation of polarization insensitive performance of THz metamaterial absorbers / D.S. Wilbert, P.M. Hokmabadi, P. Kung, S.M. Kim // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 3, No 6. – P. 846–850.

131. Experimental demonstration of terahertz metamaterial absorbers with a broad and flat high absorption band / L. Huang, D.R. Chowdhury, S. Ramani, M.T. Reiten, S.N. Luo, A.J. Taylor, H.T. Chen // Optics Letters. – 2012. – Vol. 37. – P. 154–155.

132. Broandband modulation of terahertz waves with non-resonant graphene meta-devices / S.H. Lee, H.-D. Kim, H.J. Choi, B. Kang, Y.R. Cho, B. Min // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 3, No 6. – P. 764–771.

133. Tearhertz corrugated and bull's eye antennas / M. Beruete, U. Beaskoetxea, M. Zehar, A. Agrawal, S. Liu, K. Blary, A. Chahadih, X.-L. Han, M. Navarro-Cia, D.E. Salinas, A. Nahata, T. Akalin, M.S Ayza // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 3, No 6. – P. 740–747.

134. Spectral transmittance of lossy printed resonant-grid terahertz bandpass filters / M.E. MacDonald, A. Alexanian, R.A. York, Z. Popovic, E.N. Grossman // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2000. – Vol. 48, No 4. – P. 712–718.

135. Terahertz two-layer frequency selective surfaces with improved transmission characteristics / S. Vegesna, Y. Zhu, A. Bernussi, M. Saed // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2012. – Vol. 2, No 4. – P. 441–448.

136. Mumcu G. Dual slot THz antenna array for real time excised tissue imaging / G. Mumcu, K. Sertel // Antennas and Propagation Society International Symposium. – Charleston, USA, 2009. – P. 1–4.

137. Topalli K. An indirect impedance characterization method for monolithic THz antennas using coplanar probe measurements / K. Topalli, G.C. Trichopoulos, K. Sertel // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2012. – No 11. – P. 3–5.

138. Spectral characterization of broadband THz antennas by photoconductive mixing: toward optimal antenna design / R. Mendis, C. Sydlo, J. Sigmund, M. Feiginov, P. Meissner, H.L. Hartnagel // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters. – 2005. – Vol. 4. – P. 85–88.

139. Sabaawi A.M.A. Planar bowtie nanoarray for THz energy detection / A.M.A. Sabaawi, C.C. Tsimenidis, B.S. Sharif // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 3, No 5. – P. 524–531.

140. Antenna for Terahertz Integrated Heterodyne Arrays / N. Llombart, C. Lee, M. Alonso del Pino, G. Chattopadhyay, C. Jung-Kubiak, L. Jofre, I. Mehdi // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 3, No 5. – P. 515–523.

141. Demonstration of the leaky wave antenna at submillimeter wavelengths / A. Neto, N. Llombart, J.A. Baselmans, A. Baryshev, S.J.C. Yates // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2014. – Vol. 4, No 1. – P. 26–32.

142. Esquius M. Sinusoidally modulated graphene leaky-wave antenna for electronic beamscanning at THz / M. Esquius, J.S. Gomez-Diaz, J. Perruisseau-Carrier // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2014. – Vol. 4, No 1. – P. 116–122.

143. Electric field enhancement in 3D tapered helix antenna for terahertz applications / V. Varlamava, F. Palma, P. Nenzi, M. Balucani // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 4, No 3. – P. 360–367.

144. Bevan M. Electromagnetic analysis of horn antennas in the terahertz region: M.S. Degree dissertation. – Maynooth, Ireland: NUI, 2013. – 117 p.

145. Preliminary measurement results of a 650 GHz planar circuit balances SIS mixer / B.-K. Tan Yassin, P. Grimes, K. Jacobs, S. Withington // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 3, No 1. – P. 32–38.

146. Trehartz detection by a homodyne field effect transistor multiplicative mixer / S. Preu, S. Kim, R. Verma, P.G. Burke, N.Q. Vinh Sherwin, A.C. Gossard // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2012. – Vol. 2, No 3. – P. 278–283.

147. A low noise 2.7 THz waveguide-based superconducting mixer / F.M. Boussaha, J.H. Kawamura, J.A. Stern, A. Skalare, V. White // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2012. – Vol. 2, No 3. – P. 284–289.

148. Patent 7,012,489 U.S. CIC H01P 3/06 (20060101). Coaxial waveguide microstructures and methods of formation thereof / J. Fisher, D. Sherrer. – Mar. 2006.

149. Modeling of realistic rectangular micro-coaxial lines / M. Lukic, S. Rondineau, Z. Popović, D.S. Filipovic // EEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2006. – Vol. 54. – P. 2068–2076.

150. Квазиоптические поляризационные аттенюаторы в терагерцовом диапазоне частот / В.И. Безбородов, В.К. Киселев, Е.М. Кулешов, М.С. Яновский // Радиофизика и электроника. – 2007. – Т. 12, № 2. – С. 451–455.

151. Numerical investigation of terahertz emission propeeties of microring difference-frequency resonators / K. Iwaszczuk, C.Z. Bisgaard, A. Andronico, G. Leo, P.U. Jepsen // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 3, No 2. – P. 192–199.

152. WR-3 band waveguides and filters fabrication using SU8 photoresist micromachining technology / X. Shang, M. Ke, Y. Wang, M.J. Lancaster // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2012. – Vol. 2, No 6. – P. 629–637.

153. Corrugated waveguide slow-wave structure for THz travelling wave tube / M. Mineo, C. Paoloni, A.D. Carlo Fiorello, M. Dispenza // Proceedings of the 39th European Microwave Conference. – Rome, Italy, 2009. – P. 842–845.

154. A 225 GHz circular polarization waveguide duplexer based on a septum orthomode transducer polarizer / C.A Leal-Sevillano, K.B. Cooper, J.A. Ruiz-Cruz, J.R. Montejeo-Garani, J.M. Rebollar // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 3, No 5. – P. 574–583.

155. Development of a wideband compact orthodome transducer for the 180-270 GHz band / C.A. Leal-Sevillano, T.J. Reck, G. Chattopadhyay, J.A. Ruiz-Cruz, J.R. Montejeo-Garani, J.M. Rebollar // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2014. – Vol. 4, No 5. – P. 634–637.

156. Grossman E.N. Non-imaging Winston cone concentrators for submillimeter-wave, overmoded waveguide / E.N. Grossman, O.D. Friedman, A.O. Nelson // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2014. – Vol. 4, No 1. – P. 65–74.

157. Vahidpour M. 2.5D micromachined 240 GHz cavity-backed coplanar waveguide to rectangular waveguide transition / M. Vahidpour, K. Sarabandi // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2012. – Vol. 2, No 3. – P. 315–322.

158. Moallem M. A broadband, micromachined rectangular waveguide to cavity-backed coplanar waveguide transition using impedance-taper technique / M. Moallem, J. East, K. Sarabandi // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2014. – Vol. 4, No 1. – P. 49–55.

159. Rahm M. THz wave modulators: a brief review on different modulation techniques / M. Rahm, J.-S. Li, W.J. Padilla // Journal of Infrared, Millimeter Wave and Terahertz Waves. – 2013. – Vol. 34. – P. 1–27.

160. Popovich Z. THz-metrology and instrumentation / Z. Popovich, N.E. Grossman // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No 1. – P. 133–144.

161. Phase-noise measurement system for the teragertz band / J.A. DeSalvo Hati, C. Nelson, D.A. Howe // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2012. – Vol. 2, No 6. – P. 638–641.

162. Moallem M. A non-contact submillimeter wave S-parameters measurement technique for multiport micromachined devices / M. Moallem, K. Sarabandi // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2014. – Vol. 4, No 3. – P. 338–346.

163. Williams D.F. 500 GHz – 750 GHz rectangular waveguide Vector-Network-Analyzer calibration // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2011. – Vol. 1, No 2. – P. 364–377.

164. Sensitivity analysis of TRL calibration in waveguide integrated membrane circuit / J. Stenarson, T.N. Do, H. Zhao, P.J. Sobis, A.-Y Tang, K. Yhland, J. Stake // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 3, No 5. – P. 558–565.

165. Measurement of silicon micromachined waveguide components at 500-750 GHz / T.J. Reck, C. Jung-Kubiak, J. Gill, G. Chattopadhyay // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2014. – Vol. 4, No 1. – P. 33–48.

166. Yang B.B. Theoretical and empirical evaluation of surface roughness effects on conductivity in the terahertz regime / B.B. Yang, M.P. Kirley, J.H. Booske // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2014. – Vol. 4, No 3. – P. 368–375.

167. Креницкий А.П. Проблемы измерения диэлектрических характеристик нано- и микроразмерных сред в терагерцовом диапазоне 100–3000 ГГц // Успехи современной радиоэлектроники. – 2008. – № 9. – С. 30–35.

168. Bernier M. Precise determination of the refractive index of samples showing low transmission bands by THz time-domain spectroscopy / M. Bernier, F. Garet, J.-L. Coutaz // IEEE Transactions on Terahertz Science and Technology. – 2013. – Vol. 3, No 3. – P. 295–301.

169. Meissner T. The complex dielectric constant of pure and sea water from microwave satellite observations / T. Meissner, F.J. Wentz // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – 2004. – Vol. 42, No 9. – P. 1836–1849.

170. The temperature variation of the near millimeter wavelength optical constants of water / J.B. Hasted, S.K. Husain, F.A.M. Frescur, J.R. Birch // Infrared Physics. – 1987. – Vol. 27, No 1. – P. 11–15.

Исаев Вячеслав Михайлович
Д-р техн. наук, профессор, первый зам. директора Мытищинского НИИ радиоизмерительных приборов, лауреат премии Правительства РФ в области науки и техники, г. Мытищи, Московская обл.
Тел.: (495) 586-17-21, доб. 103
Эл. почта: isaev-mniirip@mail.ru

Кабанов Игорь Николаевич
Канд. техн. наук, нач. отдела СВЧ-электроники Мытищинского НИИ радиоизмерительных приборов, лауреат премии Правительства РФ в области науки и техники, г. Мытищи
Тел.: (495) 586-17-21
Эл. почта: mr.kin63@mail.ru

Комаров Вячеслав Вячеславович
Д-р техн. наук, профессор Саратовского гос. техн. ун-та им. Гагарина (СГТУ),
зам. нач. отдела ООО НПП «НИКА-СВЧ», г. Саратов
Тел.: 960-353-06-69
Эл. почта: vyacheslav.komarov@gmail.com

Мещанов Валерий Петрович
Д-р техн. наук, профессор СГТУ, директор ООО НПП «НИКА-СВЧ», заслуженный изобретатель РФ, лауреат премии Правительства РФ в области науки и техники за 2013 год
Тел.: 8-845-274-02-72
Эл. почта: nika373@bk.ru

Isaev V.M., Kabanov I.N., Komarov V.V., Meshchanov V.P.
Modern radio-electronic systems of terahertz frequency range

One of the tendencies of modern electronics is the developing of terahertz frequency range, which occupies an intermediate position between the well-studied microwave and optical spectrum of electromagnetic radiation. The number of fundamental and applied research on this topic dramatically increased in recent years. In this work we briefly analyze the condition of electronic and component base, the main directions of use and metrological providing terahertz equipment. In the review where used domestic and foreign sources of information, most of which have been published in the last decade.
Keywords: terahertz range, electronics, photonics, diagnostics, spectroscopy of environments, astrophysical researches, radar-location, telecommunications, passive elements, active elements, measurements.

УДК 621.372

Н.Д. Малютин, А.Г. Лощилов, В.Н. Федоров, Д.Д. Зыков

Широкополосные дискретные недисперсионные фазовращатели на основе эффекта кратного изменения фазовой скорости в многосвязных полосковых структурах с существенно неуравновешенной электромагнитной связью при сохранении согласования в широкой полосе частот

Рассмотрено распространение волн в многосвязных полосковых структурах, приводящихся к трехпроводным и двухпроводным связанным полосковым линиям типа «меандровая линия, перекрытая сплошными полосками». Показано, что в таких структурах электромагнитная связь между линиями существенно неуравновешена, а изменение граничных условий приводит к кратному изменению (до 5 раз) фазовой скорости бегущей волны, образующейся в структуре, при сохранении согласования с внешними цепями в широкой полосе частот. Приведены соотношения для вычисления эквивалентных первичных параметров полосковых структур в процессе их приведения к связанным трехпроводным, двухпроводным и одиночным линиям. Описывается практическая реализация дискретного недисперсионного фазовращателя на основе трехпроводной связанной линии, экспериментальные исследования которого подтвердили проведенный анализ.

Ключевые слова: дискретные фазовращатели, многосвязные полосковые структуры, связанные линии, эффект изменения фазовой скорости, трехпроводные связанные линии.

Многосвязные полосковые структуры (МСПС) и связанные линии (СЛ), характеризующиеся неравенством фазовых скоростей нормальных волн, находят применение при конструировании фазовращателей, фильтров и других устройств [1–6]. В общем случае неравенство фазовых скоростей нормальных волн может быть обусловлено неоднородностью диэлектрического заполнения поперечного сечения связанных проводников в области электромагнитной связи. Авторами работ [7, 8] предложена конструкция многосвязной полосковой структуры типа «меандровая линия, перекрытая сплошной полоской», в которой существенная неуравновешенность электромагнитной связи достигается тем, что связанные проводники имеют разную длину.

Проектирование широкополосных фазосдвигающих устройств сопряжено с решением противоречивой задачи обеспечения больших фазовых сдвигов при сохранении приемлемого согласования в полосе частот и малых потерях.

В настоящей работе рассматриваются вопросы анализа недисперсионных фазовращателей, имеющих линейную фазочастотную характеристику в рабочей полосе частот, изменяемую в результате переключения полупроводниковых диодов. Фазовый сдвиг в таких устройствах зависит от частоты линейно.

Постановка задачи. Рассмотрим общую схему секции, используемой для проектирования недисперсионных фазосдвигающих устройств (рис. 1). Секция включает отрезок многосвязной полосковой структуры, которая приводится через систему первичных параметров к трехпроводной связанной полосковой линии, состоящей из сплошных полосок *1*, *3* длиной *l* и полоски в виде меандра *2*.

Управление фазовым сдвигом происходит с помощью изменения сопротивлений $z_1,...,z_6$ регулирующих элементов, в качестве которых могут использоваться *p–i–n*-диоды или транзисторы. Между полосками *1* и *3* установлены перемычки, которые имеют сопротивления z_5, z_6. Максимальный фазовый сдвиг φ_{max} достигается при $z_2, z_4, z_5, z_6 \to 0$ и $z_1, z_3 \to \infty$. Изменение сопротивлений по схеме $z_2, z_4 \to \infty$ и $z_1, z_3, z_5, z_6 \to 0$ дает минимальный фазовый сдвиг φ_{min}. Регулируемый фазовый сдвиг $\varphi = \varphi_{max} - \varphi_{min}$ зависит от степени изменения фазовой скорости $v_ф$ в полосковой структуре вследствие изменения граничных условий в точках $x = 0, l$. В свою очередь, $v_ф$ определяется всей совокупностью параметров полосковой структуры. Принципиальным является возможность

получения примерно одинаковых характеристических сопротивлений структуры в состояниях минимального и максимального фазовых сдвигов при переключении регулирующих элементов.

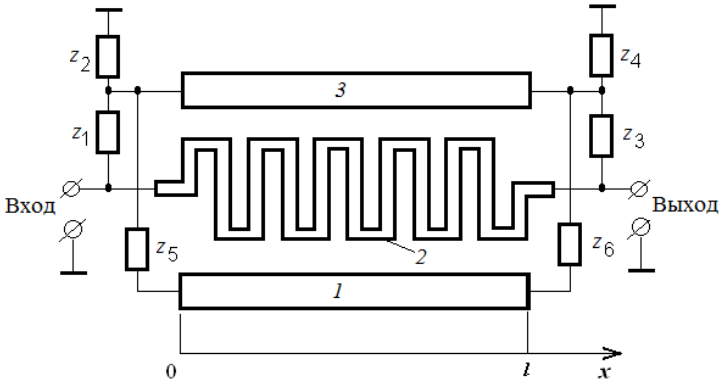


Рис. 1. Схема управляемых устройств на основе трехпроводных связанных линий с неоднородным диэлектрическим заполнением и неодинаковой физической длиной в области электромагнитной связи: $z_1,..., z_4$ – сопротивления регулирующих элементов; z_5, z_6 – сопротивления перемычек, соединяющих сплошные полоски *1*, *3*, связанные с меандровой линией *2*

Анализ волновых свойств структуры. Анализ разбивается на две относительно самостоятельные задачи. Первая из названных задач – определение первичных параметров трехпроводной связанной линии. Вторая – вычисление матриц передачи или матриц рассеяния в состояниях максимального и минимального фазового сдвига.

Рассмотрим расчет первичных параметров связанных линий в предположении, что в них распространяются квази-Т-волны [8]. Конструкция СЛ показана на рис. 2.

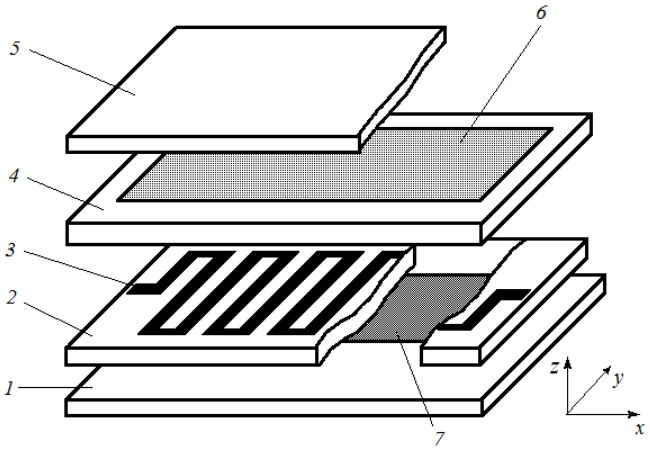
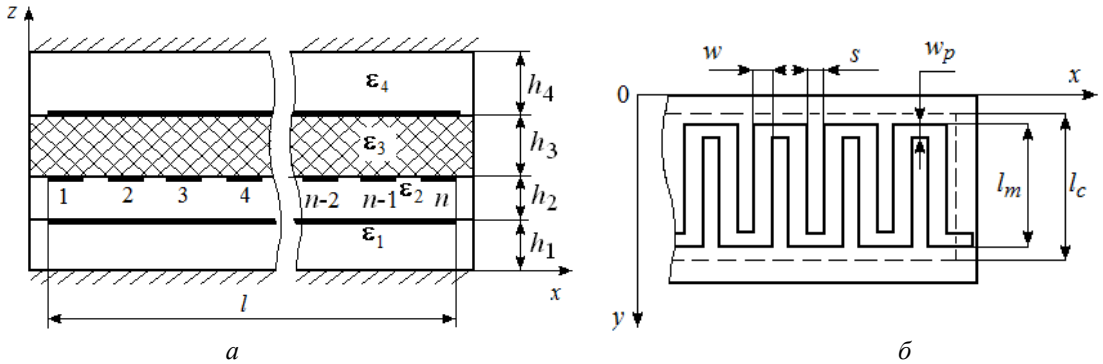


Рис. 2. Связанная полосковая структура с сильно неуравновешенной электромагнитной связью: *1*, *5* – экранирующие плоскости; *2*, *4* – диэлектрические подложки; *3* – меандровый проводник; *6*, *7* — сплошные полоски



а *б*

Рис. 3. Конструкция связанных линий типа «меандровая линия, перекрытая сплошными полосками»: *а* – поперечное сечение в плоскости $y = \text{const}$; *б* – поперечное сечение в плоскости $z = \text{const}$

Поперечные сечения рассматриваемой линии в плоскости $y = \text{const}$ показаны на рис. 3, *а*, в плоскости $z = \text{const}$ – на рис. 3, *б*.

Обозначим размеры связанных полосковых линий (СПЛ) следующим образом; l_m – длина полосок меандровой линии в направлении оси y; l – длина связанных линий в направлении оси x; l_c – ширина сплошной полоски; w – ширина полосок меандрового проводника; w_p – ширина перемычек; s – зазор между полосками; h_i – толщины диэлектрических слоев ($i = 1, 2, 3$); ε_i – относительные диэлектрические проницаемости соответствующих слоев диэлектрика.

Наличие проводников с различной физической длиной и ортогональной пространственной ориентацией в области электромагнитной связи приводит к появлению весьма интересных волновых свойств. Прежде всего, это различие коэффициентов емкостной $k_{C,pq}$ и индуктивной $k_{L,pq}$ связи проводников, определяемых по формулам

$$k_{C,pq} = \frac{C_{pq}}{\sqrt{C_{pp}C_{qq}}}, \quad \text{для} \quad p=1,\ q=2,3 \quad \text{и для} \quad p=2,\ q=3; \tag{1}$$

$$k_{L,pq} = \frac{L_{pq}}{\sqrt{L_{pp}L_{qq}}}, \quad \text{для} \quad p=1,\ q=2,3 \quad \text{и для} \quad p=2,\ q=3. \tag{2}$$

В общем случае меандровую линию можно рассматривать как *n*-проводную линию, каждая полоска которой связана со сплошными полосками, имеющими номера $n+1$, $n+2$, и соединена перемычками с соседними полосками. Конструктивно размах полосок меандра l_m ограничивается из условия допустимого отклонения фазочастотной характеристики от линейной. Это позволяет упростить расчетную схему и перейти от (*n*+2)-проводной системы к трехпроводной с соответствующими эквивалентными первичными параметрами в виде матриц **C**, **L** размером 3×3. Основная посылка такого упрощения – пренебречь дисперсией за счет взаимодействия соседних полосок меандрового проводника, считая, что картина волнового процесса в основном зависит от связи линий на участке длиной *l* (см. рис. 3). Подобный подход к расчету первичных параметров в квазистатическом приближении использован, например, в работах [7–9].

Меандровая линия состоит из участков, по которым токи проводимости текут в ортогональных направлениях, совпадающих с осью *x* и *y* соответственно. Отсюда для упрощения расчета первичных параметров полосковой структуры целесообразно провести ее декомпозицию с учетом отмеченной особенности.

При расчете погонных емкостных коэффициентов $C_{i,j}$ поступим следующим образом. Найдем суммарные частичные емкости меандровой линии и сплошной полоски в направлениях *x* и *y*, считая взаимодействие полосок меандра по напряжению синфазным, а затем вычислим $C_{i,j}$ через частичные емкости структуры. При расчете индуктивностей используем то обстоятельство, что проводники меандровой линии, ориентированные вдоль оси *y*, не имеют связи со сплошной полоской по магнитному полю в направлении оси *x*. Это, однако, не означает равенства нулю коэффициента индуктивной связи k_L, так как перемычки меандровой линии шириной w_p и сплошная полоска ориентированы одинаково вдоль оси *x*, и, следовательно, связаны по магнитному полю. Определение погонной индуктивности регулярной части меандрового проводника проведем на модели, соответствующей противофазному возбуждению соседних полосок по напряжению, так как в реальных рассматриваемых линиях указанные полоски по току возбуждаются также противофазно. Погонные параметры при этом определим как суммарные емкости и индуктивности частей полосковой структуры, ориентированных в ортогональных направлениях [9]:

$$\mathbf{C} = \mathbf{C}_x + \mathbf{C}_y, \tag{3}$$

$$\mathbf{L} = \mathbf{L}_x + \mathbf{L}_y, \tag{4}$$

где матрицы $\mathbf{C}_x$, $\mathbf{L}_x$ составлены из емкостных и индуктивных коэффициентов, определяемых вдоль оси *x*; $\mathbf{C}_y$, $\mathbf{L}_y$ определяются вдоль *y* и нормируются по длине *l* СПЛ вдоль *x*.

С применением работ [2, 9–11] рассчитаны первичные параметры трехпроводной структуры со следующими параметрами: $w = w_p = 0{,}4$ мм, $s = 1{,}6$ мм, $h_1 = 2$ мм, $h_2 = h_3 = 1$ мм, $h_4 = 6$ мм, $l_m = l_c = 12$ мм, $\varepsilon_1 = \varepsilon_4 = 1$, $\varepsilon_2 = \varepsilon_3 = 10$, $n = 7$. В результате получены матрицы **C** и **L**:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 7{,}8641 & -7{,}3537 & -0{,}01 \\ -7{,}3537 & 14{,}7070 & -7{,}3537 \\ -0{,}01 & -7{,}3537 & 7{,}8641 \end{bmatrix} \times 10^{-10}, \text{ Ф/м}, \tag{5}$$

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 3{,}8737 & 2{,}1769 & 0{,}4802 \\ 2{,}1769 & 36{,}5650 & 2{,}1769 \\ 0{,}4802 & 2{,}1769 & 3{,}8737 \end{bmatrix} \times 10^{-7}, \text{ Гн/м}. \tag{6}$$

Матрицы сопротивлений **R** и проводимостей **G** получены в первом приближении методом экстракции исходя из экспериментальных данных о потерях [12–15]:

$$\mathbf{R}=\begin{bmatrix}0{,}8 & 0 & 0\\ 0 & 1{,}2 & 0\\ 0 & 0 & 0{,}8\end{bmatrix}\text{, Ом/м,}\qquad \mathbf{G}=\begin{bmatrix}10^{-4} & 0 & 0\\ 0 & 10^{-4} & 0\\ 0 & 0 & 10^{-4}\end{bmatrix}\text{, См/м.}$$

Вычислены собственные значения матрицы $\boldsymbol{\alpha}=\mathbf{ZY}$, которые представляют квадраты коэффициентов распространения γ_e, γ_o, γ_{eo} нормальных волн. На рис. 4, 5 показана частотная зависимость $\mathrm{Im}(\gamma)$ и $\mathrm{Re}(\gamma)$. Фазовые скорости определены очевидным образом: $v_\text{ф}=\omega\cdot\left(\mathrm{Im}(\gamma)\right)^{-1}$, где $v_\text{ф}$, γ имеют индексы *e*, *o*, *eo* соответственно для синфазного (*e*), противофазного (*o*) и смешанного (*eo*) типов возбуждения полосок (рис. 6).

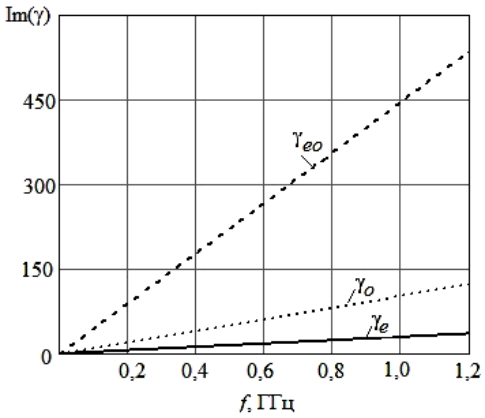


Рис. 4. Частотная зависимость $\mathrm{Im}(\gamma)$ для различных типов нормальных волн

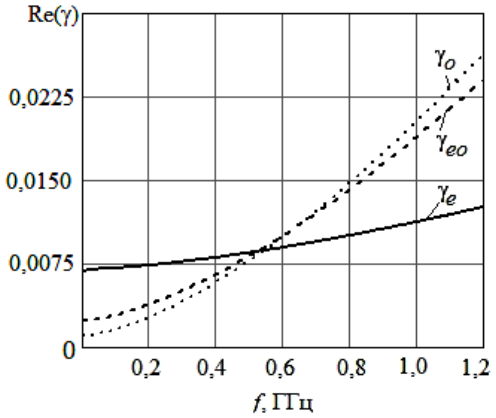


Рис. 5. Частотная зависимость $\mathrm{Re}(\gamma)$ для различных типов нормальных волн

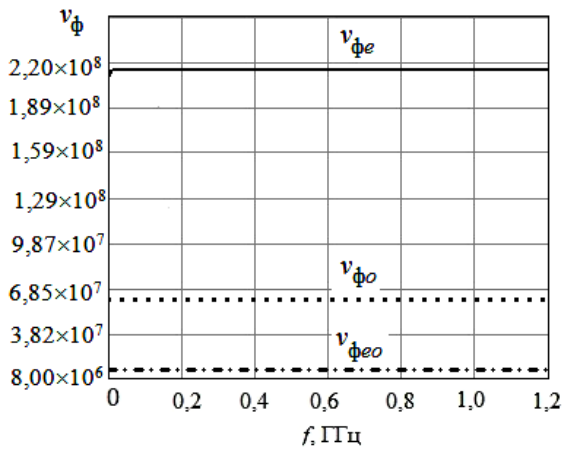


Рис. 6. Частотная зависимость $v_\text{ф}$ для различных типов нормальных волн

Условия существования двух состояний с одинаковыми характеристическими сопротивлениями при регулировании фазового сдвига. Уравнение, позволяющее найти условия равенства характеристических сопротивлений при регулировании фазового сдвига, следует из равенства характеристического (волнового) сопротивления устройства в состоянии максимального фазового сдвига φ_max при $z_2, z_4, z_5, z_6 \to 0$ и $z_1, z_3 \to \infty$ и минимального фазового сдвига φ_min при $z_2, z_4 \to \infty$ и $z_1, z_3, z_5, z_6 \to 0$ (см. рис. 1). Точное определение характеристических сопротивлений требует полного анализа матрицы передачи устройства по схеме рис. 1. Однако если ввести дополнительные режимы возбуждения связанных линий, эта задача упрощается. Введем следующие режимы возбуждения:

– режим «*е-е-е*» – синфазного возбуждения всех полосок, когда напряжения возбуждения на входе полосок 1, 2, 3 равны по модулю и фазе;

– режим «*о-е-о*» – подается напряжение возбуждения на полоску 2, полоски 1 и 3 заземлены.

Обратим внимание на то, что режим «*е-е-е*» не является режимом синфазного возбуждения полосок, при котором существует один из возможных типов нормальных волн, поскольку условия для существования соответствующего типа нормальной волны в общем случае предусматривают неравенство амплитуд волн в линиях в силу их неодинаковости [16–22]. Физические аспекты эффекта кратного изменения фазовой скорости в структурах с сильно неуравновешенной электромагнитной связью рассмотрены в работе [23].

Представляет интерес определение эквивалентных первичных параметров структуры рис. 2, 3 как однопроводной линии передачи при изменении граничных условий в соответствии с введенными режимами возбуждения и схемой рис. 1. Для этого проведем определение матрицы результирующих емкостей [1] по известной матрице собственных емкостей трехпроводной структуры $\mathbf{C}_p$, определяемой из матрицы **C** [см. выражение (5)].

В соответствии с введенными режимами возбуждения полосок запишем матрицу потенциалов A, связывающую матрицу результирующих емкостей $\mathbf{C}_{eff}$ в режимах «*е-е-е*» и «*о-е-о*» и матрицу частичных емкостей $\mathbf{C}_p$, получаемую из (4) [1]:

$$\mathbf{A}=\begin{bmatrix}1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1\end{bmatrix}, \qquad \mathbf{C}_p=\begin{bmatrix}C_{1,1}+C_{1,2}+C_{1,3}\\ C_{2,2}+C_{2,1}+C_{2,3}\\ C_{3,3}+C_{3,1}+C_{3,2}\\ -C_{1,2}\\ -C_{1,3}\\ -C_{2,3}\end{bmatrix}, \tag{7}$$

$$\mathbf{C}_{eff}=\mathbf{A}\times\mathbf{C}_p. \tag{8}$$

В результате преобразования (8) с учетом симметрии матрицы *C* получаем

$$\mathbf{C}_{eff}=\begin{bmatrix}C_{1,1}+2C_{1,2}+2C_{1,3}+C_{2,2}+2C_{2,3}+C_{3,3}\\ C_{2,2}+C_{1,3}\end{bmatrix}. \tag{9}$$

Численное значение матрицы $\mathbf{C}_{eff}=\begin{bmatrix}1{,}002\\ 14{,}719\end{bmatrix}\cdot 10^{-10}$ Ф/м.

Физический смысл матрицы $\mathbf{C}_{eff}$ состоит в следующем: первый элемент, равный $1{,}002\cdot 10^{-10}$ Ф/м, представляет суммарную (результирующую) погонную емкость структуры по рис. 2, 3 в режиме возбуждения «*е-е-е*»; второй элемент, имеющий значение $14{,}719\cdot 10^{-10}$ Ф/м, является соответственно суммарной емкостью при возбуждении типа «*о-е-о*».

Определение результирующей погонной индуктивности L_{eff}^{eee} для введенного режима возбуждения «*е-е-е*» проводится из условия равенства тока *I* на входе структуры сумме токов в полосках 1, 2 и 3, в результате чего получаем:

$$L_{eff}^{eee}=\left(\sum_{i=1}^{3}I_i\right)^{-1}. \tag{10}$$

В формуле (10) I_i – элементы столбцовой матрицы $\mathbf{I}=\mathbf{L}^{-1}\cdot\mathbf{E}$; **L** – матрица индуктивностей; **E** – единичная матрица. Расчет дал значение $L_{eff}^{eee}=2{,}177\cdot 10^{-7}$ Гн/м. Результирующая погонная индуктивность L_{eff}^{oeo} для введенного режима возбуждения «*о-е-о*» определяется после отыскания тока в полоске под номером 2, поэтому получаем:

$$L_{eff}^{oeo}=(I_2)^{-1}, \tag{11}$$

где I_2 – элемент под номером 2 столбцовой матрицы $\mathbf{I}_0$:

$$\mathbf{I}_0 = \mathbf{L}^{-1}\begin{bmatrix}0\\1\\0\end{bmatrix}.$$

Вычисление L_{eff}^{oeo} дало значение $L_{eff}^{oeo} = 3{,}439\cdot10^{-6}$ Гн/м.

Знание эквивалентных первичных параметров структуры в двух режимах возбуждения позволяет оценить вторичные параметры – волновые сопротивления Z_{eff}^{eee} и Z_{eff}^{oeo}:

$$Z_{eff}^{eee} = \sqrt{\frac{L_{eff}^{eee}}{C_{eff}^{eee}}}, \quad Z_{eff}^{oeo} = \sqrt{\frac{L_{eff}^{oeo}}{C_{eff}^{oeo}}}.$$

Численные значения волновых сопротивлений: $Z_{eff}^{eee} = 46{,}612$ Ом, $Z_{eff}^{oeo} = 48{,}335$ Ом.

Таким образом, можно записать неявное уравнение для отыскания первичных параметров структуры исходя из условий согласования при известной нагрузке:

$$\left(\sum_{i=1}^{3}\left(\mathbf{L}^{-1}E\right)_i\right)^{-1}\cdot\left(C_{1,0}+C_{2,0}+C_{3,0}\right)^{-1} = \left[\left(\mathbf{L}^{-1}\begin{bmatrix}0\\1\\0\end{bmatrix}\right)_2\right]^{-1}\cdot\left(C_{2,2}+C_{1,3}\right)^{-1}, \qquad (12)$$

где $C_{1,0}$, $C_{2,0}$, $C_{3,0}$ – собственные емкости полосок, определяемые из матрицы погонных емкостей **C**.

Из полученных данных об эквивалентных первичных параметрах структуры определяем фазовые скорости волн, соответствующих режиму «*eee*»: $v_{eee} = 1\Big/\sqrt{L_{eff}^{eee}\cdot C_{eff}^{eee}} = 2{,}141\cdot10^{8}$ м/с, $v_{0e0} = 1\Big/\sqrt{L_{eff}^{oeo}\cdot C_{eff}^{oeo}} = 1{,}406\cdot10^{7}$. Полученные значения находятся в соответствии с ранее полученными результатами на основе анализа нормальных волн, распространяющихся в полосковой структуре (см. рис. 6). Рассчитанные фазовые скорости являются предельно возможными при условии согласования. Далее будет показана практическая реализация фазосдвигающих устройств, подтверждающая полученные теоретические результаты.

Приведение к двухпроводной структуре. Переход к двухпроводной структуре в виде меандровой линии, связанной со сплошной полоской, имеет смысл как с точки зрения упрощения задачи анализа и синтеза фазовращателей на основе трехпроводных связанных линий, так и конструктивной реализации устройств. Эквивалентная схема фазовращателей на двухпроводной связанной линии показана на рис. 7.

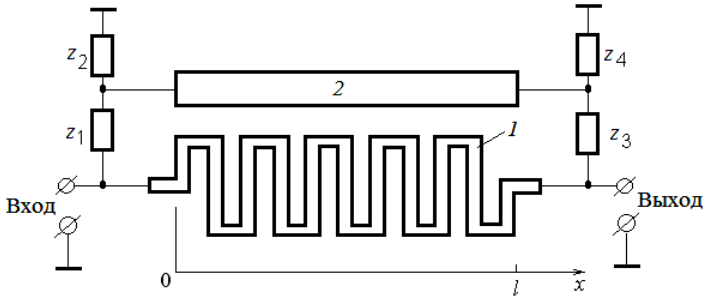


Рис. 7. Эквивалентная схема фазовращателй на основе двухпроводной связанной линии

Поступая аналогично тому, каким образом получены соотношения (9), (10) и (11), получаем матрицы эквивалентных первичных параметров при редукции трехпроводной системы в двухпроводную связанную линию:

$$\mathbf{C}_{eff} = \begin{bmatrix}C_{2,2} & 2C_{1,2}\\ 2C_{1,2} & 2C_{2,2}\end{bmatrix}, \text{ Ф/м}, \quad \mathbf{L}_{eff} = \begin{bmatrix}L_{2,2} & 2L_{1,2}\\ 2L_{1,2} & 2L_{2,2}\end{bmatrix}, \text{ Гн/м}. \qquad (13)$$

Реализация фазовращателей. Изготовлен макет фазовращателя на основе трехпроводной связанной линии с топологией и на подложках с параметрами, указанными выше. В качестве изменяемых сопротивлений z_1, z_2, z_3, z_4 использовались переключательные *p–i–n*-диоды, z_5, z_6 выполнены неизменяемыми перемычками. Диапазон рабочих частот составил 0,33–1,00 ГГц (коэффициент

перекрытия 3:1), максимальное вносимое затухание $|s_{21}| \le 2$ дБ, КСВН<1,55, управляемый фазовый сдвиг на частоте 1,0 ГГц не менее $\varphi = \varphi_{max} - \varphi_{min} = 270$ град. Частотная зависимость вносимого фазового сдвига при переключении *p–i–n*-диодов показана на рис. 8. Как видим, в рабочей полосе частот ФЧХ блика к линейной.

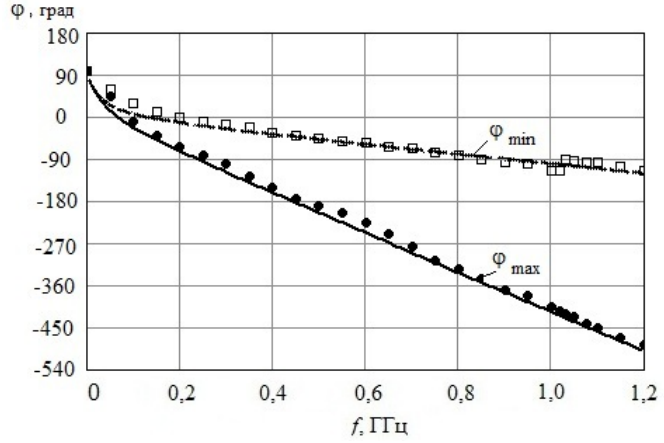


Рис. 8. Частотная зависимость фазового сдвига: ------, □□□ – соответственно расчетная и экспериментальная в состоянии φ_{min};
▬, ••• – соответственно расчетная и экспериментальная в состоянии в состоянии φ_{max}

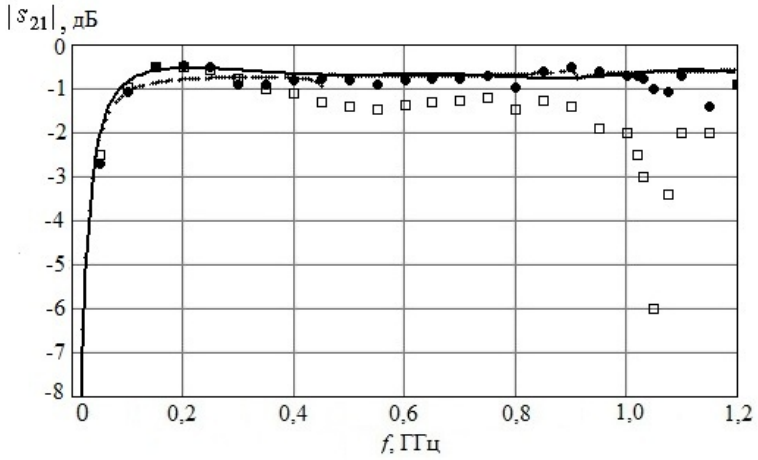


Рис. 9. Частотная зависимость вносимого затухания $|s_{21}|$: ------, □□□ – соответственно расчетная и экспериментальная в состоянии φ_{min};
▬, ••• – соответственно расчетная и экспериментальная в состоянии в состоянии φ_{max}

Заключение. Таким образом, показана возможность построения дискретных недисперсионных фазовращателей, согласуемых в широкой полосе частот в состояниях минимального и максимального фазового сдвига. Расширение функциональных возможностей связано, прежде всего, с поиском путей плавного изменения фазового сдвига в пределах достижимого диапазона. Дальнейшие исследования в этом направлении, возможно, дадут положительные результаты путем применения нерегулярных связанных полосковых линий, характеризующихся неуравновешенной связью [23].

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

Литература

1. Малютин Н.Д. Многосвязные полосковые структуры и устройства на их основе. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 1990. – 164 с.

2. Сычёв А.Н. Управляемые СВЧ-устройства на многомодовых полосковых структурах / под ред. Н.Д. Малютина. – Томск: Том. гос. ун-т, 2001. – 318 с.

3. Регулярные и нерегулярные многосвязные полосковые и проводные структуры и устройства на их основе: анализ, синтез, проектирование, экстракция первичных параметров / Н.Д. Малютин, А.Н. Сычев, Э.В. Семенов, А.Г. Лощилов. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2012. – 168 с. – ISBN 978-5-86889-593-7.

4. Sytchev A.N. A. Model of the shielded multiconductor microstrip lines on double-layer substrate – a novel approach // Microwave Electronics: Measurements, Identification, Application Conference, 2001. MEMIA 2001. Pp. 77 – 81. DOI: 10.1109/MEMIA.2001.982325.

5. Gazizov, T.R., Dolganov, E.S., Zabolotsky, A.M. Modal filter as a device for electrostatic discharge protection of onboard computers and control units of space vehicles // Russian Physics Journal, 2012, v. 55, No 3, Pp. 282-286 (WOS:000307973500006, DOI: 10.1007/s11182-012-9808-3).

6. TEM Mode-Matching Analysis of Multi-coupled Strip-line Filters / J.A. Ruiz-Cruz, Yunchi Zhang, J.M. Rebollar, K.A. Zaki, J.R. Montejo-Garai, A.J. Piloto. Microwave Symposium, 2007. IEEE/MTT-S International. DOI: 10.1109/MWSYM.2007.380546 P. 541 – 544.

7. Belyaev B.A. Stripline bandpass filter with wide stopband and rejection level up to 100 dB / B.A. Belyaev, A.M. Serzhantov, V.V. Tyurnev, A.A. Leksikov, and Y.F. Bal'va // Microwave Opt. Technol. Lett. – 2013. – Vol. 55. – P. 2866–2869.

8. Vorob'ev, P.A. Quasi-T-Waves in Devices Using Coupled Strip Lines with Unbalanced Electromagnetic Coupling / Vorob'ev, P.A., Malyutin, N.D., Federov, V.N. Radio Engineering and Electronic Physics (English translation of Radiotekhnika i Elektronika). 1982. 27 (9). Pp. 38-44.

9. Малютин Н.Д. Квазистатические параметры связанных полосковых линий с сильно неуравновешенной электромагнитной связью / Н.Д. Малютин, А.Н. Сычев // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. – 1988. – Т. 31, № 1. – С. 58–62.

10. Sytchev A.N., Chernov Yu.D., Shevtsov A.Yu. Analysis of the transmission strip lines with the «Lines Designer» package for Windows // 1999 High power microwave electronics: Measurements, identification, applications (MIA-ME'99), Sept. 21–23, 1999, Novosibirsk, Russia, NSTU: Proc. of the 2-nd IEEE-Russia MIA-ME'99 Conf. – Novosibirsk: NSTU, 1999. – P. IV.26–IV.31.

11. Система компьютерного моделирования сложных структур проводников и диэлектриков TALGAT / Т.Р. Газизов, А.О. Мелкозеров, Т.Т. Газизов, С.П. Куксенко, А.М. Заболоцкий, И.С. Костарев // Компьютерные учебные программы и инновации. – М.: ГОСКООРЦЕНТР, МФЮА, РУИ, 2007. – № 10. – С. 89–90.

12. Метод и алгоритмы экстракции эквивалентных первичных параметров связанных линий с потерями и дисперсией / Н.Д. Малютин, Т.Х. Бибиков, И.В. Большанин, А.Г. Лощилов, С.Б. Сунцов, Э.В. Семенов // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24), ч. 1. – С. 295 – 301.

13. Векторный импульсный измеритель цепей Р4-И-01 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.sibtronika.ru/product/hardware/r4-i-01.php, свободный (дата обращения: 24.09.2011).

14. Векторный импульсный измеритель характеристик цепей и проводных систем / А.А. Бомбизов и др. // Приборы. – 2007. – № 9. – С. 28–31.

15. Loschilov A.G. Instrumentation for nonlinear distortion measurements under wideband pulse probing / A.G. Loschilov, E.V. Semyonov et al. // Proc. of 19th Int. CrimeanConference «Microwave& Telecommunication Technology» (CriMiCo'2009) (Sevastopol, September 14–18, 2009). – Sevastopol, 2009. – Vol. 2. – P. 754–755. ISBN: 978–1–4244–4796–1.

16. Пистолькорс А.А. Приемные антенны / А.А. Пистолькорс. – М. : Связьтехиздат, 1937. – 287 с.

17. Влостовский Э.Г. К теории связанных линий передачи // Радиотехника. – 1967. – № 4. – С. 28–35.

18. Фельдштейн А.Л. Синтез четырехполюсников и восьмиполюсников на СВЧ / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Советское радио, 1971. – 388 с.

19. Marx K.D. Propagation modes, equivalent circuits and characteristic terminations for multiconductor transmission lines with inhomogeneous dielectrics / K.D. Marx // IEEE Trans, on MTT. – 1973. – Vol. MTT-21, № 7. – P. 450–457.

20. Малютин Н.Д. Матричные параметры неодинаковых связанных полосковых линий с неоднородным диэлектриком // Радиотехника и электроника. – 1976. – Т. 21, № 12. – С. 2473–2478.

21. Беляев Б.А. Исследование коэффициентов связи сонаправленных резонаторов в полосковых фильтрах на подвешенной подложке / Б.А. Беляев, А.М. Сержантов, Я.Ф. Бальва // Радиотехника и электроника. – 2008. – Т. 53, № 4. – С. 432–440.

22. Maljutin N.D. Effect of multiple changes of phase and group velocity of traveling waves in the microwave broadband devices based on strip structures with a strongly unbalanced electromagnetic coupling / N.D. Maljutin, A.G. Loschilov, A.N. Sychev, A.N. Maljutina // Microwave & Telecommunication Technology (CriMiCo), 2014. 24th International Crimean Conference. – Sevastopol, 2014. – P. 567–569. – DOI: 10.1109/CRMICO.2014.6959530.

23. Малютин Н.Д. Алгоритмы синтеза устройств на основе нерегулярных связанных полосковых линий по заданным частотным характеристикам / Н.Д. Малютин, А.Г. Лощилов¸ А.А. Ильин, А.Н. Малютин, И.В. Большанин // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 1 (23). – С. 183–190.

Малютин Николай Дмитриевич
Д-р техн. наук, профессор, нач. научного управления ТУСУРа
Д-р техн. наук, профессор
Тел.: 8 (383-2) 52-79-42
Эл. почта: ndm@main.tusur.ru

Лощилов Антон Геннадьевич
Канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник СКБ «Смена» ТУСУРа
Тел.: (382-2) 25-33-60
Эл. почта: yogl@mail.ru

Федоров Вячеслав Николаевич
Канд. техн. наук, доцент Северо-Восточного федерального университета им. М.К. Аммосова
Тел.: +7-914-224-89-74
Эл. почта: fvnsvfu@mail.ru

Зыков Дмитрий Дмитриевич
Канд. техн. наук, зам. директора НОЦ «Нанотехнологии», доцент каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем ТУСУРа, доцент НИТПУ
Тел.: 8 (382-2) 70-15-84
Эл. почта: zdd@keva.tusur.ru

Maljutin N.D., Loschilov A.G., Fedorov V.N., Zykov D.D.

Broadband discrete non-dispersive phase shifters based on the effect of multiple changes in the phase velocity in multi-coupled structures with significantly unbalanced electromagnetic coupling while maintaining matching in a wide frequency band

We considered wave propagation in multi-coupled stripline structures, tranforming to a three-wire and two-wire strip line type of «meander line, covered by solid stripes». It is shown that in such structures electromagnetic coupling between lines is significantly unbalanced, and the change of the boundary conditions leads to a considerable change (up to 5 times) the phase velocity of the traveling wave formed in the structure, while maintaining matching with external circuits in a wide frequency band. Relationships for calculating the equivalent primary parameters of stripe structures in the process of reduction them to the coupled three-wire, two-wire and single lines. We describe a practical realization of the discrete non-dispersive phase shifter based on a three-wire coupled line, experimental research was confirmed the analysis.
Keywords: discrete phase shifters, multi-coupled stripline structures, coupled lines, the effect of changing the phase velocity, three-conductor coupled strip line.

УДК 621.396.67

Ю.И. Буянов

Электродинамика ближней зоны короткого диполя

Рассмотрены физические процессы в ближней зоне короткого диполя. С использованием понятия линий токов смещения, подчиняющихся закону Ампера, предложена трактовка, объясняющая процесс формирования свободных волн.

Ключевые слова: короткий диполь, силовая линия, ток смещения, сила Ампера.

Возможность передачи электромагнитной энергии в пространстве без проводов следует из результатов исследований М. Фарадея и Д.К. Максвелла, согласно которым электрическая энергия может циркулировать в свободном пространстве и диэлектриках в виде тока смещения. При этом в отношении образования магнитного поля ток смещения обладает теми же физическими свойствами, что и ток проводимости. Г. Герц своими опытами доказал существование токов смещения и возможность излучения энергии в виде электромагнитных волн. Для объяснения процесса излучения он строил картину распределения силовых линий электрического поля вокруг короткого диполя в разные моменты времени.

В сферической системе координат уравнение электрических силовых линий диполя, ориентированного вдоль оси z, имеет вид

$$\frac{dr}{rd\theta}=\frac{E_r}{E_\theta}\ .$$

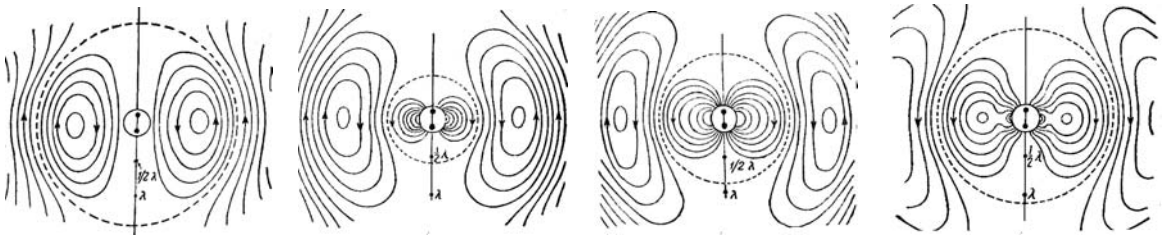
Для элементарного диполя мгновенные значения поля определяются выражениями:

$$E_r=\frac{2\rho P_\text{д}\cos\theta}{4\pi kr^3}(\sin\Phi+kr\cos\Phi),$$

$$E_\theta=\frac{\rho P_\text{д}\cos\theta}{4\pi kr^3}(\sin\Phi+kr\cos\Phi-k^2r^2\sin\Phi),$$

где $P_\text{д}$ – электрический момент диполя; ρ – волновое сопротивление среды; $\Phi = (\omega t - kr)$; ω – частота; $k=\omega\sqrt{\varepsilon\mu}$ – волновое число. В этом случае уравнение произвольной силовой линии можно записать в виде

$$k\,r\sin^2\theta(\sin\Phi + k\,r\cos\Phi) = \text{const}.$$



$t = 0$ $t = T/8$ $t = T/4$ $t = 3T/8$

Рис. 1. Электрические силовые линии вокруг элементарного диполя

На рис. 1 приведены распределения электрических силовых линий вокруг элементарного диполя с гармоническим током в различные моменты времени.

В начальный момент времени ($t = 0$), когда нет зарядов на плечах диполя, электрическое поле отсутствует. В моменты времени $t = T/8$ и $t = T/4$ (T – период колебаний) на плечах диполя появляются разноименные заряды и возникают силовые линии, замкнутые на диполь. В момент времени $t = 3T/8$ начинается возникновение замкнутых силовых линий, которые удаляются от диполя. При $t = T/2$ ток снова достигает нулевого значения и в электрическом поле отсутствуют силовые линии, замкнутые на диполь. Однако некоторые из возникших в предыдущий отрезок времени силовых линий не исчезают, а образуют систему замкнутых силовых линий. Удаляющимся от диполя замкнутым электрическим силовым линиям соответствует электромагнитная энергия, не связанная с ди-

полем, т.е. излученная энергия. Часть линий, замкнутых на диполь, возвращается к диполю. Этим силовым линиям соответствует реактивная энергия, связанная с диполем и не излучаемая в пространство. Чем больше силовых линий, замкнутых сами на себя, по сравнению с силовыми линиями, связанными с диполем, тем эффективнее излучение электромагнитной энергии. Обычно для выявления факторов, влияющих на эффективность излучения, исследуются энергетические процессы, происходящие в ближней зоне излучателя [1, 2]. Целью данной работы является анализ динамики электромагнитного поля и выявление причин, заставляющих электрические силовые линии замыкаться самих на себя и образовывать свободную волну.

Согласно первому уравнению Максвелла, обобщающему закон полного тока [3], ток проводимости и ток смещения совершенно равноправны

$$\int_L \mathbf{H}\mathbf{n}ds = I_{\text{см}} + I_{\text{пр}},$$

где **H** – вектор напряженности магнитного поля, ds – элемент поверхности, **n** – нормаль к элементу поверхности, $I_{\text{см}}$ – ток смещения и $I_{\text{пр}}$ – ток проводимости, пронизывающие замкнутый контур L. Известно также, что на элементарный отрезок тока проводимости $I_{\text{пр}}d\mathbf{l}$, находящийся в стороннем магнитном поле, действует сила Ампера [4]:

$$d\mathbf{F} = I_{\text{пр}}[d\mathbf{l}, \mathbf{B}],$$

где $d\mathbf{l}$ **–** векторный элемент длины, **B** – вектор магнитной индукции.

В соответствии с предположением Максвелла объемная плотность тока смещения

$$\mathbf{j}_{\text{см}} = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t},$$

где **D** – вектор электрической индукции, следовательно,

$$I_{\text{см}} = \mathbf{j}_{\text{см}}\,\mathbf{n}ds = \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}\,\mathbf{n}ds,$$

Если рассматривать силовую линию как трубку тока смещения с поперечным сечением ds, и полагать, что ток смещения подчиняется тем же физическим законам, что и ток проводимости, то на элементарный участок силовой линии $d\mathbf{l}$, находящейся в магнитном поле диполя, или других силовых линий, действует сила

$$d\mathbf{F}_{\text{см}} = I_{\text{см}}[d\mathbf{l}, \mathbf{B}] = [\frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}, \mathbf{B}]\, dv,$$

где dv – элемент объема. Переходя к объемной плотности силы Ампера, получаем:

$$\mathbf{f}_{\text{см}} = \frac{d\mathbf{F}}{dv} = \left[\frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t}, \mathbf{B}\right].$$

В сферической системе координат для элементарного диполя с моментом тока $P_{\text{д}}$, расположенного в свободном пространстве и ориентированного вдоль оси z, имеем:

$$\frac{\partial D_r}{\partial t} = \frac{2\omega\varepsilon\rho P_{\text{д}}\cos\theta}{4\pi kr^3}\left(\cos\Phi - kr\sin\Phi\right),$$

$$\frac{\partial D_\theta}{\partial t} = \frac{\omega\varepsilon\rho P_{\text{д}}\sin\theta}{4\pi kr^3}\left(\cos\Phi - kr\sin\Phi - k^2r^2\cos\Phi\right),$$

$$\mathrm{B}_\varphi = \frac{\mu \mathrm{P}_{\text{д}}\sin\theta}{4\pi kr^2}\left(\cos\Phi - kr\sin\Phi\right).$$

В этом случае сила, действующая на элемент тока смещения, имеет две компоненты:

$$f_\theta = \frac{\rho\sqrt{\varepsilon\mu}P_{\text{д}}\sin 2\theta}{16\pi^2 r^5}\left(\cos\Phi - kr\sin\Phi\right)^2,$$

$$f_r = \frac{\rho\sqrt{\varepsilon\mu}P_{\text{д}}\sin^2\theta}{16\pi^2 r^5}\left(\cos^2\Phi - k^2r^2\cos 2\Phi - kr\left(1 - \frac{k^2r^2}{2}\right)\sin 2\Phi\right).$$

В начале периода силовые линии замкнуты на диполь, f_r положительна, вследствие чего линии тока смещения растягиваются. А f_θ на плечах диполя имеет разный знак и направлена к плоскости симметрии диполя, но еще слишком мала и почти не влияет на силовые линии. Будем считать силу положительной, если ее направление совпадает с внешней нормалью к силовой линии, и отрицательной, если ее направление противоположно.

К моменту времени $t = T/4$ f_r уже растянула линии тока смещения и начинает убывать. В этот момент f_θ достигает максимального значения, и вблизи диполя (на расстоянии приблизительно $\lambda/6$) настолько велика, что линии тока смещения стягиваются к друг к другу, пока не пересекутся. В этот момент образуются две части, одна отдаляется от диполя, это видно из равномерного отдаления графика силы, принимающего гармонический характер в дальней зоне, а другая за счет того, что вблизи диполя f_r в момент времени $t = 3T/8$ меняет направление, возвращается к диполю.

На рис. 3 показано поведение одной из силовых линий и распределение вдоль неё сил Ампера в различные моменты времени. В начале периода ($0 > t > T/4$) силовые линии замкнуты на диполь, f_r и f_θ положительны, вследствие чего силовые линии расширяются. В момент $t \approx 3T/8$ на расстоянии от диполя $kr \approx 1$ меняется направление f_θ и f_r. В этом месте линия начинает сужаться и в конце концов замыкается сама на себя. Поскольку при $\theta = \pi/2$ компонента $f_\theta \to 0$, а f_r имеет максимальное значение, силовая линия разделяется на две части: одна часть остается замкнутой на диполь и начинает возвращаться к диполю. Вторая часть, замкнутая сама на себя, удаляется от диполя, при этом f_θ остается положительной, а f_r положительна на дальнем от диполя участке силовой линии и отрицательна на участке, ближнем к диполю, в результате чего оба участка удаляются от диполя, что соответствует излучению энергии поля, связанного с силовой линией, т.е. формированию свободной электромагнитной волны.

Таким образом, предположение о том, что токи смещения подчиняются тем же физическим законам, что и токи проводимости, и представление силовой линии электрического поля в виде тонкой трубки тока смещения, позволяют объяснить поведение силовых линий вблизи излучателя и более четко представить процесс излучения электромагнитных волн.

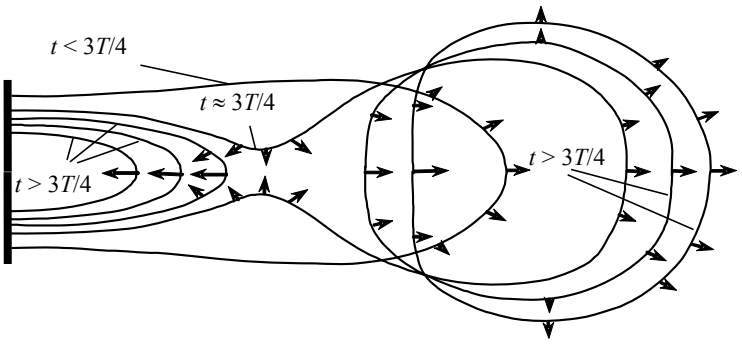


Рис. 2. Распределение сил Ампера вдоль силовой линии

Работа выполнена при частичной поддержке Программы повышения конкурентоспособности Томского государственного университета.

Литература

1. Беличенко В.П. Электрически малые антенны: проблемы, сомнения, новые результаты / В.П. Беличенко, А.С. Запасной // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2(24), ч. 1. – С. 186–189.

2. Беличенко В.П. Конкурирующие интерференционные потоки энергии в комбинированных антеннах и их влияние на полосу пропускания и мощность излучения / В.П. Беличенко, В.П. Якубов, А.С. Запасной // Изв. вузов. Физика. − 2010. − Т. 53, № 9/2. − С. 110−111.

3. Якубов В.П. Электродинамика: учеб. пособие. – Томск: Изд-во НТЛ, 2006. – 148 с.

4. Лавров В. М. Теория электромагнитного поля и основы распространения радиоволн. – М.: Связь, 1964. – 368 с.

Буянов Юрий Иннокентьевич
Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. радиофизики
Национального исследовательского Томского государственного университета
Тел.: (382-2) 41-25-83
Эл. почта: yurbuy@yandex.ru

Buyanov Yu.I.

Electrodynamics of near field zone of a short dipole

The paper describes the physical processes in the near-field of a short dipole. We propose explanation of the free wave formation using the concept of displacement of current lines under Ampere's Law.

Keywords: short dipole, power line, displacement current, Ampere force.

УДК 621.372.2.052.3.018.78

Р.С. Суровцев, А.М. Заболоцкий, Т.Р. Газизов, П.Е. Орлов

Распространение импульса в меандровой линии с неоднородным диэлектрическим заполнением без искажений его формы перекрестными наводками

Сформулированы условия распространения импульса в витке меандровой линии задержки без искажений его формы перекрестными наводками. Выполнено квазистатическое моделирование меандровой линии с покрывающим диэлектрическим слоем. Продемонстрированы возможные искажения и причины их возникновения при невыполнении одного из условий.
Ключевые слова: меандровая линия, диэлектрическое заполнение, погонные задержки, четная и нечетная моды.

При проектировании печатных плат (ПП) высокоскоростной цифровой электроники необходимо решать задачу синхронизации импульсов в точках приема. Важно, чтобы все трассы, подведенные к этим точкам, обеспечивали одинаковые задержки сигналов. Отметим, например, что трассы на внешних слоях типовой ПП по сравнению с трассами на внутренних слоях имеют, как правило, меньшую погонную задержку. Поэтому, часто для синхронизации сигналов используется меандровая линия. Изменяя параметры ее витков, достигают необходимой задержки. Однако, из-за ограничения в площади, занимаемой меандровой линией, приходится сжимать витки меандра, что приводит к появлению наводок, инициируемых фронтом и спадом импульса на концах полувитков меандра. Эти наводки вносят неконтролируемые искажения формы сигнала, изменяя его характеристики [1]. Влияние наводок нарушает целостность сигналов ПП и становится критичнее для цифровой электроники из-за роста тактовых частот используемых сигналов [2]. Поэтому, актуальны исследования искажений коротких импульсов в меандровых линиях, а также путей уменьшения этих искажений.

Для моделирования меандровых линий, как правило, используют электродинамический (учитывающий все типы волн) или квазистатический (учитывающий только поперечную волну) анализ. Первый дает более точные результаты моделирования, но необходимые для этого вычислительные затраты обычно высоки даже для относительно простых структур. Примечательно, что второй может давать довольно точные результаты, сопоставимые с результатами, полученными первым [3]. Поэтому, благодаря малым затратам и приемлемой точности, предпочтительным для моделирования простых структур является квазистатический анализ. Также приемлемую сходимость результатов показало исследование влияния перекрестных наводок на импульс в меандровой линии с однородным диэлектрическим заполнением посредством этих подходов, аналитических формул и эксперимента [4].

Выполнено исследование, в результате которого выявлена линейная зависимость задержки в меандровой микрополосковой линии от количества витков [5]. Таким образом, для проектирования многовитковых линий достаточно моделирование линии из нескольких витков для определения значения задержки на один виток и применение результата к линии с произвольным числом витков. Представлены результаты электродинамического моделирования перекрестных наводок в одном витке меандровой линии на основе симметричной полосковой линии, а также предложены несколько новых конструкций меандровых линий [6]. Приведены результаты квазистатического моделирования распространения импульса в одном и двух витках меандровой линии с аналогичным поперечным сечением и выявлены причины появления искажений [7]. Также показана возможность получения меандровой линии из одного витка, неискажающей форму сигнала, при общей длительности импульса меньше его задержки в витке. При этом на выходе меандровой линии ближняя перекрестная наводка заканчивается раньше прихода импульса, тем самым не искажая его. Однако для этого случая не было выполнено моделирование линии с неоднородным диэлектрическим заполнением. Поэтому актуально исследовать возможности получения такой линии и при неоднородном диэлектрическом заполнении.

Цель работы – показать возможность распространения импульса без искажений его формы перекрестными наводками в меандровой линии с неоднородным диэлектрическим заполнением. Для этого надо сформулировать условия распространения импульса в витке меандровой линии задержки без искажений его формы перекрестными наводками; выполнить квазистатическое моделирование меандровой линии с покрывающим диэлектрическим слоем; продемонстрировать возможные искажения и причины их возникновения при невыполнении одного из условий.

Значительный вклад в искажения формы импульса вносят перекрестные наводки от его фронта и спада. Поэтому для прохождения сигнала по линии без искажений перекрестными наводками необходимо уменьшить или компенсировать их влияние.

Известно исследование компенсации перекрестной наводки на дальнем конце за счет оптимизации диэлектрического заполнения линии [8]. Условие такой компенсации – равенство погонных задержек четной (τ_e) и нечетной мод (τ_o) (важно отметить, что в работе [7] оно выполняется за счет однородности диэлектрического заполнения)

$$\tau_e = \tau_o . \qquad (1)$$

Выполнение условия (1) в линии с неоднородным диэлектрическим заполнением, для случая ПП, возможно за счет оптимизации параметров покрывающих диэлектрических слоёв (например, паяльной маски или влагозащитного покрытия), так как параметры подложек и препрегов имеют близкие значения. В итоге, выбором оптимальных параметров покрывающих слоев можно компенсировать дальнюю перекрестную наводку.

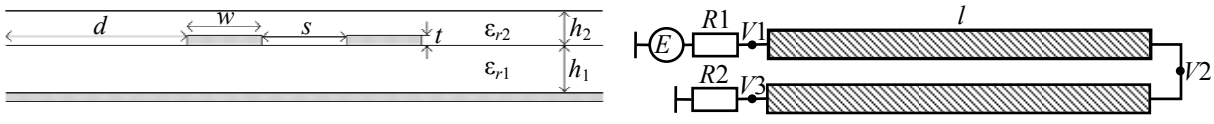
Для исключения влияния наводки на ближнем конце на форму сигнала необходимо выбором длины полувитка (l) обеспечить значение задержки в линии большее или равное сумме длительностей фронта (t_r), плоской вершины (t_d) и спада импульса (t_f) [7]:

$$2\tau \cdot l \geq t_r + t_d + t_f , \qquad (2)$$

где $\tau = \tau_e = \tau_o$ при условии (1).

Для демонстрации возможности получения линии задержки, не искажающей импульс перекрестными наводками, рассмотрим один виток меандровой линии, поперечное сечение которого представлено на рис. 1, *а*. Параметры линии: ширина проводников w = 120 мкм, толщина проводников t = 30 мкм, расстояние между проводниками s = 120 мкм, расстояние от края структуры до проводника $d = 3w$, толщина диэлектрической подложки h_1 = 100 мкм, толщина покрывающего диэлектрического слоя h_2 = 50 мкм; относительные диэлектрические проницаемости подложки и покрывающего слоя (ε_{r1} = 4,49, ε_{r2} = 4,9) выбраны так, чтобы выполнялось условие (1).

Моделируемая электрическая схема представлена на рис. 1, *б*. Линия состоит из двух параллельных проводников в диэлектрическом заполнении, соединенных между собой на дальнем конце. Один из проводников на ближнем конце соединен с источником импульсных сигналов, представленным на схеме источником э.д.с. с внутренним сопротивлением $R1$. Другой проводник линии соединен с приёмным устройством, представленным на схеме сопротивлением $R2$. Воздействующий импульс имеет вид трапеции с параметрами: амплитуда 1 В, длительности фронта, плоской вершины и спада импульса по 0,1 нс каждая. Значения $R1$ и $R2$ приняты равными соответствующим диагональным элементам матрицы характеристического импеданса.



а *б*

Рис. 1. Поперечное сечение (*а*) и схема соединений (*б*) меандровой линии из одного витка

Для структуры на рис. 1, *а*, используя метод моментов [9], получим матрицы **C** и **L** (погонных коэффициентов электростатической и электромагнитной индукции) и матрицу **Z** (характеристических импедансов):

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 112{,}38 & -23{,}20 \\ -23{,}20 & 112{,}38 \end{bmatrix} \text{пФ/м}, \quad \mathbf{L} = \begin{bmatrix} 339{,}52 & 69{,}93 \\ 69{,}93 & 339{,}52 \end{bmatrix} \text{нГн/м}, \quad \mathbf{Z} = \begin{bmatrix} 56{,}17 & 11{,}58 \\ 11{,}58 & 56{,}17 \end{bmatrix}, \text{ Ом}.$$

Взяв квадратный корень из собственных значений произведения матриц **L** и **C**, получим погонные задержки четной и нечетной мод τ_e = 6,042 нс/м, τ_o = 6,046 нс/м. Аналогичное вычисление можно выполнить по аналитической формуле [10]:

$$\tau_{e,o} = \sqrt{(L_{11}\cdot C_{11} + L_{12}\cdot C_{12}) \pm (L_{12}\cdot C_{11} + L_{11}\cdot C_{12})}, \quad (3)$$

где C_{11} и C_{12} – соответствующие коэффициенты матрицы **C**, а L_{11} и L_{12} – матрицы **L**.

При условии (1) второе слагаемое из (3) равно нулю, тогда (3) принимает вид

$$\tau_{e,o} = \sqrt{L_{11}\cdot C_{11} + L_{12}\cdot C_{12}}. \quad (4)$$

По формуле (4) для структуры на рис. 1, *а* получаем $\tau_{e,o}$ = 6,044 нс/м. Таким образом, результаты численного и аналитического вычислений погонных задержек четной и нечетной мод совпадают, а условие (1) выполняется с хорошей точностью. Несовпадение результатов численного и аналитического вычисления можно объяснить погрешностями вычислений.

Для подтверждения того, что при выполнении условия (2) импульс не будет искажаться перекрестной помехой на ближнем конце, вычислен временной отклик схемы рис. 1, *б*. На рис. 2, *а* приведены формы сигналов в начале ($V1$) и конце ($V3$) линии при l = 12,5; 25; 50 мм (импульсы в узле $V1$ при разных l накладываются друг на друга).

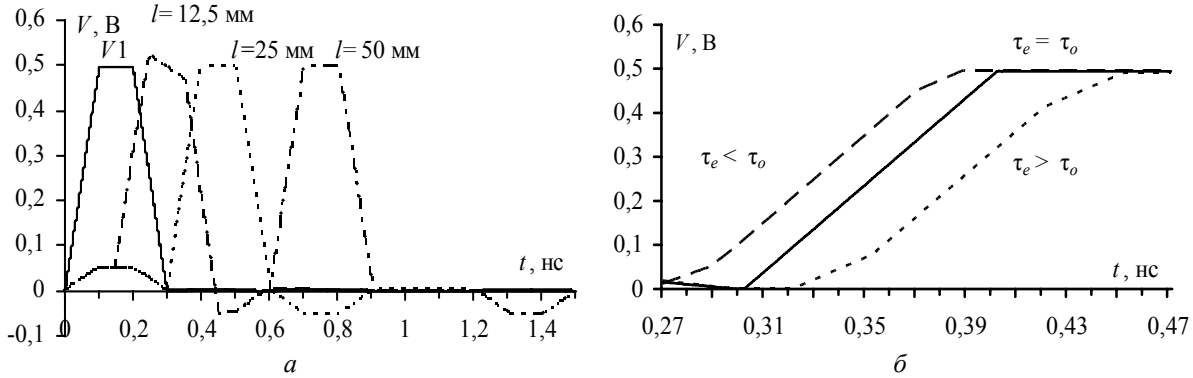


Рис. 2. Формы сигналов в начале и конце линии при разных l (*а*) и соотношениях погонных задержек четной и нечетной мод сигнала (*б*)

Из рис. 2, *а* видно, что при l = 25; 50 мм форма импульса не искажается (так как при длительности импульса 0,3 нс условие (2) выполняется при $l \geq 24{,}8$ мм). Однако появляются импульсы в виде трапеции (перед импульсом сигнала – положительной полярности, а после – отрицательной). Эти импульсы являются наводками на ближнем конце и не искажают форму импульса. Однако для уменьшения вероятности ложного срабатывания логических элементов, необходимо, чтобы уровень наводки не превышал 10% от уровня импульса в линии [11]. Это условие будет выполняться при

$$K_{NE} < 0{,}1, \quad (5)$$

где $K_{NE} = 0{,}25(K_C + K_L)$, где [12]

$$K_C = \frac{-C_{12}}{C_{11}},\ K_L = \frac{L_{12}}{L_{11}}. \quad (6)$$

Для рассмотренной линии, подставив значения элементов матриц **C** и **L**, из (6) получим K_C = 0,206, K_L = 0,205, а по (5) K_{NE} = 0,103, следовательно, уровень наводки на ближнем конце составляет 10,3% от уровня импульса. Уровень наводки из графика рис. 2, *а* составляет 10%. Как видно, аналитические оценки согласуются с оценками из отклика.

Форма сигнала при l = 12,5 мм искажена, наводки накладываются на фронт и спад сигнала. Из-за этого фронт сигнала поднимается (в начале появляется положительная ступенька, а в конце – выброс), а спад опускается (в начале появляется провал, а в конце – отрицательная ступенька). В результате создается эффект уменьшения задержки импульса.

На рис. 2, *б* приведены расширенные фрагменты формы сигнала в конце линии ($V3$) для случая из рис. 2, *а* (l = 25 мм), когда исключено влияние перекрестной помехи на ближнем конце на фронт импульса, но при разных соотношениях погонных задержек четной и нечетной мод сигнала, которые достигались изменением диэлектрической проницаемости покрывающего слоя. Для получения $\tau_e < \tau_o$ выбрано ε_{r2} = 2,1 (τ_e = 5,40 нс/м и τ_o = 5,77 нс/м), а для $\tau_e > \tau_o$ выбрано ε_{r2} = 10,2 (τ_e = 7,06 нс/м, τ_o = 6,42 нс/м) Из рис. 2, *б* видно, что только при выполнении условия (1) фронт импульса не искажается. В обоих других случаях, из-за разности погонных задержек четной и нечетной мод, на нижней и верхней частях фронта появляются искажения в виде пологих участков. Таким образом, для

прохождения импульса по меандру без искажений перекрестными наводками обязательно выполнение одновременно условий (1) и (2).

Приведенный пример одновитковой меандровой линии является простым из-за наличия перекрестных наводок только между двумя полувитками. Однако его рассмотрение важно для последующего анализа более сложных многовитковых структур. В дальнейшем полезными являются исследования возможности уменьшения или увеличения задержки в линии только за счет диэлектрических свойств покрывающего слоя на примере простых линий из одного витка. Такие исследования позволят оценить возможность проектирования сложных меандровых линий с аналогичными свойствами.

Результаты работы получены в рамках выполнения государственного задания № 8.1802.2014/K Минобрнауки России. Вычисление матриц погонных параметров связанных линий выполнено при поддержке РНФ по проекту 14-19-01232 в ТУСУРе.

Литература

1. Wu R.B. Laddering Wave in Serpentine Delay Line / R.B. Wu, F.L. Chao // IEEE Trans. on Compon., Packag., and Manuf. Techn. – 1995. – Vol. 18, № 4, pt. B. – P. 644–650.

2. Wu T.L. Overview of Signal Integrity and EMC Design Technologies on PCB: Fundamentals and Latest Progress / T.L. Wu, F. Buesink, F. Canavero // IEEE Trans. on EMC. – 2013. – Vol. 55, № 4. – P. 624–638.

3. Bhobe A.U. Meander delay line challenge problem: a comparison using FDTD, FEM and MoM / A.U. Bhobe, C.L. Holloway, M. Piket-May // Proc. IEEE Int. Symp. on EMC. – 2001. – Vol. 2. – P. 805–810.

4. Rubin B.J. Study of meander line delay in circuit boards / B.J. Rubin, B. Singh // IEEE Trans. on Microwave Theory and Techn. – 2000. – Vol. 48, № 9. – P. 1452–1460.

5. Kabiri A. Design of a Controllable Delay Line / A. Kabiri, Q. He, M.H. Kermani, O.M. Ramahi // IEEE Trans. on Advanced Packaging. – 2010. – Vol. 33, Is. 4. – P. 1080–1087.

6. Ramahi O.M. Analysis of Conventional and Novel Delay Lines: A Numerical Study / Applied Computational Electromagnetics Society journal. – 2003. – № 3. – P. 181–190.

7. Газизов Т.Р. Искажения импульсного сигнала в простых меандровых линиях // Т.Р. Газизов, А.М. Заболоцкий // Инфокоммуникационные технологии. – 2006. – Т. 4, № 3. – С. 34–38.

8. Gazizov T.R. Far-end crosstalk reduction in double-layered dielectric interconnects / IEEE Trans. on EMC. Special issue on recent advances in EMC of printed circuit boards. – 2001. – Vol. 43, № 4. – P. 566–572.

9. Gazizov T.R. Analytic expressions for Mom calculation of capacitance matrix of two dimensional system of conductors and dielectrics having arbitrary oriented boundaries / Proc. of the 2001 IEEE EMC Symposium. – Montreal, Canada, 2001. – Vol. 1. – P. 151–155.

10. Maio I. Efficient Transient Analysis of Nonlinearly Loaded Low-Loss Multiconductor Interconnects / I. Maio, S. Pignari, F. Canavero // An International Journal: Analog Integrated Circuits and Signal Processing. – 1994. – Vol. 5, № 1. – P. 7–19.

11. Ramahi O.M. Full-Wave Analysis of Delay Lines / O.M. Ramahi, B. Archambeault // Proc. of 14th International Zurich Symposium and Technical Exhibition on Exhibition on Electromagnetic Compatibility. – Zurich, Switzerland, 2001. – P. 537–539.

12. Сычев А.Н. Системы параметров одинаковых связанных линий с неуравновешенной электромагнитной связью / А.Н. Сычев, С.М. Стручков // Доклады ТУСУРа. –2014. – № 1(31). – С. 39–50.

Суровцев Роман Сергеевич
Аспирант каф. телевидения и управления ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 41-34-39
Эл. почта: surovtsevrs@gmail.com

Заболоцкий Александр Михайлович
Канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник каф. телевидения и управления ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 41-34-39
Эл. почта: Zabolotsky_am@mail.ru

Газизов Тальгат Рашитович
Д-р. техн. наук, ст. науч. сотрудник, проф. каф. телевидения и управления ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 41-34-39
Эл. почта: talgat@tu.tusur.ru

Орлов Павел Евгеньевич
Канд. техн. наук, мл. науч. сотрудник каф. телевидения и управления ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 41-34-39
Эл. почта: praetorian281@gmail.com

Surovtsev R.S., Zabolotsky A.M., Gazizov T.R., Orlov P.E.
Pulse signal propagation in the meander line with nonhomogeneous dielectric filling without distortions of its waveform by crosstalk

Conditions of pulse signal propagation in a turn of meander delay line without distortions of its waveform by crosstalk are formulated. Quasi-static simulation of meander line with covering dielectric layer is performed. Possible distortions and the reasons of their occurrence without one of the conditions are demonstrated.
Keywords: meander line, dielectric filling, per unit lengths delay, even and odd modes.

УДК 621.3.082.63

М.Е. Комнатнов, Т.Р. Газизов

О совместных климатических и электромагнитных испытаниях радиоэлектронной аппаратуры

Выдвинута идея проведения совместных испытаний на температурные и электромагнитные воздействия радиоэлектронной аппаратуры, применяемой в жестких условиях эксплуатации. Собраны данные исследований, показывающие целесообразность проведения подобных испытаний. Рассмотрены возможные механизмы возникновения естественных и искусственных электромагнитных помех в северных широтах. На простом примере гармонического воздействия частотой 1 МГц на диод 1N4148 вычислены амплитуды спектра выходного напряжения при температурах –60, +25, +200 °С. Показано изменение амплитуды до 3 раз. Представлены уровни напряженности поля, излучаемого диполем при возбуждении этим напряжением. Выявлен максимум излучения на третьей гармонике.

Ключевые слова: испытания на электромагнитную совместимость, климатические испытания, бортовая радиоэлектронная аппаратура.

Обеспечение жизни и безопасности на территориях Крайнего Севера и Арктики, в силу своей специфики – довольно непростая задача, которая требует проработки многих вопросов. Её решению может помочь внедрение современных технологий и новых конструктивных решений. Например, создание перспективных роботизированных устройств для работы в условиях Севера поможет при исследовании арктических регионов, что сведет к минимуму риск для человека. Разрабатываются различные роботизированные устройства, которые способны выполнить сложные работы в опасных или труднодоступных местах для человека, а также на больших глубинах в подводной акватории океана [1, 2]. В подобных условиях эксплуатации необходимо обеспечить не только проходимость, автономность движения и управления оборудованием робототехнического устройства, но и нормальную работу в заданном диапазоне температур, влажности и заданной электромагнитной обстановке всех радиотехнических блоков и узлов, отвечающих за приемопередачу информации и сигналов управления. На подобных устройствах имеются также и чувствительные к электромагнитному полю (ЭМП) узлы, например видеокамера, которая, как правило, служит для управления и захвата изображения и является «глазами» для человека с пункта управления. Силовых источников возбуждения ЭМП у подобного устройства может быть много, например антенны для передачи и управления, источники вторичного электропитания, устройства индукционного нагрева для стабильной работы критичного к температуре узла и пр. Таким образом, устройство может быть подвержено интенсивным внешним климатическим, а также искусственным и естественным электромагнитным воздействиям, что в отсутствие защиты может вызвать сбой, вывести критичный узел или устройство из строя. Поэтому важно на этапе проектирования выявить особенности конструкции и электрорадиоизделий устройства, которые могут быть излучателями или приемниками ЭМП и одновременно рассеивать тепловую энергию или быть чувствительными к температуре.

Цель работы – привести результаты исследований, показывающих целесообразность проведения совместных климатических и электромагнитных испытаний радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), применяемой в жестких условиях эксплуатации.

Источники возбуждения ЭМП в арктических регионах могут быть как естественные, так и искусственные. Морская вода и лед как естественные источники возбуждения ЭМП издавна изучаются. Из [3, 4] известно, что течения и волны создают ЭМП, которые в морях и океанах представляют собой совокупность полей различных источников (магнитотеллурических, гидродинамических, физико-химических, грозовых) со сложным распределением амплитуд во времени и пространстве. Наличие специфических электрических и магнитных полей обусловлено гидродинамическими, физико-химическими и биоэлектрическими процессами. Особенность морских ЭМП обусловлена тем, что морская вода является хорошим проводником электричества и представляет собой совершенный экран для высокочастотных колебаний. Морской лед по своим электрофизическим свойствам не

может быть строго отнесен к чистым диэлектрикам и представляет собой сочетание диэлектрических кристаллов и проводящей жидкой фазы в межкристаллических прослойках. Электрофизические эффекты, близкие к эффектам в чистых диэлектриках, но со специфическими особенностями, возникают при пластической деформации с формированием внутрикристаллических микротрещин. Способность возбуждения морским льдом естественных ЭМП радиодиапазона при деформационных процессах, в частности при упругой деформации льда, может происходить вследствие так называемого параметрического механизма. Кроме параметрического механизма возбуждения естественных ЭМП, в процессе образования микротрещины действует механизм, связанный с дискретным характером ее роста. Каждая микротрещина образуется в результате последовательности актов микроразлома, при этом для разделенных зарядов обеспечивается движение с ускорением и за счет этого возбуждается переменное (импульсное) ЭМП преимущественно большей мощности по сравнению с другими типами возбуждения. Путем синхронной регистрации импульсов (акустической эмиссии, оптической эмиссии, естественных ЭМП, сигнализирующих о возникновении микротрещины) экспериментально подтверждено существование искровых электрических разрядов при образовании микротрещин во льду. Например, с высоты 100 м по маршруту полета, пересекающему участок припайного льда и кромку припая, зарегистрировано возрастание напряженности естественных ЭМП от 3 до 5 мВ/м с приближением к кромке припая (рис. 1) [4].

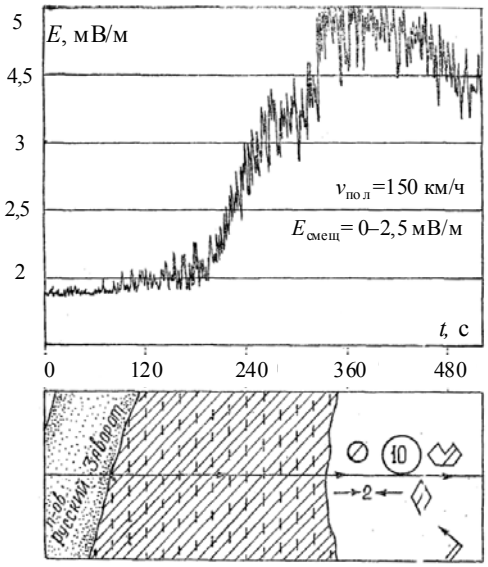


Рис. 1. Возрастание напряженности естественных ЭМП (от 3 до 5 мВ/м) с приближением к кромке припая (сжатие в районе кромки 2 балла) [4]

Таким образом, естественные ЭМП в арктических регионах возникают, но амплитуды их воздействия на чувствительные узлы критичной РЭА недостаточны для вывода их из строя. Однако подобные явления могут проявляться в виде шумов, добавляющихся к полезному сигналу. Это может потребовать дополнительной защиты от естественных ЭМП или их фильтрации, например в высокочувствительной приемной или измерительной аппаратуре.

Источником искусственного возбуждения ЭМП в арктических регионах может являться радиосвязь. Применение комбинированной СВ-КВ-УКВ-радиосвязи с глобальной навигационной спутниковой системой способно решить практически все задачи мониторинга сухопутного и водного транспорта Крайнего Севера и Арктики РФ [5, 6]. Применение радиосвязи может быть очень интенсивным в связи со сбоями навигаторов. Действительно, глобальная навигационная система состоит из группы спутников, располагающихся на круговой орбите (высота около 19100 км). Исследования в США ещё в 1969 г. показали, что на космических аппаратах (КА) могут возникнуть электрические потенциалы высокого уровня за счет взаимодействия элементов конструкции КА с горячей разреженной плазмой [7]. При этом накапливается заряд на различных частях КА в зависимости от его конструкции и материала, который перераспределяется с возможным возникновением электростатичекого разряда (ЭСР), в зависимости от внешних условий: температуры, концентрации плазмы и солнечного освещения. Оснащенные чувствительной электроникой, современные КА подвержены уязвимости со стороны излучаемых и кондуктивных электромагнитных помех, созданных ЭСР. При этом разряды, возникающие на внешней поверхности, могут наводить помехи на внутренние элементы, что может вызвать катастрофический отказ в работе бортовой РЭА. Причинами отказа многих зарубежных КА называли ЭСР, который мог происходить в период сильной геомагнитной возмущенности магнитосферы при высокой солнечной активности. Результаты (таблица) аномалий на зарубежных КА из-за ЭСР приведены в работе [8]. Примечательно, что на круговой орбите в арктических регионах такая активность может особенно сильно проявляться, а переход к компонентной базе, использующей более низкие уровни напряжений сигнала, обостряет эту проблему.

Результаты аномалий на зарубежных КА [8]

Дата	Спутник	Причины неисправности	Нарушения в работе систем
02.06.1973	DSCS2/9431	Высокоэнергетический разряд после геомагнитной суббури	Связь
23.11.1974	Skynet2B	Внутренние разряды. 300 аномалий за 1975–1976 гг.	Телеметрия
19.12.1974	Symphonie A	Дуговой разряд	Модуляция
20.08.1975	Viking 1	Дуговой разряд после запуска	Программа экспериментов
27.08.1975	Symphonie	Дуговой разряд	Модуляция
17.01.1976	CTS	215 кратковременных разрядов	Система электроснабжения
23.11.1977	Meteosat FI	ЭСР, 150 аномалий к 1980 г.	Радиометр, система ориентации
29.03.1981	GOES 4	Электромагнитный импульс	25.11.1982 прекратились сигналы радиометра
15.11.1981	SBS 1	ЭСР после запуска в течение 8 лет	Устройство для контроля местонахождения спутника
27.02.1982	Marecs-A	ЭСР, поверхностный заряд	Телеметрия, система ориентации
22.09.1982	SCATHA	Зарегистрировано большое число разрядных процессов	Результаты экспериментов
05.04.1983	TDRS-A	Поверхностный разряд	Система ориентации
04.04.1984	Telecom 1A	Частые ЭСР	Трансляция данных
11.11.1984	AMPTE	ЭСР	Данные, модуляция
12.1984	GMS 3	ЭСР, также 03.04.1985	Акселерометр, радиометр
08.03.1985	Anik D2	Мощный дуговой разряд	Система контроля, антенна
15.03.1985	Arabsat 1A	ЭСР, также 01.06.1986	Система ориентации, мощность, гироскоп
17.07.1985	GPS 5118	ЭСР	Двигатель
01.1986	Aussat A1	ЭСР до 06.1989	Телеметрия, система ориентации
05.1986	Aussat A2	33 ЭСР до 06.1990	Телеметрия, система ориентации
27.09.1986	GOES 6	ЭСР, также 17.03.1987	Радиометр
11.1986	DSCS2/9442	Мощный диэлектрический разряд, также 03.1987	Компьютеры
11.1986	DSCS2/9438	Мощный диэлектрический разряд, также 12.1986	Компьютеры
12.1986	NATO 3C	Мощный диэлектрический разряд, также 09.1987	Система ориентации
02.1986	DSCS3/4524	Мощный диэлектрический разряд, также 01.1987	Тахометр
26.02.1987	GOES 7	Разряды до 1989 г.	Радиометр
11.01.1987	NATO 3A	Мощный диэлектрический разряд	Система ориентации
03.1987	DSCS2/9442	Мощный диэлектрический разряд	Компьютеры
03.1987	FlitSatcom	ЭСР	Компьютеры
15.01.1988	Telecom IB	ЭСР	Система ориентации
18.07.1988	Fengyun 1	ЭСР	Система ориентации
01.1991	GMS 4	ЭСР	Радиометр
08.1993	Intelsat 510	ЭСР	Система ориентации
08.1993	Intelsat 511	ЭСР	Система ориентации
20.01.1994	Anik E2	ЭСР, геомагнитная суббуря	Гироскопическая система
20.01.1994	Anik El	ЭСР, геомагнитная суббуря	Гироскопическая система
20.01.1994	Intelsat K	ЭСР, геомагнитная суббуря	Гироскопическая система
22.01.1994	BS-3A	ЭСР	Телеметрия
09.10.1994	Telstar 401	ЭСР	Стабилизация
14.02.1995	GOES 8	ЭСР, геомагнитная суббуря	Телеметрия
07.11.1995	DFS 3 FM 1	Мощный разряд	Потеря спутника
26.03.1996	Anik El	ЭСР	Солнечная батарея
11.01.1997	Telstar 401	ЭСР	Потеря спутника
01.09.1998	Sirius 2	ЭСР	Потеря работоспособности части элементов СБ
10.03.2000	ERS1	ЭСР	Потеря спутника
28.04.2000	Turksalt 1C	ЭСР	Потеря связи на 55 мин
22.11.2000	Galaxv VII	ЭСР	Потеря спутника
15.12.2001	Yohkoh	ЭСР	Потеря спутника
14.07.2008	EchoStar 2	Предположительно ЭСР	Выход из строя системы энергоснабжения. Утрата КА
22.10.2008	Astra 5A	Предположительно ЭСР	Потеря контроля с последующим восстановлением

Показательно, что в период сильных геомагнитных бурь оказываются уязвимыми не только чувствительная прецизионная электроника, но и силовые цепи питания. Так, например, в работе [9] выполнена оценка стойкости сети электропитания (рис. 2) к воздействию геомагнитных бурь и подобных преднамеренных воздействий: геомагнитно наведенные токи вызвали массово зафиксированные влияния на сеть электропитания в Северной Америке (рис. 3). Как видно из рис. 3, геомаг-

нитно наведенные токи вызвали массово зафиксированные влияния на сеть электропитания в регионах, насыщенных энергетическим оборудованием. Между тем аналогичное кольцо в Арктике могло бы вызвать не меньше влияния. Поскольку в высоких широтах аналогичные явления могут происходить достаточно часто, это может повлиять на работу не только чувствительной РЭА, но и силовых цепей.

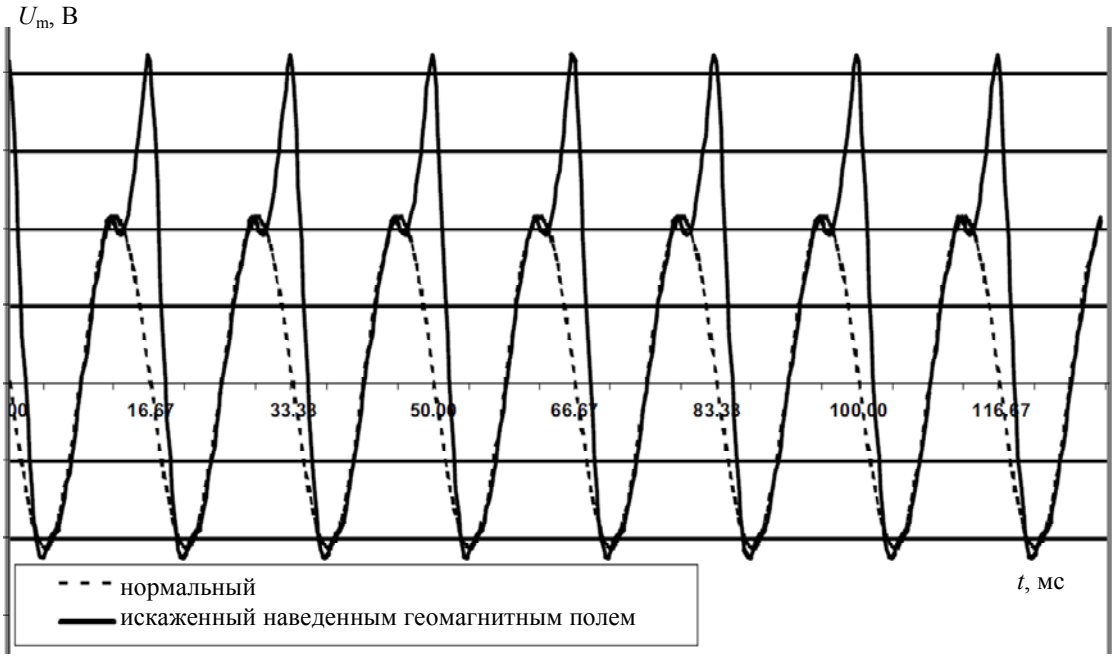
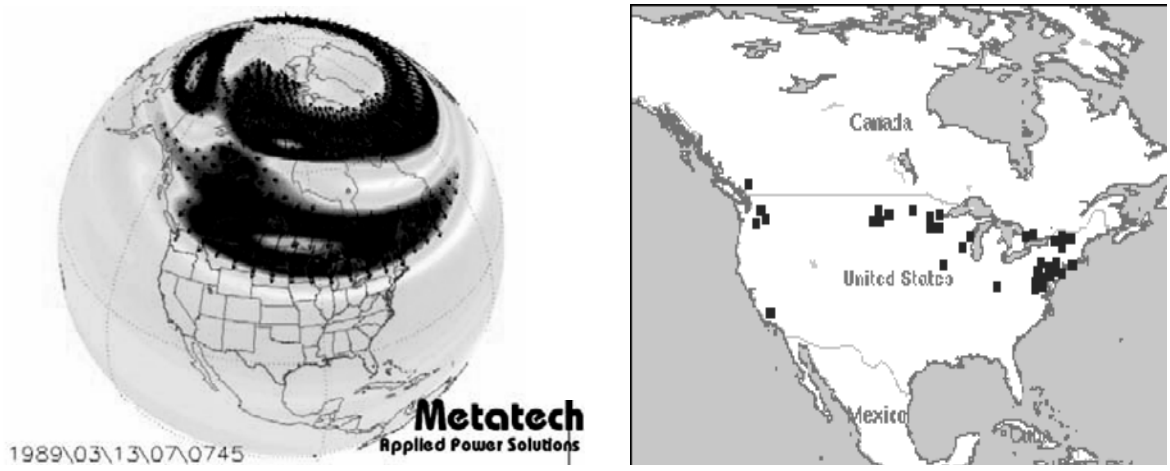


Рис. 2. Трансформатор 500 кВ: нормальный переменный ток (---); переменный ток, искаженный четными и нечетными гармониками из-за полупериодного насыщения трансформатора, вызванного геомагнитно наведенными токами (—) [9]



а *б*

Рис. 3. Карта погоды, с контурами производной от магнитных полей в момент аварии сети питания (Hydro-Quebec, 7:45 UT or 2:45 EST, March 13, 1989) (*а*). Зафиксированные влияния (■) на сеть питания в Северной Америке, March 13, 1989 time 16:00–17:23 EST (21:00–22:23 UT) (*б*) [9]

Исследования, связанные с взаимными электромагнитными и температурными влияниями, могут быть полезны не только в части испытаний отдельных радиоэлектронных блоков и узлов бортовой и наземной РЭА, но также помогут в понимании процессов взаимовлияния электромагнитного и температурного полей, которые откроют перспективы совершенствования электронной компонентной базы, например: ПАВ фильтров в керамическом корпусе, полупроводниковых и пассивных RLC компонентов и т.д. Также могут быть получены абсолютно новые результаты исследования на основе известных. Например, в современной РЭА используется большое количество полупроводни-

ковых компонентов, требования по защите которых от ионизирующего и неионизирующего излучений ужесточаются. При этом некоторые из них, работая в активном режиме, могут нагреваться и рассеивать тепловую энергию в окружающее пространство, тем самым нагревая соседние компоненты. Известно, что вольт-амперная характеристика (ВАХ) полупроводникового диода при воздействии температуры сильно изменяется (см., например, рис. 4). Из-за этого меняется амплитуда полезного сигнала. Кроме того, изменяется амплитуда высших гармоник и комбинационных частот вследствие нелинейности ВАХ. При этом печатные проводники платы или провода (свойства которых могут также изменяться от температуры), к которым подключен полупроводниковый компонент, излучают ЭМП на всех этих частотах. Амплитуда излучаемых эмиссий в зависимости от температуры будет также изменяться, а следовательно, будет изменяться воздействие на близлежащие чувствительные цепи, что может быть критичным в случае их слабой помехозащищенности. Примечательно, что существующие стандарты по ЭМС не предусматривают измерения излучаемых эмиссий при воздействии температуры на испытуемый объект. Таким образом, результаты, полученные в ходе испытаний устройства, могут отличаться по уровням излучений и восприимчивости от существующих в реальных условиях эксплуатации.

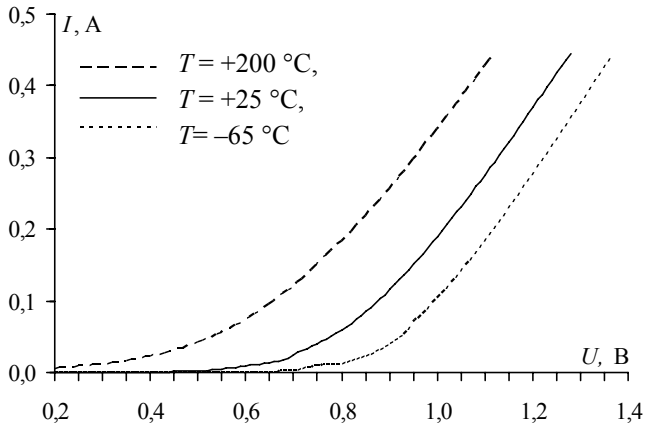


Рис. 4. ВАХ диода 1N4148
при температурах –60, +25, +200 °C

Качественные оценки, приведенные выше, подтверждаются гармоническим воздействием с напряжением 1 В и частотой 1 МГц на диод (рис. 5). Напряжение на нагрузке диода показано на рис. 6. Как видно, оно уменьшается с ростом частоты. Примером для оценки излучаемого ЭМП может являться диполь длиной 10 мм (рис. 7), имитирующий, например, монтажный лепесток с печатной трассой от диода. В программе TALGAT [10] вычислена максимальная напряженность электрического поля от такого диполя, возбуждаемого полезным сигналом и его гармониками (например, диода, подключенного к лепестку) при разных температурах. Из вычисленных значений (см. рис. 6) видно, что на частоте полезного сигнала (1 МГц) уровень напряженности поля вырос в 3 раза, при температуре +200 °C по отношению к температуре +25 °C и снизился в 1,6 раза при температуре –65 °C. Дальнейшее увеличение уровня напряженности поля пропорционально амплитуде гармоник. На третьей гармонике напряженность поля достигает максимума, увеличившись в 6 раз при температуре +200 °C по отношению к полезному сигналу при нормальной температуре. Такой рост обусловлен повышением частоты гармоники при слабом снижении её амплитуды. На четвертой и высших гармониках наблюдается снижение уровня напряженности поля за счет резкого снижения уровня амплитуд гармоник.

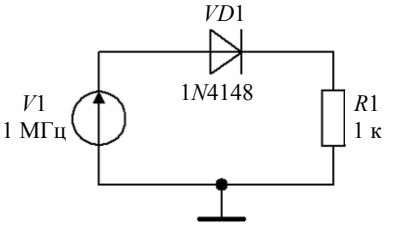


Рис. 5. Схема воздействия на диод 1N4148

Таким образом, для использования критичной РЭА в условиях Арктики и Крайнего Севера может оказаться целесообразным проведение дополнительных испытаний, предполагающих одновременное воздействие температурного и электромагнитного полей на чувствительные объекты или цепи устройства, с целью совершенствования их защиты и предотвращения сбоев. Полученные в ходе испытания знания о взаимовлиянии внутренних и внешних электромагнитных и климатических воздействий в испытуемом объекте помогут обнаружить в устройстве скрытые и уязвимые к ЭМП места, что повысит помехозащищенность устройства в целом.

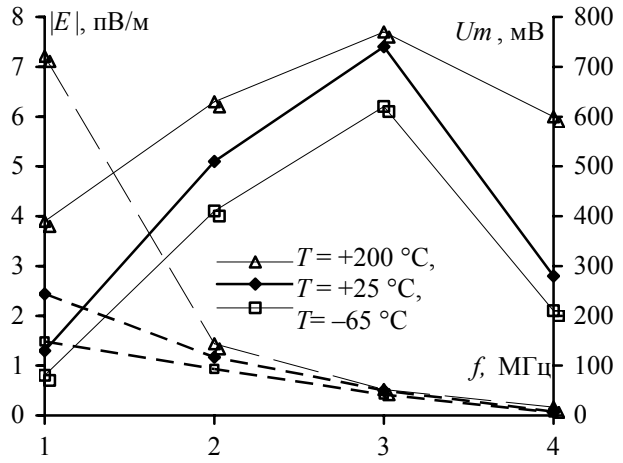


Рис. 6. Уровни напряженности поля (—), созданные диполем, возбуждаемым амплитудами *Um* (---), на частотах 1, 2, 3, 4 МГц

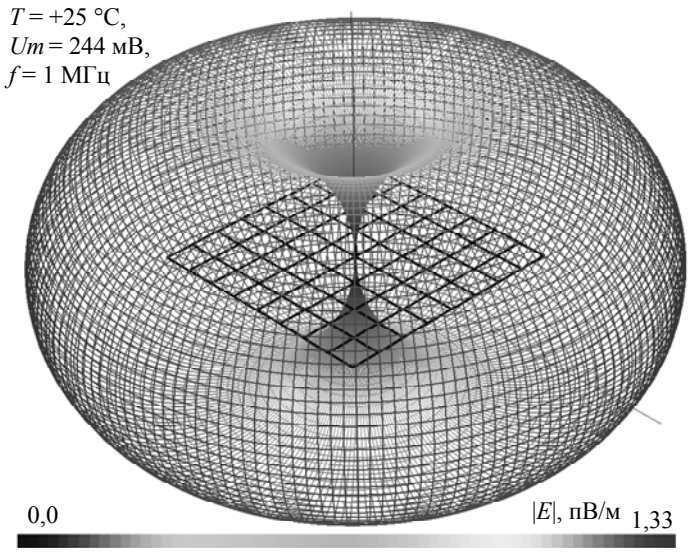


Рис. 7. Диаграмма направленности и уровень напряженности электрического поля, созданного диполем длиной 10 мм над проводной сеткой размерами 100×100 мм

Исследование проведено в рамках выполнения государственного задания №8.1802.2014/К Минобрнауки России и грантов РФФИ 13-07-98017, 14-29-09254.

Литература

1. Кудряшов В.Б. Проблемы роботизации ВВТ в части наземной составляющей / В.Б. Кудряшов, В.С. Лапшов, В.П. Носков, И.В. Рубцов // Изв. ЮФУ. Технические науки. – 2014. – № 3. – С. 42–57.

2. Войнов И.В. Робототехника в Миасском филиале Южно-Уральского государственного университета / И.В. Войнов, Б.А. Морозов // Всерос. науч.-практ. конф. «Развитие Арктики и приполярных регионов»: сб. матер. – Екатеринбург: УРФУ, 2014. – С. 57–66.

3. Фонарев Г.А. Электромагнитное поле Мирового океана и его использование для строения дна и водной оболочки: дис. ... д-ра физ.-мат. наук: 01.04.12. – М., 1982. – С. 348.

4. Доронин Ю.П. Электромагнитное поле океана / Ю.П. Доронин, И.А. Степанюк. – СПб.: Изд-во РГГМИ, 1992. – 87 с.

5. Березовский В.А. Сеть автоматической комбинированной СВ-КВ-УКВ-радиосвязи для мониторинга и передачи данных сухопутного и водного транспорта Крайнего Севера и Арктики / В.А. Березовский, В.В. Фомин, В.Л. Хазан // 2-я Всерос. науч.-техн. конф. «Научное и техническое обеспечение исследований и освоения шельфа Северного Ледовитого океана»: труды конф. – Новосибирск, 2013. – С. 232–237.

6. Дулькейт И.В. Перспективы использования средневолнового диапазона для информационного взаимодействия хозяйствующих субъектов в Арктике и обеспечения безопасности мореплавания в акватории Северного морского пути / И.В. Дулькейт, С.А. Завьялов, В.Л. Хазан // Всерос. науч.-практ. конф. «Развитие Арктики и приполярных регионов»: сб. матер. – Екатеринбург: УРФУ, 2014. – С. 181–184.

7. Иванов В.А. Модельные и стендовые исследования электризации космических аппаратов / В.А. Иванов, В.Ю. Кириллов, Е.П. Морозов. – М.: Изд-во. МАИ, 2012. –168 с.

8. Соколов А.Б. Обеспечение стойкости бортовой радиоэлектронной аппаратуры космических аппаратов к воздействию электростатических разрядов: дис. д-ра техн. наук. – М.: МИЭМ, 2009.

9. Kappenman J.G. Electric Power Grid Vulnerability to Natural and Intentional Geomagnetic Disturbances // J.G. Kappenman, W.A. Radasky, J.L. Gilbert // Proc. of the 16th Int. Zurich Symp. on EMC. – Zurich, Switzerland, 2005. – P. 447–450.

10. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2013619615. TALGAT 2012 / Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М., Аширбакиев Р.И., Лежнин Ев.В., Лежнин Ег.В., Салов В.К., Орлов П.Е., Калимулин И.Ф., Суровцев Р.С., Комнатнов М.Е., Газизов Р.Р., Ахунов Р.Р. – Заявка №2013617773. Дата поступления 29 авг. 2013 г. – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 11 октября 2013 г.

Комнатнов Максим Евгеньевич
Аспирант каф. телевидения и управления ТУСУРа
Тел.: 8-952-888-38-96
Эл. почта: maxmek@mail.ru

Газизов Тальгат Рашитович
Д-р техн. наук, ст.науч.сотрудник, профессор каф. телевидения и управления
Тел.: 8 (383-2) 41-34-39
Эл. почта: talgat@tu.tusur.ru

Komnatnov M.E., Gazizov T.R.

On joint climatic and electromagetic testing of radioelectronic equipment

In the article we propose an idea of the relevance of joint tests on climatic and electromagnetic effects of electronic equipment used in harsh environments. Collected research data proves practicability of such tests. Possible mechanisms of natural and artificial electromagnetic interference in the northern latitudes are considered. The amplitude spectrum of the output voltage at temperatures of –60, +25, +200 °C is calculated on a simple example of the 1 MHz harmonic excitation of 1N4148 diode. The change of the amplitude up to 3 times is shown. The radiation pattern and levels of field strength radiated by dipole when excited by these amplitudes are presented. Radiation maximum at the third harmonic is revealed at a diod temperature of +200 °C.

Keywords: EMC-testing, climate testing, airborne radioelectronic equipment.

УДК 621.382.323

А.А. Коколов, Л.И. Бабак

Исследование нелинейной зависимости сопротивления стока в GaAs и GaN HEMT-транзисторах

Описан аналитический способ экстракции значений элементов эквивалентной схемы СВЧ-полевого транзистора с учетом нелинейной зависимости сопротивления стока. Получены зависимости сопротивления стока от приложенных напряжений сток-исток и затвор-исток для отечественных 0,15 мкм GaN HEMT- и 0,15 мкм GaAs pHEMT-транзисторов. Учет нелинейного характера сопротивления стока позволил уточнить значения внутренних элементов транзистора и повысить точность моделирования *S*-параметров.

Ключевые слова: малосигнальная модель, нелинейная модель, GaN HEMT, GaAs pHEMT.

Для проектирования нелинейных СВЧ-устройств необходимы точные модели элементов, в частности СВЧ-полевых транзисторов (ПТ). Основой для построения многих типов нелинейных моделей является малосигнальная эквивалентная схема (ЭС) ПТ [1]. Практически во всех методах экстракции параметров ЭС ПТ [1–4] предполагается, что сопротивления стока R_d и истока R_s не зависят от напряжений на контактах транзистора и при экстракции внутренних элементов остаются неизменными. Однако в [5] показано, что сопротивления стока и истока содержат как линейную часть (контактное сопротивление), так и нелинейную, зависящую от напряжения, приложенного к транзистору (объемное сопротивление канала). Объемное сопротивление канала изменяется при варьировании напряжений питания вследствие эффекта модуляции ширины обедненной области [5].

Нелинейный характер поведения сопротивления стока R_d особенно важен при экстракции ЭС ПТ при различных напряжениях смещения. Точная экстракция сопротивления R_d позволяет повысить точность моделирования *S*-параметров в различных рабочих точках, а для нелинейной модели – точность моделирования ВАХ и выходной мощности. К сожалению, существующие методики расчета паразитных сопротивлений стока R_d и истока R_s ПТ обладают недостатками: 1) требуются измерения ПТ с различными длинами затвора [5]; 2) используется оптимизация, что приводит к «нефизичным» значениям элементов [6, 7]; 3) при решении системы уравнений, описывающих ЭС ПТ, сделано несколько допущений, которые верны только в некотором частотном диапазоне и для определенного класса ПТ [8].

В данной работе полностью приведена аналитическая процедура экстракции ЭС ПТ с учетом нелинейного характера сопротивления стока R_d, а также приведено исследование зависимости этого сопротивления для GaAs и GaN HEMT (High Electron Mobility Transistor – транзистор с высокой подвижностью электронов). Использование описанной процедуры экстракции позволило повысить точность моделирования *S*-параметров ПТ при различных напряжениях смещения.

Процедура экстракции ЭС. Основным отличием рассматриваемого в данной работе метода экстракции ЭС ПТ является включение сопротивления стока R_d во внутреннюю часть транзистора. Таким образом, ЭС ПТ, изображенная на рис. 1, состоит из следующих элементов: 1) внутренних, зависящих от напряжения смещения, – R_{gs}, C_{gs}, C_{gd}, R_{ds}, C_{ds}, g_m и τ; 2) внешних (паразитных), значения которых постоянны при изменении напряжений смещения, – L_g, R_g, L_s, R_s и L_d.

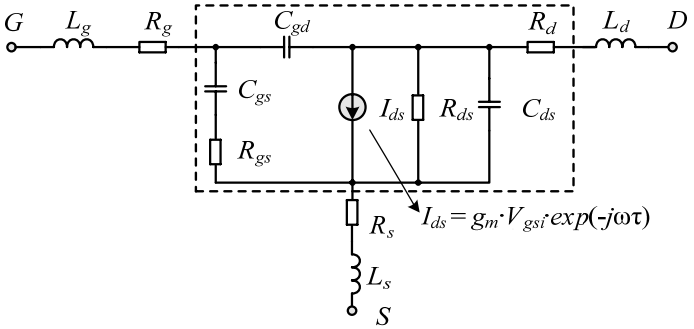


Рис. 1. Малосигнальная ЭС ПТ с учетом нелинейного характера сопротивления R_d

Внешние элементы могут быть вычислены, используя комбинацию методик [1] и [2], напрямую из «холодных» измерений транзистора (при V_{ds} = 0 В). Получив значения паразитных элементов L_g, R_g, L_s, R_s и L_d, их можно «вычесть» из измеренных *S*-параметров транзистора при рабочих значениях напряжений V_{gs} и V_{ds} [1].

Матрица *Y*-параметров внутренней части ЭС транзистора, полученная при помощи метода узловых потенциалов, выглядит следующим образом:

$$Y_{11} = \frac{g_{m0} \cdot j\omega C_{gd}}{\Delta} + j\omega C_{gd} + \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega R_{gs} C_{gs}}, \tag{1}$$

$$Y_{12} = j\omega C_{gd} G_{ds} / \Delta, \tag{2}$$

$$Y_{21} = G_d \left(g_{m0} + j\omega C_{gd} \right) \Big/ \Delta, \tag{3}$$

$$Y_{22} = G_d G_{ds} + j\omega \left(C_{gd} + C_{ds} \right) \Big/ \Delta, \tag{4}$$

где Y_{ij} – *Y*-параметры внутренней части транзистора; $g_{m0} = g_m \cdot e^{-j\omega\tau} \Big/ \left(1 + j\omega R_{gs} C_{gs}\right)$; $\Delta = G_{ds} + G_d + j\omega\left(C_{gd} + C_{ds}\right)$; $G_d = 1/R_d$; $G_{ds} = 1/R_{ds}$.

В уравнениях (1)–(4) значения матрицы Y_{ij} предполагаются известными, они могут быть получены из измеренных *S*-параметров после «вычитания» паразитных элементов. Для того чтобы получить выражения для внутренних элементов, необходимо решить систему, состоящую из 8 нелинейных уравнений с 8 неизвестными (R_{gs}, C_{gs}, C_{gd}, R_{ds}, C_{ds}, g_m, τ и $G_d(R_d)$). Для сравнения, в широко используемых методиках [1, 2], где сопротивление R_d *не включено* во внутреннюю часть, решается система из 7 нелинейных уравнений и 7 неизвестных.

В уравнениях (2) и (4) выделим реальную и мнимую части:

$$\mathrm{Re}Y_{12} = \left(\omega^2 C_{gd} G_{ds} \left(C_{gd} + C_{ds} \right) \right) \Big/ D, \tag{5}$$

$$\mathrm{Im}Y_{12} = \left(\omega C_{gd} G_{ds} \left(G_d + G_{ds} \right) \right) \Big/ D, \tag{6}$$

$$\mathrm{Re}Y_{22} = \left(\omega^2 \left(C_{gd} G_d + G_d C_{ds} \right) \left(C_{gd} + C_{ds} \right) + G_d G_{ds} \left(G_{ds} + G_d \right) \right) \Big/ D, \tag{7}$$

$$\mathrm{Im}Y_{22} = \left(\omega^2 \left(C_{gd} G_d + G_d C_{ds} \right) \left(G_{ds} + G_d \right) - \omega \left(C_{gd} + C_{ds} \right) \right) \Big/ D, \tag{8}$$

где $D = \left(G_{ds} + G_d\right)^2 + \omega^2 \left(C_{gd} + C_{ds}\right)^2$.

В результате получаем систему из четырех нелинейных вещественных уравнений (5)–(8) с четырьмя неизвестными $G_d(R_d)$, G_{ds}, C_{gd}, C_{ds}. Левые части полученных уравнений полагаются известными. Поэтому после умножения обеих частей этих уравнений на знаменатель D система (5)–(8) преобразуется в систему полиномиальных уравнений. Для решения подобных систем существует эффективный метод базисов Грёбнера [9], реализованный в программных пакетах Mathematica и Maple.

Решая уравнения (5)–(8) относительно неизвестных переменных, получаем:

$$G_d = \frac{\mathrm{Im}Y_{22} \cdot \mathrm{Im}Y_{12} + \mathrm{Re}Y_{22} \cdot \mathrm{Re}Y_{12}}{\mathrm{Re}Y_{12}}, \tag{9}$$

$$\begin{aligned} C_{ds} = {} & \left(\mathrm{Im}Y_{22} \left(\mathrm{Im}^4 Y_{12} + \mathrm{Re}^4 Y_{12} \right) + \mathrm{Im}Y_{22}\, \mathrm{Re}^2 Y_{12}\, \mathrm{Im}Y_{12} \left(2\mathrm{Im}Y_{12} + \mathrm{Im}Y_{22}\right) + \right. \\ & + \mathrm{Re}^2 Y_{12}\, \mathrm{Re}Y_{22} \left(\mathrm{Re}\ Y_{12}\, \mathrm{Im}Y_{22} - \mathrm{Im}Y_{12}\, \mathrm{Re}Y_{22} \right) - \mathrm{Im}Y_{22}\, \mathrm{Re}Y_{12}\, \mathrm{Im}^2 Y_{12}\, \mathrm{Re}Y_{22} \Big) \times \\ & \times \left(\mathrm{Re}Y_{12}\, \mathrm{Re}\ Y_{22} + \mathrm{Im}Y_{22}\, \mathrm{Im}Y_{12} \right) \Big/ \left(\omega \mathrm{Re}Y_{12}\, \mathrm{Im}Y_{12} \left(\mathrm{Re}^2 Y_{12} + \mathrm{Im}^2 Y_{12} \right) \left(\mathrm{Re}Y_{12}\, \mathrm{Im}Y_{22} - \mathrm{Im}Y_{12}\, \mathrm{Re}Y_{22} \right) \right), \end{aligned} \tag{10}$$

$$C_{gd} = \frac{\left(\mathrm{Im}Y_{22}\, \mathrm{Im}Y_{12} + \mathrm{Re}Y_{12}\, \mathrm{Re}Y_{22}\right) \left(\mathrm{Im}^2 Y_{12} + \mathrm{Re}^2 Y_{12} \right)}{\mathrm{Re}Y_{12} \left(\mathrm{Im}Y_{12}\, \mathrm{Re}Y_{22} - \mathrm{Im}Y_{22}\, \mathrm{Re}Y_{12} \right)}, \tag{11}$$

$$G_{ds} = \frac{\left(\mathrm{Im}Y_{22}\,\mathrm{Im}Y_{12} + \mathrm{Re}Y_{12}\,\mathrm{Re}Y_{22}\right)\left(\mathrm{Im}Y_{12}\,\mathrm{Re}Y_{22} - \mathrm{Im}Y_{22}\,\mathrm{Re}Y_{12}\right)}{\mathrm{Im}Y_{22}\left(\mathrm{Im}^2 Y_{12} + \mathrm{Re}^2 Y_{12}\right)}. \quad (12)$$

Таким образом, значения элементов G_d (R_d), C_{ds}, C_{gd} и G_{ds} известны, поэтому можно переписать уравнения (1) и (3):

$$Y_{21}^{'} = Y_{21}\frac{\Delta}{G_d} - j\omega C_{gd} = \frac{g_m \cdot e^{-j\omega\tau}}{1 + j\omega R_{gs} C_{gs}}, \quad (13)$$

$$Y_{11}^{'} = Y_{11} - \frac{Y_{21}^{'} \cdot j\omega C_{gd}}{\Delta} - j\omega C_{gd} = \frac{j\omega C_{gs}}{1 + j\omega R_{gs} C_{gs}}. \quad (14)$$

Значения $Y_{11}^{'}$ и $Y_{21}^{'}$ могут быть вычислены из левой части уравнений (13) и (14). Разделяя правую часть (13) и (14) на реальную и мнимую части и решая получившуюся систему уравнений, получаем выражения для остальных элементов внутреннего транзистора:

$$C_{gs} = \frac{\mathrm{Im}^2 Y_{11}^{'} + \mathrm{Re}^2 Y_{11}^{'}}{\omega \mathrm{Im} Y_{11}^{'}}, \quad (15)$$

$$R_{gs} = \frac{\mathrm{Re}Y_{11}^{'}}{\mathrm{Im}^2 Y_{11}^{'} + \mathrm{Re}^2 Y_{11}^{'}}, \quad (16)$$

$$g_m = \sqrt{\left(\mathrm{Re}^2 Y_{21}^{'} + \mathrm{Im}^2 Y_{21}^{'}\right)\left(1 + \omega^2 C_{gs}^2 R_{gs}^2\right)}, \quad (17)$$

$$\tau = \frac{1}{\omega}\arcsin\left(\frac{-\mathrm{Im}Y_{21}^{'} - \omega C_{gs} R_{gs}\,\mathrm{Re}Y_{21}^{'}}{g_m}\right). \quad (18)$$

Рассмотренная методика была реализована в программном обеспечении Extraction-L [10].

Экстракция ЭС для 0,15 мкм GaN HEMT. Рассмотрим экстракцию значений элементов малосигнальной схемы СВЧ ПТ, изготовленного по отечественной 0,15 мкм GaN HEMT-технологии (ОАО НИИПП, г. Томск) на подложке из SiC с общей шириной затвора W_g = 4×100 мкм, в нескольких рабочих точках.

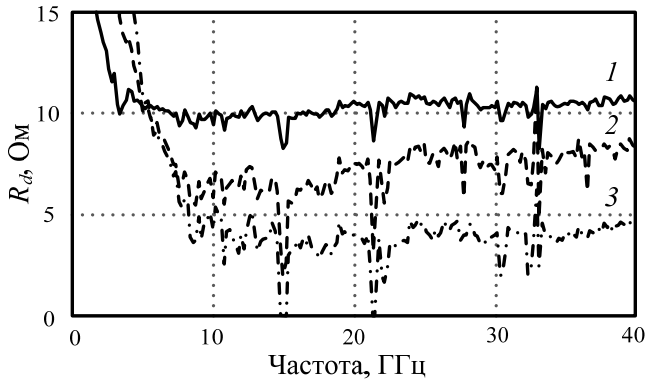


Рис. 2. Зависимости рассчитанного сопротивления стока R_d GaN HEMT-транзистора от частоты при V_{ds} = 5 В: *1* – V_{gs} = –4 В; *2* – V_{gs} = –2 В; *3* – V_{gs} = 0 В

На рис. 2 приведена зависимость от частоты экстракции f сопротивления R_d, рассчитанного по формуле (9), при напряжении смещения V_{gs}= –4, –2, 0 В (V_{ds}= 5 В). Малая зависимость R_d от f подтверждает эффективность метода.

Значение сопротивления R_d в конкретной рабочей точке рассчитывалось при помощи усреднения по частоте f от 10 до 40 ГГц.

В табл. 1 приведены рассчитанные значения сопротивления стока при различном напряжении на затворе V_{gs} и тока стока I_{ds}. Значение сопротивления R_d изменяется практически в 2,5 раза.

Таблица 1

Значения сопротивления стока R_d для 0,15 мкм GaN HEMT

V_{gs}, В	–4	–3	–2	–1	0
I_{ds}, мА	0	38	115	168	196
R_d, Ом	3,9	5,075	7,65	10,8	10,04

На рис. 3 приведено сравнение измеренных и смоделированных *S*-параметров (в диапазоне 0,1–40 ГГц) для GaN HEMT-транзистора в рабочей точке V_{gs} = 0 В, V_{ds} = 5 В, I_{ds} = 168 мА. Значения элементов ЭС были получены при помощи описанной методики (R_d = 10,04 Ом) и стандартной [1], в которой сопротивление стока является постоянным (R_d = 3,2 Ом) и не входит во внутреннюю часть ЭС, т.е. является линейным. В табл. 2 приведены внутренние элементы ЭС ПТ, рассчитанные при разных значениях сопротивления R_d.

Значение среднеквадратичной погрешности для малосигнальной модели с постоянным сопротивлением стока составляет ~ 7,4%, для модели с учётом нелинейного характера R_d ~ 3%.

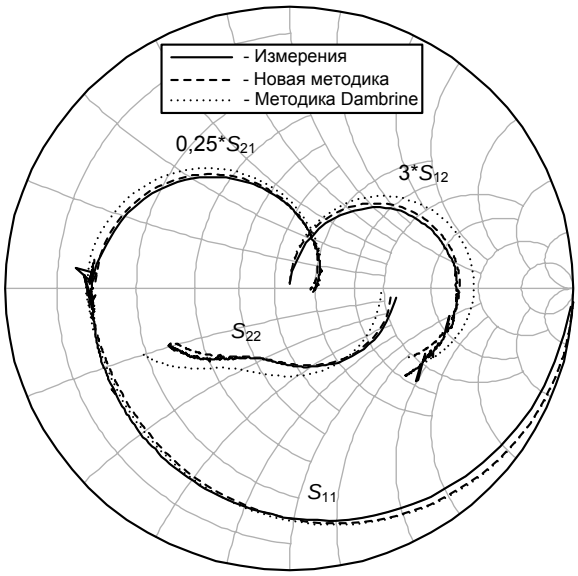


Рис. 3. Сравнение *S*-параметров ЭС, полученных по новой методике и методике [1], с измерениями (V_{gs} = 0 В, V_{ds} = 5 В, I_{ds} = 168 мА)

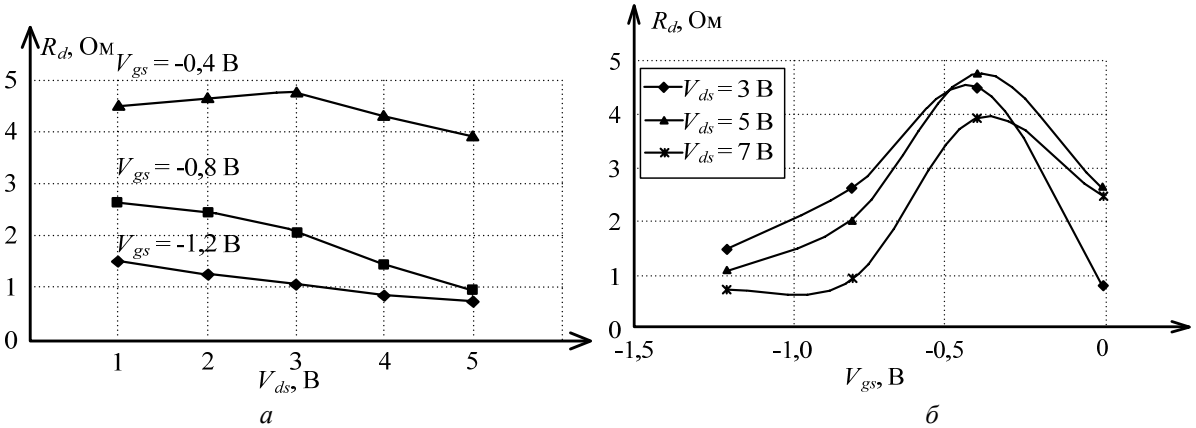
Таблица 2

Значения внутренних элементов ЭС ПТ, рассчитанные при различных R_d (V_{gs} = 0 В)

R_d, Ом	C_{gs}, фФ	g_m, мСм	R_{gs}, Ом	C_{gd}, фФ	τ, пс	C_{ds}, фФ	R_{ds}, Ом
10	367	46,3	4,7	165	0,71	81,5	96,4
3,2	436	45,9	5,2	154	1,05	60,7	91,6

Экстракция ЭС для 0,15 мкм GaAs pHEMT. Рассмотрим экстракцию элементов ЭС для 0,15 мкм GaAs pHEMT-транзистора с шириной затвора W_g = 4×60 мкм, изготовленного по технологии НИИПП. Для этого были измерены *S*-параметры в ряде рабочих точек при следующих значениях напряжений смещения: V_{gs} = –1,2; –0,8…0 В и V_{ds} = 3; 4…7 В.

Используя методику, описанную выше, были получены зависимости сопротивления стока R_d от напряжения стока V_{ds} (рис. 4, *а*) и напряжения затвора V_{gs} (рис. 4, *б*).



а *б*

Рис. 4. Зависимости рассчитанного сопротивления стока R_d для 0,15 мкм GaAs pHEMT-транзистора: *а* – от напряжения V_{ds}; *б* – от напряжения V_{gs}

Практически при всех значениях V_{gs} увеличение напряжения V_{ds} приводит к падению значения сопротивления стока R_d, что согласуется с данными, приведенными в [5, 8]. Зависимость R_d от напряжения V_{gs} имеет существенно выраженный пик, приходящийся на значение V_{gs} = –0,4 В, данный эффект не описан в литературе.

Произведем экстракцию остальных элементов ЭС-транзистора с учетом нелинейного характера сопротивления R_d в рабочей точке V_{gs} = –0,4 В, V_{ds} = 3 В, I_{ds} = 30 мА. В этой точке различие между

значением нелинейного сопротивления стока R_d = 4,56 Ом и постоянным значением R_d = 2,1 Ом, вычисленным по методике [1], наибольшее. На рис. 5 показаны измеренные и смоделированные *S*-параметры.

Значение среднеквадратичной погрешности для модели с нелинейной зависимостью сопротивления R_d составляет 2%.

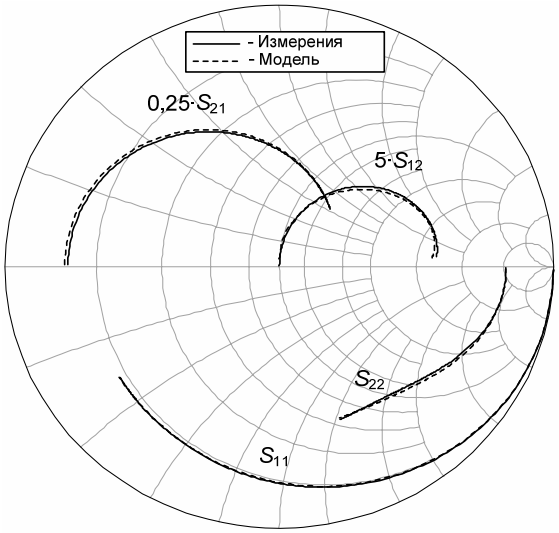


Рис. 5. Измеренные и смоделированные с учетом нелинейного характера сопротивления R_d *S*-параметры для 0,15 мкм GaAs pHEMT-транзистора (V_{gs} = –0,4 В, V_{ds} = 3 В)

Заключение. Таким образом, в работе предложена аналитическая методика экстракции ЭС ПТ с учетом нелинейной зависимости сопротивления стока R_d. С ее помощью была произведена экстракция ЭС для отечественных GaN HEMT и GaAs pHEMT-транзисторов и показано, что нелинейная зависимость сопротивления стока R_d от напряжений смещения V_{gs} и V_{ds} существенно влияет как на значения остальных внутренних элементов ЭС ПТ, так и на точность воспроизведения *S*-параметров. Для GaN HEMT-транзистора значение R_d изменяется в 2,5 раза при изменении напряжения затвора V_{gs} от 0 до –4 В. Для GaAs pHEMT-транзистора наблюдается сильная зависимость R_d от обоих напряжений V_{ds} и V_{gs}, что обусловлено эффектом модуляции канала [5]. Использование предложенной методики позволило снизить среднеквадратическую ошибку между измеренными и смоделированными *S*-параметрами до 3% для GaN HEMT и до 2% для GaAs pHEMT.

Литература

1. A new method for determining the FET small-signal equivalent circuit / G. Dambrine, A. Cappy, F. Heliodore, E. Playez // IEEE Trans. MTT. – 2003. – Vol. 36, No 2. – P. 1151–1159.

2. Berroth M. Determination of the FET small-signal equivalent circuit / M. Berroth, R. Bosch // IEEE Trans. MTT. – 1990. – Vol. 38. – P. 891–895.

3. An apporach to determining an equivalent circuit for HEMTs / K. Shirakawa, H. Oikawa, T. Shimura, Y. Kawasaki, Y. Ohashi, T. Saito, Y. Daido // IEEE Trans. MTT. – 1995. – Vol. 43. – P. 499–503.

4. A technique for extracting small-signal equivalent-circuit elements of HEMTs / M.Y. Jeon, B.G. Kim, Y.J. Jeon, Y.H. Jeong // IEICE Transactions on Electronics. – 1999. – Vol. E82C (11). – P. 1968–1976.

5. Gate-voltage Dependence of Source and Drain Series Resistance and Effective Gate Length in GaAs MESFET's / Y.H. Byun, M.S. Shur, A. Peczalski, F.L. Schuermeyer // IEEE Trans. MTT. – 1998. – Vol. 35. – P. 1241–1246.

6. Sommer V. A New Method to Determine the Source Resistance of FET from Measured *S*-parameters Under Active-Bias Conditions // IEEE Trans. MTT. – 1995. – Vol. 43. – P. 504–510.

7. Campbell C.F. An Analytic Metod to Determine GaAs FET Parasitic Inductances and Drain Resistance Under Active Bias Conditions / C.F. Campbell, S.A. Brown // IEEE Trans. MTT. – 2001. – Vol. 49. – P. 1241–1247.

8. Manohar S. Direct Determination of the Bias-Dependent Series Parasitic Elements in SiC MESFETs / S. Manohar, A. Pham, N. Eyers // IEEE Trans. MTT. – 2003. – Vol. 51, No 2. – P. 597–600.

9. Компьютерная алгебра. Символьные и алгебраические вычисления / под ред. Б. Бухбергера и др. – М.: Мир, 1986. – 194 с.

10. Программное обеспечение для автоматизации измерений, деэмбеддинга и построения линейных моделей СВЧ-полевых транзисторов / И.М. Добуш, А.В. Степачева, А.А. Коколов, А.С. Сальников, Л.И. Бабак // Доклады ТУСУРа. – Томск: Изд-во ТУСУРа, 2011. – Ч. 2 (24). – С. 99–105.

Коколов Андрей Александрович
Канд. техн. наук, ассистент каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП) ТУСУРа
Тел.: +7 (382-2) 41-47-17
Эл. почта: kokolovaa@gmail.com

Бабак Леонид Иванович
Д-р техн. наук, зам. директора НОЦ «Нанотехнологии», профессор каф. КСУП
Тел.: +7(382-2) 41-47-17
Эл. почта: leonid.babak@mail.ru

Kokolov A.A., Babak L.I.

The investigation of the nonlinear behavior of the drain resistance in GaN HEMT and GaAs pHEMT

In this work a new analytical technique for bias-dependent drain resistance R_d extraction is proposed. The dependences of the resistance R_d vs. applied drain-source voltage V_{ds} and gate-source voltage V_{gs} for domestic 0.15 um GaN HEMT and 0.15 um GaAs pHEMT transistors are obtained. Small signal model with non-linear R_d allowed to specify the value of other internal elements and to improve the accuracy of the S-parameter.
Keywords: small signal model; HEMT; drain resistance.

УДК 533.9.07

Ю.С. Жидик, П.Е. Троян

Технология формирования покрытий на светодиодных гетероструктурах методом магнетронного распыления на примере нанесения пленок ITO

Приводится изучение эффективности отвода заряженных частиц от подложки и растущей плёнки ITO, наносимой методом реактивного магнетронного распыления, используя различные отклоняющие системы. Установлено, что применение магнитной отводящей системы позволило уменьшить энергию электронов, достигающих подложки в пять раз, а концентрацию заряженных частиц – в 13 раз. При этом показано, что плёнки ITO, напыляемые при таких условиях, растут без дефектов.

Ключевые слова: ITO, магнетронное распыление, электронная бомбардировка подложки.

На данном этапе разработки и производства полупроводниковых приборов светодиоды являются одними из быстроразвивающихся приборов оптоэлектроники. Но, несмотря на то, что они изучаются уже довольно длительное время, существует ряд проблем при их изготовлении, связанных с эффектами полного внутреннего отражения [1], стягивания тока вблизи металлических контактов и его неравномерного распределения по поверхности гетероструктуры [2], защитой поверхности полупроводника от неблагоприятных воздействий внешней среды [3] и т.д. Для решения этих проблем можно успешно применять вакуумные методы нанесения покрытий с различными физическими свойствами, позволяющими значительно увеличить эффективность светодиодов. Наиболее приемлемыми методами вакуумного нанесения покрытий на гетероструктуры являются термическое и электронно-лучевое испарение (ЭЛИ), в то время как при нанесении покрытий методом магнетронного распыления (МР) гетероструктура прибора подвергается значительной бомбардировке высокоэнергетичными заряженными частицами, что вызывает в ней появление радиационных дефектов. С другой стороны, метод нанесения материалов МР при изменении различных технологических параметров позволяет в очень широких пределах проводить модификацию получаемых покрытий. Более того, как показали результаты структурного анализа плёнок оксида индия, легированного оловом (indium tin oxide, или ITO), полученных методами ЭЛИ и МР и приведенных авторами в [4], структура пленки, сформированной ЭЛИ, состоит из кристаллитов нитевидной формы, и для нее характерна рельефная поверхность, в то время как пленка, полученная МР, более плотная, с ровной внешней границей и, как следствие, с меньшим поверхностным сопротивлением.

В связи с этим в данной работе проводилось исследование уменьшения влияния плазмы газового разряда на подложку и осаждаемую на её поверхность ITO плёнку, используя как метод нанесения плёнки реактивное магнетронное распыление мишени, выполненной из сплава индий-олово в кислородосодержащей атмосфере.

Методика проведения эксперимента. Уменьшение влияния плазмы газового разряда осуществлялось путем подачи отрицательного потенциала 100 В на подложку относительно анода во время напыления (рис. 1, *а*), использованием магнитной ловушки для локализации плазмы вблизи распыляемой мишени (рис. 1, *б*), а также комбинацией этих методов (рис. 1, *в*).

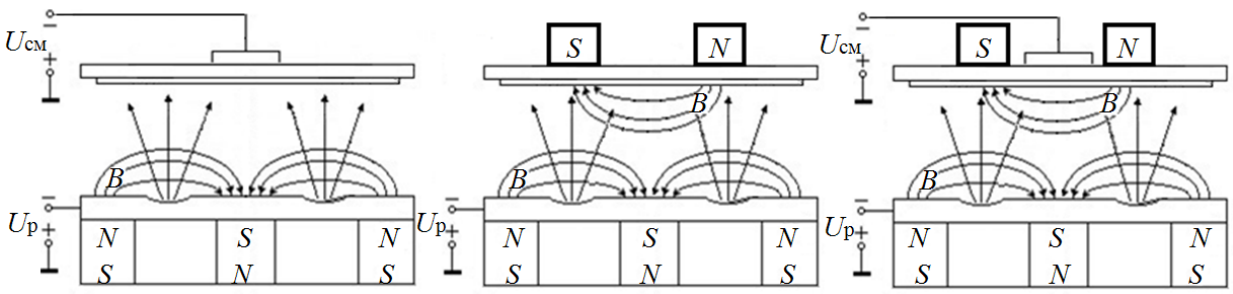


Рис. 1. Методы уменьшения влияния плазмы газового разряда на подложку и растущую пленку при магнетронном распылении

Для отслеживания эффективности каждого метода отвода заряженных частиц от подложки вблизи нее был установлен одиночный ленгмюровский зонд (рис. 2, *а*), с помощью которого измерялась зондовая ВАХ плазменного разряда. Перестраивая ее в полулогарифмическом масштабе (рис. 2, *б*) и пользуясь выражением, связывающим температуру электронов и угловой коэффициент наклона прямой, аппроксимирующей участок зависимости логарифма электронного тока от потенциала (CD) [5] [формула (1)], можно вычислить температуру электронов:

$$T = \frac{e}{k}\left[\frac{\partial \ln I_з}{\partial U}\right]^{-1}, \quad (1)$$

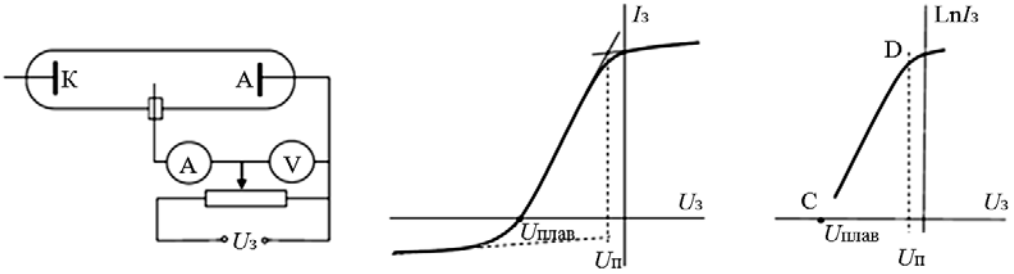
где e – заряд электрона; k – постоянная Больцмана.

Зная температуру электронов, легко определить концентрацию заряженных частиц:

$$n_O = 4 \cdot \frac{I_{e0}}{e \cdot S \cdot \sqrt{\frac{8kT}{\pi \cdot m}}}, \quad (2)$$

где I_{e0} – значение электронного тока на зонде при отсутствии на нем задерживающего потенциала; S – площадь поверхности зонда, введенной в плазму.

Следует сказать, что поскольку параметры плазмы измерялись в скрещенных электрических и магнитных полях, то вычисленные значения носят исключительно сравнительный характер.



а *б*

Рис. 2. Схема зондовых измерений (*а*) и зондовая вольт-амперная характеристика (*б*) в линейном (слева) и полулогарифмическом (справа) масштабах

Таким образом, эффективность того или иного метода можно определить путем измерения этих параметров плазмы вблизи подложки и их сравнения между собой.

Результаты и обсуждение. При формировании ITO пленок важным моментом является получение соединений стехиометрического состава In_2O_3 с легирующей добавкой Sn. Технология напыления ITO-пленок стехиометрического состава методом магнетронного распыления нами ранее хорошо отработана и описана в [6]. Она позволяет целенаправленно управлять свойствами получаемых пленок и обеспечивает высокую воспроизводимость значения поверхностного сопротивления в 10 Ом/□ при прозрачности пленок, находящейся на уровне 87%. По этой технологии были напылены все образцы пленок. Разница состояла в применении того или иного из вышеописанных методов уменьшения влияния плазменного разряда на растущую пленку или применениb их комбинации. Эффективность метода отвода заряженных частиц определялась путем измерения во время напыления зондовой ВАХ. Ее обработка по вышеописанной методике позволила вычислить основные параметры плазмы, которые занесены в таблицу.

Результаты экспериментов по влиянию плазмы на растущую пленку

Метод влияния на плазму	Температура электронов, К	Концентрация плазмы, $м^{-3}$	Параметры пленки
Отсутствует	59763	$5{,}95 \cdot 10^{12}$	ρ_S = 11,5 Ом/□ d = 80 нм (рис. 3, *а*)
Подача напряжения на подложку –100 В	50877	$5{,}94 \cdot 10^{12}$	ρ_S = 19 Ом/□ d = 80 нм
Использование магнитной ловушки	16738	$4{,}5 \cdot 10^{11}$	ρ_S = 74 Ом/□ d = 55 нм
Комбинация обоих методов и увеличение времени напыления в 2 раза	11164	$4{,}47 \cdot 10^{11}$	ρ_S = 60 Ом/□ d = 110 нм (рис. 3, *б*)

Таким образом, подача отрицательного потенциала на подложку дало лишь небольшое снижение энергии электронов, не влияя на концентрацию заряженных частиц в плазме. Наиболее эффективным методом уменьшения влияния плазмы газового разряда на подложку и растущую пленку оказалась локализация плазмы в области распыления мишени магнитной отводящей системой. Это дало уменьшение энергии электронов, достигающих подожки более чем в 3,5 раза, однако их концентрация в этой области уменьшилась всего на порядок.

По всей видимости, более эффективное отведение электронного облака от подложки возникает при совместном применении отводящей системы и подачи отрицательного потенциала на подложку. В свою очередь, комбинация обоих методов позволила еще сильнее снизить энергию электронов, при этом концентрация заряженных частиц в плазме почти не изменилась. Таким образом, энергию электронов в целом удалось уменьшить в 5 раз, а концентрацию плазмы снизить более чем в 13 раз.

Кроме того, уменьшение влияния плазмы газового разряда на растущую пленку вызвало уменьшение скорости роста и увеличение сопротивления. При более детальном изучении поверхностей пленок было замечено, что полученные пленки с низким поверхностным сопротивлением, напыленные без отвода плазмы от подложки, обладают ровной однородной структурой (рис. 3, *а*) в то время как на пленках, напыленных с применением отводящей системы, обнаружены ярко выраженные трещины (рис. 3, *б*), которые, являясь дефектами пленок, несомненно, увеличили их поверхностное сопротивление.

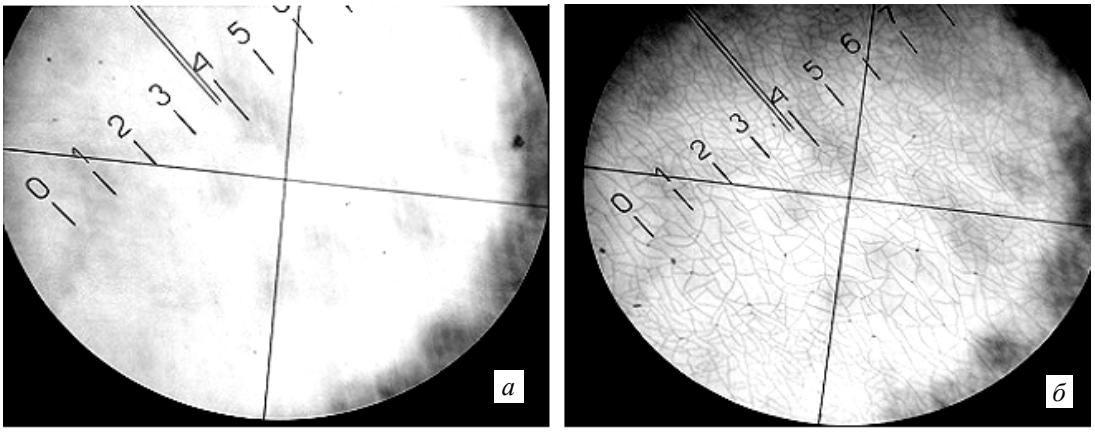


Рис. 3. Поверхности полученных образцов ITO-пленок

Растрескивание пленки при ее напылении с применением отводящей системы, вероятно, обусловлено тем, что, отводя высокоенергетичные электроны от подложки, которые ее разогревали, была значительно уменьшена температура подложки во время напыления (ориентировочно на 100–150 °С). В результате в растущей пленке возникают сильные механические напряжения.

Устранить данное явление позволил нагрев подложки непосредственно во время напыления индивидуальным нагревателем. Для этого был изготовлен фотонный нагреватель, нагревательным элементом в котором явились галогенные лампы общей мощностью 200 Вт. Нагреватель позволил поддерживать температуру подложки во время напыления на уровне 200–250 °С, что необходимо для получения кристаллитов больших размеров в ITO-пленке. При таком поддержании температуры рост пленки происходит без образования дефектов, что явилось причиной снижения ее поверхностного сопротивления в среднем до 25 Ом/□.

Таким образом, проведенное исследование позволило откорректировать технологию и разработать оснащение магнетронной распылительной системы, позволяющее наносить прозрачные электропроводящие ITO покрытия методом магнетронного распыления на светодиодные гетероструктуры при отсутствии бомбардировки заряженными частицами плазмы подложки и растущей пленки.

Заключение. Исследование методов отвода высокоэнергетичных заряженных частиц от подложки и растущей плёнки при нанесении покрытий методом реактивного магнетронного распыления позволило получить следующие результаты:

1. Оснащение магнетронной системы распыления магнитной отводящей системой позволило предотвратить бомбардировку подложки и растущей на ней плёнки. При этом энергию электронов удалось уменьшить в 5 раз, а концентрацию плазмы – более чем в 13 раз.

Выявлено, что отвод от предварительно нагретой подложки высокоэнегетичных частиц во время напыления ITO ведёт к её быстрому остыванию и, как следствие, росту количества дефектов в плёнке и увеличению поверхностного сопротивления. Данную проблему удалось разрешить, обеспечив поддержание температуры подложки на уровне 200 °С с помощью дополнительно установленного галогенного нагревателя. Установлено, что плёнки, напыляемые при таких условиях, растут без дефектов и, как следствие, без существенного изменения параметров.

Литература

1. Данилина Т.И. Создание микрорельефных поверхностей в просветляющих оптических покрытиях для повышения внешней квантовой эффективности синих светодиодов на основе GaN / Т.И. Данилина, П.Е. Троян, И.А. Чистоедова // Доклады ТУСУРа. – Томск, 2011. – № 2(24), ч. 2. – С. 64–67.

2. Effect of ITO spreading layer on performance of blue light-emitting diodes / M.V. Bogdanov, K.A. Bulashevich, O.V. Khokhlev, I.Yu. Evstratov, M.S. Ramm, S.Yu. Karpov // Phys. stat. solid. – 2010. – № 7–8. – P. 2127.

3. Hard Carbon Coating (DLC: «Diamond-Like Coating») [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.tydexoptics.com/materials1/coatings/dlccoatings/, свободный (дата обращения: 04.08.2014).

4. Оптимизация технологии нанесения тонких пленок ITO, применяемых в качестве прозрачных проводящих контактов светодиодов синего и ближнего ультрафиолетового диапазонов / И.П. Смирнова, Л.К. Марков, А.С. Павлюченко, М.В. Кукушкин, С.И. Павлов // Физика и техника полупроводников (Санкт-Петербург). – 2014. – Т. 48, вып. 1. – С. 61–66.

5. Битнер Л.Р. Вакуумная и плазменная электроника: учеб. пособие. – Томск: ТУСУР, 2007. – 148 с.

6. Троян П.Е. Прозрачные электропроводящие покрытия с контролируемыми значениями коэффициента пропускания и поверхностного сопротивления / П.Е. Троян, Ю.В. Сахаров, Ю.С. Жидик // Доклады ТУСУРа. – Томск, 2014. – № 1(31). – С. 99–102.

Жидик Юрий Сергеевич
Студент каф. физической электроники (ФЭ) ТУСУРа
Тел.: 8-923-414-12-32
Эл. почта: Zhidikyur@mail.ru

Троян Павел Ефимович
Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. ФЭ
Тел.: 8 (383-2) 41-39-36
Эл. почта: P.E.Troyan@mail.ru

Zhidik Y.S., Troyan P.E.

Formation technology of LED heterostructure coating by magnetron sputtering on the example of ITO film application

The article provides a study of the effectiveness removal of charged particles from the substrate and the growing ITO film deposition by reactive magnetron sputtering using different deflection system. It is found that the use of magnetic outlet system has reduced the energy of electrons reaching the substrate up to five times, and the concentration of charged particles to thirteen times, while it is shown that ITO film, sprayed under these conditions grow without defects.

Keywords: ITO, magnetron sputtering, electron implantation of the substrate.

УДК 537.533.9

А.В. Казаков, А.С. Смаилов, В.А. Бурдовицин, А.В. Медовник, Е.М. Окс

Структура поверхности полипропилена при облучении импульсным электронным пучком в форвакуумном диапазоне давлений

Представлены экспериментальные исследования по модификации поверхности полипропилена импульсным электронным пучком в форвакуумном диапазоне давлений. Установлено, что под действием пучка электронов на поверхности образцов образуются одинаково ориентированные холмы и впадины. Степень изменения поверхности и ее структуры зависят от вводимой в образец энергии. Измерения смачиваемости поверхности продемонстрировали, что капля жидкости растекается преимущественно вдоль холмов и впадин.

Ключевые слова: плазменный источник электронов, форвакуумный диапазон давлений, облучение полимеров, полипропилен.

Электронные пучки с энергией в несколько мегаэлектронвольт успешно применяются для улучшения прочностных характеристик полиэтилена и полипропилена [1]. Длина свободного пробега электронов с такими энергиями составляет несколько миллиметров, что позволяет модифицировать объемные свойства труб, листовых материалов, оболочек кабелей. Не менее привлекательной представляется модификация приповерхностных слоев, что может быть обеспечено использованием пучков с энергией в единицы и десятки килоэлектронвольт. При этом, однако, возникает проблема неконтролируемого накопления заряда на поверхности диэлектрика. К сожалению, в существующих работах по электронной модификации полимеров [2] эта проблема не обсуждается. В то же время в наших работах показано, что при облучении диэлектрика в высоком вакууме его потенциал достигает значений, сравнимых с ускоряющим напряжением электронного источника. Это не может не сказаться на характере взаимодействия электронов с полимером. Проблема зарядки поверхности диэлектрика успешно решается применением так называемых форвакуумных электронных источников [3], способных формировать электронный пучок при давлениях в единицы и десятки паскалей [4]. В этом случае плазма, образуемая электронным пучком на пути его распространения, обеспечивает стекание заряда на заземленные стенки вакуумной камеры. Цель настоящей работы состояла в исследовании возможности применения форвакуумного электронного источника для поверхностной модификации полимеров на примере полипропилена.

Описание экспериментальной установки и методики эксперимента. Эксперименты по облучению полипропилена электронным пучком проводились на установке, схема которой представлена на рис. 1. Более подробно устройство и принцип работы плазменного источника электронов описаны в [5]. Конструкция плазменного источника электронов на основе дугового разряда включает в себя стержневой катод *1*, полый анод *2*, в основании которого выполнено эмиссионное окно, и экстрактор *3*. Электрическая изоляция катода осуществляется с помощью керамического изолятора *4*, а капролоновый изолятор *5* обеспечивает разделение электродов ускоряющего промежутка (анода и экстрактора). Зажигание дуги осуществлялось вспомогательным разрядом по поверхности керамики между катодом *1* и поджигающим электродом *6*. Источник работал при постоянном напряжении на ускоряющем промежутке, подача которого обеспечивалась блоком питания *7*. Для зажигания в разрядной области дуги с катодным пятном использовался импульсный генератор *8*, вырабатывающий одиночные импульсы тока амплитудой до 60 А. Длительность импульса тока изменялась в диапазоне от 100 до 350 мкс. Ток эмиссии, амплитуда которого достигала 30 А, оценивался по сигналу с импульсного трансформатора тока в цепи питания ускоряющего промежутка. Ускоряющее напряжение во всех экспериментах составляло 8 кВ. Облучаемый материал был приготовлен в виде пластин ориентированного полипропилена марки ПП 21030-16N толщиной 1 мм и размером 10×15 мм^2. Образцы полимера *9* размещались на держателе *10*, прикрываемом заслонкой, которая была необходима для предотвращения попадания электронного пучка *11* в процессе «тренировки» и выхода источника на необходимую мощность. Облучение образцов проводилось одиночными им-

пульсами. Морфология поверхности изучалась методами растровой электронной микроскопии на приборе «Hitachi TM-1000» и атомно-силовой микроскопии на приборе «Solver HV». Гидрофобные свойства поверхности оценивались по измерению краевого угла методом растекающейся капли.

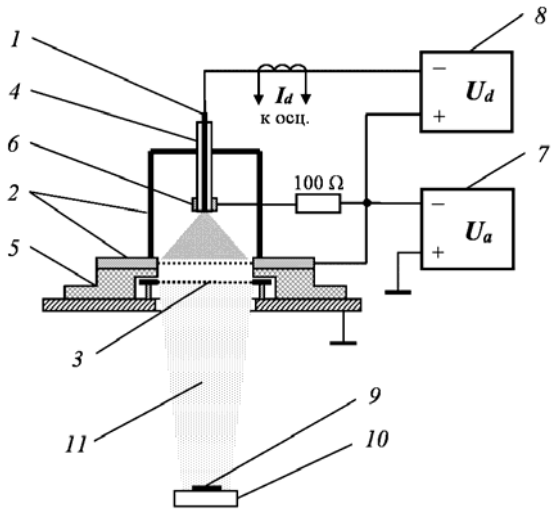


Рис. 1. Схема экспериментальной установки:
1 – катод; *2* – анод; *3* – экстрактор; *4* – керамический изолятор; *5* – капролоновый изолятор; *6* – поджигающий электрод; *7* – блок питания ускоряющего напряжения; *8* – блок питания разряда; *9* – образец; *10* – держатель; *11* – электронный пучок

Результаты. Экспериментально установлено, что существует порог энергии импульса тока, ниже которого поверхность не испытывает заметных изменений. По мере увеличения вводимой энергии поверхность полипропилена все более преобразуется, и при достижении 2,0 Дж/см^2 на ней проявляются одинаково ориентированные протяженные холмы, разделенные впадинами (рис. 2, *а*). Изображения, полученные с помощью атомно-силового микроскопа (рис. 2, *б*), позволили оценить перепад высот между холмами и впадинами. Перепад возрастает от 1–2 мкм при плотности энергии пучка 2,0 Дж/см^2 до 5 мкм и более при энергии импульса свыше 4,8 Дж/см^2. Кроме того, энергия импульса влияет на изменение расстояния между соседними холмами. При увеличении плотности энергии пучка с 4,8 до 7,0 Дж/см^2 расстояние изменяется с 10–12 мкм (рис. 2, *а*) до 25–30 мкм (рис. 3, *а*) соответственно. В то же время уноса вещества в пределах точности измерений (1 мг) обнаружено не было.

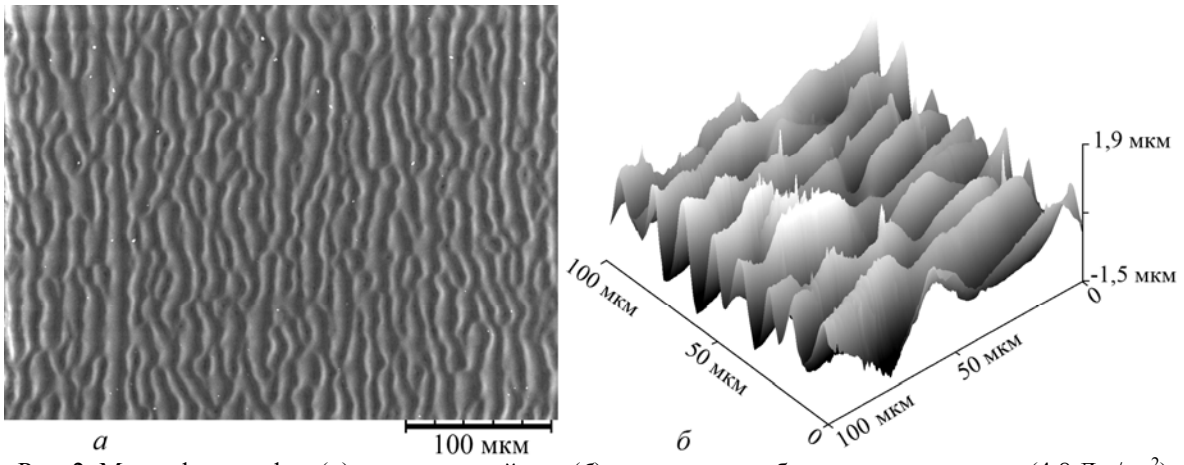


Рис. 2. Микрофотография (*а*) и трехмерный вид (*б*) поверхности облученного полимера (4,8 Дж/см^2)

Качественный эксперимент по сравнению воздействия электронного пучка на металл (алюминий) и полимер показал, что формируемые под действием пучка структуры на поверхностях данных материалов имеют существенные отличия (рис. 3). Так, предварительно отполированная до зеркального состояния поверхность алюминия после воздействия пучка приобретает «чешуйчатую» структуру, а на поверхности полимера, как уже говорилось ранее, проявляются одинаково ориентированные протяженные холмы и впадины. Поскольку основной эффект воздействия электронных пучков средних энергий на материалы состоит в их нагреве [6], то наиболее вероятной причиной наблюдаемого изменения морфологии поверхности представляется расплавление приповерхностного слоя с последующим затвердеванием за времена, сопоставимые с длительностью импульса.

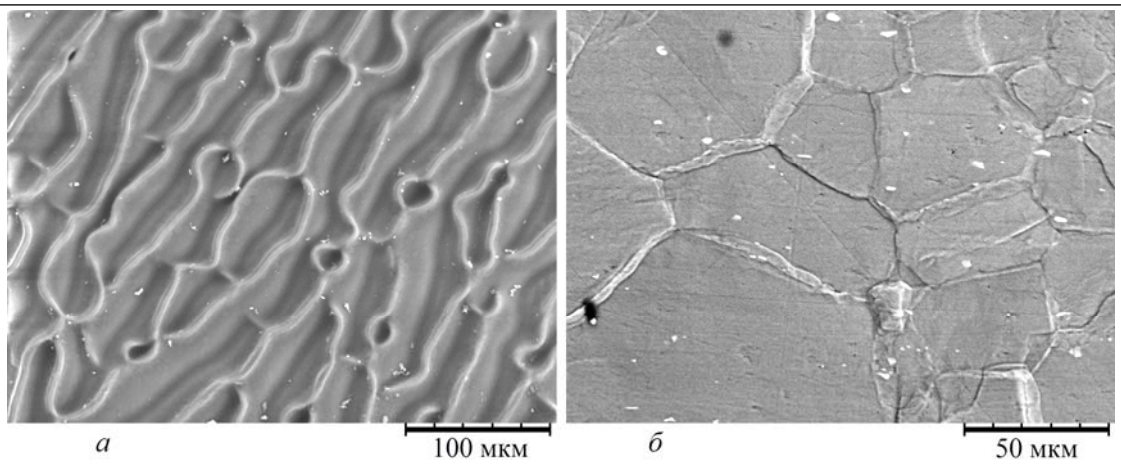


Рис. 3. Микрофотографии облученных поверхностей полимера (7,0 Дж/см^2) (*а*) и алюминия (*б*)

Измерение краевых углов θ смачивания поверхности методом растекающейся капли показало, что динамика изменения угла зависит от ориентации холмов и впадин на поверхности полимера. В таблице представлены динамика изменения ширины *d* и высоты *h* капли воды, а также изменение краевых углов θ в течение 5 мин. Было выявлено, что капля воды преимущественно растекалась вдоль ориентации впадин, о чем свидетельствует увеличение основания (ширины) вдоль впадин с течением времени, в то время как ширина капли поперек впадин оставалась практически неизменной. Вдоль холмов и впадин краевые углы заметно уменьшаются в среднем в 1,2 раза, в то же время поперек холмов угол также уменьшается, однако данное изменение, главным образом, связано с уменьшением высоты капли *h* за счет продольного растекания при неизменной ширине.

Динамика изменения параметров капли (плотность энергии импульса 6,0 Дж/см^2)

	Вдоль холмов и впадин			Поперек холмов и впадин		
t, мин	*d*, усл. ед.	*h*, усл. ед.	θ, град	*d*, усл. ед.	*h*, усл. ед.	θ, град
0	6,1	2,5	78,68	5,0	2,5	90,00
1	6,2	2,5	77,77	5,0	2,5	90,00
3	6,4	2,3	71,41	5,0	2,3	85,23
5	6,8	2,2	65,81	5,0	2,2	82,70

Заключение. Экспериментальные исследования показали, что облучение полипропилена импульсным электронным пучком в форвакуумном диапазоне давлений позволяет изменять структуру его поверхности. Под действием электронного пучка на поверхности образуются вытянутые холмы и впадины. Установлено, что смачиваемость поверхности зависит от направления холмов и впадин, и капля жидкости преимущественно растекается вдоль впадин.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 13-08-98087 и гранта Президента РФ МК-2253.2014.8.

Литература

1. Гордиенко В.П. Радиационное модифицирование композиционных материалов на основе полиолефинов. – Киев: Наук. думка, 1986. – 176 с.

2. XPS and AFM surface study of PMMA irradiated by electron beam / R. Nathawat, A. Kumar, N.K. Acharya, Y.K. Vijay // Surface & Coatings Technology. – 2009. – Vol. 203, No. 17. – P. 2600–2604.

3. Потенциал диэлектрической мишени при ее облучении импульсным электронным пучком в форвакуумном диапазоне давлений / В.А. Бурдовицин, А.В. Медовник, Е.М. Окс, Е.В. Скробов, Ю.Г. Юшков // Журнал технической физики. – 2012. – Т. 82, вып. 10. – С. 103–108.

4. Климов А.С. Особенности функционирования плазменного электронного источника при повышенных давлениях / А.С. Климов, А.С. Жигалкина, В.А. Бурдовицин // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2 (24), ч. 2. – С. 157–160.

5. Форвакуумный импульсный плазменный источник электронов на основе дугового разряда / А.В. Казаков, В.А. Бурдовицин, А.В. Медовник, Е.М. Окс // Приборы и техника эксперимента. – 2013. – Вып. 6. – С. 50–53.

6. Электронно-лучевая обработка материалов / В.Н. Алехнович, А.В. Алифанов, А.И. Гордиенко, И.Л. Поболь. – Минск: Белорусская наука, 2006. – 319 с.

Казаков Андрей Викторович
Аспирант каф. физики ТУСУРа
Тел.: 8-923-413-39-95
Эл. почта: kazakov89@sibmail.com

Смаилов Алмас Серикович
Студент каф. электронных приборов ТУСУРа
Тел.: 8-952-896-79-99
Эл. почта:postulatkz@mail.ru

Бурдовицин Виктор Алексеевич
Д-р техн. наук, профессор каф. физики ТУСУРа
Тел.: (382-2) 41-33-69
Эл. почта: burdov@fet.tusur.ru

Медовник Александр Владимирович
Канд. техн. наук., доцент каф. физики ТУСУРа
Тел.: 8-913-802-94-86
Эл. почта: medovnikav@mail.ru

Окс Ефим Михайлович
Д-р техн. наук, профессор, заведующий каф. физики ТУСУРа
Тел.: (382-2) 41-47-12
Эл. почта: oks@fet.tusur.ru

Kazakov A.V., Smailov A.S., Burdovitsin V.A., Medovnik A.V., Oks E.M.

The surface structure of polypropylene irradiated by pulsed electron beam in the fore-vacuum pressure range

The results of experimental study of polypropylene surface modification by pulsed electron beam in the fore-vacuum pressure range are presented. It is found out that under the irradiation by electron beam similarly oriented knolls and valleys are formed on the polypropylene surface. The degree of surface modification and its structure depend on the input power into the sample. Measurement of the surface wettability showed that the liquid droplet spreads mainly along the knolls and valleys.
Keywords: plasma electron source, fore-vacuum pressure range, modification of polymers, polypropylene.

УДК 621.38:533.9

А.В. Тюньков, Ю.Г. Юшков, Д.Б. Золотухин, К.П. Савкин

Генерация ионов магния в пучковой плазме форвакуумного электронного источника

Экспериментально продемонстрирована возможность получения ионов магния в плазме, создаваемой пучком форвакуумного электронного источника. Генерация производилась при испарении магниевого порошка из нагреваемого электронным пучком тигля с последующей ударной ионизацией атомов магния пучком ускоренных электронов. Приведены результаты исследования состава пучковой плазмы, полученные с применением модифицированного квадрупольного масс-спектрометра RGA-100.

Ключевые слова: плазменный источник электронов, пучковая плазма, ионы металлов, стабильные изотопы, квадрупольный масс-спектрометр, форвакуумный диапазон давления.

Форвакуумные источники электронов [1] находят применение в современных технологиях обработки поверхности различных материалов [2], а также сварки и пайки деталей [3]. Особенностью таких источников является способность генерации электронного пучка в форвакуумном диапазоне давлений (1–100 Па). При этом в области транспортировки пучка образуется плотная газовая плазма, которая может быть использована, например, для нейтрализации поверхностного заряда при обработке поверхности керамики [4] или стерилизации поверхностей от патогенных микроорганизмов [5]. В настоящей работе представлены результаты исследования возможности применения электронного пучка и пучковой плазмы для генерации ионов порошкового магния. Это может расширить технологические перспективы применения электронных источников и обеспечит их использование, например, для нанесения тонких пленок или осуществления плазмохимических реакций с участием ионов металла, включая радиоактивные изотопы этого металла.

Методика эксперимента. Пучковая плазма создавалась в изготовленной из нержавеющей стали вакуумной камере *8* объемом 0,04 м^3 в результате ионизации газа ускоренным до энергий 3–7 кэВ электронным пучком *5*, генерируемым форвакуумным плазменным источником на основе тлеющего разряда с полым катодом [6, 7]. Давление рабочего газа – воздуха – поддерживалось на уровне 2,5 Па безмасляным спиральным насосом со скоростью откачки 1000 л/мин и регулировалось натекателем.

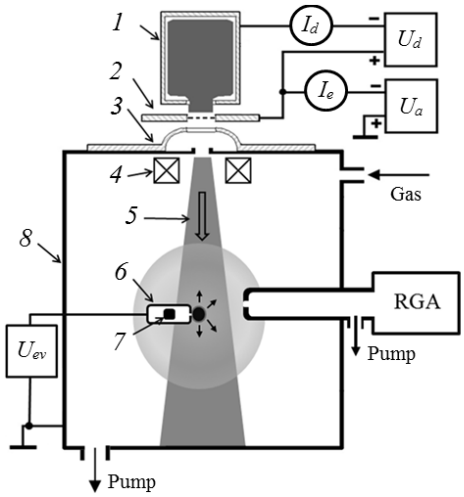


Рис. 1. Схема эксперимента: *1* – полый катод; *2* – анод с перфорированным электродом; *3* – ускоряющий электрод; *4* – фокусирующая система; *5* – пучок электронов; *6* – тигель; *7* – фрагмент распыляемого металла; *8* – вакуумная камера

Источник устанавливался на верхнем фланце вакуумной камеры. В источнике разряд зажигался между полым катодом *1* и анодом *2*, ток разряда I_d варьировался от 100 до 400 мА, при этом напряжение горения U_d изменялось в пределах 300–500 В. В рабочей области давлений 2,5 Па при ускоряющем напряжении U_a в от 3 до 7 кВ, приложенном между анодом *2* и ускоряющим электродом *3*, плазменный источник обеспечивал генерацию непрерывного электронного пучка *5* с током эмиссии I_e, равным 80–100 мА. Пучок извлекался из плазмы разряда через перфорированный электрод в аноде *2* и фокусировался магнитным полем катушки *4*. Диаметр пучка составлял 8–10 мм. При ускоряющем напряжении 6 кВ и токе пучка порядка 100 мА плотность мощности в пучке составляла величину порядка 60 Вт/см^2. Этого было достаточно для плавления и испарения легкоплавкого ме-

талла – магния и для последующей ионизации испаренных атомов пучком. Часть пучка электронов попадала на танталовый тигель *6*, выполненный в виде полого тонкостенного цилиндра с выходным отверстием диаметром 1 мм в одном из торцов. В полость тигля помещался порошок магния, который при нагреве являлся источником пара, ионизуемого электронами пучка. Для измерения состава плазмы использовался модифицированный квадрупольный масс-спектрометр RGA-100, входное отверстие которого находилось на расстоянии 6 см от выходного отверстия тигля. Входное отверстие спектрометра и выходное отверстие тигля были смещены относительно друг друга по вертикали на 1 см, для уменьшения прямого потока нейтральных атомов металла из тигля в анализатор.

Модернизация спектрометра RGA-100 заключалась в демонтаже ионизатора спектрометра с последующим замещением его на извлекающий ионы узел, который представлял собой трехэлектродную систему (рис. 2).

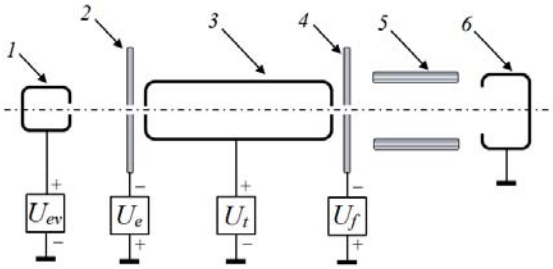


Рис. 2. Система для извлечения ионов: *1* – тигель; *2* – извлекающая пластина; *3* – труба дрейфа; *4* – фокусирующая пластина; *5* – квадрупольные стержни; *6* – цилиндр Фарадея

Система состояла из извлекающей пластинки *2*, трубы дрейфа *3* и фокусирующей пластины *4* спектрометра. Для исследования масс-спектров на тигель *1*, служивший коллектором электронного пучка, подавалось напряжение U_{ev} = +30 В, на извлекающую пластинку – U_e = –30 В, трубу дрейфа – U_t = +2,5 В, фокусирующую пластину U_f = –90 В относительно заземленного электрода (стенки камеры). Ионы, извлекаемые из плазмы отрицательным потенциалом пластины *2*, дополнительно ускорялись в поле, созданном разностью потенциалов между трубой дрейфа *3* и фокусирующей пластиной *4*, и направлялись в сепарирующую часть спектрометра (область квадрупольных стержней *5*), а затем попадали в цилиндр Фарадея *6*.

Результаты экспериментов и их обсуждение. Типичный масс-зарядовый спектр ионов из пучковой плазмы представлен на рис. 3. Особого внимания заслуживает тот факт, что сигнал спектрометра для ионов металла превышает сигнал ионов газа. Это означает, что концентрация ионов испаряемого металла в пучковой плазме выше, чем концентрация ионов газа. Таким образом, представленный в работе метод генерации ионов позволяет получить поток ионов металла, достаточный для применения в технологиях.

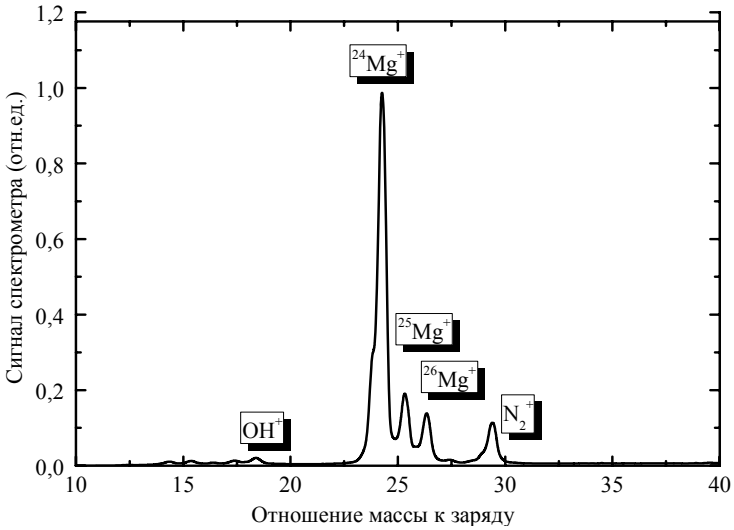


Рис. 3. Масс-зарядовый спектр ионов магния. Параметры эксперимента: I_d = 390 мА; U_d = 770 В; U_a = 6 кВ; I_e = 80 мА; рабочий газ – воздух

Как можно заметить, в спектре (рис. 3) присутствуют все существующие в природе стабильные изотопы магния [8]. Максимальное различие в распределении долей изотопов в плазме для ионов магния составляет 3%. Таким образом, точность измерения ионов металлов спектрометром составляет единицы процентов. Можно предположить, что отличие полученного экспериментально изотопного состава магния (таблица) от состава, известного из литературы [8], может быть связано с индивидуальными особенностями месторождения фрагмента магния, который использовался в настоящем исследовании.

Изотопный состав ионов металлов

Изотоп	В плазме, %	В природе, % [8]
^{24}Mg	75	78
^{25}Mg	13	11
^{26}Mg	12	11

Заключение. Продемонстрирован метод генерации ионов магния посредством нагрева, испарения и ионизации паров металлов электронным пучком в форвакуумном диапазоне давлений. Метод может применяться для нанесения тонких металлических пленок или осуществления плазмохимических реакций с участием металлов в пучковой плазме.

Работа выполняется при поддержке проекта РФФИ 14-08-31090 мол_а.

Литература

1. Форвакуумный плазменный источник импульсных электронных пучков / Ю.Г. Юшков, В.А. Бурдовицин, А.В. Медовник, Е.М. Окс // Приборы и техника эксперимента. – 2011. – №2. – С. 85–88.

2. Модификация поверхности керамики импульсным электронным пучком, генерируемым форвакуумным плазменным источником / В.А. Бурдовицин, Е.М. Окс, Е.В. Скробов, Ю.Г. Юшков // Перспективные материалы. – 2011. – № 6. – С. 1–6.

3. Электронно-лучевая обработка керамики / А.В. Медовник, В.А. Бурдовицин, А.С. Климов, Е.М. Окс // Физика и химия обработки материалов. – 2010. – № 3. – С. 39–44.

4. Потенциал диэлектрической мишени при ее облучении импульсным электронным пучком в форвакуумной области давлений / В.А. Бурдовицин, А.В. Медовник, Е.М. Окс, Е.В. Скробов, Ю.Г. Юшков // Журнал технической физики. – 2012. – Т. 82, № 10. – С. 103–108.

5. Золотухин Д.Б. Параметры плазмы, создаваемой электронным пучком в форвакууме / Д.Б. Золотухин, А.С. Климов, А.А. Зенин // Доклады ТУСУРа. – 2013. – Т. 30, №4, ч. 4. – С. 79–82.

6. Расширение рабочего диапазона форвакуумных плазменных источников электронов в область более высоких давлений / В.А. Бурдовицин, А.К. Гореев, А.С. Климов, А.А. Зенин, Е.М. Окс // Журнал технической физики. – 2012. – Т. 82, вып. 8. – С. 62–66.

7. Особенности формирования сфокусированного пучка электронов форвакуумным плазменным источником при повышенных давлениях / Е.М. Окс, Ю.А. Бурачевский, В.А. Бурдовицин, А.А. Гришков, А.А. Зенин, А.С. Климов // Успехи прикладной физики. – 2013. – Т. 1, №1. – С. 60–64.

8. The NUBASE evaluation of nuclear and decay properties / G. Audi, O. Bersillon, J. Blachot, A.H. Wapstra // Nuclear Physics. – 2003. – A 729, 3. – P. 128.

Тюньков Андрей Владимирович
Канд. техн. наук, доцент каф. физики ТУСУРа
Тел.: (382-2) 41-33-69
Эл. почта: andrew71@sibmail.com

Юшков Юрий Георгиевич
Канд. техн. наук, науч. сотрудник каф. физики ТУСУРа
Тел.: (382-2) 41-33-69
Эл. почта: Yuyushkov@sibmail.com

Золотухин Денис Борисович
Аспирант каф. физики ТУСУРа
Тел.: (382-2) 41-33-69
Эл. почта: zolotukhinden@gmail.com

Савкин Константин Петрович
Канд. техн. наук, науч. сотрудник ИСЭ СО РАН
Тел.: (382-2) 49-17-76
Эл. почта: savkin@opee.hcei.tsc.ru

Tyunkov A. V., Yushkov Yu. G., Zolotukhin D. B., K. P. Savkin

Generation of magnesium ions using fore-vacuum plasma electron source

The possibility of generation of magnesium ions using fore-vacuum plasma electron source at fore-vacuum pressures is investigated. Metal ions were generated by electron beam ionization of magnesium vapor which was produced by electron beam heating. The experimental results of the study of gas-metal plasma composition were obtained using a modified quadrupole mass spectrometer RGA-100.

Keywords: plasma electron source, beam plasma, metal ions, stable isotopes, quadruple mass spectrometer, fore-vacuum pressure range.

УПРАВЛЕНИЕ, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА И ИНФОРМАТИКА

УДК 004.62

О.Г. Пономарев, С.Е. Стрельников, М.П. Шарабайко

Выбор инструментов кодирования стандарта H.265/HEVC для аппаратной реализации системы сжатия ключевых видеокадров

Приведены результаты экспериментов по сжатию цифровых видеопоследовательностей системой видеокодирования, основанной на стандарте H.265/HEVC, при различных ограничениях набора инструментов кодирования ключевых кадров. Анализ полученных результатов позволил выбрать сокращенный набор инструментов для снижения вычислительной сложности и энергопотребления аппаратной реализации H.265/HEVC кодера.
Ключевые слова: стандарт H.265/HEVC, пространственное предсказание, CTU, сжатие ключевых кадров.

Принятие в 2013 г. нового стандарта видеокодирования H.265/HEVC [1], потенциально обеспечивающего существенное повышение степени сжатия видеоданных по сравнению со стандартами предыдущего поколения, поставило на повестку дня вопрос о разработке высокопроизводительных аппаратных систем видеосжатия, основанных на новом стандарте. Повышение степени сжатия видеоданных в рамках нового стандарта обеспечивается введением широкого набора новых методов и алгоритмов видеообработки. Необходимо заметить, что стандарт определяет только структуру битового потока, получаемого в результате кодирования, не регламентируя при этом, какие именно из доступных алгоритмов с какими параметрами должны быть использованы в процессе сжатия видеоинформации. В литературе (например, [2, 3, 5]) для краткого обозначения каждого отдельного алгоритма обработки данных с определенным набором параметров используется термин «инструмент кодирования» (от англ. Coding Tool).

С одной стороны, очевидно, что простой перебор всех возможных комбинаций алгоритмов видеосжатия и их параметров гарантирует выбор того набора инструментов кодирования, который обеспечит максимальную эффективность сжатия для каждого видеокадра. Именно такой подход реализован в базовой программной реализации системы видеокодирования [5], представленной разработчиками нового стандарта. С другой стороны, такой подход крайне затратен с точки зрения вычислительных ресурсов при аппаратной реализации системы видеокодирования. Перебор различных комбинаций инструментов кодирования при их большом количестве крайне усложняет архитектуру разрабатываемого устройства, что в свою очередь приводит к снижению его производительности и повышению энергопотребления. Таким образом, первым шагом при аппаратной реализации системы видеокодирования, например при разработке алгоритмов видеосжатия для микросхемы типа FPGA, является выбор ограниченного набора инструментов кодирования, обеспечивающего компромисс между высокой степенью сжатия видеоданных и сложностью аппаратной реализации системы.

Алгоритмы HEVC ориентированы на поблочную обработку видеокадров, устраняющую пространственную или временную избыточность видеоинформации. При пространственной обработке используется предсказание значений пикселей изображения в текущем блоке по значениям пикселей соседних блоков видеокадра. При устранении временной избыточности для предсказания используются участки изображений с ранее закодированных кадров. Видеокадры, кодируемые с использованием только пространственного предсказания, могут служить основой для выполнения временного предсказания при кодировании видеоизображений, следующих за ними в видеопоследовательности. Такие кадры в HEVC называют ключевыми.

По результатам, представленным в [2, 3], полный перебор всех инструментов кодирования, предоставляемых разработчику кодирующей системы в рамках стандарта H.265/HEVC, обеспечивает максимальную степень сжатия цифровых видеоданных, превышающую степень сжатия, достижимую в рамках стандарта предыдущего поколения H.264/AVC, в среднем на 40–50%. Представляется разумным, при выборе ограниченного набора инструментов кодирования для аппаратной реализа-

ции, ограничить снижение степени сжатия данных уровнем в 20–25%. В результате разрабатываемая система будет обеспечивать степень сжатия, большую по сравнению с обеспечиваемой любыми системами, построенными на стандартах предыдущего поколения.

Задачей настоящего исследования является экспериментальная оценка эффективности использования в кодирующей системе стандарта H.265/HEVC различных инструментов кодирования ключевых кадров и выбор на этой основе минимального набора таких средств, обеспечивающего снижение степени сжатия видеоданных не более чем на 20–25%.

Результаты исследования представлены в следующем порядке. Дается краткий обзор инструментов кодирования ключевых видеокадров стандарта H.265/HEVC. Далее приведено описание методики экспериментов по кодированию видеопоследовательностей, представлены результатов экспериментов. В заключительной части проведен анализ экспериментальных результатов, выделен набор инструментов для аппаратной реализации системы кодирования ключевых видеокадров.

Инструменты кодирования ключевых кадров. Процесс кодирования видеоизображения в HEVC, соответствующий спецификации стандарта [1], иллюстрируется на рис. 1. Он начинается с разбиения кодируемого кадра на квадратные неперекрывающиеся области – наибольшие блоки кодирования LCU (англ. Largest Coding Unit). Размер LCU задается в настройках кодирующей системы и может принимать значения 8, 16, 32 и 64. Каждый LCU в зависимости от характера изображения внутри блока может быть разбит на 4 квадратных блока (Coding Unit, CU) со сторонами вдвое меньшего размера. Каждый из CU, в свою очередь, также может быть подвергнут разбиению. В целом структура разбиений образует квадродерево блоков кодирования, обозначаемое как CTU (англ. Coding Tree Unit). Корнем каждого квадродерева является LCU. Максимально возможная глубина CTU задается в настройках кодирующей системы. Минимальный размер CU при этом ограничен в стандарте размером 8×8 пикселей. CU нижнего уровня квадродерева содержит два типа блоков: блок предсказания PU (от англ. Prediction Unit) и блок преобразования TU (от англ. Transform Unit).

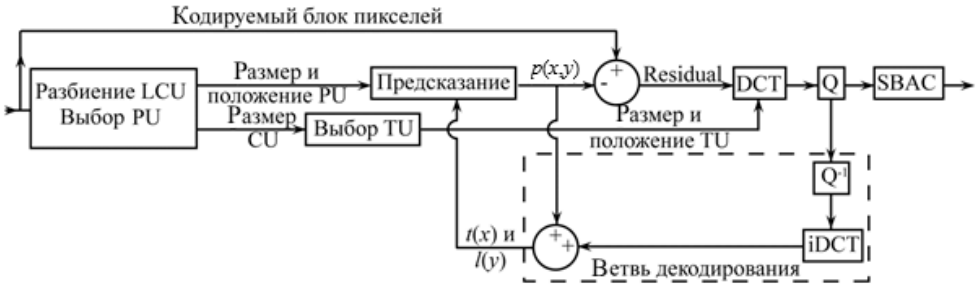


Рис. 1. Упрощенная схема HEVC кодера ключевых кадров

На следующем этапе кодирования ключевых кадров выполняется пространственное предсказание. Структура данных PU определяет положение (внутри CU) и размер области изображения, для которой при кодировании будет выполняться предсказание. При Intra-кодировании возможны два варианта размера PU. В первом варианте PU совпадает по размеру с CU. Во втором – CU разделен пополам по горизонтали и вертикали на 4 квадратных PU вдвое меньшего размера. Размер PU в стандарте ограничен значениями от 4×4 до 64×64 пикселя.

При пространственном предсказании значения пикселей $p(x,y)$, $x=0,1,...,N-1$, $y=0,1,...,N-1$ текущего блока, используемые в качестве предсказанных значений, рассчитываются по значениям $t(x)$ или $l(y)$ восстановленных пикселей соседних блоков, расположенных слева и сверху от текущего (рис. 2). В стандарте [1] определено 35 различных способов расчета, называемых режимами предсказания, значений $p(x,y)$. Каждый из доступных режимов однозначно идентифицируется своим номером *dirMode*, лежащим в диапазоне от 0 до 34.

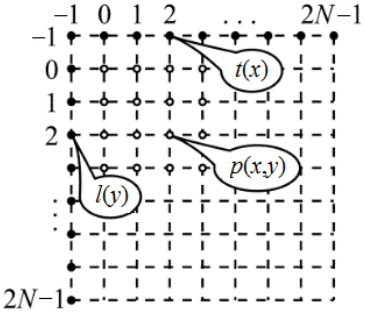


Рис. 2. Обозначения, используемые при описании режимов Intra-предсказания

Значение $dirMode = 0$ задает так называемый DC-режим. Все значения $p(x,y)$ в этом случае равны DC-значению, вычисляемому как среднее арифметическое пикселей-соседей. Левый столбец и верхняя строка массива $p(x,y)$ подвергаются дополнительной фильтрации [7], обеспечивающей плавный переход от значений пикселей-соседей к DC-значению внутри блока.

В режиме Planar, $dirMode = 1$ значения $p(x,y)$ рассчитываются как среднее арифметическое двух значений $h(x,y)$ и $v(x,y)$, получаемых в результате линейной интерполяции в горизонтальном и вертикальном направлениях соответственно. Процесс интерполяции иллюстрируется на рис. 3. При вычислении $h(x,y)$ интерполяция в горизонтальном направлении производится между значением $l(y)$ и значением $t(N-1)$. Значение $v(x,y)$ получается в результате интерполяции между значением $t(x)$ и значением $t(N-1)$.

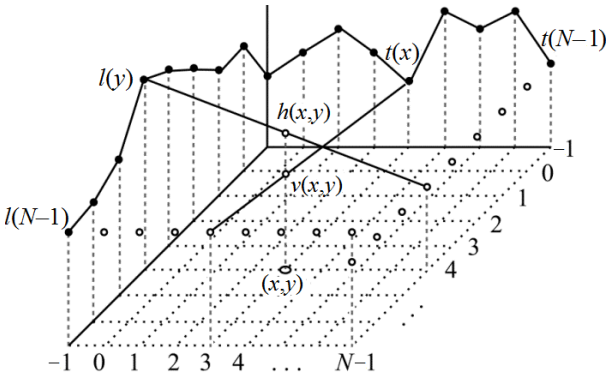


Рис. 3. Значения $h(x,y)$ и $v(x,y)$ вычисляются путем линейной интерполяции

При остальных значениях $dirMode$=2,...34 выполняется так называемое угловое предсказание. При угловом предсказании значения пикселей-соседей $t(x)$ и $l(y)$, называемых референсными, расставляются внутри текущего блока в заданном направлении, определяемом номером режима (рис. 4). Если позиция (x, y) текущего пикселя попадает при этом между положением референсных пикселей, то в качестве предсказания $p(x,y)$ используется интерполированное значение. Это значение вычисляется путем линейной интерполяции с точностью в $1/32$ отсчета. Отметим здесь, что угловые режимы с номерами 2, 10, 18, 26, 34 существенно отличаются от остальных по вычислительной сложности, так как ни для одного предсказываемого значения не требуется проведения процедуры интерполяции.

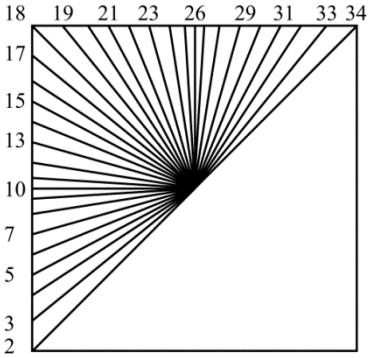


Рис. 4. Направления угловых предсказаний и соответствующие значения номера режима

На следующем этапе кодирования вычисляются значения разностного сигнала (*Residuals*) путем вычитания предсказанных значений из оригинальных. Этот сигнал подвергается двумерному косинус-преобразованию Фурье (блок DCT на рис. 1). Информация о положении (внутри CU) и размере блока, подвергающегося преобразованию, содержится в структуре TU. Размер TU ограничен сверху размером CU и может принимать значения 4×4, 8×8, 16×16, 32×32. Полученные в результате преобразования спектральные коэффициенты квантуются по уровню (блок Q на рис. 1). На заключительном этапе кодирования значения квантованных спектральных отсчетов совместно с информацией о структуре разбиений LCU, выборе размера PU, режиме пространственного предсказания, размере и положении TU подвергаются энтропийному кодированию в блоке, обозначенном на рис. 1 как SBAC (Syntax-based context-adaptive Binary Arithmetic Coding).

Нижняя ветвь обработки сигнала, выделенная на рис. 1 пунктирной линией и содержащая блоки деквантования (Q^{-1}) и обратного косинус-преобразования Фурье (iDCT), выполняет декодирование отсчетов изображения. Результатом декодирования являются референсные отсчеты $t(x)$ и $l(y)$, используемые при пространственном предсказании.

Рассмотренная упрощенная схема процесса видеокодирования в HEVC позволяет перечислить основные инструменты кодирования ключевых кадров. Это, прежде всего, адаптивное, т.е. подстраиваемое под характер видеоизображения разбиение LCU на CU и, как следствие, переменный размер PU. Каждый из возможных размеров PU (4×4, 8×8, 16×16, 32×32, 64×64) в сочетании с каждым из возможных режимов пространственного предсказания является отдельным инструментом

кодирования. В качестве второго набора инструментов укажем возможность подбирать размер TU под характер полученного в результате предсказания разностного сигнала, что позволяет наиболее компактно представить сигнал *Residuals* в спектральной области. Каждый из возможных вариантов размера TU (4×4, 8×8, 16×16, 32×32) является отдельным инструментом видеокодирования. При кодировании каждой LCU в базовой версии кодирующей системы производится перебор всех возможных вариантов разбиения LCU на PU, перебираются все 35 режимов предсказания для каждого варианта разбиений, производится выбор между всеми возможными вариантами TU. Такой перебор гарантированно обеспечивает выбор наилучшего набора инструментов кодирования для каждой LCU, что и обеспечивает максимальную степень сжатия видеоданных. С другой стороны, использование при кодировании всех возможных вариантов размеров PU делает необходимым выполнить пространственное предсказание для 341 блока, из которых может строиться разбиение каждой LCU размером 64×64 пикселя. Использование при этом для каждого такого блока 35 режимов предсказания приводит к необходимости выполнить 341×35=11935 предсказаний для каждого блока видеокадра размером 64×64 пикселя. Для каждого выбранного режима предсказания и размера PU необходимо подобрать размеры блоков TU, что многократно увеличивает количество перебираемых сочетаний инструментов кодирования.

При создании аппаратной системы видеокодирования каждый вариант размера PU приводит к необходимости включения в состав системы отдельного вычислителя, осуществляющего предсказание. В каждом таком вычислителе должны быть реализованы все 35 режимов предсказания. То же касается и различных размеров TU, приводящих к необходимости реализации блоков, выполняющих двумерное косинус-преобразование Фурье над массивами данных разных размеров. Наконец, аппаратная реализация управляющей системы, обеспечивающей выбор из десятков тысяч вариантов кодирования одного лучшего варианта, требует задействования огромного количества логических элементов микросхемы, т.е. существенно сказывается на ресурсоемкости системы кодирования. В результате можно говорить о том, что включение в кодирующую систему каждого нового инструмента кодирования приводит, с одной стороны, к повышению степени сжатия видеоданных, а с другой – к существенному росту ресурсоемкости аппаратной реализации такой системы.

Результаты экспериментов. В табл. 1, 2 представлены результаты экспериментальных исследований по кодированию шести тестовых видеопоследовательностей комитета JCT-VC [4] высокого разрешения (1920×1080), в которых изменением настроек кодирующей системы и изменением исходных кодов программы последовательно отключались перечисленные выше инструменты кодирования. Для кодирования использовалась тестовая программная модель HEVC кодирующей системы HM v.11.0 [5]. В этой модели реализован полный перебор всех возможных вариантов кодирования, т.е. перебираются все возможные комбинации доступных инструментов кодирования. Это обеспечивает наилучший с точки зрения качества и степени сжатия данных результат. Результаты экспериментов представлены в терминах метрик Бьёнтегарда [6]: BD-RATE (англ. Bjontegaard Delta Rate) и BD_PSNR (англ. Bjontegaard Delta Peak Signal to Noise Ratio).

Таблица 1

Значения метрик Бьёнтегарда при ограниченнии размеров PU

Видеопоследовательность	CU: 32–8 PU: 32–4 TU: 32–4 PM: 35	CU: 16–8 PU: 16–4 TU: 16–4 PM: 35	CU: 8–8 PU: 8–4 TU: 8–4 PM: 35	CU: 16–16 PU: 16–16 TU: 16–16 PM: 35	CU: 8–8 PU: 8–8 TU: 8–8 PM: 35	CU: 8–8 PU: 4–4 TU: 4–4 PM: 35
BasketballDrive	1,17% –0,04 дБ	7,67% –0,24 дБ	30,64% –1,01 дБ	18,11% –0,54 дБ	32,13% –0,99 дБ	145,59% –7,45 дБ
BQTerrace	0,92% –0,07 дБ	4,80% –0,22 дБ	12,47% –0,56 дБ	25,35% –1,49 дБ	21,47% –0,92 дБ	30,48% –2,16 дБ
Cactus	0,87% –0,05 дБ	1,72% –0,16 дБ	10,73% –0,48 дБ	22,30% –0,81 дБ	15,38% –0,66 дБ	61,65% –2,56 дБ
Kimono1	7,10% –0,22 дБ	9,22% –0,31 дБ	32,46% –0,98 дБ	10,03% –0,33 дБ	32,28% –0,96 дБ	154,25% –5,99 дБ
ParkScene	0,71% –0,05 дБ	5,98% –0,22 дБ	9,24% –0,43 дБ	13,04% –0,52 дБ	12,37% –0,53 дБ	63,87% –2,37 дБ
Tennis	5,92% –0,12 дБ	11,98% –0,47 дБ	40,41% –1,06 дБ	19,58% –0,52 дБ	40,91% –1,05 дБ	212,94% – 7,02 дБ

Величина BD-RATE измеряется в процентах и характеризует среднее изменение битовой скорости (количества бит в секунду) на выходе кодирующей системы, получаемое при отключении того или иного инструмента. Положительные значения BD-RATE означают рост битовой скорости и эквивалентны снижению на ту же величину степени сжатия видеоданных. Величина BD-PSNR измеряется в децибелах и характеризует среднее изменение уровня искажений (шумов), вносимых в видеоизображение на этапе квантования спектральных коэффициентов при кодировании. Положительные значения BD-PSNR означают снижение уровня шумов квантования, отрицательные – повышение. Каждая строка в таблицах представляет результаты, полученные при кодировании одной из шести видеопоследовательностей. Название последовательности является заголовком каждой строки. Сверху в ячейках указано значение BD-RATE, снизу – значение BD-PSNR. В заголовке каждого столбца приведены разрешенные при кодировании диапазоны размеров CU, PU, TU и количество режимов предсказания (последнее помечено как PM от англ. Prediction Modes). Значения метрик Бьёнтегарда рассчитывались относительно результатов кодирования видеопоследовательностей при полном наборе инструментов кодирования (CU: 64–8, PU: 32–4, TU: 32–4, PM: 35).

В табл. 1 приведены результаты кодирования при ограничении размеров PU. Кроме того, в этих экспериментах было запрещено построение квадродерева TU, так что размер TU был всегда равен размеру PU. Отмена последнего запрета, т.е. разрешение построения квадродерева TU, в наших экспериментах давало незначительное увеличение степени сжатия (BD-RATE не достигало –1%) при практически неизменном значении BD-PSNR.

В табл. 2 приведены результаты кодирования при ограничении максимального размера TU (первые три столбца). Последний столбец табл. 2 отражает изменение BD-RATE и BD-PSNR при ограничении набора режимов предсказания (PM: 7). В этот набор из 7 режимов мы включили режимы DC и Planar и 5 угловых режимов с номерами 2, 10, 18, 26, 34. По результатам наших экспериментов частота использования этих 7 режимов при кодировании существенно выше, чем частота использования остальных 28 угловых режимов. Кроме того, 5 угловых режимов, включенных в ограниченный набор, не используют при предсказании процедуры интерполяции и, как следствие, не требуют при аппаратной реализации создания специализированных вычислительных блоков.

Таблица 2

Значения метрик Бьёнтегарда при ограничении размеров TU или количества режимов предсказания

Видеопоследовательность	CU: 32–4 PU: 32–4 TU: 16–4 PM: 35	CU: 32–4 PU: 32–4 TU: 8–4 PM: 35	CU: 32–4 PU: 32–4 TU: 4–4 PM: 35	CU: 32–4 PU: 32–4 TU: 32–4 PM: 7
BasketballDrive	3,57% –0,06 дБ	9,74% –0,11 дБ	35,28% –0,91 дБ	13,66% –0,35 дБ
BQTerrace	2,38% –0,11 дБ	6,46% –0,25 дБ	17,92% –1,00 дБ	15,65% –0,43 дБ
Cactus	0,74% –0,06 дБ	4,03% –0,14 дБ	15,43% –0,27 дБ	14,79% –0,47 дБ
Kimono1	6,24% –0,20 дБ	20,13% –0,52 дБ	49,94% –0,78 дБ	5,70% –0,22 дБ
ParkScene	0,70% –0,04 дБ	3,77% –0,14 дБ	14,63% –0,40 дБ	6,22% –0,27 дБ
Tennis	5,48% –0,11 дБ	14,39% –0,26 дБ	44,94% –0,57 дБ	14,65% –0,33 дБ

Заключение. Представленные в табл. 1, 2 результаты кодирования позволяют выбрать ограниченный набор инструментов кодирования ключевых кадров для аппаратной реализации системы видеокодирования в рамках стандарта HEVC. Снижение степени сжатия, получаемое при ограничении набора инструментов кодирования, ограничим при этом уровнем 20–25%.

Из результатов в табл. 1 видно, что к незначительному снижению степени сжатия видеоданных приводит исключение при кодировании размера CU равного 64×64 (первый столбец в табл. 1). Ограничение максимального размера PU до уровня 16×16 сказывается уже существенно (второй стол-

бец в табл. 1). Наиболее простые, с точки зрения аппаратной реализации варианты, когда размеры PU могут принимать только два значения (столбец 3) или имеют фиксированное значение (столбцы с 4 по 6), приводят к неприемлемому росту значений BD-RATE, снижая степень видеокомпрессии ниже принятого порогового значения 20–25%.

Результаты, приведенные в табл. 2, позволяют говорить о том, что при ограничении максимального размера TU до размера 16×16 или при исключении 28 режимов пространственного предсказания для PU всех размеров потери степени сжатия видеоданных оказываются меньше установленного порога. Одновременно эти ограничения использовать нельзя, так как в этом случае степень сжатия видеоданных может понизиться более чем на 25%. Исключение угловых режимов предсказания представляется предпочтительным.

В целом ограниченный набор инструментов кодирования для аппаратной реализации кодирующей системы выглядит следующим образом. Размер CU может варьироваться в диапазоне от 32×32 до 8×8. Разрешенные размеры PU и TU при этом лежат в диапазоне от 32×32 до 4×4. Для предсказания используются только 7 режимов с номерами 0, 1, 2, 10, 18, 26, 34. Такой выбор обеспечивает снижение степени сжатия видеоданных в целом не более чем на 20%. Качество декодированных видеоизображений по метрике PSNR ухудшается при этом незначительно. Снижение значения BD-PSNR в среднем составляет менее 0,5 дБ. Эффективность дополнительных средств постобработки декодированных изображений, предоставляемых стандартом H.265/HEVC для повышения значения BD-PSNR, подробно рассматривается в [7]. Результаты этих исследований показывают, что включение дополнительных инструментов постобработки в аппаратную реализацию системы кодирования ключевых кадров нецелесообразно.

Результаты исследований получены в Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники в рамках проекта, выполняемого по договору с ЗАО «Элекард наноДевайсез» № 97/12 от 19 ноября 2012 г. Комплексный проект «Предоставление услуг мультимедийного вещания в сетях общего пользования Интернет, основанных на технологиях пиринговых сетей и адаптивной передачи потоков данных» выполняется в рамках Постановления Правительства России от 9 апреля 2010 г. №218 при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации.

Литература

1. Recommendation ITU-T H.265: High Efficiency Video coding, 2013 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.itu.int/rec/T-REC-H.265-201304-S/en свободный (дата обращения: 24.08.2013).

2. Ohm J.-R. Comparison of the Coding Efficiency of Video Coding Standards – Including High Efficiency Video Coding (HEVC) / J.-R. Ohm, G. J. Sullivan, H. Schwarz, T. K. Tan, T. Wiegand // IEEE Transactions on Circuits and Systems for video Technology. – 2012. – Vol. 22, № 12. – P. 1669–1684.

3. Пономарев О.Г. Анализ эффективности методов и алгоритмов видеокомпрессии стандарта H.265/HEVC / О.Г. Пономарев, М.П. Шарабайко, А.А. Поздняков // Электросвязь. – 2013. – № 3. – С. 29–33.

4. Bossen F. HEVC Complexity and Implementation Analysis / F. Bossen, B. Bross, K. Suhring, D. Flynn // Circuits and Systems for Video Technology, IEEE Transactions.– 2012.– Vol. 22, № 12. – P. 1685–1696.

5. HEVC Test Model HM v. 11.0 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://hevc.hhi.fraunhofer.de/svn/svn_HEVCSoftware/tags/HM-11.0/ свободный (дата обращения: 24.08.2014).

6. G. Bjøntegaard, Calculation of average PSNR differences between RD-curves, Technical Report VCEG-M33, ITU-T SG16/Q6, Austin, TX, USA, April 2001 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://wftp3.itu.int/av-arch/video-site/0104_Aus/VCEG-M33.doc/ свободный (дата обращения: 24.08.2014).

7. Elecard HEVC Analyzer [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.elecard.com/en/products/professional/analysis/hevc-analyzer.html свободный (дата обращения: 24.08.2014).

8. Пономарев О.Г. Эффективность адаптивной нелинейной постфильтрации в системе кодирования цифровых видеоданных стандарта HEVC / О.Г. Пономарев, М.П. Шарабайко // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2013. – № 3 (29). – С. 93–99.

Пономарев Олег Геннадьевич
Канд. физ.-мат. наук, доцент каф. радиофизики Национального исследовательского Томского государственного университета (НИ ТГУ), ст. науч. сотрудник лаборатории обработки и трансляции мультимедийных данных Института инноватики ТУСУРа
Тел.: 8-906-947-76-08
Эл. почта: Oleg.Ponomarev@elecard.ru

Стрельников Сергей Евгеньевич
Аспирант каф. радиофизики НИ ТГУ
Тел.: 8-923-401-34-54
Эл. почта: strelnikov@minerva-tech.com

Шарабайко Максим Павлович
Аспирант каф. вычислительной техники Института кибернетики НИ ТГУ
Тел.: 8-953-918-11-27
Эл. почта: maxim.sharabayko@elecard.ru

Ponomarev O.G., Strelnikov S.E., Sharabayko M.P.
The efficiency of H.265/HEVC intra coding tools with respect to the hardware encoder implementation

The paper presents experimental results on the efficiency of H.265/HEVC intra coding tools for digital video compression. Based on the research results, we reduced a set of intra coding tools to be used in a hardware implementation of H.265/HEVC video encoder, thus allowing to reduce its computational comlexity and power consumption.
Keywords: Video compression standard H.265/HEVC, intra coding tools, quadtree partitioning.

УДК 004.85

Г.А. Мельников, В.В. Губарев

Метод построения деревьев регрессии на основе муравьиных алгоритмов

Описан новый метод построения деревьев регрессии на основе моделирования поведения колонии муравьев при поиске пищи, совмещающий идеи традиционных алгоритмов построения деревьев регрессии и муравьиных алгоритмов. Результаты численных экспериментов показывают, что разработанный метод превосходит традиционные алгоритмы данной группы по среднеквадратичной адекватности идентификации и приводит к менее сложным моделям.

Ключевые слова: машинное обучение, нелинейная регрессия, кусочно-заданная линейная регрессия, деревья регрессии, деревья моделей, муравьиные алгоритмы.

Постановка задачи. Деревья регрессии являются одним из важных классов регрессионных моделей, позволяющих осуществить разделение входного пространства на сегменты с последующим построением для каждого из них собственной (локальной) модели и представить кусочно-заданную функцию регрессии в интуитивно понятной и наглядной форме. В таком дереве внутренние узлы содержат правила разделения пространства объясняющих переменных $\boldsymbol{X}$; дуги – условия перехода по ним; а листья – локальные регрессионные модели (рис. 1). Несмотря на то, что возможность применения деревьев регрессии в регрессионном анализе данных была успешно продемонстрирована ещё в [1] (1984 г.), алгоритмам данной группы было уделено сравнительно мало внимания.

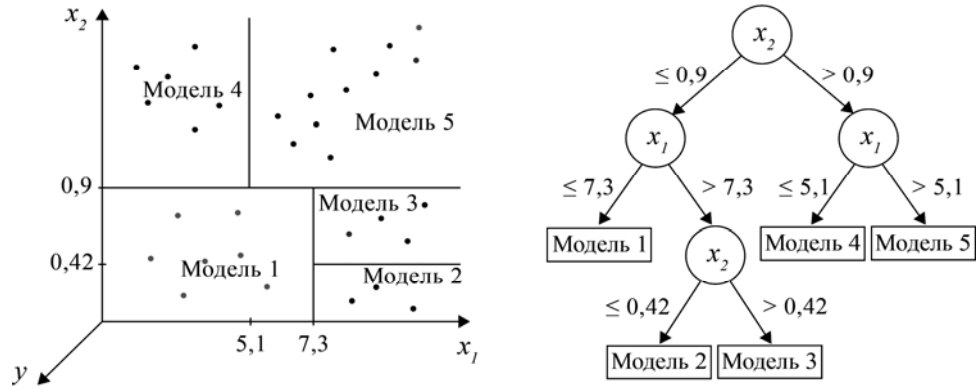


Рис. 1. Пример разбиения данных на сегменты и соответствующего ему дерева регрессии

Большинство современных алгоритмов построения деревьев регрессии являются жадными. Такие алгоритмы осуществляют построение деревьев сверху вниз путем рекурсивного разделения обучающих данных и кратко могут быть описаны следующим образом:

1. выбрать лучшее разделение (обычно выбор разделения, которое обеспечивает экстремум некоторого критерия);
2. разделить исходные данные на подмножества;
3. рекурсивно применить данную процедуру для каждого из выделенных подмножеств.

Жадные алгоритмы обладают низкой трудоемкостью, хорошо масштабируемы, но имеют ряд недостатков: *а*) дерево регрессии строится постепенно без возврата к ранее принятым решениям; *б*) на каждом шаге работы алгоритма принимается локально оптимальное решение, т.е. решение, дающее максимальный эффект на текущем шаге, без учета его влияния на всё решение в целом. Поэтому они приводят, как правило, к неоптимальному разделению данных.

Целью данной работы является дополнение сути и более подробное описание нового стохастического метода построения деревьев регрессии на основе муравьиных алгоритмов, предложенного и кратко изложенного авторами в [2]. На каждой итерации разработанный метод строит не одно, а множество деревьев регрессии, действуя методом проб и ошибок. Накапливая информацию о принятых решениях и результатах, к которым они привели, он использует её для построения в дальнейшем более качественных моделей.

Предыдущие работы. Как было отмечено выше, большинство современных алгоритмов построения деревьев регрессии являются жадными алгоритмами. Отличаются они главным образом правилом выбора лучшего разделения данных. Ряд альтернативных правил выбора разделений был предложен для построения деревьев регрессии.

Одним из первых и наиболее известных алгоритмов, который можно отнести к рассматриваемой теме, является алгоритм CART [1]. CART выбирает разделения, минимизируя взвешенную сумму дисперсий целевой переменной после разделения данных [см. далее (2)], и использует константные локальные модели. Алгоритм M5 [3] стал следующим шагом в развитии алгоритмов построения деревьев регрессии. Этот алгоритм использует правило выбора разделений, схожее с CART, но в листьях дерева строит линейные регрессионные модели.

Правило выбора разделений в M5 основано на дисперсии целевой переменной и никак не учитывает тип локальных моделей. Поэтому алгоритм RETIS [4] выбирает разделение путем минимизации взвешенной суммы квадратов остатков (отклонений от действительных значений целевой переменной) локальных моделей. Однако вычислительная сложность такого правила очень высока. Самый большой набор данных, на котором был протестирован алгоритм, содержал лишь 300 наблюдений [4]. С тех пор многие [5–7] пытались уменьшить его вычислительную сложность.

Альтернативу работам [4–7] составили алгоритмы GUIDE [8] и SECRET [9]. Вопросам построения деревьев классификации уделено значительно больше внимания, чем вопросам построения деревьев регрессии. Поэтому они преобразуют исходную задачу регрессии в задачу классификации и затем используют методы, применяемые для построения деревьев классификации.

На сегодняшний день есть лишь два алгоритма, в которых авторы попытались выйти за рамки жадных алгоритмов. Это M5Opt [10] и GMT [11]. M5Opt представляет собой частично жадный алгоритм построения деревьев регрессии, в котором верхние уровни дерева строятся полным перебором, а остальная часть дерева строится с помощью быстрых жадных алгоритмов. Это обеспечивает баланс между исследованием пространства поиска и временем выполнения алгоритма. Так, в [10] в качестве жадного алгоритма был использован алгоритм M5. Алгоритм GMT относится к алгоритмам генетического программирования и наследует основные черты алгоритмов данной группы. Алгоритм работает с совокупностью деревьев регрессии (популяцией особей) и для улучшения качества моделей использует аналоги механизмов генетического наследования, генетической изменчивости и естественного отбора. Все операции выполняются непосредственно над деревьями, например, в качестве оператора скрещивания может служить обмен поддеревьями, начиная с выбранных узлов.

Предлагаемый метод. В основе предлагаемого метода лежит идея моделирования непрямого обмена информацией через наблюдение в окружающей среде особого вещества, оставляемого муравьями на своём пути при возвращении в муравейник, – феромона [12]. При поиске пищи муравьи, почувствовав такие следы, инстинктивно устремляются к ним. А так как со временем феромон испаряется, то на более коротких путях к источнику пищи его концентрация окажется выше, и муравьи будут предпочитать эти пути другим. В случае построения деревьев регрессии виртуальный феромон позволяет выделить наиболее удачные комбинации вариантов разделения данных и как можно чаще использовать их в дальнейшем.

Кратко предлагаемый метод можно представить следующим образом:

1. Инициализация.
2. Для каждого муравья выполнить шаги 2.1–2.2.
2.1. Выбрать следующее разделение данных на основе вероятностного правила.
2.2. Если решение построено не полностью, то перейти к шагу 2.1.
3. Обновить архив решений.
4. Обновить распределение феромона.
5. Если условия остановки не выполнены, то перейти к шагу 2.

Для пошагового построения решений (деревьев регрессии) пространство поиска представляется в виде дерева прототипа (рис. 2). Узлы такого дерева содержат множество меток возможных значений узла в дереве регрессии – метки переменных, по которым осуществляется разделение x_1, …, x_n, и метку локальной модели *leaf*. Меткам соответствуют определенные значения концентрации феромона τ и эвристической функции оценки разделения данных η, в соответствии с которыми муравей при обходе дерева (например, в глубину или ширину) осуществляет выбор метки в каждом посещенном узле.

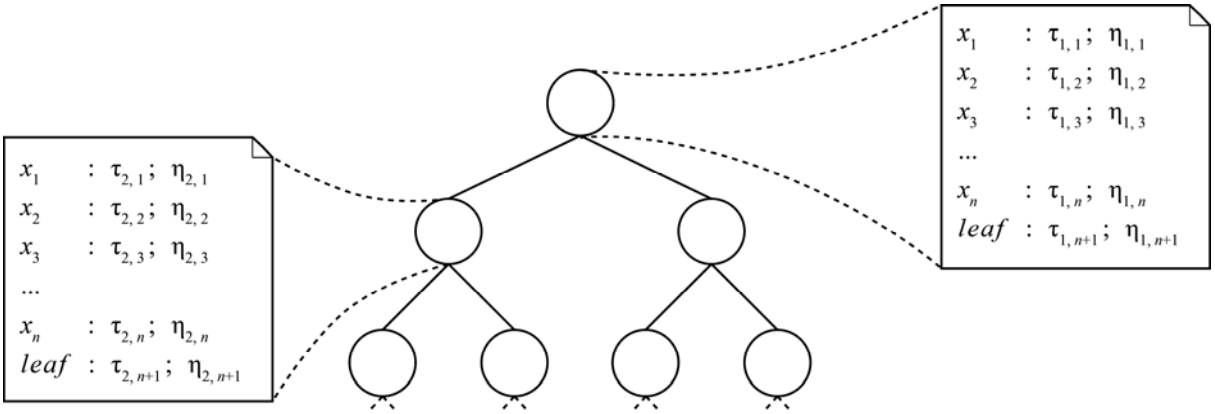


Рис. 2. Представление пространства поиска решений в виде дерева прототипа

Вероятность выбора метки j в узле i определяется как [13]

$$p_{i,j} = \begin{cases} \dfrac{[\tau_{i,j}]^{\alpha}[\eta_{i,j}]^{\beta}}{\sum\limits_{k \in A}[\tau_{i,k}]^{\alpha}[\eta_{i,k}]^{\beta}} & \text{если } j \in A, \\ 0 & \text{в противном случае,} \end{cases} \quad (1)$$

где α и β – регулируемые параметры, численные значения которых определяют важность феромона и эвристики при выборе метки; A – множество допустимых для посещения меток.

Значение эвристической функции для метки *leaf* обратно пропорционально стандартному отклонению целевой переменной, для меток переменных – взвешенной сумме стандартных отклонений целевой переменной после разделения данных:

$$\eta_{i,j} = \left[\left(\frac{N_{x_j \le x^*}}{N} \mathrm{std}(T_i^{x_j \le x^*}) + \frac{N_{x_j > x^*}}{N} \mathrm{std}(T_i^{x_j > x^*}) \right) + 1 \right]^{-1}, \quad (2)$$

где $T_i^{x_j \le x^*}$, $T_i^{x_j > x^*}$ – множества, полученные путем разбиения данных в узле i по переменной x_j в точке x^* по правилу $x_j \le x^*$; N, $N_{x_j \le x^*}$, $N_{x_j > x^*}$ – количество элементов в каждом из множеств соответственно; std(·) – стандартное отклонение значений целевой переменной. Точка разделения данных x^* определяется как решение задачи максимизации выражения (2). Эвристическая функция позволяет оценить качество выбора лишь на текущем шаге, она не учитывает дальнейшие шаги алгоритма.

При выборе метки j-й переменной в соответствующем узле дерева регрессии осуществляется разделение данных по x_j, а при выборе метки *leaf* – построение локальной модели. В качестве локальных моделей будем использовать множественную линейную регрессию. Ее построение выполняется с помощью алгоритма пошаговой регрессии [14].

После построения решений всеми муравьями они оцениваются с точки зрения выбранных критериев (например, минимизации корня из среднего квадрата ошибки дерева регрессии и минимизации его размера), и все недоминируемые решения поочередно заносятся в архив решений Q. Если архив решений переполнен, то осуществляется попытка заменить одно из решений архива. Замещаемое решение ищется только среди решений (D), доминируемых новым решением. Если таковые отсутствуют, то размер архива увеличивается на единицу и решение добавляется без замещения. Каждому решению из D присваивается ранг, равный количеству доминируемых над ним решений. Замещается решение с максимальным рангом. Если их несколько, то выбирается решение, наиболее похожее на новое. Такая стратегия удаляет слабые решения и одновременно поддерживает разнообразие решений в архиве.

В конце каждой итерации происходит обновление распределения феромона на основе выборки $P \subseteq Q$, состоящей из k решений, наиболее близких (в пространстве критериев оценки качества) к решению π, выбранному из Q случайно [15]:

$$\tau_{i,j} = \tau_{\min} + \Delta \cdot \left| \{ \pi \mid \pi \in P \text{ и } (i,j) \in \pi \} \right|, \quad (3)$$

где Δ определяется как $(\tau_{max} - \tau_{min})/k$; τ_{min} и τ_{max} – регулируемые параметры, представляющие собой минимальное и максимальное значение концентрации феромона. Распределение феромона в отличие от эвристической функции учитывает взаимодействие различных атрибутов, в том числе ещё не выбранных, и отражает приобретенный колонией муравьев опыт. Удаление решения из Q можно рассматривать как процесс испарения, а добавление – как увеличение концентрации феромона на соответствующих участках пути.

В качестве критерия остановки можно использовать достижение максимального числа итераций или достижение заданного числа итераций без изменения архива решений. Итоговое дерево моделей выбирается из недоминируемых решений архива, исходя из ошибки на независимой проверочной (валидационной) выборке данных.

Сравнение предложенного метода с аналогами. Предложенный метод был протестирован на 6 наборах данных из UC Irvine Machine Learning Repository [16] и KEEL-dataset repository [17]:

- Abalone – задача прогнозирования возраста морских ракушек в зависимости от физических характеристик. Количество примеров – 4177; количество переменных – 8.
- Ailerons – задача управления самолетом. Атрибуты описывают состояние самолета, в то время как целью является прогнозирование управляющего воздействия на элероны. Количество примеров – 13750; количество переменных – 40.
- Auto-mpg – задача прогнозирования расхода топлива (мили на галлон, mpg) в зависимости от характеристик автомобиля. Количество примеров – 392; количество переменных – 7.
- CPU – задача прогнозирования производительности процессоров. Количество примеров – 209; количество переменных – 6.
- Housing – задача прогнозирования средней цены на дома в Бостоне. Количество примеров – 506; количество переменных – 14.
- Stock – данные представляют ежедневные цены на акции с января 1988 по октябрь 1991 года десяти компаний аэрокосмической отрасли, требуется прогнозировать цену на акции десятой компании по остальным девяти. Количество примеров – 950; количество переменных – 10.

Для предложенного метода были выбраны следующие настройки: размер популяции – 50, количество итераций – 25, параметры $\alpha = 1$ и $\beta = 3$, размер архива решений Q – 50, размер подвыборки из Q для обновления феромона $k = 10$, минимальное и максимальное количество феромона $\tau_{min} = 0{,}01$, $\tau_{max} = 2$ и два критериальных показателя – корень из среднего квадрата ошибки (RMSE) и размер деревьев регрессии (количество всех узлов дерева). Обучающая выборка данных разбивалась на две подвыборки: 70% непосредственно использовалось для построения деревьев регрессии, 30% – для выбора итогового дерева из архива решений.

Результаты работы предложенного метода (далее AntMT) приведены в таблице. Было также выполнено его сравнение с классическим жадным алгоритмом построения деревьев регрессии M5, эволюционным алгоритмом GMT и собственной реализацией алгоритма RETIS, в которой 30% обучающих данных используются в качестве валидационной выборки для ранней остановки. Все результаты получены с помощью 10-слойной перекрестной проверки и усреднены по 20 запускам, в таблице они приведены в формате: среднее значение показателя по всем запускам ± одно среднеквадратическое отклонение[*].

Практически на всех рассматриваемых наборах данных предлагаемый метод имеет адекватность идентификации (по критериальному показателю RMSE) лучше, чем M5, RETIS или GMT. При этом улучшение составляет от 1 до 12% по отношению к лучшей из альтернатив. Лишь на наборе данных Stock адекватность моделей AntMT и RETIS оказалась сопоставимой. Результаты сравнения сложности моделей не так однозначны. Деревья регрессии, построенные методом AntMT, обычно имеют меньшие размеры, чем построенные с помощью M5 или RETIS, но большие, чем построенные алгоритмом GMT. Однако если сравнить деревья, построенные AntMT и GMT, имеющие одинаковый размер (таблица, колонка $\text{AntMT}_{\text{GMT}}$), то можно увидеть, что адекватность идентификации метода AntMT всё ещё лучше GMT.

[*] Результаты работы алгоритма GMT взяты из публикации [11], в которой отсутствуют сведения о среднеквадратическом отклонении исследуемых показателей производительности.

Сравнение алгоритмов построения деревьев регрессии

		AntMT	$AntMT_{GMT}$	M5	RETIS	GMT
Abalone	RMSE	**2,14 ± 0,01**	2,16 ± 0,01	2,24 ± 0,01	2,16 ± 0,01	2,24
	Размер	10,8 ± 1,9	**6,7 ± 0,1**	34,9 ± 1,3	18,4 ± 0,1	**6,7**
Ailerons	RMSE	**0,000164 ± 0,0**	0,000165 ± 0,0	0,000192 ± 0,000001	0,000186 ± 0,0	0,000200
	Размер	**17,2 ± 1,1**	24 ± 0,0	126,1 ± 9,2	38,6 ± 0,1	24
Auto-mpg	RMSE	3,06 ± 0,09	**3,02 ± 0,08**	3,34 ± 0,11	3,18 ± 0,1	3,23
	Размер	11,4 ± 2,9	**4,7 ± 0,3**	11,0 ± 2,5	12,8 ± 3,2	**4,7**
CPU	RMSE	**52,14 ± 8,36**	53,11 ± 10,98	74,2 ± 6,1	57,08 ± 9,53	63,4
	Размер	**5,5 ± 1,3**	6,1 ± **0,2**	7,6 ± 1,0	7,1 ± 1,3	6,1
Housing	RMSE	3,91 ± 0,28	**3,77 ± 0,19**	4,35 ± 0,19	4,31 ± 0,42	4,21
	Размер	12,1 ± 0,9	**6,6 ± 0,2**	23,8 ± 1,1	10,2 ± 1,1	**6,6**
Stock	RMSE	**1,02 ± 0,07**	1,04 ± 0,08	1,08 ± 0,05	1,03 ± 0,08	1,22
	Размер	22,4 ± 1,5	**18 ± 0,0**	65,2 ± 2,2	32,2 ± 0,6	**18**

Интересно, что с уменьшением размера деревьев регрессии, полученных с помощью AntMT, их адекватность улучшилась на двух наборах данных – Auto-mpg и Housing. Можно сказать, что упрощение деревьев регрессии на основе информационных критериев выбора моделей, которое использует GMT, в некоторых случаях может вести себя лучше упрощения на основе валидационного множества. Вероятно, подход, используемый в алгоритме GMT, может быть эффективно использован и в AntMT.

Одним из недостатков предлагаемого метода является большое число настраиваемых параметров. Однако на всех протестированных наборах данных AntMT показал хорошие результаты. Заметим, в исследовании не делалось никакой настройки параметров метода под исходные данные. Их влияние на производительность будет исследовано в последующих работах.

В конце работы в качестве примера приведем часть дерева регрессии, построенного предложенным методом, для набора данных Auto-mpg (рис. 3). Отметим здесь лишь одну интересную деталь. Помимо очевидного разделения автомобилей по количеству цилиндров (cylinders), в модели присутствует разделение по году выпуска («model-year ≤ 77»). Вероятно, это связано с тем, что в 1975 г. в США был принят новый стандарт по экономии расхода топлива, который начал действовать на новые модели автомобилей начиная с 1978 г. [18].

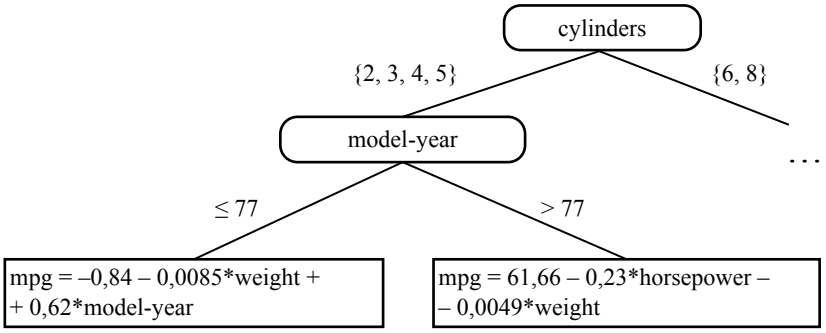


Рис. 3. Пример части дерева регрессии для набора данных Auto-mpg

Заключение. В работе представлен новый метод построения деревьев регрессии на основе моделирования поведения колонии муравьев при поиске пищи. Эксперименты показывают, что алгоритм по предложенному методу превосходит традиционные алгоритмы по адекватности моделей, а также позволяет получать более простые (компактные) деревья регрессии.

В качестве дальнейших направлений исследований выделим следующие:

- разработка и исследование отдельных компонент муравьиных алгоритмов;
- исследование применимости существующих и разработка новых масштабируемых алгоритмов поиска разделений данных;
- разработка и исследование алгоритмов самонастройки свободных параметров метода;
- разработка и исследование новых подходов упрощения деревьев регрессии, ориентированных на применение в стохастических итеративных методах построения деревьев регрессии.

Литература

1. Breiman L. Classification and Regression Trees / L. Breiman, J.H. Friedman, R.A. Olshen, C.J. Stone. – Belmont: Wadsworth International Group, 1984. – 259 p.

2. Melnikov G.A. Ant Colony Based Semi-Greedy Algorithm for Regression Tree Induction / G.A. Melnikov, V.V. Gubarev // Proceedings of the 8-th international forum on strategic technology 2013, (IFOST 2013), Mongolia, Ulaanbaatar, 28 June – 1 July 2013. – Ulaanbaatar, 2013. – Vol. II. – P. 238–240

3. Quinlan J.R. Learning with continuous classes / J.R. Quinlan // Proc. AI'92, 5th Australian Joint Conference on Artificial Intelligence. – Singapore: World Scientific, 1992. – P. 343–348.

4. Karalic A. Employing linear regression in regression tree leaves / A. Karalic // Technical Report IJS DP-6450. – Ljubljana, Slovenia: Jozef Stefan Institute, 1992. – 11 p.

5. Alexander W.P. Treed regression / W.P. Alexander, S.D. Grimshaw // Journal of Computational and Graphical Statistics. – 1996. – Vol. 5. – P. 156–175.

6. Top-down induction of model trees with regression and splitting nodes / D. Malerba, F. Esposito, M. Ceci, A. Appice // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. – 2004. – Vol. 26. – P. 612–625.

7. Vogel D. Scalable look-ahead linear regression trees / D. Vogel, O. Asparouhov, T. Scheffer // Proc. of 13th ACM SIGKDD. – New York: ACM Press, 2007. – P. 757–764.

8. Loh W.-Y. Regression trees with unbiased variable selection and interaction detection // Statistica Sinica. – 2002. – Vol. 12. – P. 361–386.

9. Dobra A. SECRET: A scalable linear regression tree algorithm / A. Dobra, J. Gehrke // Proceedings of the 8th ACM SIGKDD International Conference on Knowledge Discovery and Data Mining. – New York: ACM Press, 2002. – P. 481–487.

10. Solomatine D.P. Semi-optimal Hierarchical Regression Models and ANNs / D.P. Solomatine, L.A. Siek // Proc. Intern. Joint Conference on Neural Networks, Budapest. – New York: IEEE, 2004. – P. 1173–1177.

11. Czajkowski M. An Evolutionary Algorithm for Global Induction of Regression and Model Trees / M. Czajkowski, M. Kretowski // International Journal of Data Mining, Modelling and Management [Accepted for publication].

12. Bonabeau E. Swarm Intelligence: From Natural to Artificial Systems / E. Bonabeau, M. Dorigo, G. Theraulaz. – New York: Oxford University Press, 1999. – 307 p.

13. Dorigo M. The Ant System: Optimization by a Colony of Cooperating Agents / M. Dorigo, V. Maniezzo, A. Colorni // IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Part B. – 1996. – Vol. 26, № 1. – P. 29–41.

14. Gramacy R.B. Model Choice and Data Mining [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://faculty.chicagobooth.edu/robert.gramacy/teaching/ara/lect7.pdf, свободный (дата обращения: 14.09.2014).

15. Guntsch M. Solving Multi-criteria Optimization Problems with Population-Based ACO / M. Guntsch, M. Middendorf // Proceedings of the Second International Conference on Evolutionary Multi-Criterion Optimization, Faro, Portugal, April 8–11, 2003. – Berlin: Springer, 2003. – P. 464–478.

16. Frank A. UCI Machine Learning Repository [http://archive.ics.uci.edu/ml] / A. Frank, A. Asuncion. – Irvine, CA: University of California, School of Information and Computer Science, 2010.

17. KEEL Data-Mining Software Tool: Data Set Repository, Integration of Algorithms and Experimental Analysis Framework / J. Alcalá-Fdez, A. Fernandez, J. Luengo, J. Derrac, S. García, L. Sánchez, F. Herrera // Journal of Multiple-Valued Logic and Soft Computing. – 2011. – Vol. 17. – P. 255–287.

18. Fuel economy standards and automobile prices / R.E. Falvey, J. Frank, H.O. Fried, M. Babunovic // Journal of Transport Economics and Policy. – 1986. – Vol. 20. – P. 31–45.

Мельников Григорий Андреевич
Аспирант каф. вычислительной техники
Новосибирского государственного технического университета (НГТУ)
Тел.: 8-961-225-22-96
Эл. почта: grmel89@gmail.com

Губарев Василий Васильевич
Д-р техн. наук, профессор каф. вычислительной техники НГТУ
Тел.: 8 (383-3) 46-11-33
Эл. почта: gubarev@vt.cs.nstu.ru

Melnikov G.A., Gubarev V.V.
Method for regression tree induction based on the ant algorithms

We propose a novel method for regression tree induction based on modeling ant foraging behavior, combining techniques from both traditional regression tree induction algorithms and ant algorithms. The results of experiments on publicly available data sets show that the proposed method outperforms conventional algorithms for regression tree induction in accuracy and results in less complex solutions.
Keywords: machine learning, non-linear regression, piecewise linear regression, regression trees, model trees, ant algorithms, ant colony optimization.

УДК 621.396.41

А.Н. Кравченко

Методы проектирования параллельного BCH/CRC-кодера

Описываются наиболее практичные методы проектирования параллельного BCH/CRC-кодера. Кроме того, предложен метод проектирования последовательно-параллельных архитектур, основанных на порождающей матрице BCH-кода.

Ключевые слова: кодер, регистр сдвига, полином, порождающая матрица, метод пространства состояний.

Современные стандарты цифровой связи требуют высоких скоростей передачи данных. Для выполнения данных требований необходимо разрабатывать параллельные архитектуры, в частности и в системах обнаружения и исправления ошибок.

BCH/CRC-коды [1, 2] широко используются в современных системах связи и запоминающих устройствах как эффективные средства для обнаружения и исправления ошибок в передаваемых или считанных данных и представляют большой интерес для их эффективного и высокоскоростного аппаратного кодирования и декодирования. BCH/CRC-кодеры обычно реализуются с помощью линейного регистра сдвига с обратной связью (LFSR) [1]. Архитектура LFSR проста и может работать на высокой частоте, но в то же время имеет ограничения по производительности вследствие последовательной архитектуры. В настоящее время имеются различные методы конструирования параллельных кодеров. Среди них можно выделить методы, использующие непосредственно LFSR-регистр как базовый повторющийся элемент, инициализация которого зависит от его предыдущего состояния. Также широко используются универсальные методы, основанные на применении матриц преобразования и порождающих матриц, построенных на основе порождающего многочлена. Преимуществом последних является исключение проблемы обратной связи, что позволяет использовать конвейерную обработку в параллельном кодере, а также дает возможность параметризировать кодер. В настоящей работе рассматриваются некоторые из них, проблемы выбора конкретного метода и проблемы оптимизации не рассматриваются.

Каскадный метод построения BCH/CRC-кодера. Каскадный метод построения BCH/CRC-кодера [3] является простым методом конструирования параллельного кодера. Этот метод позволяет конструировать параллельный кодер для произвольного порождающего многочлена и произвольной ширины входных данных. Метод основан на вычислении конечного состояния LFSR-регистра, описывающего логику параллельного кодера и определяемого всеми последовательными состояниями регистра и вектором входных данных. Каждый входной информационный бит изменяет состояние регистра. Предыдущее состояние регистра и последующий входной информационный бит являются начальными условиями для последующего состояния регистра, т.е. вычисление конечного состояния строится на каскадировании состояний регистра с учетом входных информационных бит. Данная процедура может быть описана следующими уравнениями:

$$\mathbf{X}_1 = f(\mathbf{X}_0, u_{w-1}), \mathbf{X}_2 = f(\mathbf{X}_1, u_{w-2}) = f((f(\mathbf{X}_0, u_{w-1}), u_{w-2}), \ldots, \mathbf{X}_{w-1} = f[f(\mathbf{X}_0, u_{w-1}), \ldots, u_0], \quad (1)$$

где $\mathbf{X}_{i+1}$ и $\mathbf{X}_i$ являются последующими и предыдущими состояниями регистра соответственно, $\mathbf{u}$ является вектором входных данных с шириной, равной w. Пример проектирования параллельного кодера на основе данного метода будет рассмотрен ниже.

Архитектура LFSR-регистра для порождающего полинома $g(x)$ степени $m = n - k$ показана на рис. 1. Данная архитектура регистра характеризуется в литературе как тип 2 (LFSR2) [7]. Обычно в циклических кодах кодовое слово $\upsilon(x)$ является производной от двух многочленов – порождающего полинома $g(x)$ и полинома сообщения $u(x)$. Длина сообщения, входящего в кодовое слово, равна k бит. Параметр n определяет длину кодового слова. Число избыточных бит m, входящих в кодовое слово равно $m = n - k$, которое равно степени порождающего многочлена. Избыточные биты (многочлен $p(x)$) вычисляются в LFSR-регистре путем деления полинома сообщения на порождающий многочлен. При систематическом кодировании кодовое слово определяется выражением

$$\upsilon(x) = x^{n-k}u(x) + p(x) = x^{n-k}u(x) + [x^{n-k}u(x) \bmod g(x)]. \quad (2)$$

Каскадирование комбинаторной логики последовательного кодера обеспечивает простое решение параллельного кодера. Рассмотрим каскадный метод на следующем примере. Допустим, требуется спроектировать параллельный кодер с числом входных бит $w = 4$ и порождающим многочленом

$$g(x) = 1 + x^2 + x^5. \quad (3)$$

Схема последовательного кодера с порождающим многочленом (3) показана на рис. 2. Кодер включает в себя линейный регистр сдвига с обратной связью и два сумматора, вычисляющих функцию хог каждый.

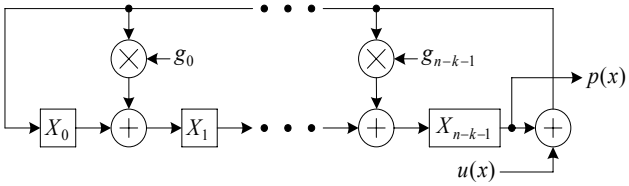


Рис. 1. Основная архитектура LFSR-регистра

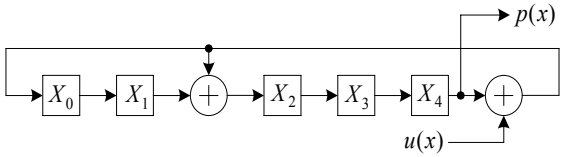


Рис. 2. Схема последовательного кодера

Параллельный кодер проектируется путем каскадирования состояний последовательного кодера:

$$\mathbf{X}_1 = f(\mathbf{X}_0, u_3), \quad \mathbf{X}_2 = f(\mathbf{X}_1, u_2) = f((f(\mathbf{X}_0, u_3), u_2), \ldots, \quad \mathbf{X}_4 = f[f(\mathbf{X}_0, u_3), \ldots, u_0].$$

1. $\mathbf{X}_1 = f(\mathbf{X}_0, u_3)$;

$$\begin{aligned} X_{0,1} &= X_{4,0} \wedge u_3; \\ X_{1,1} &= X_{0,0}; \\ X_{2,1} &= X_{1,0} \wedge X_{4,0} \wedge u_3, \\ X_{3,1} &= X_{2,0}; \\ X_{4,1} &= X_{3,0}; \end{aligned} \quad (4)$$

2. $\mathbf{X}_2 = f(\mathbf{X}_1, u_2)$;

$$\begin{aligned} X_{0,2} &= X_{4,1} \wedge u_2 = X_{3,0} \wedge u_2; \\ X_{1,2} &= X_{0,1} = X_{4,0} \wedge u_3; \\ X_{2,2} &= X_{1,1} \wedge X_{4,1} \wedge u_2 = X_{0,0} \wedge X_{3,0} \wedge u_2; \\ X_{3,2} &= X_{2,1} = X_{1,0} \wedge X_{4,0} \wedge u_3; \\ X_{4,2} &= X_{3,1} = X_{2,0}; \end{aligned} \quad (5)$$

3. $\mathbf{X}_3 = f(\mathbf{X}_2, u_1)$;

$$\begin{aligned} X_{0,3} &= X_{4,2} \wedge u_1 = X_{2,0} \wedge u_1; \\ X_{1,3} &= X_{0,2} = X_{3,0} \wedge u_2; \\ X_{2,3} &= X_{1,2} \wedge X_{4,2} \wedge u_1 = X_{4,0} \wedge u_3 \wedge X_{2,0} \wedge u_1; \\ X_{3,3} &= X_{2,2} = X_{0,0} \wedge X_{3,0} \wedge u_2; \\ X_{4,3} &= X_{3,2} = X_{1,0} \wedge X_{4,0} \wedge u_3; \end{aligned} \quad (6)$$

4. $\mathbf{X}_4 = f(\mathbf{X}_3, u_0)$;

$$\begin{aligned} X_{0,4} &= X_{4,3} \wedge u_0 = X_{1,0} \wedge X_{4,0} \wedge u_3 \wedge u_0; \\ X_{1,4} &= X_{0,3} = X_{2,0} \wedge u1; \\ X_{2,4} &= X_{1,3} \wedge X_{4,3} \wedge u_0 = X_{3,0} \wedge u_2 \wedge X_{1,0} \wedge X_{4.0} \wedge u_3 \wedge u_0; \\ X_{3,4} &= X_{2,3} = X_{4,0} \wedge u_3 \wedge X_{2,0} \wedge u_1; \\ X_{4,4} &= X_{3,3} = X_{0,0} \wedge X_{3,0} \wedge u_2. \end{aligned} \quad (7)$$

Система уравнений (7) описывает логику параллельного кодера. Знак «^», входящий в уравнения, означает логическую операцию XOR. Параллельный кодер на основе каскадного метода хорошо реализуется в высокоуровневом языке описания аппаратуры (Verilog/VHDL). Примеры «Verilog» кода для параллельного кодера можно найти в [3, 4].

Матричный метод построения BCH/CRC-кодера. Данный метод построения BCH/CRC-кодера [4] является простым методом, как и первый. Этот метод также позволяет конструировать параллельный кодер для произвольного порождающего многочлена и произвольной ширины входных данных. Данный метод детально и просто описан в [4]. На сайте Ставинова [2] http://outputlogic.com можно найти калькулятор, вычисляющий автоматически уравнения параллельного кодера. Для параллельного кодера, имеющего порождающий многочлен (3) и параметр $w=4$, калькулятор генерирует систему уравнений:

$$\begin{aligned} X_O[0] &= X_I[1] \hat{} X_I[4] \hat{} u[0] \hat{} u[3], \\ X_O[1] &= X_I[2] \hat{} u[1], \\ X_O[2] &= X_I[1] \hat{} X_I[3] \hat{} X_I[4] \hat{} u[0] \hat{} u[2] \hat{} u[3], \\ X_O[3] &= X_I[2] \hat{} X_I[4] \hat{} u[1] \hat{} u[3], \\ X_O[4] &= X_I[0] \hat{} X_I[3] \hat{} u[2], \end{aligned} \tag{8}$$

где $\mathbf{X}_I$ и $\mathbf{X}_O$ – векторы входного и выходного состояний кодера соответственно.

Как можно видеть, оба метода имеют одинаковый результат, системы уравнений (7) и (8) равны.

Метод пространстава состояний. Системный подход для проектирования параллельного кодера был предпринят в работах [5, 6]. В данных работах было введено понятие матрицы преобразования, на основе которой описывается пространство состояний последовательного кодера. Данный подход был обобщен и использован при проектировании параллельного кодера [7].

Последовательный LFSR-регистр (см. рис. 1) может рассматриваться как линейная дискретная система [7], где текущее $\mathbf{X}(i)$ и следующее состояние $\mathbf{X}(i+1)$ связаны соотношением

$$\mathbf{X}(i+1) = \mathbf{F} \cdot \mathbf{X}(i) + \mathbf{G} \cdot \mathbf{d}(i), \tag{9}$$

где $\mathbf{X} = [x_{m-1}, \ldots, x_1, x_0]$ – состояние системы; $\mathbf{d}$ – вектор входных данных. В каждом шаге, один бит сообщения $\mathbf{u}$ сдвигается в систему, и, таким образом, $d[(0) = u_{k-1}, d(1) = u_{k-2}$ и т.д. (u_{k-1} имеет самый старший разряд в сообщении). $\mathbf{F}$ – матрица размерности $m \times m$; $\mathbf{G} = [g_{m-1} \cdots g_1, g_0]^T$ – коэффициенты порождающего полинома $g(x)$. Матрица $\mathbf{F}$ описывается в общем виде выражением (10). Для порождающего полинома (3) матрица приобретает вид (11).

$$\mathbf{F} = \left[\mathbf{G} \,|\, \frac{\mathbf{I}_{m-1}}{\mathbf{0}} \right] = \begin{bmatrix} g_{m-1} & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ g_{m-2} & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ g_1 & 0 & 0 & \cdots & 1 \\ g_0 & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}, \tag{10}$$

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \tag{11}$$

где $\mathbf{I}_{m-1}$ обозначает единичную матрицу размерности $(m-1) \times (m-1)$. Для решения уравнения (9) используется рекурсивный метод, который выполняется следующим образом:

$$\begin{aligned} \mathbf{X}(1) &= \mathbf{F} \cdot \mathbf{X}(0) + \mathbf{G} \cdot d(0) = \mathbf{F} \cdot (\mathbf{X}(0) + [0,0,\ldots,d(0)]^T); \\ \mathbf{X}(2) &= \mathbf{F} \cdot \mathbf{X}(1) + \mathbf{G} \cdot d(1) = \mathbf{F}^2 (\mathbf{X}(0) + [0,0,\ldots,d(1),(d(0)]^T); \\ &\vdots \\ \mathbf{X}(w) &= \mathbf{F}^w \cdot (\mathbf{X}(0) + [0,\ldots,0 \,|\, d(w-1),\ldots,d(0)]^T). \end{aligned} \tag{12}$$

Уравнение (12) справедливо для случая, когда $w \le m$. В вектор входных данных введены уравнивающие нули, для получения порядка вектора, равного m. Введем обозначение $\mathbf{D} = [0,\ldots,0 \,|\, d(w-1),\ldots,d(0)]^T$, тогда уравнение (12) приобретает вид $\mathbf{X}(w) = \mathbf{F}^w \cdot (\mathbf{X}(0) + \mathbf{D}(0))$. Данное уравнение используется для вычисления состояния параллельного кодера для первой группы w бит сообщения $\mathbf{u}$. Для следующей группы используется уравнение $\mathbf{X}(2w) = \mathbf{F}^w \cdot (\mathbf{X}(w) + \mathbf{D}(1))$. Рекурсивную процедуру вычисления вектора $p(x)$ (избыточных бит) описывает уравнение

$$\mathbf{X}(qw) = \mathbf{F}^w \cdot (\mathbf{X}((q-1)w) + \mathbf{D}(q)), \quad (13)$$

где $q = 1,2,\ldots,l$. Параметр l определяет число групп в сообщении $\mathbf{u}$, $l = k/w$. Простой способ вычисления матрицы $\mathbf{F}^m$ (матрицы преобразования) показывает следующий рекурсивный алгоритм:

$$\mathbf{F}^m = \mathbf{F} \cdot \mathbf{F};\ \text{for}\ i = 1{:}\,m-2\ \ \mathbf{F}^m = \mathbf{F}^m \cdot \mathbf{F};\ \text{end}.$$

Матрица $\mathbf{F}^w$, входящая в уравнение (12), может быть легко получена из матрицы $\mathbf{F}^m$ следующим образом. Первые w столбцов матрицы $\mathbf{F}^w$ есть последние столбцы матрицы $\mathbf{F}^m$. Верхняя часть матрицы $\mathbf{F}^w$ – единичная матрица $\mathbf{I}_{m-w}$ и нижняя часть заполняются нулями. Примеры вычисленных матриц для порождающего полинома (3) представлены выражениями (14) и (15) соответственно. Пример аппаратной реализации данного метода можно найти в [8].

$$\mathbf{F}^5 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (14)$$

$$\mathbf{F}^4 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Вычисленные значения избыточных бит **R** для входного сообщения **u** = FED03F, для порождающего многочлена (3) и $w = 4$ равны **R** = ‘13 hex. Одинаковый результат (в обращенной форме) дает также кодер, спроектированный на основе уравнений (8). В параллельном кодере, спроектированном на базе LFSR-регистра типа 1, избыточные биты вычисляются в соответствии со следующим рекурсивным выражением [7]:

$$\mathbf{X}(qw) = \mathbf{F}^w \cdot \mathbf{X}((q-1)w) + \mathbf{D}(q),\ q = 1,2,\ldots,l. \quad (16)$$

Данное выражение получается из (9), если положить $\mathbf{G} = [0\,0\cdots 1]^T$.

Метод проектирования, основанный на порождающей матрице. Как и в предыдущем методе, исходное сообщение $u(x)$ представляется в виде l групп, $l = k/w$:

$$u(x) = u_0 + u_1 x + \cdots + u_{k-1}x^{k-1} = d_0(x) + d_1(x)x^w + d_2(x)x^{2w} + \ldots + d_{l-1}(x)x^{w(l-1)}, \quad (17)$$

где

$$d_q(x) = d_{qw} + d_{qw+1}x + d_{qw+2}x^2 + \ldots + d_{(q+1)w-1}x^{w-1}. \quad (18)$$

С учетом выражения (18) многочлен $p(x)$, входящий в уравнение (2), может быть записан как

$$p(x) = x^{n-k}u(x) \bmod g(x) = x^m(d_0(x) + d_1(x)x^w + d_2(x)x^{2w} + \ldots + d_{l-1}(x)x^{w(l-1)}) \bmod g(x) =$$

$$= x^m d_0(x) \bmod g(x) + x^m d_1(x)x^w \bmod g(x) + x^m d_2(x)x^{2w} \bmod g(x) + \ldots + x^m d_{l-1}(x)x^{w(l-1)}) \bmod g(x). \quad (19)$$

Рассмотрим детально первый член $x^m d_0(x) \bmod g(x)$, входящий в многочлен $p(x)$ (19):

$$x^m d_0(x) \bmod g(x) = x^m(d_0 + d_1 x + d_2 x^2 + \ldots + d_{w-1}x^{w-1}) \bmod g(x) =$$

$$= x^m \bmod g(x) d_0 + x^{m+1} \bmod g(x) d_1 + x^{m+2} \bmod g(x) d_2 + \ldots + x^{m+w} \bmod g(x) d_{w-1}, \quad (20)$$

где $\mathbf{g}_0 = x^m \bmod g(x)$, $\mathbf{g}_1 = x^{m+1} \bmod g(x)$, $\mathbf{g}_2 = x^{m+2} \bmod g(x)$, …, $\mathbf{g}_{w-1} = x^{m+w} \bmod g(x)$ являются векторами коэффициентов порождающей матрицы $\mathbf{G} = [\mathbf{g}_0\,\mathbf{g}_1 \ldots \mathbf{g}_{w-1}]^T$, вычисленной на основе порождающего многочлена $g(x)$. С учетом коэффициентов порождающей матрицы выражение (19) можно записать в виде

$$p(x) = (\mathbf{g}_0 d_0 + \mathbf{g}_1 d_1 + \ldots \mathbf{g}_{w-1} d_{w-1}) + (\mathbf{g}_0 d_w + \mathbf{g}_1 d_{w+1} + \ldots \mathbf{g}_{w-1} d_{2w-1})x + (\mathbf{g}_0 d_{2w} + \mathbf{g}_1 d_{2w+1} +$$

$$+ \ldots \mathbf{g}_{w-1} d_{3w-1})x^2 + \ldots + (\mathbf{g}_0 d_{qw} + \mathbf{g}_1 d_{qw+1} + \ldots \mathbf{g}_{w-1} d_{(q+1)w-1})x^{w(l-1)}. \quad (21)$$

Вычисление $p(x)$ можно выполнить рекурсивным способом. Допустим, что параметр w является кратным m. Тогда вектор $\mathbf{p}$ можно представить в виде групп $\mathbf{p} = [\mathbf{P}^0\,\mathbf{P}^1 \ldots \mathbf{P}^{m/w-1}]$. Введем следующие обозначения сумм:

$S_j^0 = \sum_{r=0}^{w-1} X_r g_{j,r}$, $S_j^1 = \sum_{r=0}^{w-1} X_r g_{(w+j),r}$, $S_j^{m/w-1} = \sum_{r=0}^{w-1} X_r g_{[(m/w-1)w]+j,r}$, for $j = 0,1,\ldots w-1$, (22)

где $\mathbf{X} = \mathbf{d}_q + \mathbf{P}^{m/w-1}$, для $q = 0,1, \ldots l-1$.

С учетом введенных обозначений запишем следующий алгоритм вычисления **p**:

$\mathbf{p} = [\mathbf{P}^0\ \mathbf{P}^1 \ldots \mathbf{P}^{m/w-1}] = 0$

$\mathbf{s} = [\mathbf{S}^0\ \mathbf{S}^1 \ldots \mathbf{S}^{m/w-1}] = 0$

for $q = 0,1,\ldots l-1$

$\mathbf{X} = \mathbf{d}_q + \mathbf{P}^{m/w-1}$

$\mathbf{P}^0 = \mathbf{S}^0$

for $z = 1,\ldots,m/w-1$

$\mathbf{P}^z = \mathbf{P}^{z-1} + \mathbf{S}^z$

end

end

Данный метод легко реализуется в аппаратуре. Рассмотрим конкретный пример. Допустим, необходимо спроектировать последовательно-параллельный кодер для BCH кода (128, 120, 8), имеющего порождающий многочлен $g(x) = x^0 + x^4 + x^5 + x^6 + x^8$. В данном примере $m = 8,\ w = 4$.

Вычисленные коэффициенты порождающей матрицы имеют значения:

$$\mathbf{g}_0 = x^8 \bmod g(x) = [1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0]; \quad \mathbf{g}_1 = x^9 \bmod g(x) = [0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1\ 1];$$

$$\mathbf{g}_2 = x^{10} \bmod g(x) = [1\ 0\ 1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1]; \quad \mathbf{g}_3 = x^{11} \bmod g(x) = [1\ 1\ 0\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0].$$

Значения избыточных бит, вычисленных для сообщения:

u = 5584BA72570A961220150291BD3AF8 равны **P** =’48’, hex.

Полученное кодовое слово в систематической форме имеет вид

υ = 5584BA72570A961220150291BD3AF848.

Синдромы [1], вычисленные для данного кодового слова, в отсутствие ошибок, равны нулю: $S_0 = 0,\ S_1 = 0$.

Архитектура кодера, реализующая данный алгоритм, изображена на рис. 3.

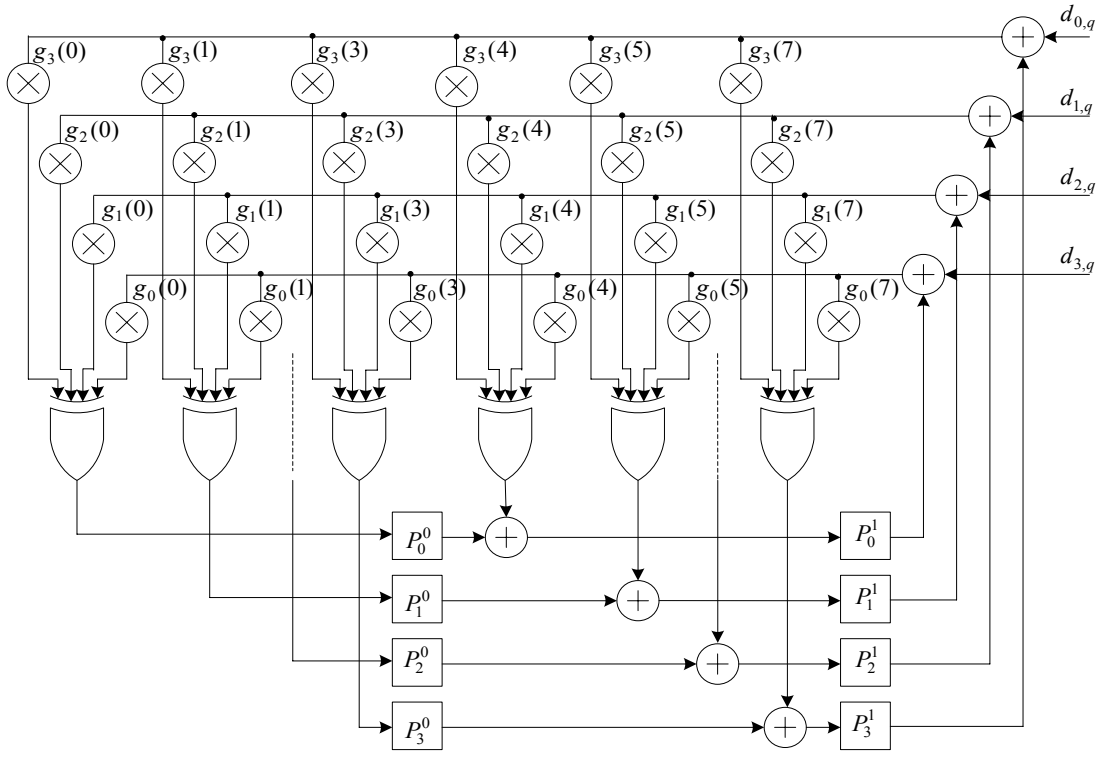


Рис. 3. Архитектура кодера для BCH (128, 120, 8) кода

В настоящее время существуют различные вариации вышеперечисленных методов, нацеленных на реализацию в конкретной аппаратуре. Например, в работе [9] рассматривается возможность параметризации параллельного кодера, в работе [10] – возможность применения конвейерной обработки. В работе [11] затронуты вопросы оптимизации.

Заключение. В работе представлены методы проектирования параллельного BCH/CRC-кодера, позволяющие спроектировать кодер соответствующей конфигурации на основе произвольной ширины входных данных и заданного порождающего многочлена. Показан также метод проектирования, использующий вычисленные коэффициенты порождающей матрицы, как начальные значения в параллельном матричном процессоре, выполняющем операции умножения и сложения в поле Галуа. Кодер, спроектированный на основе данного метода, имеет регулярную структуру и легко реализируется в аппаратуре, которая дает возможность параметризации и оптимизации параллельного кодера.

Литература

1. Блейхут Р. Теория и практика кодов, контролирующих ошибки / пер. с англ., под ред. К.Ш. Зигангирова. – М.: Мир, 1986. – 289 с.

2. Вернер М. Основы кодирования / пер. с нем., Д.К. Зигангирова. – М.: Техносфера, 2004. – 284 с.

3. Sprachmann M. Automatic Generation of Parallel CRC Circuits // IEEE Design & Test of Computers. – 2001. – May–June. – P. 108–114.

4. Stavinov E. A practical Parallel CRC Generation Method, CIRCUIT CELLAR, – 2010. – January – Issue 234. P. 38–45 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://outputlogic.com/my-stuff/circuitcellar-january-2010-crc.pdf.

5. Pei T.B. High-Speed Parallel CRC in VLSI / T.B. Pei, C. Zukowski // IEEE Trans. on Communications. – 1992. –Vol. 40, No 4. – P. 653–657.

6. Shien M.D. A Systematic Approach for Parallel CRC Computations / M.D. Shien, M.H. Sheu, H.F. Lo // Journal of information science and engineering. – 2001. – No. 17. –P. 445–461.

7. Campobello G. Parallel CRC Realization / G. Campobello, G. Patane, M. Russo // IEEE Trans. on Computers. – 2003. – Vol. 52, No. 10. – P. 1312–1319.

8. Qu X. A Novel Least Significant Bit First Processing Parallel CRC Circuit / X. Qu, Z. Cao, Z. Yang // Hindawi Publishing Corporation, Advances in Mechanical Engineering. – 2013. – Article ID 859317, 5 p. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.hindawi.com/journals/ame/2013/859317/abs/

9. Grymel M. A Novel Programmable Parallel CRC Circuit / M. Grymel, S.B. Furber // IEEE Trans. on VLSI. – 2011. – Vol. 19, No. 10. – P. 1898–1902.

10. Ayinava M. High Throughput VLSI Architectures for CRC/BCH Encoders and FFT computations // A thesis submitted to the faculty of the graduate school of the university of Minnesota. – December 2010 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://conservancy.umn.edu/bitstream/103800/1/Ayinala_Manohar_January2011.pdf

11. Optimized design for high-speed parallel BCH encoder / Z. Jun, W. Zhu-Gong, H. Qing-Shene, X. Jie // VLSI Design and Video Technology 2005. – Proceedings of 2005 IEEE International Workshop on. – 2005. – May 28–30. – P. 97–100.

Кравченко Александр Николаевич
Канд. техн. наук, системный архитектор Ubiso GmbH,
Hermann-Schwer-Str. 3 78048 VS-Villingen, Germany
Тел.: +49(0) 7-721-944-76-77
Эл. почта: alexander.kravtchenko@ubiso.com

Kravtchenko A.N.
Methods for design of parallel BCH/CRC-encoder

The practical methods of parallel BCH/CRC-encoder design are described. Further the method of design for serial-parallel architectures is proposed. The method is based on the generator matrix of BCH code.
Keywords: encoder, shift register, generator matrix, state space representation.

УДК 621.383.523

А.С. Задорин, Д.А. Махорин

Интерферометрический контроль целостности данных в системе квантового распределения ключей с временным кодированием

Предложена схема повышения защищенности системы квантового распределения ключей по волоконно-оптическим линиям, основная на использовании двухпичковых проверочных кубитах, приготавливаемых и детектируемых интерферометрами Маха–Цендера.

Ключевые слова: квантовое распределение ключей, временное кодирование, интерференционный контроль проверочных кубитов.

Безусловная защищенность протоколов квантового распределения ключей (КРК) в открытых каналах связи гарантируется, как известно, общими физическими законами [1]. Однако эта гарантия в полной мере распространяется лишь на идеализированные, недиссипативные каналы. В реальных каналах с потерями защищенность систем КРК ограничивается некоторым предельно допустимым уровнем потерь $\xi_{кр}$, который связан с погонным затуханием света в квантовом канале, используемым протоколом и др. [2, 3]. Задача повышения $\xi_{кр}$, таким образом, оказывается одной из основных задач разработчиков, как протокола, так и программно-аппаратной части систем КРК. В большинстве случаев решение этой задачи основывается на расширении базовых протоколов дополнительными мерами контроля состояний последовательности кубитов $|\varphi_n\rangle$, которыми обмениваются удаленные легитимные пользователи А и Б (ПА и ПБ) системы КРК через квантовый канал [4–6]. К таким мерам относятся контроль статистики источника $|\varphi_n\rangle$ [5], статистики специально внедренных в общий поток $|\varphi_n\rangle$, состояний-ловушек (decoy states (DS)) [6], использование неортогональных состояний внутри базиса [7, 8] и др. В качестве базового при этом часто используется классический протокол BB84, адаптированный для передачи по одномодовому оптическому волокну (ОВ) последовательностей $|\varphi_n\rangle$ с фазовым (ФК) и временным (ВК) способами кодирования [9–15].

С точки зрения простоты реализации последний способ кодирования (BB84-ВК) представляется наиболее привлекательным. Однако его основным недостатком является сложность в обеспечении одного из фундаментальных системных требований – требования неортогональности временных квантовых состояний кубита $|\varphi\rangle$, обеспечивающего защиту квантового канала системы от атак условного агента *E* (*AE*).

Целью настоящей работы является обсуждение возможности усиления защищенности протокола BB84-ВК и увеличения битовой скорости *B* генерации ключевой последовательности (КП) за счет контроля когерентности состояний-ловушек – DS, специально приготавливаемых ПА в разбалансированном интерферометре Маха–Цендера (ИМЦ) [13–15].

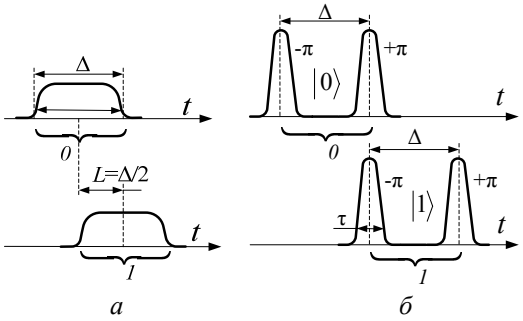
Контроль состояний квантовых объектов при временном кодировании. Рассмотрим наиболее распространенный вариант протокола BB84-ВК, в котором последовательность кубитов $|\varphi_n\rangle$, представленных квазиоднофотонными состояниями (КОС) длительностью τ, приготавливается путем простого ослабления лазерного света. Здесь, как и в базовом протоколе BB84, пользователем А генерируется случайная последовательность $\mathbf{s}_A$, которая используется для кодирования последовательности КОС, т.е. формирования $|\varphi_n\rangle$. При этом пользователями А и Б независимо генерируются случайные последовательности $\mathbf{m}_A$, и $\mathbf{m}_Б$ переключения неортогональных базисов, на основе которых, после сверки по классическому каналу, на обеих сторонах канала формируются идентичные последовательности $\mathbf{m}_{АБ}$, пригодные для однозначной интерпретации принятых пользователем Б кубитов и формирования на этой основе ключевых последовательностей $\mathbf{k}_{АБ}$ [1, 4, 9].

Неортогональность квантовых состояний кубита $|\varphi\rangle$ в рассматриваемом случае обеспечивается несколькими способами [12, 14]. В первом из них данное условие обеспечивается за счет стробирования лазерного излучения электрооптическим модулятором (ЭОМ) и формирования коротких световых импульсов длительности Δ, сдвинутых во времени на величину $L \approx \Delta/2$ (рис. 1, *а*).

Трудность в реализации такого способа кодирования КОС связана со случайным пуассоновским распределением КОС внутри модулирующего сигнала электрооптического модулятора (ЭОМ). Это означает, что после необходимого ослабления светового импульса до уровня КОС его временное

положение будет флуктуировать внутри выделенного временного окна Δ. Данное обстоятельство не позволяет указанным способом обеспечить временное кодирование КОС на квантовом уровне, т.е. преобразовать эти квантовые объекты в кубиты.

Следует также учитывать, что на практике длительность τ отдельных элементов $|\varphi_n\rangle$, как правило, намного меньше длительности базисного окна Δ [10–15]. В этих условиях *AE* получает прямую возможность копирования кубитов, кодовое состояние $\mathbf{k}_{АБ}$ которых он позднее легко установит в результате прослушивания в классическом канале связи последовательности $\mathbf{m}_{АБ}$. Применение фазовых матриц (AWG) на входе ВОЛС [9] для выравнивания τ и Δ не может радикально устранить указанный риск взлома ключа.



а *б*

Рис. 1. Неортогональные кодовые состояния кубита в протоколе BB84-BK

В другом способе временного кодирования КОС, ассоциируемые с логической единицей, задерживаются во времени на величину δ относительно КОС с нулевым кодом. При этом кубиты $|0\rangle$ и $|1\rangle$ приготавливаются из указанных КОС за счет их дополнительного преобразования в интерферометре Маха–Цендера (ИМЦ), плечи которого разбалансированы по времени на величину Δ [12]. В результате такого преобразования кубиты $|0\rangle$ и $|1\rangle$ оказываются представленными суперпозицией из двух разделенных интервалом времени Δ динамических пичков, обозначенных на рис. 1, *б* символами ±π. Считается, что условие неортогональности здесь можно обеспечить за счет согласования задержки ИМЦ Δ с интервалом δ, при котором достигается совпадение второго и первого пичков кубитов $|0\rangle$ и $|1\rangle$ соответственно.

Как и в предыдущем случае, приготовленные указанным способом кубиты будут подвержены случайным временным флуктуациям. Однако временной интервал Δ между пичками в каждом из кубитов $|0\rangle$ и $|1\rangle$ при этом остается постоянным.

Следует подчеркнуть, что квантовые состояния кубитов $|\varphi_n\rangle$ в виде суперпозиция двух пичков ±π существует лишь до моментов их измерений. В ходе измерений двухпичковое состояние $|\varphi_n\rangle$ коллапсируют только в одно из двух возможных. Отсюда следует, что результаты измерений значения битрейта КОС на входе и выходе ИМЦ будут всегда одинаковы.

Важной особенностью квантовых объектов рассмотренного типа, образованных в результате суперпозиции нескольких КОС, является взаимная когерентность состояний ±π, степень которой может контролироваться, например, с помощью интерферометрических измерений. Отсюда следует, что попытка измерения или подмены любого из КОС названных квантовых объектов означает полное разрушение исходного кубита, следовательно, и когерентной связи между обоими пичками. Как уже отмечалось, этот факт может быть обнаружен посредством интерферометрического контроля (ИК), инструментальной основой которого может служить ИМЦ, аналогичный применявшемуся для приготовления кубитов.

Рассмотрим, например, возможность детектирования с помощью ИК UM-атаки (Unambiguous Measurements), т.е. атаки с измерениями с определенным исходом [7, 8] на протокол BB84-BK, построенный на основе двухпичковых кубитов. Как известно, для ее осуществления необходимо блокирование агентом *E* всех нечетких исходов. Из рис. 1, *б* видно, что в последовательности $|\varphi_n\rangle$ на выходе ИМЦ такие исходы представлены вторыми пичками в $|0\rangle$ и первыми в $|1\rangle$. Для детектирования указанных пичков, очевидно, необходимо провести последовательность измерений $|\varphi_n\rangle$, ведущих к коллапсу состояний $|\varphi_n\rangle$ и разрушению всех двухпичковых кубитов. Это означает 100% разрушение всей передаваемой по квантовому каналу последовательности $|\varphi_n\rangle$. Регистрация подобных нарушений целостности $|\varphi_n\rangle$ на стороне Б может осуществляться за счет интерферометрического контроля состояний кубитов $|\varphi_n\rangle$ в интерферометре Маха–Цендера. В рассматриваемом случае такая ИК обработка $|\varphi_n\rangle$ в ИМЦ позволяет установить когерентную связь между ±π для 50% кубитов исходной последовательности $|\varphi_n\rangle$ независимо от степени их поглощения в квантовом канале ξ.

Программно-аппаратную реализацию описанного выше метода ИК можно использовать в качестве дополнения к системе скалярного статистического контроля $|\varphi_n\rangle$ [16], усиливающего защищенность протокола BB84-BK.

Заметим далее, что организация ИК для всех элементов $|\varphi_n\rangle$, очевидно, усложняет аппаратуру системы, снижает скорость генерации ключа $\mathbf{k}_{АБ}$. Для преодоления названных проблем можно отка-

заться от тотального ИК, заменив его выборочным контролем целостности КОС в квантовом канале. С этой целью двухпичковые кубиты в основной последовательности $|\varphi_n\rangle$ удобно заменить на более простые – однопичковые КОС (см. рис. 1, *а*), без их обработки в ИМЦ. Контроль целостности потока $|\varphi_n\rangle$ в данном случае может осуществляться за счет случайного внедрения в указанную последовательность описанных выше двухпичковых DS-кубитов (DS-К), замаскированных под элементы $|\varphi_n\rangle$. Когерентность ±π-пичков в этих DS-К проверяется пользователем Б с помощью аналогичного ИМЦ после опубликования ПА в классическом канале сведений о номерах тактовых интервалах с внедренными в них DS-кубитами. Попытки в ходе PNS- или UM-атак подмены ±π-пичков в DS-К обычными КОС, как уже отмечалось, приводит к разрушению кубитов и потере когерентности между указанными состояниями, которая и обнаруживается ПА с помощью ИК в ИМЦ. Программно-аппаратная реализация описанного алгоритма представлена на структурной схеме рис. 2.

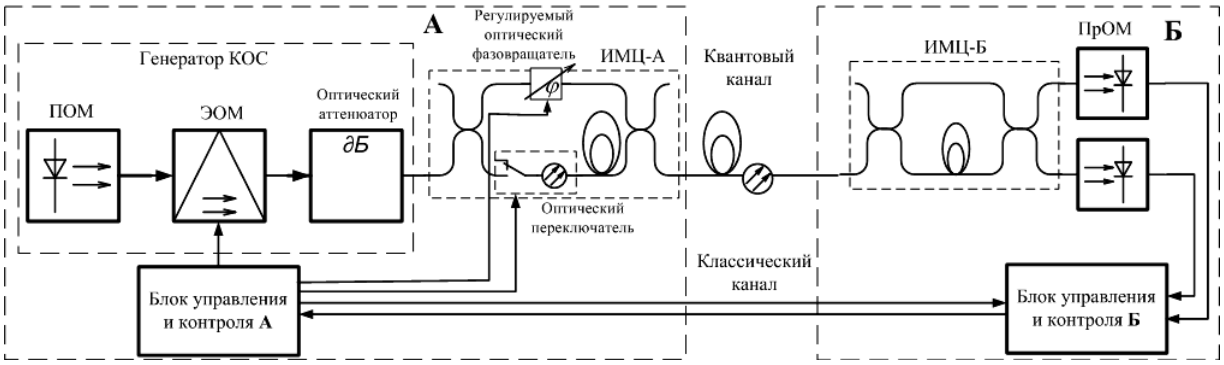


Рис. 2. Структурная схема КРК-ВК с интерферометрическим контролем квантовых состояний DS-К

Здесь формируемый на стороне ПА поток КОС $|\varphi_n\rangle$ через одно из плеч ИМЦ-А передается в квантовый канал. Второе плечо интерферометра используется для приготовления проверочных двухпичковых DS-кубитов в моменты коммутации оптического переключателя в ИМЦ-А. В приемнике КОС обрабатываются в ИМЦ-Б, аналогичном ИМЦ-А. Каждое из этих устройств имеет четыре оптических порта, объединенных между собой системой зеркал и светоделителей. В системе из сбалансированных ИМЦ связь входных $|\varphi_i\rangle$ и выходных $|\varphi_0\rangle$ КОС интерферометров обеспечивается сверткой матричных операторов **H** и **P**, описывающих светоделительные и фазосдвигающее устройства в их плечах [9]:

$$|\varphi_o\rangle = \mathbf{H}\cdot\mathbf{P}\cdot\mathbf{H}\cdot|\varphi_i\rangle. \qquad (1)$$

Здесь

$$\mathbf{H} = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{P} = \begin{bmatrix} e^{j\varphi_0} & 0 \\ 0 & e^{j\varphi_1} \end{bmatrix},$$

φ_0, φ_1 – фазовые сдвиги в плечах интерферометра, задаваемые регулируемым оптическим фазовращателем (см. рис. 2).

Из приведенных формул следует, что при возбуждении КОС входного порта первого интерферометра вероятности P_3 и P_4 попадания этих квантовых объектов в соответствующие выходные порты ИМЦ определяют видность интерференционной картины, образованной ±π-пичками DS-К:

$$P_3 = \cos^2\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right), \quad P_4 = \sin^2\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right), \qquad (2)$$

где $\Delta\varphi = \varphi_0 - \varphi_1$.

Выходные сигналы приемных оптических модулей (ПрОМ), пропорциональные P_3 и P_4, таким образом, могут использоваться для контроля целостности случайной последовательности DS-кубитов.

Подобная структура ИК-защиты системы КРК рассматривалась ранее в работах [14, 15]. В схеме этих авторов предлагалось использовать поток КОС вида рис. 1, *а*. При этом в приемнике ПБ $|\varphi_i\rangle$ разделяется на две равные части. Одна из них регистрировалась ПрОМ-2 и использовалась для ИК, а другая, с выхода ПрОМ-1, – для формирования последовательностей $\mathbf{k}_{АБ}$. Указанное прореживание потока КОС за счет отвода половины в канал контроля когерентности, очевидно, снижает скорость генерации ключа системой, пропорциональной коэффициенту деления оптического сплитера на стороне ПБ.

Заключение. Предложенная выше схема оптоволоконной КРК-ВВ84-ВК, основанная на использовании двухпичковых проверочных кубитов, свободна от указанного недостатка и позволяет повысить уровень защищенности генерации ключа.

Литература

1. Bennett C.H. Quantum cryptography using any two nonorthogonal states // Phys. Rev. Lett. – 1992. – Vol. 68. – P. 3121.

2. Brassard G. Limitations on practical quantum cryptography / G. Brassard, N. Lütkenhaus, T. Mor, B.C Sanders // Phys. Rev. Lett. – 2000. – Vol. 85. – P. 1330–1333.

3. Молотков С.Н. О решении проблемы обеспечения стойкости квантовой криптографии для канала связи со сколь угодно большой длиной // Письма в ЖЭТФ. – 2011. – Т. 93, вып. 12. – С. 830–836.

4. Килин С.Я. Квантовая криптография: идеи и практика / С.Я. Килин, Д.Б. Хорошко, А.П. Низовцев. – Минск: Белорусская наука, 2008. – 392 с.

5. Молотков С.Н. О предельных возможностях квантового распределения ключей с контролем статистики неоднофотонного источника // Письма в ЖЭТФ. – 2008. – Т. 87, вып. 10. – С. 674–679.

6. Hwang W.-Y. Quantum key distribution with high loss: Toward global secure communication // Phys. Rev. Lett. – 2003. – Vol. 91. – P. 057901.

7. Scarani V. Quantum Cryptography Protocols Robust against Photon Number Splitting Attacks for Weak Laser Pulse Implementations / V. Scarani, A. Acin, G. Ribordy, N. Gisin // Phys. Rev. Lett. – 2004. – Vol. 92. – P. 057901.

8. Кронберг Д.А. Квантовое распределение ключей в однофотонном режиме с неортогональными состояниями внутри базиса / Д.А. Кронберг, С.Н. Молотков // Письма в ЖЭТФ. – 2009. – Т. 89, вып. 7. – С. 432–438.

9. Имре Ш. Квантовые вычисления и связь. Инженерный подход / Ш. Имре, Ф. Балаж. – М.: Физматлит, 2008. – 320 с.

10. Молотков С.Н. Об интегрировании квантовых систем засекреченной связи (квантовой криптографии) в оптоволоконные телекоммуникационные системы // Письма в ЖЭТФ. – 2004. – Т. 79.– С. 691–704.

11. Молотков С.Н. К вопросу об обосновании квантовой криптографии на временных сдвигах // Письма в ЖЭТФ. – 2004. – Т. 80, вып. 7. – С. 576–582.

12. Молотков С.Н. Мультиплексная квантовая криптография с временным кодированием без интерферометров // Письма в ЖЭТФ. – 2004. – Т. 79, вып. 9. – С. 554–559.

13. Debuisschert T. Time coding protocols for quantum key distribution / T. Debuisschert, W. Boucher // Phys. Rev. A. – 2004. – Vol. 70, Iss. 4. – P. 042306.

14. Хорошко Д.Б. Квантовое распределение ключа на временных сдвигах с использованием состояний-ловушек / Д.Б. Хорошко, Д.И. Пустоход, С.Я. Килин // Оптика и спектроскопия. – 2010. – Т. 108, вып. 3. – С. 372–379.

15. Хорошко Д.Б. Квантовое распределение ключа на временных сдвигах: чувствительность к потерям / Д.Б. Хорошко, Д.И. Пустоход, С.Я. Килин // Оптика и спектроскопия. – 2011. – Т. 111, вып. 5. – С. 719–723.

16. Задорин А.С. Статистическая обработка сигналов в системах квантового распределения ключа / А.С. Задорин, Д.А. Махорин // Доклады ТУСУРа. – 2014. – №3 (33). – С. 90–93.

Задорин Анатолий Семенович
Д-р физ.-мат. наук, профессор, зав. каф. радиоэлектроники и защиты информации (РЗИ) ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 41-33-65
Эл. почта: Anatoly.Zadorin@rzi.tusur.ru

Махорин Дмитрий Алексеевич
Аспирант каф. РЗИ ТУСУРа
Тел.: 8-913-824-11-11
Эл. почта: mda.tomsk@gmail.com

Zadorin A.S., Makhorin D.A.

Interferometric control of data integrity in the system of quantum key distribution based on time coding

A scheme to improve the security of quantum key distribution over fiber-optic lines, mainly in the use of check qubits which are prepared and detected Mach-Zehnder interferometer has been proposed.
Keywords: quantum key distribution, time coding, interference control verification qubits.

УДК 519.16:004.42

М.Ю. Перминова, В.В. Кручинин

Алгоритмы рекурсивной генерации ограниченных разбиений натурального числа

Описаны алгоритмы последовательной генерации, нумерации и генерации по номеру ограниченных разбиений. Алгоритмы построены на основе использования дерева разбиений, полученного с помощью рекуррентной формулы. Выполнен анализ предложенных алгоритмов и проведено их сравнение с известными.

Ключевые слова: алгоритм, генерация, разбиение натурального числа, нумерация, временная сложность.

Алгоритмы комбинаторной генерации разбиений натуральных чисел имеют важное научное и практическое значение [1–4]. Так, при вычислениях формулы Фа Ди Бруно и симметрических полиномов используются алгоритмы генерации разбиений [5, 6]. Известна связь между разбиениями и композициями натурального числа, что также приводит к необходимости генерировать разбиения. При построении многих классов деревьев на основе процедуры полного разбиения также используются алгоритмы генерации разбиений [3]. Уже получены и исследованы алгоритмы комбинаторной генерации всех разбиений и разбиений, имеющих M позиций. Однако алгоритмы комбинаторной генерации ограниченных разбиений авторам не известны. Ниже будут рассмотрены алгоритмы комбинаторной генерации одного класса ограниченных разбиений. Введем основные понятия. Под разбиением натурального числа n понимается всякая конечная невозрастающая последовательность натуральных чисел $\lambda_1,\lambda_2,...,\lambda_k$, для которой

$$\sum_{i=1}^{k}\lambda_i = n.$$

Числа λ_i называются частями разбиения [5]. Рассмотрим разбиения числа n с ограничениями $k \leqslant M$ и $\lambda_i \leqslant N$. Рассмотрим подробнее этот класс разбиений. Дж. Эндрюс в работе [7] получил рекуррентную формулу числа таких разбиений и записал производящую функцию. Рекуррентная формула для получения $p(N,M,n)$ – числа разбиений n не более чем на M частей, каждая из которых не превосходит N, имеет вид

$$p(N,M,n) = p(N,M-1,n) + p(N-1,M,n-M), \tag{1}$$

а производящая функция для ограниченных разбиений

$$G(N,M,x) = \frac{\prod\limits_{n=1}^{N+M}\left(1-x^n\right)}{\prod\limits_{n=1}^{M}\left(1-x^n\right)\prod\limits_{n=1}^{N}\left(1-x^n\right)}.$$

Метод построения алгоритмов. В основе метода построения алгоритмов комбинаторной генерации ограниченных разбиений лежит построение дерева решений (частный случай И/ИЛИ дерева). Эти деревья обладают следующими свойствами [3]:

1) каждому элементу комбинаторного множества соответствует единственный путь от корня к листу;

2) число листьев в дереве равно числу элементов комбинаторного множества;

3) на таком дереве можно задать экономные алгоритмы последовательной генерации элементов комбинаторного множества.

Рассмотрим правила построения дерева решений, основываясь на формуле (1). Это рекуррентное соотношение порождает двоичное дерево. В зависимости от правила порождения разбиения в узлы этого дерева записываются тройки (N,M,n), а в листья – 0 или 1. Правила следующие:

1. Если $n<0$ или $NM<n$, то в лист записывается 0.
2. Если $n=0$ или $NM=n$, то в лист записывается 1.
3. Получить левый узел – $(N,M-1,n)$.
4. Получить правый узел – $(N-1,M,n-M)$.

Пример дерева, построенного по данным правилам для $(3,3,5)$, показан на рис. 1.

ИЛИ-дерево на рис. 1 содержит в себе листы, в которых или ноль, или единица. Получить разбиения можно только по следу с листом, содержащим единицу. Соответственно, варианты с листами, содержащими ноль, отбрасываются и получается ИЛИ-дерево, по всем следам которого можно получить разбиения. Такое дерево будем называть деревом разбиений. Пример дерева разбиений с корнем $(3,3,5)$ приведён на рис. 2.

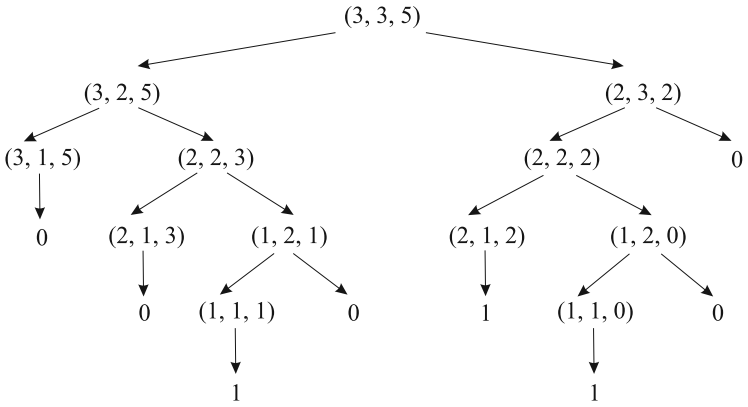
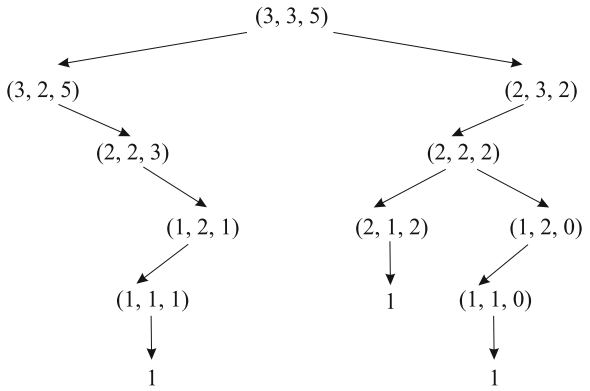


Рис. 1. ИЛИ-дерево для $(3,3,5)$



Используя метод построения алгоритмов комбинаторной генерации, получим алгоритмы последовательной генерации, генерации по номеру и алгоритм нумерации для рассмотренного класса разбиений.

Рис. 2. Дерево разбиений

Алгоритм последовательной генерации разбиений. Алгоритм последовательной генерации основан на использовании стека, в котором хранится путь от корня к листу дерева разбиений. Элемент стека хранит значения параметров N,M,n для текущего узла. Алгоритм First предназначен для нахождения пути от корня к самому левому листу дерева. Затем используется алгоритм Next, который производит преобразование стека по заданным правилам. По окончании работы данного алгоритма в стеке будет находиться самый близкий правый след или стек пуст.

Запишем основные параметры алгоритмов:

1) N,M,n – параметры разбиения;

2) Li – стек, элемент которого содержит параметры разбиения N,M,n с операциями: push – положить, pop – взять, first – копировать вершину стека;

3) V[i] – вектор, содержащий текущие параметры N,M,n.

Алгоритм Next находит следующий путь в поддереве и относительно стека Li модифицирует стек. Правила следующие:

1) лист всегда удаляется из стека;

2) определяется ветвь текущего узла. Если принадлежит левой ветви, то текущий узел заменяется на правый и запускается алгоритм First, если это правая ветвь, то текущий узел удаляется и процесс поиска продолжается;

3) если стек пуст, то процесс завершается.

Ниже приведены рекурсивный алгоритм First, который находит самый левый путь в поддереве и заносит этот путь в стек Li, и алгоритм Next. Для описания данных алгоритмов используется псевдокод, синтаксис которого похож на синтаксис системы Maxima.

Алгоритм First(N,M,n)

```
First(N,M,n):=
begin
 if n<0 then 0 else
 if n=0 then (push([N,M,n],Li),1) – нашли лист
  else
 if N*M<n then 0 else
 if N*M=n then (push([N,M,n],Li),1) – нашли лист
  else
   begin
    push([N,M,n],Li)
    if First(N,M-1,n)=0
    then First(N-1,M,n-M) – если влево нет сыновей, то
                            переходим на правую ветвь
   end
 end
```

Алгоритм Next()

```
Next():=
begin
 if Li=[] then 0 else – стек пуст?
  begin
   Lf:=pop(Li), – вытащить лист
  if Li=[] then 0 else – стек пуст?
   begin
   V:=first(Li), – взять текущий узел (N,M,n)
   if Lf[3]<V[3] then Next() – если правая ветвь
  else
   if First(V[1]-1,V[2],V[3]-V[2])=0
   then Next() – если левая ветвь
   end
 end
end
```

Алгоритм получения разбиения по следу, находящемуся в стеке Li

```
PrintPartitions():=
begin
 for l:=1 thru 20 do parti[l]:=0
 if Li=[] then 0 else
  begin
   V:first(Li)
   if V[3]>0 then for j:=1 thru V[2] do
   parti[j]:=V[3]/V[2],
   R:V[2]
    for i:=2 thru length(Li) do
    begin
     Z:=Li[i],
     if Z[3]>V[3] then
      begin
      for k:=1 thru V[2] do parti[k]:=parti[k]+1
      R:=V[2]
     end
     V:=Z
    end
  LL:=makelist(parti[l],l,1,R)
  print(LL)
 end
end
```

Пример работы алгоритма последовательной генерации

```
Li:[], – заводим стек
First(5,6,7) – получаем самый левый след
for i:=1 thru p(5,6,7) do – цикл по всем разбиениям
                            с параметрами 5, 6, 7
 begin
  PrintPartitions(),
  Next()
 end
```

Результат выдачи

1 – **[5, 2]**
2 – **[4, 3]**
3 – **[5, 1, 1]**
4 – **[4, 2, 1]**
5 – **[3, 3, 1]**
6 – **[3, 2, 2]**
7 – **[4, 1, 1, 1]**
8 – **[3, 2, 1, 1]**
9 – **[2, 2, 2, 1]**
10 – **[3, 1, 1, 1, 1]**
11 – **[2, 2, 1, 1, 1]**
12 – **[2, 1, 1, 1, 1, 1]**

Алгоритм генерации разбиения по номеру Unrank. Алгоритм генерации каждому уникальному числу $0 \le num < p(N,M,n)$ ставит однозначное соответствие разбиения π_k множества ограниченных разбиений $\mathrm{Par}(N,M,n)$. Параметры алгоритма следующие:

1) num – номер разбиения;
2) N,M,n – параметры разбиения;
3) parti – массив, содержащий числа разбиения.

Этот алгоритм рекурсивный. Правила работы алгоритма следующие: по значению *num* определяется ветвь и соответственно сын – если $num < p(N,M-1,n)$, то левый, иначе правый. Затем значение *num* корректируется для соответствующего сына узла и происходит рекурсивный переход на рассмотрение сына. Процесс продолжается до достижения листа дерева разбиений. После рекурсивного вызова Unrank производится вычисление частей ограниченного разбиения parti.

Алгоритм нумерации Rank. Алгоритм нумерации разбиения каждому разбиению π_k множества ограниченных разбиений $p(N,M,n)$ взаимно однозначно ставит в соответствие уникальный номер num_k. Этот алгоритм рекурсивный. Запишем параметры алгоритма:

1) N,M,n – параметры разбиения;
2) parti – массив, содержащий числа разбиения;
3) sizee(parti,M) – функция определяет размер текущего разбиения (параметр M).

Правила работы алгоритма следующие: по текущему разбиению, содержащемуся в parti, определяется параметр M, который имеет идентификатор mm. Если идентификатор mm меньше параметра алгоритма M, то переход по левой ветви. Если mm равен M, то переход по правой ветви, при этом корректируются значения частей parti. Текущее значение номера для левой ветви не меняется, а для правой ветви к текущему номеру прибавляется значение $p(N,M-1,n)$.

Алгоритм Rank

```
Rank(N,M,n,parti):=
 begin
  if n<0 then 0 else
  if N*M<n then 0 else
  if N*M=n then 0 else
  begin
   mm:=sizee(parti,M)-1
   if mm=0 then 0 else
   if mm<M then Rank(N,M-1,n,parti)
   else
    begin
     for i:0 thru M-1 do parti[i]:=parti[i]-1,
    Rank(N-1,M,n-M,parti)+p(N,M-1,n)
    end
 end
end
```

Алгоритм Unrank

```
Unrank(num,N,M,n,parti):=
begin
 if n<0 then 0 else
 if n=0 then 1 else
 if N*M<n then 0 else
 if N*M=n then for j:0 thru M-1 do parti[j]:=N else
 if num<p(N,M-1,n)
 then Unrank(num,N,M-1,n,parti)
  else
    begin
     Unrank(num - p(N,M-1,n),N-1,M,n-M,parti)
    for j:=0 thru M-1 do parti[j]:=parti[j]+1
   end
end
```

Анализ алгоритмов. Д. Кнут в своей книге [1] рассмотрел метод генерации всех разбиений числа n на фиксированное количество частей и предложил алгоритм для автоматизации данного метода. В данном случае число n разбивается ровно на M частей. Временная сложность этого алгоритма равна

$$h(n,M)=3S(n,M)+M,$$

где $S(n,M)$ – число разбиений числа n ровно на M частей.

Рассмотрим временную сложность $T(N,M,n)$ для представленного алгоритма последовательной генерации ограниченных разбиений (N,M,n). Этот алгоритм строит ограниченные разбиения на основе левостороннего обхода дерева разбиений. Это позволяет утверждать, что временная сложность алгоритма пропорциональна общему числу узлов в дереве разбиений. Поскольку это дерево строится на основе формулы (1), то данное дерево является двоичным. Тогда формула подсчета для числа узлов будет иметь вид

$$T(N,M,n)=\begin{cases}T(N,M-1,n)+T(N-1,M,n-M)+1 & \text{для узла,}\\ 1 & \text{для листа.}\end{cases}$$

Если бы листья двоичного дерева не содержали нули, то данное дерево было бы полным двоичным и общее число узлов равнялось бы удвоению числа листьев. В нашем случае это не так, поэтому число узлов в дереве больше чем $2p(N,M,n)$.

Известно [3], что для алгоритмов Rank и Unrank временная сложность одинаковая. Поэтому рассмотрим временную сложность генерации всех разбиений для алгоритма Unrank. Алгоритм для каждого разбиения начинает работать с рассмотрения текущего узла (N,M,n). Поэтому при генерации всех разбиений каждый узел дерева разбиений будет просмотрен $p(N,M,n)$ раз. Откуда временная сложность будет иметь следующий вид:

$$O(N,M,n)=\begin{cases} O(N,M-1,n)+O(N-1,M,n-M)+p(N,M,n) & \text{для узла,} \\ 0 & \text{для листа.} \end{cases}$$

Получить производящие функции для функций $T(N,M,n)$ и $O(N,M,n)$ авторам не удалось, поэтому было решено провести вычислительный эксперимент. На рис. 3 представлены графики зависимостей для функций $p(N,M,n)$, $T(N,M,n)$, $O(N,M,n)$ от n при $N=n/2$ и $M=n/2$. Кривая для $p(N,M,n)$ показывает рост числа композиций данного класса. Кривая для функции $O(N,M,n)$ растет быстрее, чем $T(N,M,n)$. Откуда следует, что функция $O(N,M,n)$ существенно более затратная по сравнению с $T(N,M,n)$.

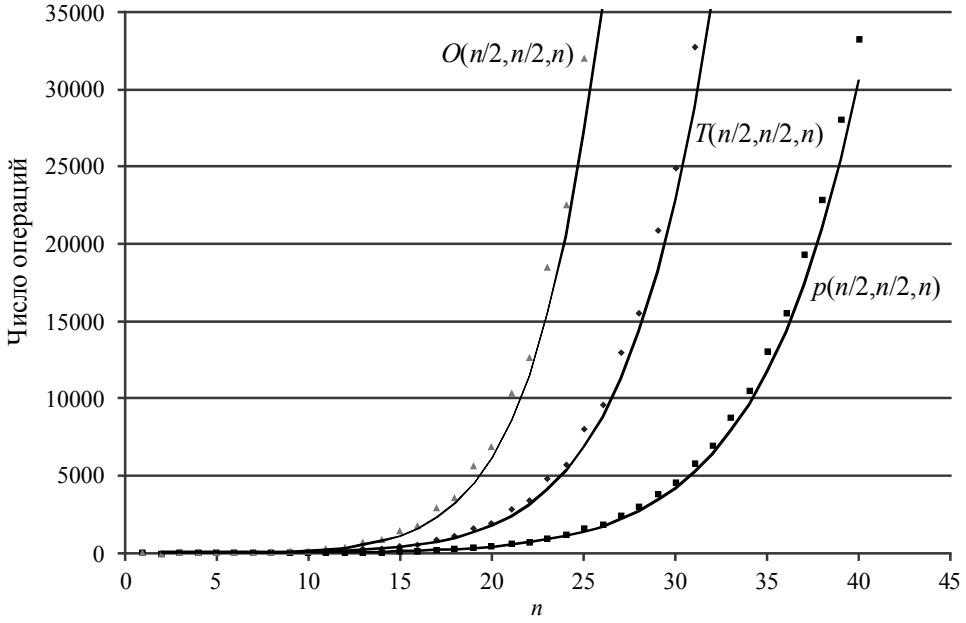


Рис. 3. График зависимостей числа разбиений $p(n)$, числа узлов в дереве разбиений $T(n)$ и временной сложности $O(n)$ генерации всех разбиений алгоритма Unrank от n

Рассмотрим теперь отношения функций $T(N,M,n)/p(N,M,n)$ и $O(N,M,n)/p(N,M,n)$, характеризующие число операций на одно разбиение; на рис. 4 представлены графики отношений при $N=n/2$ и $M=n/2$.

Вид графиков, представленных на рис. 4, позволяет сделать вывод, что:

1) временная сложность алгоритма последовательной генерации имеет логарифмический вид $a\ln n+b$, где a и b – некоторые константы. Сравнивая этот результат с временной сложностью алгоритма Кнута, который имеет фиксированное число операций на одно разбиение, можно сделать вывод о том, что алгоритм Кнута работает быстрее;

2) временная сложность для алгоритмов Unrank и Rank имеет вид, близкий к линейному.

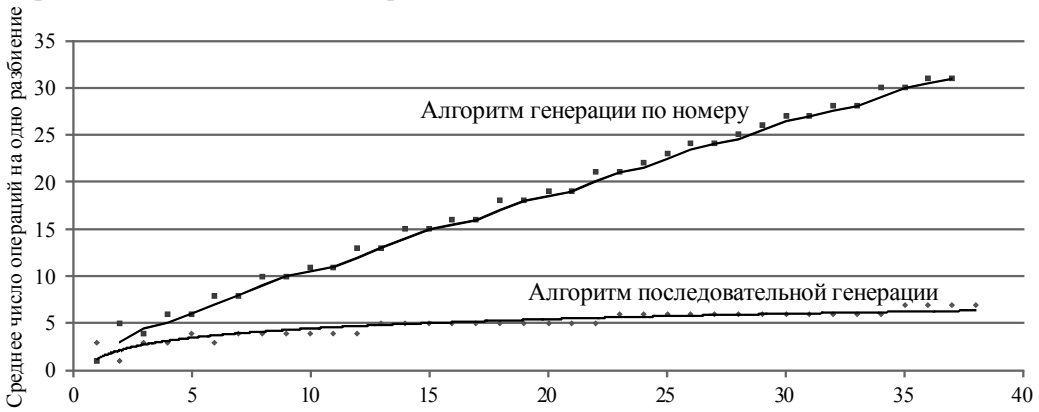


Рис. 4. График зависимостей среднего числа операций на одно разбиение для алгоритмов последовательной генерации и генерации по номеру

Заключение. Представленный алгоритм хуже уже известного алгоритма Кнута. Однако достоинством данного алгоритма последовательной генерации является тот факт, что он использует дерево разбиений. Это означает, что алгоритм First/Next можно использовать совместно с алгоритмами Rank и Unrank. Например, нам необходимо генерировать не все множество разбиений, а некоторое подмножество. С помощью модификации алгоритма Unrank первоначально создаем стек с заданным следом дерева и далее запускаем алгоритм последовательной генерации. В этом случае сложно воспользоваться алгоритмом Кнута, поскольку в нем используется механизм перестановок.

Литература

1. Кнут Д. Искусство программирования. Т. 4, вып. 3: генерация всех сочетаний и разбиений / Д. Кнут : пер. с англ. – М. : ООО «И.Д. Вильямс», 2007. – 208 с.

2. Kreher D.L. Combinatorial algorithms: Generation, Enumeration and Search / D.L. Kreher, D.S. Stinson. – Boca Raton: CRC Press, 1998. – 329 p.

3. Кручинин В.В. Методы построения алгоритмов генерации и нумерации комбинаторных объектов на основе деревьев И/ИЛИ. – Томск: В-Спектр, 2007. – 200 с.

4. Кручинин В.В. Алгоритмы генерации и нумерации композиций и разбиений натурального числа *n* // Доклады ТУСУРа. – 2008. – №2 (17). – С. 113–119.

5. Стенли Р. Перечислительная комбинаторика. Деревья, производящие функции и симметрические функции / Р. Стенли. – М.: Мир, 2009. – 767 с.

6. Кручинин В.В. Комбинаторика композиций и ее приложения / В.В. Кручинин. – Томск: В-Спектр, 2010. – 156 с.

7. Эндрюс Г. Теория разбиений / Г. Эндрюс; перев. с англ. – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1982. – 256 с.

Перминова Мария Юрьевна
Аспирант каф. промышленной электроники ТУСУРа
Тел.: 8 (383-2) 41-39-43 (вн. 4205)
Эл. почта: pmy@2i.tusur.ru

Кручинин Владимир Викторович
Д-р техн. наук, профессор каф. промышленной электроники ТУСУРа
Тел.: 8 (383-2) 42-30-67 (вн. 4170)
Эл. почта: kru@ie.tusur.ru

Perminova M.Y., Kruchinin V.V.

Recursive generation algorithms of limited partitions of natural number

The paper describes the algorithms of consecutive generation, numbering and generation according to number of limited partitions. Algorithms are constructed on the basis of use of the tree of partitions received by means of a recurrent formula. We analyzed the offered algorithms and compared them with the known ones.
Keywords: algorithm, generation, partition of natural number, numeration, time complexity.

УДК 517.962.26

Д.В. Кручинин, Ю.В. Шабля

Программное обеспечение для анализа тестов простоты натурального числа

Предложен инструментарий для анализа тестов простоты числа в виде специализированного программного обеспечения. Указан перечень функциональных возможностей разработанного программного обеспечения. Описано предназначение данного программного средства, показана возможность применения для существующих тестов простоты, а также для новых разрабатываемых критериев простоты на основе свойств композиции двух производящих функций.
Ключевые слова: тесты на простоту числа, производящие функции, программное обеспечение, анализ, сравнение.

Область применения простых чисел. В современном мире при переходе к информационному типу общества ценность такого ресурса, как информация, переходит на первый план. Владение ценной информацией предоставляет преимущества ее владельцу, а утрата или похищение такой информации могут привести к большим проблемам. Вся актуальность тематики в области защиты информации отражена в многочисленных работах и исследованиях, например таких, как [1–5]. Проблемами в области защиты информации занимается целый раздел математики, выделенный в отдельную науку, – криптография.

Простым числом называют натуральное число больше единицы, которое имеет только два различных делителя: единицу и само себя. Простые числа нашли широкое применение в области криптографии с открытым ключом. Многие криптографические алгоритмы используют простые числа, а некоторые даже полностью основаны именно на свойствах простых чисел, например RSA [6], криптографическая сложность которого заключается в проблеме факторизации больших чисел, т.е. в разложении на простые множители.

Еще одной областью применения простых чисел является наличие функций проверки простоты натурального числа в различных математических пакетах, таких как Maxima, MathLab, Maple, Mathematica. Данные функции возвращают положительный либо отрицательный ответ для заданного числа, и положительный ответ говорит о том, что заданное число с большой долей вероятности является простым числом.

Проблема определения простоты натурального числа. История появления простых чисел берет свое начало с древнейших времен. Изучение простых чисел всегда притягивало математиков, и, например, такой известный древнегреческий математик, как Евклид, уже тогда смог предложить доказательство бесконечности множества простых чисел [7].

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

Сегодня день данную проблему принято решать следующим образом:

1) задается произвольное натуральное число, для которого заранее неизвестно, является оно простым или составным;

2) заданное число поступает на вход алгоритма проверки простоты числа (тест простоты числа), который определяет, простое это число или составное.

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

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

1) детерминированные тесты – выдают гарантированно точный ответ о простоте числа, но имеют большую вычислительную сложность;

2) вероятностные тесты – результат выполнения теста простоты числа является достоверным лишь с некоторой вероятностью, но время проверки гораздо меньше в сравнении с детерминированными тестами.

Детерминированные тесты на простоту числа хоть и дают достоверный результат, но они значительно уступают вероятностным тестам по скорости работы, поэтому в реальных задачах с применением больших чисел используются именно вероятностные тесты на простоту. Но в таком случае становится очень важным показатель вероятности ошибки теста на простоту, который показывает долю псевдопростых чисел среди определенных тестом простых чисел. Псевдопростое число – это составное число, которое в ходе проведения теста простоты числа было ошибочно определено как простое число.

Существует множество тестов проверки натурального числа на простоту. Широко распространенным на данный момент тестом простоты числа является вероятностный тест Рабина–Миллера. Именно тест Рабина–Миллера применяется в криптографической системе RSA, а также в большинстве математических пакетов. Тест Рабина–Миллера, как и многие другие (тест Ферма, тест Соловея–Штрасена, тест Агравала–Каяла–Саксены), опирается на малую теорему Ферма [8]:

$$a^{p-1} \equiv 1 (\mathrm{mod}\, p). \quad (1)$$

Также в математическом научном кругу постоянно делаются попытки создания новых тестов простоты, в основе которых может лежать не только малая теорема Ферма, а совершенно произвольный критерий простоты числа. Под критерием простоты числа понимается такое необходимое условие, выполнение которого обязательно для простых чисел.

Критерий простоты на основе свойств композиции производящих функций. В статье [9] был описан новый метод получения критериев простоты натуральных чисел. Данный метод основан на свойствах композиции «логарифмической» производящей функции и производящей функции с целочисленными коэффициентами. В данном случае под «логарифмической» производящей функцией понимается производящая функция, общий вид которой представляется в виде числового ряда:

$$R(x) = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{a(n)}{n} x^n . \quad (2)$$

Примером «логарифмической» производящей функцией могут быть:

$$R(x) = \ln\left(\frac{1}{1-x}\right) = x + \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} + \ldots = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} x^n , \quad (3)$$

$$R(x) = \ln(1+x) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \ldots = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1}}{n} x^n , \quad (4)$$

$$R(x) = \mathrm{arctg}(x) = x - \frac{x^3}{3} + \frac{x^5}{5} - \ldots = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1}}{2n-1} x^{2n-1} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin\left(\frac{n\pi}{2}\right)}{n} x^n , \quad (5)$$

$$R(x) = \mathrm{arth}(x) = x + \frac{x^3}{3} + \frac{x^5}{5} + \ldots = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{2n-1} x^{2n-1} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{n(\mathrm{mod}2)}{n} x^n . \quad (6)$$

Основное свойство, на котором строится указанный метод генерации критериев простоты числа, заключается в следующем: значение n-го члена композиции $G(x) = R(F(x))$ «логарифмической» производящей функции $R(x)$ и производящей функции с целочисленными коэффициентами $F(x)$ без n-го слагаемого для простого числа n будет целым числом, т.е. значение выражения

$$\sum_{k=1}^{n-1} F^{\Delta}(n,k) \frac{a(k)}{k} \quad (7)$$

является целым для простого числа n.

$F^{\Delta}(n,k)$ – композита производящей функции $F(x)$, необходимая для вычисления коэффициентов композиции производящих функций [10].

На основе указанного метода были построены различные критерии простоты числа, приблизительно оценены характеристики полученных критериев (число ошибок, трудность вычислений). Например, если в качестве внешней производящей функции использовать $R(x) = \mathrm{arctg}(x)$, а внутренней функцией $F(x) = ax + bx^2$, то можно вывести выражение

$$(-1)^{n+1}\frac{\left(a+\sqrt{4b-a^2}\,i\right)^n+\left(a-\sqrt{4b-a^2}\,i\right)^n-(2a)^n}{n2^n}, \quad (8)$$

значение которого при произвольных a, b является целым для простых n.

Продолжение исследований в области получения новых критериев простоты с применением данного метода приводит к накоплению большого количества тестов на простоту, основанных на этих критериях.

Функциональные возможности разработанного программного обеспечения. Имеется большое число различного рода тестов простоты числа, а также разрабатываются все новые тесты простоты. Поэтому чтобы выбрать из них подходящий под конкретную решаемую задачу тест простоты (учитывая требуемое соотношение таких характеристик теста простоты, как время работы и качество результата, т.е. вероятности ошибки), необходимо программное обеспечение, автоматизирующее данный процесс анализа тестов простоты. Также данное программное обеспечение можно активно применять при анализе новых критериев простоты, полученных на основе свойств композиции производящих функций.

Поиск аналогов разработанного программного обеспечения, позволяющих производить сравнительный анализ заданных тестов простоты числа, не показал никаких результатов. То есть такого инструментария не существует на данный момент. Исходя из этого, можно сделать вывод об актуальности и практической значимости выполненной работы.

Разработанное программное обеспечение для анализа и сравнения тестов простоты числа обладает следующим набором функциональных возможностей:

– *Анализ теста простоты числа.* Заключается в выборе теста простоты (либо из имеющегося списка существующих тестов простоты числа, записанных в самой программе, либо путем ввода нового критерия простоты, полученного при исследовании свойств композиции производящих функций).

– *Проверка одного числа или интервала чисел.* При проверке тест простоты применяется либо для одного заданного пользователем числа n, либо для указанного интервала натуральных чисел $[n_1,n_2]$. Проверка одного числа необходима для проверки простоты заданного числа указанным тестом простоты числа, а проверка интервала чисел используется для анализа указанного теста простоты числа.

– *Сравнение тестов простоты числа.* Возможность выбора двух различных тестов простоты числа (либо из имеющегося списка существующих тестов простоты числа, записанных в самой программе, либо путем ввода нового критерия простоты, полученного при исследовании свойств композиции производящих функций) с последующим проведением анализа данных тестов простоты на одинаковых входных данных. Это обеспечит возможность сравнения двух указанных пользователем тестов простоты числа между собою.

– *Вывод сравнительной таблицы.* При проведении анализа теста происходит вычисление параметров исследуемого теста (время выполнения теста простоты числа, подсчет числа совершенных ошибок в сравнении с другим тестом простоты, вероятность ошибки), которые отображаются в виде сравнительной таблицы. Данная таблица позволяет наглядно представить лучшие стороны сравниваемых тестов простоты числа относительно друг друга.

– *Комбинирование двух тестов простоты числа.* Использование двух различных тестов простоты на одних и тех же входных данных с возможностью перекрытия множеств ошибок данных тестов за счет увеличения времени работы. Наличие такой функции в программе позволяет получать новый тест простоты числа с новыми свойствами и параметрами на основании двух других тестов простоты числа.

Наличие данного набора функциональных возможностей отражено на рис. 1.

Указанный набор функциональных возможностей программы делает возможным ее использование при решении задачи поиска эффективного способа проверки на простоту.

Заключение. В ходе выполненного исследования показана научная и практическая значимость выполненной разработки программного обеспечения для проведения анализа и сравнения тестов простоты числа. Реализация программного обеспечения с указанным набором функциональных возможностей позволяет значительно облегчить процесс анализа тестов простоты числа за счет ав-

томатизации данного процесса и представления итоговой информации в удобной для понимания и сравнения форме. Также данное программное обеспечение можно применять и при простом выполнении тестирования на простоту заданного числа.

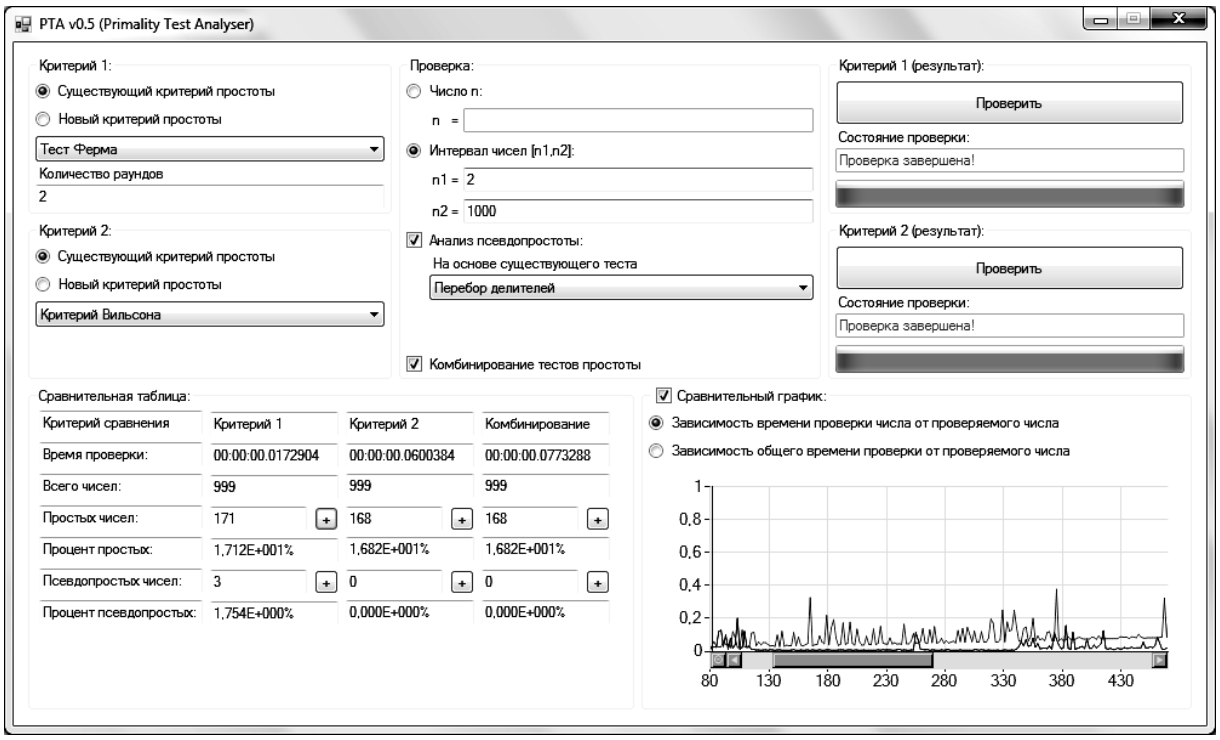


Рис. 1. Интерфейс программного обеспечения

Стоит отметить и тот фактор, что аналогов в виде готового программного обеспечения не было обнаружено, поэтому разработка такого программного обеспечения характеризуется своей новизной и актуальностью.

Литература

1. Основы информационной безопасности: учеб. пособие / Е.Б. Белов, В.П. Лось, Р.В. Мещеряков, А.А. Шелупанов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2011. – 558 с.

2. Мещеряков Р.В. Специальные вопросы информационной безопасности / Р.В. Мещеряков, А.А. Шелупанов. – Томск: Изд-во Ин-та оптики атмосферы, 2003. – 243 с.

3. Мещеряков Р.В. Комплексное обеспечение информационной безопасности автоматизированных систем / Р.В. Мещеряков, А.А. Шелупанов. – Томск: В-Спектр, 2007. – 349 с.

4. Евсютин О.О. Моделирование в информационной безопасности и обработке данных с использованием математического аппарата дискретных динамических систем / О.О. Есютин, В.Г. Миронова // Ползуновский вестник (Барнаул, АлтГТУ). – 2012. – С. 222–226.

5. Миронова В.Г. Модель нарушителя безопасности конфиденциальной информации / В.Г. Миронова, А.А. Шелупанов // Информатика и системы управления. – Благовещенск: Изд-во Амурского гос. ун-та, 2012. – С. 28–35.

6. Rivest R. A method for obtaining digital signatures and public-key cryptosystems / R. Rivest, A. Shamir, L. Adleman // Communications of the ACM (New York). – 1978. – Vol. 21, № 2. – P. 120–126.

7. Начала Евклида. Книги VII–X / пер. с греч. и комментарии Д.Д. Мордухай-Болтовского при редакционном участии И.Н. Веселовского. – М.; Л.: ГИТТЛ, 1949. – 511 с.

8. Agrawal M. Primality tests based on Fermat's little theorem // Lecture notes in computer science. – 2006. – Vol. 4308. – P. 288–293.

9. Кручинин Д.В. Метод построения алгоритмов проверки простоты натуральных чисел для защиты информации / Д.В. Кручинин, В.В. Кручинин // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2(24). – С. 247–251.

10. Кручинин В.В. Комбинаторика композиций и ее приложения. – Томск: В-Спектр, 2010. – 156 с.

Кручинин Дмитрий Владимирович
Мл. науч. сотрудник каф. комплексной информационной безопасности
электронно-вычислительных систем (КИБЭВС) ТУСУРа
Тел.: +7-913-845-99-04
Эл. почта: kdv@keva.tusur.ru

Шабля Юрий Васильевич
Инженер каф. КИБЭВС
Тел.: +7-906-949-03-07
Эл. почта: shablya-yv@mail.ru

Kruchinin D.V., Shablya Y.V.
Analysis software for primality tests

We developed the software for primality tests analysis. The purpose of this software tool is to show the possibility of using it for existing primality tests, and for newly developed primality criteria based on the composition of generating functions.
Keywords: primality tests, generating functions, software, analysis, comparison.

УДК 004.942

И.В. Бухтияров

Сети Петри как инструмент спецификации специализированной сервис-ориентированной информационной среды для производства программных продуктов

Рассматриваются вопросы спецификации в виде высокоуровневых сетей Петри функциональной модели специализированной сервис-ориентированной информационной среды в Интернет/Интранет для организации производства программных продуктов виртуальными коллективами специалистов. В основе использования функциональных возможностей сервисов предложенной среды лежит проектный подход, цель реализации которого заключается в получении конечного продукта. В рамках предложенного подхода, главным объектом проектной деятельности, является операционная задача, и завершение проекта возможно только после итерационного выполнения набора жизненных циклов всех задач. Сети Петри рассматриваются не только как средство спецификации, но и в качестве инструмента имитационного моделирования, которое реализовано за счет применения программного инструментария CPN Tools. С помощью проведения численных экспериментов на базе данного программного обеспечения удалось получить различные количественные оценки параметров и свойств разрабатываемых аппаратных и программно-технологических решений.

Ключевые слова: производство программного продукта, проектная деятельность, функциональная модель, сети Петри, имитационное моделирование.

В настоящее время весомый вклад в динамичное развитие индустрии разработки программного обеспечения вносят малые и средние ИТ-компании, успешная деятельность которых существенным образом зависит от организации информационной и инструментально-технологической поддержки проектной деятельности команд специалистов. Особый интерес представляет организация работы при выполнении проекта по производству программного продукта территориально разобщенными коллективами. В связи с этим актуальной задачей является создание специализированной сервис-ориентированной информационной среды в Интернет/Интранет, ориентированной на информационно-технологическую и организационную поддержку проектной деятельности таких виртуальных команд. Автором разработана и реализована функциональная модель такой сервис-ориентированной информационной среды в виде программно-информационного комплекса (далее именуемой виртуальная технологическая площадка – ВТП) [1, 2].

При разработке и анализе проектных решений ВТП с учетом перспективы оценки вариантов её масштабирования для спецификации отдельных сервисов и всей функциональной модели ВТП обычно используется аппарат высокоуровневых сетей Петри, в частности временных раскрашенных сетей Петри [3, 4, 6].

Временной раскрашенной сетью Петри [6] называется набор *TCPN = (CPN, Time)*, где *CPN* = (Σ, *P*, *T*, *A*, *N*, *C*, *G*, *E*, *I*) – раскрашенная сеть Петри, а $\mathrm{Time}: T \to \mathrm{Interv}(N_+)$ – функция временных интервалов. Здесь $\mathrm{Interv}(N_+) = \left\{ [t_1, t_2], [t_3, \infty) \mid t_1, t_2, t_3 \in N_+, t_1 < t_2 \right\}$.

Границы временного интервала трактуются как раннее и позднее время срабатывания перехода раскрашенной сети Петри. Для структурирования модели, наглядности ее визуального представления и анализа используется функция иерархии в раскрашенных сетях Петри, которая позволяет некоторый переход (называемый переходом-заменителем) в сети заменять подсетью. Она позволяет более полно детализировать данный переход, не усложняя при этом саму сеть. Отдельные неиерархические подсети называются страницами. Формальное определение иерархической раскрашенной сети Петри здесь не приводится, однако отметим, что в [5] доказано: для каждой иерархической сети Петри существует соответствующая ей неиерархическая сеть, которая имеет тот же набор маркировок, шагов и последовательностей событий, т.е. обе сети имеют эквивалентное поведение.

Далее в тексте используется терминология аппарата сетей Петри, принятая в монографии K. Jensen [3, 0].

Построение сетей Петри в графическом представлении (в виде графов) и реализация компьютерного (имитационного) моделирования обеспечивается за счет наличия программного инструментария CPN Tools [7]. Применение данного программного обеспечения предоставляет возможность для получения различных количественных оценок параметров и свойств разрабатываемых аппаратных и программно-технологических решений. Имитационное моделирование на основе аппарата сетей Петри позволило получить различные оценки параметров масштабируемости аппаратного и программно-информационного окружения ВТП.

Функциональная модель предложенной виртуальной технологической площадки в предложенной версии регламентирует и информационно поддерживает процессы поэтапного итерационного выполнения набора взаимосвязанных и контролируемых задач проекта разработки ПО. Она предусматривает сервисы по поддержке управления организационно-информационной деятельностью в проекте, хранения электронных документов и файлов программного кода, а также управления их версионностью. В рамках предложенной функциональной модели инструментальная поддержка разработки программного кода и последующего его тестирования осуществляется членами виртуальной проектной команды на их локальных рабочих станциях. Итоговой целью завершения проектной деятельности является получение конечного программного продукта из категории нематериальных активов [1]: программный продукт в виде версии инсталляционного пакета, содержащего дистрибутив файлов программных модулей с комплексом проектной и эксплуатационно-технической документации.

На содержательном уровне общая схема функциональной модели ВТП представлена на рис. 1.

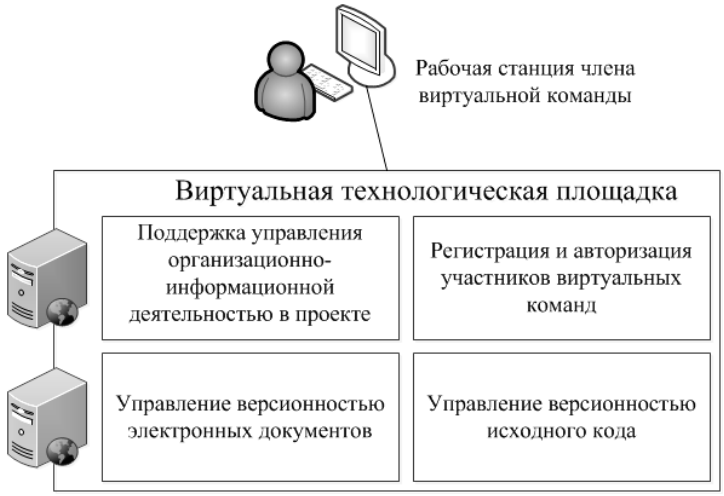


Рис. 1. Функциональная модель ВТП

Остановимся кратко на содержательной спецификации базовых функциональных сервисов предложенной функциональной модели, регламентирующих политику виртуальных команд, направленную на производство программных продуктов:

1. Сервис «Поддержка управления организационно-информационной деятельностью в проекте» основывается на использовании термина «задача», означающего технологическую операцию/работу в ходе выполнения программного проекта в ВТП. Сервис реализует поддержку следующих основных функций:

- комплектование списка задач, содержащих информацию о сроках их выполнения с указанием роли ответственных за разрешение членов проектной команды (каждая задача может быть одного из двух типов: «документ» или codefix, т.е. ошибка программного кода);
- отслеживание процесса разрешения зарегистрированных задач и выполнения пожеланий пользователей;
- формирование информации о ходе выполнения как всего проекта в целом, так и его стадий в частности.

2. Сервисы «Управление версионностью электронных документов» / «Управление версионностью исходного кода» реализуют в составе ВТП функции создания и сопровождения баз дан-

ных объектов проектной деятельности двух типов соответственно: «документ» и «файл программного кода». Функциональные возможности каждого из сервисов позволяют хранить несколько версий текстового файла соответствующего типа, возвращаться к более ранним версиям, производить их автоматическое слияние и построчное сравнение и т.д.

Рассмотрим спецификацию предложенной выше модели функционирования ВТП с учетом отображения механизмов функционирования ее базовых сервисов в виде иерархических раскрашенных временных сетей Петри. Предложенный вариант реализации в среде CPN Tools представлен на рис. 2.

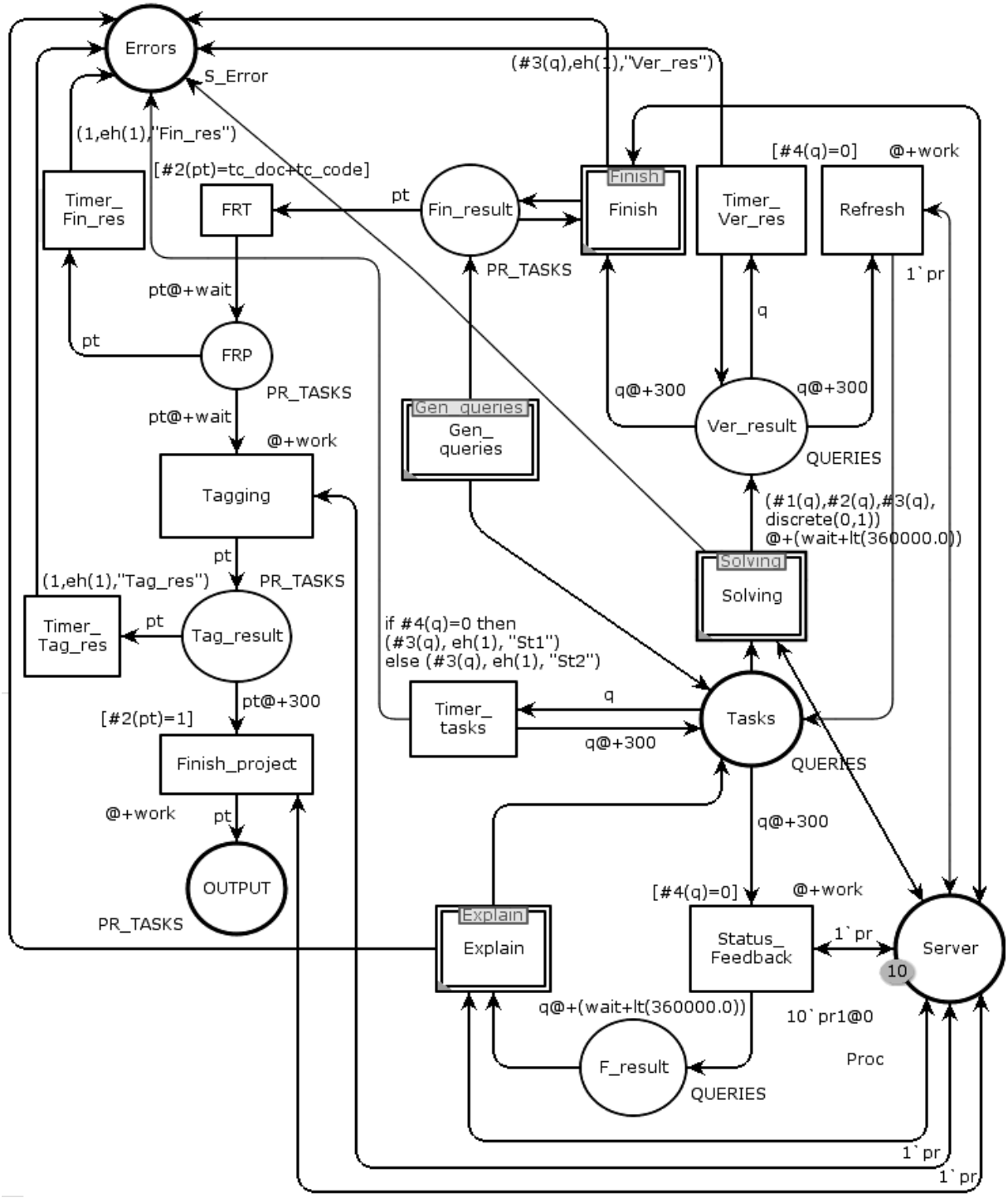


Рис. 2. Обобщенная модель ВТП в виде сети Петри

Простые переходы сети реализуют функции сервиса ВТП «Поддержка управления организационно-информационной деятельностью в проекте». В зависимости от типа задачи программного проекта следующие подсети реализуют функционирование остальных сервисов ВТП:

• подсети Solving и Finish являются спецификацией сервиса «Управление версионностью электронных документов» для задач типа «документ»;

• подсеть Solving является спецификацией сервиса «Управление версионностью исходного кода» для задач типа codefix.

Автором разработан полный набор спецификаций функционирования сервисов ВТП в виде подсетей, который в силу ограничений объема не приводится в статье.

Приведем описание построенной сети (цвета, позиции, переходы и т.д.).

Допустимые цвета фишек определены следующим образом:

QUERIES = (Pid, Tid, Ttype, Tlogic), где:

- Pid – натуральное число (идентификационный номер проекта);
- Tid – натуральное число (идентификационный номер задачи);
- Ttype = 1 или 2 (тип задачи: 1 – «документ», 2 – codefix);
- Tlogic – логического типа с набором значений {0, 1}.

PR_TASKS = (Pid, Tcount), где:

- Pid – натуральное число (идентификационный номер проекта);
- Tcount – целое неотрицательное число (количество завершенных задач для выпуска релиза проекта).

S_Error = (Tid, Error), где:

- Tid – натуральное число (идентификационный номер задачи);
- Error – строкового типа (для обозначения ошибки обработки запроса сервером).

Proc = pr1 | pr2, где:

- pr1, pr2 – строкового типа (идентификатор сервера).

Позиции построенной сети Петри. Tasks – позиция, фишки которой характеризуются цветом (Pid, Tid, Ttype, Tlogic). Значение логического флага Tlogic определяет либо необходимость дальнейшего уточнения (составной переход **Explain**) созданной задачи, либо возможность перехода к стадии ее разрешения ответственным участником проектного коллектива, т.е. в случае, когда Tlogic = 0, фишка отождествляется странице в браузере с формой редактирования задачи с измененным статусом «Обратная связь» на локальной рабочей станции ответственного за ее разрешение. Наличие фишки с Tlogic = 1 соответствует готовности участника проектного коллектива ее разрешить (возбужденность составного перехода **Solving**).

F_result – наличие фишки в этой позиции свидетельствует об успешном изменении статуса задачи на значение «Обратная связь». Цвет фишек позиции определяется как (Pid, Tid, Ttype, Tlogic). Наличие фишки определяет начало процесса уточнения задачи ее «создателем» (возбужденность составного перехода **Explain**).

Ver_result – позиция, каждая фишка которой определяет готовность задачи для перевода в статус «Завершена». Цвет фишек позиции определяется как (Pid, Tid, Ttype, Tlogic). Значение флага Tlogic задает тот факт, что задача может быть завершена или ее следует доработать (1 или 0 соответственно). Если Tlogic = 0, то фишка соответствует странице в браузере с формой редактирования задачи, которая включает комментарий и измененный статус «Открыта заново», на локальной рабочей станции «создателя» задачи, т.е. запрос на сохранение этой страницы в системе находится в очереди для обработки сервером (возбужденность составного перехода **Refresh**).

Fin_result – позиция, фишки которой определяют возможность выпуска релиза проекта. Фишки характеризуются цветом (Pid, Tcount). Если значение поля Tcount, соответствующее количеству завершенных задач для проекта с номером Pid, равно заданной константе, тогда возможен запуск переходов **FRT** и **Tagging**.

FRP – вспомогательная позиция, которая, в силу специфики программной инструментальной среды CPN Tools, используется только для хранения фишки из предыдущей позиции **Fin_result** с добавленным значением временной задержкой для корректной обработки запроса сервером (переход **Tagging**).

Tag_result – позиция, наличие фишки в которой свидетельствует о появлении запроса к системе, соответствующего отправке формы на локальной рабочей станции менеджера проекта для его завершения. Цвет фишек позиции определяется как (Pid,Tcount).

Output – каждая фишка этой позиции определяет результат работы ВТП в случае завершения одного проекта. Фишки позиции имеют цвет (Pid, Tcount).

Server – позиция моделирует разделяемые ресурсы, в данном случае доступные процессы аппаратных ресурсов (серверов). При начальной маркировке в этой позиции фишки с нулевой временной задержкой определяются цветом Proc = pr1 | pr2. Общее количество фишек с фиксированным идентификатором сервера (pr1 или pr2) соответствует количеству процессов, доступных к выполнению на соответствующем сервере. Наличие фишек в позиции свидетельствует о возможности процесса на указанном сервере обработать очередной пользовательский запрос в системе: отправка формы создания, редактирования, разрешения, завершения задачи; извлечение, обновление рабочей копии проекта и т.д. Длительность обработки каждого запроса определяется значением временной задержки на переходе, представляющим операцию в системе.

Переходы и правила их срабатывания в построенной сети Петри

1. Переходы сети, в результате последовательного выполнения которых для каждой фиксированной фишки происходит ее перемещение из позиции **Tasks** в **Fin_result**, соответствующее завершению жизненного цикла задачи с идентификатором Tid, созданной для проекта с заданным номером Pid, интерпретируются следующим образом:

- **Status_Feedback** – переход анализирует фишки из позиции **Tasks**, и если значение флага Tlogic = 0, то переход выполняет обработку формы редактирования задачи с измененным статусом «Обратная связь». Запуск перехода перемещает фишку из позиции **Tasks** в **F_result**.
- **Explain** – составной переход, моделирующий процесс уточнения задачи со статусом «Обратная связь» пользователем, ее создавшим. В результате срабатывания фишка с цветом (Pid, Tid, Ttype, Tlogic = 0) перемещается из позиции **F_result** в **Tasks**. При этом генерируется новое значение флага Tlogic = 1, которое определяет возбужденность перехода **Solving** (задача больше не требует уточнения).
- **Solving** – составной переход, моделирующий сценарий разрешения задачи ответственным участником проектного коллектива. В результате срабатывания перемещает фишку из позиции **Tasks** в **S_result**.
- **Refresh** – переход, отвечающий за обработку формы редактирования задачи, включающей комментарий и измененный статус «Открыта заново». Его запуск доступен в случае Tlogic = 0 для фишки в **Ver_result** (задача требует доработки) и создает фишку в позиции **Tasks** с новым значением поля Tlogic, равным 0 или 1 с вероятностью 0,5 (задача требует уточнения или готова к разрешению соответственно).
- **Finish** – составной переход, моделирующий сценарий завершения разрешенной задачи. Доступен для запуска, только если Tlogic = 1 фишки в **Ver_result**. При каждом срабатывании переход удаляет фишку из **Ver_result** и инкрементно на 1 увеличивает значение Tcount для фишки (Pid, Tcount) в позиции **Fin_result**. Таким образом, моделируется итерационное выполнение набора жизненных циклов всех задач для выпуска релиза проекта с номером Pid.

2. Переходы, последовательное выполнение которых для каждой фиксированной фишки соответствует завершению проекта с идентификатором Pid, интерпретируются следующим образом:

- **FRT** – вспомогательный переход, в силу специфики интерпретации времени в CPN Tools используемый только для задания временной задержки фишки из предыдущей позиции **Fin_result**. Переход является возбужденным только в том случае, если проект с номером Pid для фишки (Pid, Tcount) позиции **Fin_result** имеет достаточное количество завершенных задач Tcount. Его запуск перемещает фишку из **Fin_result** в позицию **FRT**. Вместе с позицией **FRP** переход **FRT** обеспечивает корректную обработку запроса сервером (переход **Tagging**) и срабатывание перехода-таймера **Timer_Fin_res** по истечении времени ожидания.
- **Tagging** – переход, моделирующий выпуск релиза проекта. При его срабатывании происходит перемещение фишки со значением (Pid, Tcount) из позиции в **FRP** в позицию **Tag_result**.
- **Finish_project** – срабатывание перехода перемещает фишку из позиции **Tag_result** в **Output**. Соответствует выполнению запроса по отправке в браузере формы завершения проекта на локальной рабочей станции менеджера проекта.

3. Переходы-таймеры (**Timer_create, Timer_tasks, Timer_Ver_res, Timer_Fin_res и Timer_Tag_res)** введены в модель сети Петри в целях реализации механизма отказа сервера (удаления фишек из позиций). Эти переходы срабатывают в том случае, если запросы к сервисам ВТП (отправка различных форм через клиент-браузер или операций с версионным хранилищем), моделируемые фишками во входных позициях, не обрабатываются сервером системы (позиция **Server**) в течение продолжительного времени. Функция выражений для выходных дуг по отношению к пере-

ходам-таймерам равна (Tid, Error), где Error имеет соответствующее запросу значение отрицательного ответа. Все переходы-таймеры имеют временную задержку до запуска, равную изначально заданному времени ожидания для обработки запроса сервером, а системные переходы игнорируют эту задержку, т.е. являются возбужденными в момент наступления соответствующего значения модельного времени. Такое поведение сети достигается выражением функции времени @+(wait+work) на входной дуге любой позиции, связанной с переходом-таймером, и выражением @+wait на ее выходной к системному переходу дуге (игнорирование значения временного штампа, равного wait). Таким образом, если фишка в какой-либо позиции не успевает быть обработанной системным переходом, пока модельное время равно любому значению из интервала [timestamp_фишки–wait; timestamp_фишки], тогда она удаляется из нее срабатыванием перехода-таймера. В этом случае пользователь получает информационное сообщение об отказе обработки запроса сервером в связи с окончанием (истечением) времени ожидания, равного wait. При этом переход-таймер вернет фишку в позицию с новым временем ожидания для обработки сервером (выражение q@+wait на его выходной дуге), т.е. попытка отправить запрос на исполнение системным переходом будет возникать до тех пор, пока не произойдет его запуск.

Генерация начального состояния для обобщенной сети Петри осуществляется переходом **Gen_queries**, выполнение которого создает поток запросов к системе для обработки сервером (позиция **Server**). Этот переход является подсетью для сети обобщенной модели ВТП, и соответствующая ему подсеть представлена на рис. 3.

В качестве начальных данных для подсети **Gen_queries** при реализации в CPN Tools задаются значения трех параметров: prc – количество проектов; tc_doc – количество задач типа «документ»; tc_code – количество задач типа codefix. Следовательно, общее количество задач в системе равно prc*(tc_doc+tc_code). Начальная маркировка сети содержит:

- 1`1 в позиции **Pr_count**, 1`0 в **Tasks_Ids**.
- 1`(0,0)++1`(0,1)++1`(0,2)++1`(0,3) в позиции **Intensity**. Первая компонента цвета каждой фишки соответствует количеству запросов в конкретный час завершения проекта в ВТП, определяемый значением второй компоненты (нулевой, первый и … час).
- Пустые мультимножества в остальных позициях.

Сначала генерируется количество задач обоих типов для каждого проекта с номером pid ∈ [1, prc].

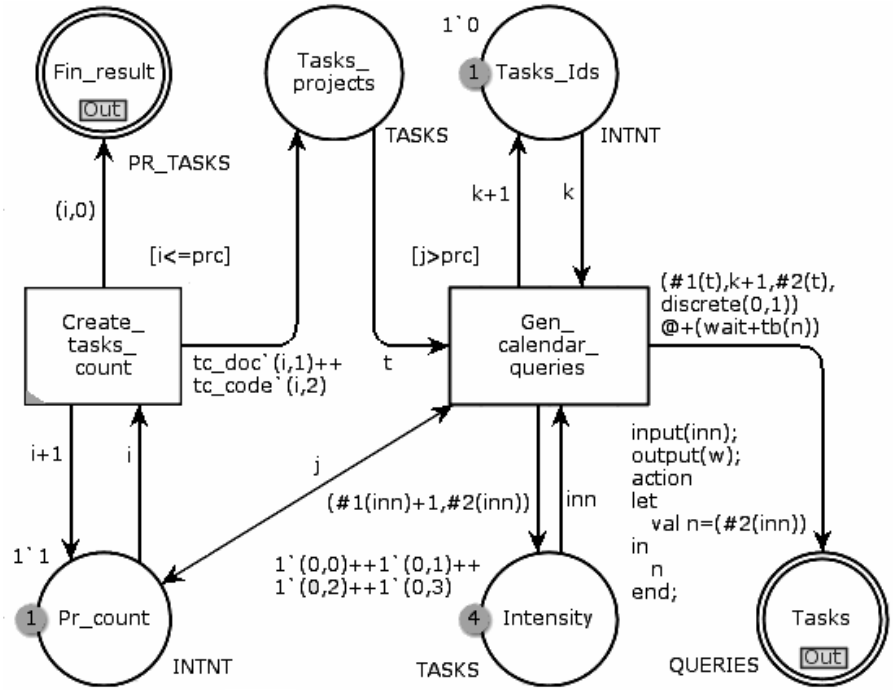


Рис. 3. Сеть Петри для генерации начального состояния модели

При каждом запуске перехода **Create_tasks_count**:

- Функция дуги в позицию **Fin_result** создает в этой позиции фишку (Pid,0) (нуль завершенных задач проекта с фиксированным номером Pid).

• Функция дуги в позиции **Pr_count** инкрементно на 1 увеличивает Pid проекта пока i<prc (выражение i+1). При этом в **Tasks_projects** создается tc_doc фишек цвета (Pid,1) и tc_code фишек (Pid,2).

Функция охраны перехода **Create_tasks_count** ограничивает поток запросов по количеству проектов (prc), а значения tc_doc и tc_code задают количество задач типа «документ» и codefix соответственно. Это дает возможность проводить численные эксперименты на ограниченном количестве запросов.

Каждая фишка из **Tasks_projects** трансформируется в запрос пользователя на разрешение созданной в ВТП задачи и характеризуется номером проекта, номером задачи, ее типом и логическим флагом, определяющим дальнейший сценарий выполнения запроса. При этом значение временной задержки, определяемое значением выражения @+(wait+tb(n)) на дуге перехода **Gen_calendar_queries** в позицию **Tasks**, позволяет регулировать интенсивность поступления запросов к аппаратным ресурсам системы. Функция tb(n) принимает значения в соответствии с нормальным законом распределения, для которого математическое ожидание равно n-му часу поступления запроса, а дисперсия исчисляется в минутах. При этом значение аргумента n определяется значением второй компоненты случайно выбранной фишки из позиции **Intensity**. Возвращение фишки в позицию **Intensity** происходит с инкрементным увеличением значения первой компоненты. После prc*(tc_doc+tc_code) запусков перехода **Gen_calendar_queries** это значение определяет общее количество запросов в конкретный час функционирования ВТП (значение второй компоненты).

В результате работы сети **Gen_queries** моделируется поток пользовательских запросов, представляющий начальное состояние сети Петри функциональной модели ВТП, т.е. в позиции **Tasks** генерируется prc*(tc_doc+tc_code) запросов с равномерным распределением временной задержки по количеству фишек в **Intensity**, причем каждое значение полученной случайной величины имеет нормальное распределение с математическим ожиданием, равным n-му часу поступления запроса в ВТП.

Имитационное моделирование обобщенной модели ВТП. Процесс имитационного моделирования на основе сетей Петри обеспечивается за счет наличия программного инструментария CPN Tools, применение которого дает возможность не только для описания статической топологии предложенной спецификации, но и для получения различных количественных оценок параметров и свойств разрабатываемых аппаратных и программно-технологических решений.

Входными параметрами для проведения численных экспериментов на построенной сети Петри, как это уже частично обозначено выше при описании процесса формирования начального состояния, являются:

• prc – количество проектов в ВТП;

• tc_doc – количество задач типа «документ» для любого проекта с номером pid є [1,prc];

• tc_code – количество задач типа codefix с номером pid є [1,prc];

• work – среднее время обработки любого системного перехода, соответствующего запросу пользователя к функциям сервисов ВТП;

• wait – время ожидания обработки запроса сервером;

• *k* и *n* – задают количество одновременно доступных процессов для каждого из серверов с номерами pr1 и pr2 соответственно;

• hours – количество часов поступления запросов в ВТП.

В качестве демонстрационного примера оценки масштабируемости программно-информационного комплекса ВТП при реализации (на базе) предложенной функциональной модели приведем результаты проведения численных экспериментов на компьютерной модели сети Петри с различными наборами входных параметров. В предлагаемых численных экспериментах анализируется вариант реализации программно-информационного комплекса ВТП, инсталлированного на одном сервере (фишки цвета pr1 в позиции Server) с различными показателями производительности, которая определяется средним значением времени обработки каждого запроса в ВТП (параметр work в модели). Объемом памяти, выделяемой на аппаратном ресурсе при функционировании ВТП, задается максимальное количество одновременно доступных процессов на Web-сервере для обработки пользовательских запросов в системе (количество *k* фишек в позиции Server). Начальная интенсивность поступления запросов к проблемно-ориентированным сервисам ВТП задается следующим алгоритмом (срабатывание составного перехода **Gen_queries**): все prc*(tc_doc+tc_code) запросов имеют равномерное распределение временной задержки по количеству hours (количество фишек в позиции

Intensity). Предполагается, что каждое значение полученной случайной величины имеет нормальное распределение с математическим ожиданием μ, равным *i*-му часу поступления запроса в ВТП ($i \in [0, hours–1]$) и дисперсией σ^2, равной 400 с (т.е. величина отклонения запросов по времени равна минуте – 3σ). Количество ошибок обработки запросов серверами будет увеличиваться до тех пор, пока не будут решены все (tc_doc+tc_code) задач для каждого проекта.

В качестве показателей качества модельных вариантов решений рассматриваются количество успешных ответов сервера и уровень ошибок при заданной интенсивности поступления запросов. Результаты проведения численных экспериментов с различным набором входных данных представлены в таблице. Выбор количественных параметров имитационного моделирования осуществляется на основе анализа журнальных файлов разработанных серверов и самых распространенных информационных ресурсов в сети Интернет: среднее значение времени обработки запроса wait, количество одновременно доступных процессов на сервере *k*. Также время ожидания ответа обработки пользовательского запроса к системе (параметр wait в модели) не должно превышать 30 с.

Данные проведения численных экспериментов в среде CPN Tools

prc	tc_doc	tc_code	work, c	wait, c	k	n	hours	Ошибки
10	100	100	0,8–1,0	30	10	0	4	850–1127
10	100	100	0,8–1.0	30	15	0	4	9–34
10	100	100	0,5–0,8	30	10	0	4	42–101
10	100	100	0,5–0,8	30	15	0	4	0
10	150	50	0,8–1,0	30	10	0	4	293–503
10	50	150	0,8–1,0	30	10	0	4	1312–1823
10	500	200	0,8–1,0	30	10	0	4	63009–63693
10	500	200	0,8–1,0	30	25	0	4	9659–10290
10	500	200	0,8–1,0	30	40	0	4	466–708
10	500	200	0,5–0,8	30	10	0	4	35494–38355
10	500	200	0,5–0,8	30	25	0	4	2304–2797
10	500	200	0,5–0,8	30	40	0	4	0

Из данных, приведенных в таблице, можно сделать вывод, что количество процессов, одновременно доступных на сервере (параметр *k*), является определяющим параметром для минимизации количества ошибок обработки запросов. Уменьшение времени обработки запроса (параметр work) не приводит к подобному значительному сокращению потока аппаратных ошибок.

Таким образом, для компьютерной модели сети Петри был проведен ряд имитационных экспериментов с целью анализа и оценки вариантов масштабируемости нагрузки, состава серверов и структуры программно-технического комплекса в зависимости от характеристик аппаратных ресурсов (время обработки запросов и количество процессов на серверах) и количественных параметров модели (количество проектов и задач). Результаты численных экспериментов на модели позволяют рекомендовать ее в качестве рабочего инструмента решения задачи масштабируемости ВТП и адаптации ее архитектуры к числу поддерживаемых проектов и размеров совокупности команд исполнителей виртуального предприятия.

Литература

1. Бухтияров И.В. Сервис-ориентированная среда для организации виртуального предприятия по производству программных продуктов / И.В. Бухтияров, Ю.М. Зыбарев // Программная инженерия. – 2014. – № 10. – С. 11–18.

2. Кратов С.В. Технологическая площадка разработки ПО в СО РАН / С.В. Кратов, И.В. Бухтияров // Матер. VII Азиатской междунар. школы-семинара «Проблемы оптимизации сложных систем»: Труды ИВМ и МГ СО РАН. Сер. Информатика. – 2011. – Вып. 10. – С. 68–73.

3. Peterson J.L. Petri Net Theory and the Modelling of Systems. – Englewood Cliffs: Prentice-Hall, 1981. – 291 p.

4. Цветные сети Петри в моделировании социально-экономических систем / Ю.П. Ехлаков, В.Ф. Тарасенко, О.И. Жуковский, П.В. Сенченко, Ю.Б. Гриценко // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 3 (29). – С. 83–92.

5. Jensen K. Coloured Petri Nets: A High Level Language for System Design and Analysis // Advances in Petri nets 1990. – Springer Berlin Heidelberg, 1991. – P. 342–416.

6. Jensen K. Coloured Petri Nets. Basic Concepts, Analysis Methods and Practical Use [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://books.google.ru/books/about /Coloured_Petri_nets.html?id =6ck3wqmIchYC, свободный (дата обращения: 27.10.2014).

7. CPN Tools Homepage – CPN Tools is a tool for editing, simulating, and analyzing Colored Petri nets [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://cpntools.org/, свободный (дата обращения: 27.10.2014).

Бухтияров Иван Валерьевич
Мл. науч. сотрудник Института вычислительной математики и математической геофизики СО РАН, г. Новосибирск
Тел.: 8-913-710-49-61
Эл. почта: bukhtiyarov_i@mail.ru

Bukhtiyarov I.V.

Petri nets specification of service-oriented environment for the software production

The article is devoted to the problems of specification of a functional model of service-oriented informational environment in the Internet / Intranet in terms of Petri nets. This environment is created for the organization of software production by virtual teams of experts. Using the functional capabilities of the environment services is based on the project approach. The purpose of implementation of such an approach is to develop software products. The main object of the project activity is operational task. Project can be completed only after iterative executing of a set of lifecycles for all tasks. Petri nets are considered not only as a tool of specification, but also as a tool for simulation which is implemented by applying software called CPN Tools. Conducting numerical experiments based on using this software enables to get a variety of quantitative estimation of parameters and properties of the developed hardware and software technological solutions.

Keywords: software production, project activity, functional model, Petri nets, simulation.

УДК 004.932

М.Ю. Катаев, А.П. Коробко

Построение скелетной модели фигуры человека по потоку изображений

Рассмотрены основные этапы алгоритма построения скелетной модели фигуры человека, восстанавливаемой из потока изображений. Рассмотрены существующие системы анализа движений на основе скелетных моделей. Определены дальнейшие этапы развития системы, необходимые для расширения функциональности и переходу к анализу движения человека. Области применения скелетной модели фигуры человека связаны с медициной, спортом, анимационным искусством, контролем.

Ключевые слова: изображение, алгоритм, скелетная модель, фигура человека.

Применение видеоинформации, где главным действующим лицом является человек в спорте, контроле, управлении и в медицине, стало обыденным делом. Однако более эта информация используется лишь для целей визуального наблюдения и анализа. Одним из важнейших элементов эффективной жизни человека является двигательная активность, которая включает движение руками, головой, туловищем, ходьбу и др. Изучение двигательного режима человека в норме и различных патологиях для различных профессиональных, возрастных и гендерных групп уже давно привлекает внимание ученых и медиков многих стран. Интерес к изучению и решению этой проблемы однозначно обусловлен непосредственной связью двигательной активности и здоровья человека. Поэтому разработка системы контроля двигательной активности является важной и актуальной [1–3].

При построении систем анализа движений существует множество подходов (контактных и бесконтактных, маркерных и безмаркерных и др.), а также программных решений, в основе большинства которых лежит изучение перемещения во время записи движения некоторых точек, которые расположены на фигуре человека [4–7]. Большинство рассмотренных подходов имеются недостатки: 1) эксперименты являются чаще всего лабораторными и мало распространенными (сложная и дорогостоящая видеотехника, требуются специально обученные специалисты); 2) для проведения экспериментов необходимы определенные технические и пространственные условия (просторное и затемненное помещение, специальная отделка пола и стен и др.); 3) испытуемый должен на своем теле расположить специальные маркеры (датчики, которые могут быть проводными или беспроводными), что заставляет двигаться человека лишь на заданном расстоянии от измерителя; 4) все части тела должны обязательно перемещаться.

Эти недостатки не являются критическими, но существенно ограничивают распространенность этих методик среди исследователей и на практике. Существенным недостатком таких исследований, проводимых в разных научных и практических центрах (медицинские клиники, спортивные учреждения, контролирующие органы и др.), является применение большого числа методик, в том числе с использованием нестандартных технических средств, что лишает исследователей возможности сравнивать результаты, получать обобщенное видение изучаемого явления. Применение новых технических и информационных подходов позволит поднять на качественно более высокий уровень диагностические возможности методов исследования движения человека и использовать полученную информацию в качестве объективной оценки состояния человека наравне с существующими методами, дополняя их новыми возможностями.

Поэтому разработка простой, недорогой и информативной системы оценки и анализа параметров ходьбы человека является насущной и актуальной задачей. Решение этой задач целиком определяется надежностью и качеством выделения фигуры человека на изображении (безмаркерный подход). Нами этот подход используется для анализа двигательной активности через определение центра масс [8–10]. Этот подход позволяет получить достаточное количество информации о движении, но весьма затрудняет сравнительный анализ движения человека в целом. Развитие данного направления возможно при получении скелетной модели фигуры человека, что позволит более точно оценивать не только движение в целом, но и отдельные элементы и фазы движения.

В статье рассматриваются методическая основа и программно-аппаратный комплекс, позволяющий оценивать скелетную модель фигуры человека по потоку изображений.

Существующие пути решения задачи. Выделение фигуры человека на изображении предполагает решение задачи сегментации или отделения от фона (часть изображения, не включающую фигуру человека) как отдельной области. Решение этой задачи сложно ввиду наличия возможно сложной сцены, когда в область фона попадают другие объекты, тени, резкие перепады освещения и др. Существует много методов, позволяющих построить эффективные алгоритмы выделения фигуры человека на изображении [11–12]. Далее необходимо на основе выделенной фигуры человека построить скелетную модель (рис. 1), которая бы четко определяла основные элементы фигуры человека (положение головы, ноги, руки, туловища). Параметры этой скелетной модели должны лечь в основу нового подхода оценки двигательной активности человека.

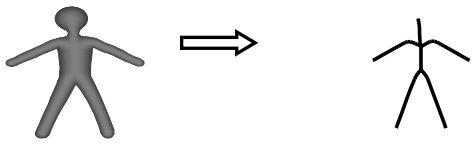


Рис. 1. Переход от фигуры человека, выделенной на изображении, к скелетной модели

Известно много моделей фигуры человека [13–17]: биомеханическая, кинематическая, формы и др. Все эти модели являются моделями с большим количеством параметров. Применение таких моделей сложно на практике ввиду наличия наряду с числом параметров и большого числа ограничений на них, что приводит к высокой вычислительной сложности задач. Заметим, что за счет сложности модели удается достичь высокой реалистичности. Для практики необходимы простые, быстрые, с необходимой точностью модели, адекватно представляющие собой объект исследования. К таким моделям можно отнести скелетные модели фигуры человека.

Предлагаемый подход. Нами предлагается такой относительно простой подход, который связан с решением следующего ряда задач:

1) фильтрация изображения от шума (применяется медианный и гауссовский фильтры), применение алгоритма «Карта градиента» для выравнивания освещенности каждого изображения [http://matlab.exponenta.ru/imageprocess/] и приведения их к одинаковым условиям;

2) вычитание изображений и бинаризация полученного изображения с последующим удалением артефактных (возникающих после разности двух изображений) изображений малых размеров по отношению к фигуре человека;

3) выделение области расположения фигуры человека на изображении и построение скелетной модели.

Алгоритм построения скелетной модели представляет собой два этапа. На первом этапе происходит выделение области фигуры человека в виде прямоугольника. Вершины прямоугольника определяются по максимальным и минимальным элементам фигуры человека для каждой из сторон. Далее происходит блочное деление прямоугольника на области головы, туловища и ног человека в соответствии с пропорциями фигуры человека [18]. На втором этапе ищется центр тяжести блока, принадлежащего области головы. После этого находятся средние точки соприкосновения фигуры человека среднего блока со средними точками фигуры, касающейся нижней грани верхнего блока и верхней грани нижнего блока. Точки нижнего блока, характеризующие положение ног, находятся по алгоритму, приведенному ниже (см. шаг. 5). Эти точки определяют характерные точки, связанные с фигурой человека. Определение координат характерных точек и связывание их в единый массив и определяет скелетную модель фигуры человека.

Программная реализация. Структура программы разбита на подсистемы, которые связаны с определенными функциями:

1. Подсистема ввода изображений – обеспечивает запись и дальнейшее сохранение изображений в динамическом и статическом формате (разбиение видео на последовательность отдельных кадров в структуре $\{RGB\}$).

2. Подсистема предварительной обработки – обеспечивает перевод последовательности статических изображений во внутренний формат обработки и дальнейшую фильтрацию шумов, цветовую коррекцию и др.

3. Подсистема обработки – предназначена для обнаружения и поиска объектов (человека) на изображении и нахождение скелетной модели.

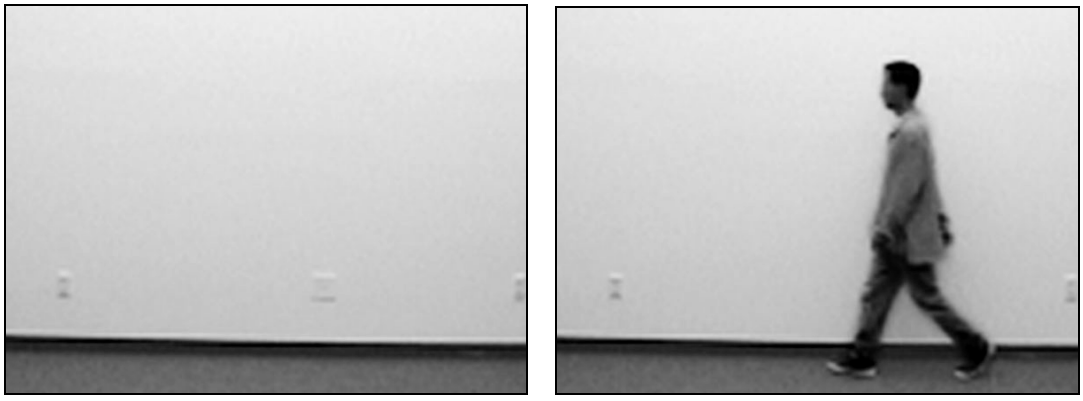
4. Подсистема вывода – обеспечивает вывод результатов работы программы на экран и сохранение на жесткий диск.

Представим алгоритм определения скелетной модели фигуры человека.

Шаг 1. Производим операции предварительной обработки для каждого изображения: удаление шумов, выравнивание освещенности и другие процедуры.

Шаг 2. На вход для обработки поступает два изображения (рис. 2, *а*, *б*)). На рис. 2, *а* представлено изображение без человека, определяющее фон, а на изображении рис. 2, *б* показан человек. Положение человека на изображении меняется в зависимости от времени съемки и удаленности человека от камеры. Фигуру человека можно выделить, определяя изменение цветов пикселей последующих изображений относительно цветов пикселей фона (см. рис. 2, *а*). Далее находятся разностные изображения первого и последующих кадров.

Шаг 3. Определяем области из пятен, которые образуются на разностном изображении. Пятна возникают вследствие того, что при движении человека фон может меняться, появляются тени, изменяется освещение тех или иных участков сцены и др. Разностное изображение содержит как пятна помехи, так и пятна (или набор пятен), соответствующие фигуре человека. Соответственно пятна, принадлежащие фигуре человека, надо объединить, а все остальные удалить. Предварительно изображение очищается от пятен малых размеров обычным режекторным фильтром [11]. Далее большие пятна, принадлежащие фигуре человека, объединяем через нахождение точек соприкосновения, а малые удаляем на той же основе. В итоге получается изображение, которое показано на рис. 3, *а*. После бинаризации в итоге получаем изображение, показанное на рис. 3, *б*.



а *б*

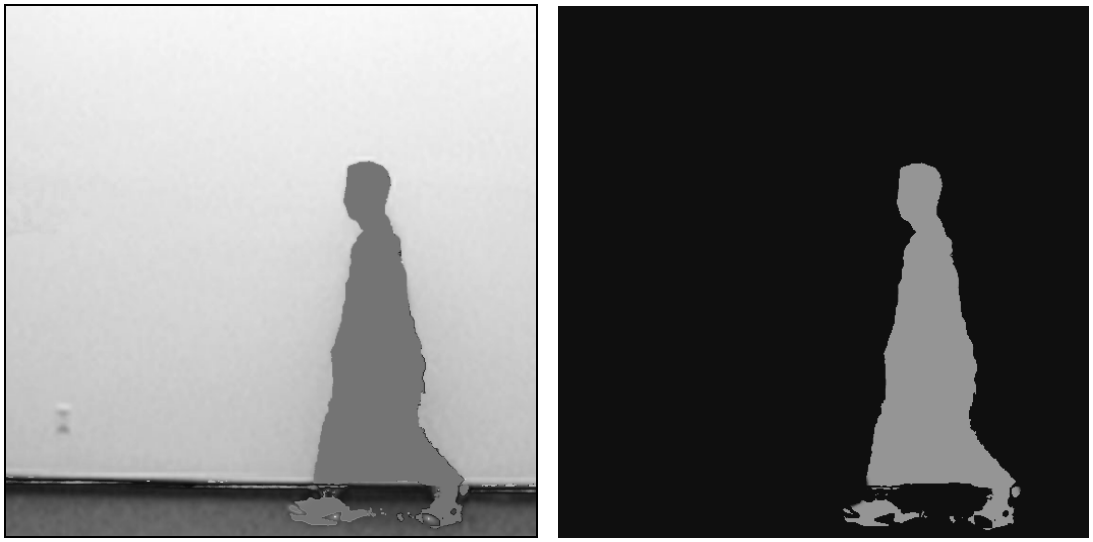
Рис. 2. Изображение сцены без человека (*а*) и с фигурой человека (*б*)

Шаг 4. Определение фигуры человека. Для этих целей находим для всех сторон фигуры максимальные и минимальные точки в соответствии с пропорциями человека [18], на основе которых строим прямоугольники, которые показаны на рис. 4, *а*.

Шаг 5. Построение скелетной модели. Для области головы находим центр прямоугольника. На рис. 4, *б* показаны линии, проходящие через центр тяжести верхнего прямоугольника (расположение головы человека), средней точки отрезка прямоугольника, соответствующего области туловища (крайние точки отрезка не связаны с туловищем), и средней точки отрезка прямоугольника, соответствующего области ног человека. Для построения скелетной модели ног выберем боковые контуры фигуры нижнего прямоугольника. Известно [18], что толщина обеих ног примерно составляет размер туловища и что колени делят пополам высоту ног. Соответственно, отступая от найденных контуров линий на четверть фигуры к центру прямоугольника, получаем положение скелетной модели ног человека. В результате после соединения всех найденных точек прямыми линиями имеем скелетную модель фигуры человека (см. рис. 4, *б*).

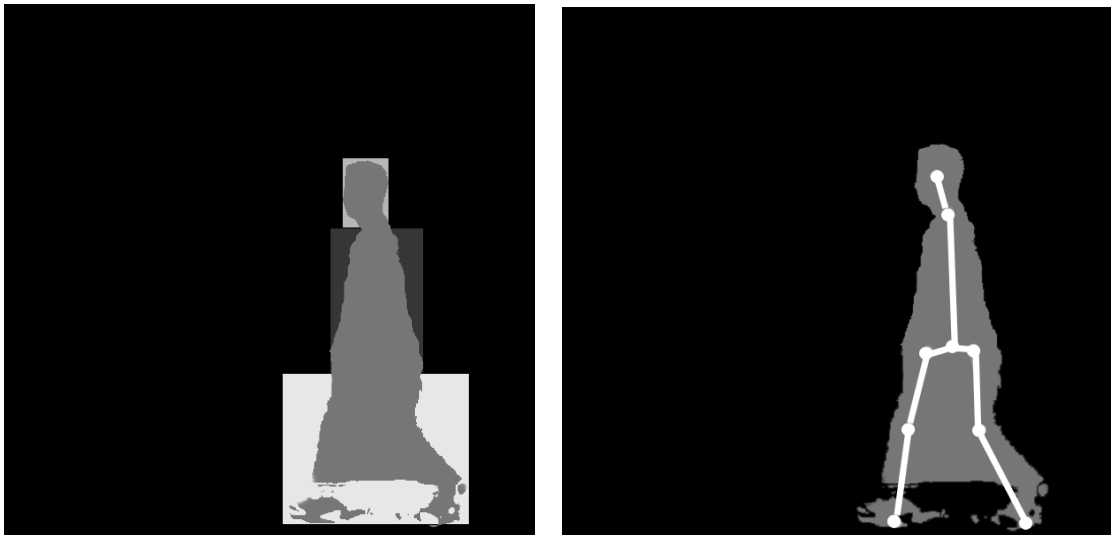
Такая модель строится для каждого изображения. Найденные скелетные модели обладают важным свойством сохранять пропорции от одного изображения к другому, что очень важно для сравнения. Построение такой модели в отличие от известных является алгоритмически простым, не требует сложных математических вычислений. Получаемая скелетная модель не меняет основные свои

характеристики (положение костей скелета) в зависимости от фазы движения. В дальнейшем для данной модели будут определяться параметры – углы наклона костей скелета, которые можно использовать для оценки двигательной активности человека.



а *б*

Рис. 3. Сегментация изображения на две области – фон и фигура человека



а *б*

Рис. 4. Формирование скелетной модели фигуры человека

Заключение. В статье представлен разработанный авторами алгоритм, позволяющий на основе обработки потока изображений построить скелетную модель человека. Этапы алгоритма являются простыми для программирования, что позволяет быстро получить результат. Первые тестовые результаты подтверждают работоспособность предлагаемого алгоритма оценки скелетной модели по потоку изображения.

Данная статья выполнена в рамках проекта Российского гуманитарного научного фонда (РГНФ) N:14-16-70008 а(р).

Литература

1. Бернштейн Н.А. О построении движений. – М.: Медгиз, 1947. – 380 с.

2. Бернштейн Н.А. Очерки по физиологии движений и физиологии активности. – М.: Медицина, 1966. – 349 с.

3. Бернштейн Н.А. Физиология движений и активность. – М.: Наука, 1990. – 496 с.

4. Головко А.В. Определение антропометрических показателей человека путем анализа цифрового фотоизображения / А.В. Головко, В.Р. Ягьяев // Вестник ХНТУ (Херсонский национальный университет кораблестроения им. адм. С.О. Макарова). – 2010. – №2(38). – С. 441–448.

5. Ратнер П. Трехмерное моделирование и анимация человека. – М.: Вильямс, 2005. – 272 с.

6. Hanavan E.P. A mathematical model of the human body // AMRL Technical Report, 64–102, Wright Peterson Air Force Base, Dayton, OH, USA. – 1964. – 57 p.

7. Gavrila D.M. The visual analysis of human movement: A survey // Computer Vision and Image Understanding. – 1999. – Vol. 73, № 1. – С. 82–98.

8. Катаев М.Ю. Исследование двигательной активности человека на основе анализа видеоизображений. Аппаратно-программный комплекс / М.Ю. Катаев, Я.А. Хамаганов // Доклады ТУСУРа. – 2010. – № 1 (21), – ч. 2. – С. 177–182.

9. Катаев М.Ю. Численный метод и алгоритм определения центра тяжести движущегося человека из анализа потока изображений / М.Ю. Катаев, С.Г. Катаев // Доклады ТУСУРа. – 2011. – № 2(24), ч. 3. – С. 201–205.

10. Катаев М.Ю. Определение и анализ двигательной активности постинсультного пациента из потока изображений / М.Ю. Катаев, С.Г. Катаев, Н.Г. Катаева, В.А. Чистякова // Информатика и системы управления. Медицинская информатика. – 2012. – № 4 (34). – С. 43–50.

11. Гонсалес Р. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB / Р. Гонсалес, Р. Вудс, С. Эддинс. – М.: Техносфера, 2006. – 621 с.

12. Постнов К.В. Компьютерная графика. – М.: Инфра-М, 2009. – 247 с.

13. Стефании Г. Анимация персонажей в 3d Studio Max. – М., 2002. – 267 с.

14. Местецкий Л.М. Непрерывная морфология бинарных изображений: фигуры, скелеты, циркуляры. – М.: Физматлит, 2009. – 288 с.

15. Фурман А.Я. Визуализация изображений в трехмерных сценах. – Йошкар-Ола: МарГТУ, 2007. – 280 с.

16. Attali D. Computing and simplifying 2d and 3d continuous skeletons / D. Attali, A. Montanvert // Computer Vision and Image Understanding. – 1997. – Vol. 67. – P. 261–273.

17. Local and global skeleton fitting techniques for optical motion capture / M.C. Silaghi, R. Plankers, R. Boulic, P. Fua, D. Thalmann // Modelling and Motion Capture Techniques for Virtual Environments. – 1998. – Vol. 1537. – P. 26–40.

18. Shan G. Anthropometrical data and coefficients of regression related to gender and race / G. Shan, C. Bohn // Applied Ergonomics. – 2003. – Vol. 34. – P. 327–337.

Катаев Михаил Юрьевич
Д-р техн. наук, профессор каф. автоматизированных систем управления (АСУ) ТУСУРа,
профессор Юргинского технологического института (филиала)
Национального исследовательского Томского политехнического университета
Тел.: 8-960-975-27-85, (382-2) 70-15-36
Эл. почта: kataev.m@sibmail.com

Коробко Андрей Петрович
Сотрудник ООО «СТС», г. Томск
Тел.: 8-903-915-51-72
Эл. почта: Andrew.p.korobko@gmail.com, Duhmaster@3dbin.com

Kataev M.Yu., Korobko A.P.

The building of a human skeletal model from the stream of images

The paper describes the basic steps of the algorithm for constructing a skeletal model of a human figure, recovered from a stream of images. We reviewed existing systems of movement analysis based on skeletal models and identified further stages of development of systems necessary to extend the functionality and the transition to the analysis of human movement. The applications of a human skeletal model is associated with medicine, sports, animation, control.

Keywords: image, algorithm, skeletal model, the figure of a man.

УДК 621.856.8

М.О. Абрамов, М.Ю. Катаев

Влияние методов предобработки на восстановление фигуры движущегося человека из потока изображений

Приводится сравнительное описание нескольких алгоритмов предварительного этапа обработки изображений в задаче выделения движущегося человека в потоке изображений. Приводятся результаты сравнительного анализа алгоритмов применительно к выделению фигуры человека. На основе проведенного анализа приводится критический анализ возможности алгоритмов.

Ключевые слова: алгоритмы предварительной обработки изображений, анализ, фигура человека, распознавание движения.

Актуальность задачи обработки статических и динамических изображений обусловлена применением в различных предметных областях, например, в таких областях науки, как астрономия, физика, медицина, а также промышленности, контроле, слежении и др. Процесс обработки изображений определяется целой последовательностью операций [1–7], в результате которых получается решение. Эта последовательность связана с этапами предварительной обработки, тематической обработки и анализа полученной информации. Результаты анализа зависят от качества работы соответствующих алгоритмов, которые используются в процессе предыдущих этапов. Разработано множество алгоритмов за годы развития методов на различных этапах обработки изображений. Отметим, что общего правила выбора того или иного набора алгоритмов пока не существует и все определяется сложностью решаемой задачи, размером и качеством получаемых изображений. Поэтому нами проводится анализ различных алгоритмов на этапе предварительной обработке в задаче выделения фигуры движущегося человека в потоке изображений.

Выделение движущегося человека в потоке изображений, полученных с помощью типовых видеокамер, является важным при решении задач спорта, контроля, слежения, медицины, промышленности и др. Особенность задачи в том, что при выделении исследуемого объекта в потоке изображений происходит изменение условий освещения, размеров, контрастности и других параметров. В таких условиях трудно подобрать один метод или набор алгоритмов, которые одинаково эффективно позволяли бы выделять объект исследования без искажений.

Основой для данной статьи является работа [8], в которой изложены первичные наработки в области выделения фигуры на изображении. Опыт массовой обработки видеофрагментов движения человека в потоке изображений способствовал появлению темы, которая отражена в данной статье, где приводится анализ алгоритмов предварительной обработки изображений в задаче выделения фигуры движущегося человека. Точность решения этой задачи определяет результаты анализа.

Постановка задачи. Анализ литературы [1–7] показал, что существует всего два подхода к выделению движущейся фигуры человека в потоке изображений: 1) выделение контура фигуры и 2) выделение площади фигуры. Оба этих подхода взаимосвязаны в одной из фаз обработки изображения, когда на основе алгоритмов первого подхода на конечном этапе можно оценить площадь фигуры. Так или иначе алгоритмы этих подходов в основе своей существенно отличаются. Качество работы алгоритмов обоих подходов будет зависеть от этапа предварительной обработки изображения. В работе нами используются алгоритмы выделения фигуры человека на изображении второго типа.

Рассмотрим математическую модель изображения, которая представляет собой матрицу структуры $\{RGB\}$ вида

$$I_{i,j} = m_{i,j} \cdot O_{i,j} + (1 - m_{i,j}) \cdot f_{i,j}, \quad (1)$$

где $I_{i,j}, i = 1,...N, j = 1,...,M$ – наблюдаемое изображение, $O_{i,j}$ – часть изображения, занимаемая объектом; $m_{i,j}$ – бинарная маска области занимаемой объектом (1 соответствует части изображения, занимаемой объектом, 0 – части изображения, относящейся к фону); $f_{i,j}$ – значения пикселей фона.

Задача этапа выделения фигуры связана с нахождением бинарной маски m. Одним из вариантов решения задачи является работа с разностью последующих кадров, на которых, по сути, пиксели, соответствующие фону, должны быть удалены. Однако за время между кадрами (для типичных камер 0,02–0,04 с) происходят достаточные изменения освещенности, возникает эффект движущихся теней, появляются новые объекты фона и др., которые не позволяют однозначно восстановить фигуру человека. Также на изображении присутствуют шумы различного класса, которые также способствуют усложнению.

В качестве основного алгоритма нахождения маски мы используем адаптивную гауссовскую смешанную модель [9, 10]. Это самообучающийся алгоритм, основанный на определении параметров гауссовского распределения, среднего для каждого пикселя потока изображений.

Сглаживающие фильтры. Для удаления шумов в цифровой обработке используют различного рода фильтры. Они могут использоваться как на этапе предобработки, так и постобработки изображений. Шумы бывают нескольких типов [1–7]: соль и перец, белый шум – случайные белые пиксели; гауссов шум – колебания яркости распределяются по нормальному закону и др. Поэтому фильтры, как правило, делятся по сложности и способности удаления того или иного типа шумов. Мы решили включить в обработку четыре наиболее распространённых фильтра: линейный; медианный; гауссовский и двусторонний.

Наиболее простым является линейный фильтр. Каждая точка кадра последовательно обрабатывается. Значение вычисляется с помощью следующей формулы [11]:

$$In_{i,j} = \sum_{k,l} I_{i+k,j+l} \cdot H_{k,l} , \qquad (2)$$

где In – результирующее значение пикселя нового изображения (n); I – исходное значение пикселя; k,l – индексы окна сглаживания ($k = 1,...,k_{\text{width}}$, $l = 1,...,k_{\text{height}}$); H – ядро, представляющее собой коэффициенты линейного фильтра, представляется в виде:

$$H = \frac{1}{k_{\text{width}} \cdot k_{\text{height}}} \cdot \begin{vmatrix} 1 & \dots & 1 \\ \dots & \dots & \dots \\ 1 & \dots & 1 \end{vmatrix}.$$

Элементы матрицы ядра сглаживающего фильтра могут меняться в зависимости от типа применяемого сглаживания.

Такой фильтр создаёт размытие изображения и приводит к сглаживанию резких перепадов яркости. Эти процедуры являются оптимальными при гауссовском распределении помех. В случае импульсных помех, разбросанных по кадру, эффективность этого метода резко падает. Удачным решением возникающей проблемы является применение медианного фильтра. Также как и в линейном фильтре, пиксели изображения обрабатываются последовательно, а для вычисления значения используется некоторая окрестность, представленная, как правило, в виде креста или квадрата. Её размеры определяются в зависимости от задачи и характера изображения. Точки, попавшие в пределы окрестности, образуют рабочую выборку текущего шага. Если упорядочить выборку по возрастанию, то ее медианой будет тот элемент выборки, который займёт центральное положение. Фильтр успешно обрабатывает импульсные выбросы яркости, однако если импульсная помеха не является точечной, а покрывает некоторую локальную область, она может быть исключена лишь в случае, если размер выборки превышает размер этой области, поэтому данный фильтр также сталкивается с некоторыми трудностями.

Другим способом шумоподавления является применение гауссовского фильтра с ядром [12]:

$$H_{ij} = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \cdot \exp\left\{ -\frac{i^2 + j^2}{2\sigma^2} \right\}, \qquad (3)$$

где σ – дисперсия; i, j – координаты точки.

В этом подходе пиксели в некотором выбранном по размеру окне (k_{width}, k_{height}) смешиваются по закону, заданному функцией Гаусса. Влияние пикселей друг на друга при гауссовской фильтрации обратно пропорционально квадрату расстояния между ними.

Представленные выше фильтры хорошо справляются с очищением шума на основной площади изображения и плохо сглаживают края (краевой эффект). Во избежание этого стоит использовать так называемый – двусторонний фильтр. По аналогии с гауссовским фильтром он также учитывает веса

соседних пикселей. Эти веса состоят из двух частей, первая рассчитывается так же, как и в гауссовском фильтре. Вторая представляет собой разность в интенсивности между соседним и вычисляемым пикселем. Модель двустороннего фильтра записывается следующим образом [13]:

$$In(x) = G^{-1}(x) \cdot \iint I(x) q(x',x) s(I(x'),I(x)) dx' \quad (4)$$

с множителем нормировки G(x) вида:

$$G(x) = \iint q(x',x) s(I(x'),I(x)) dx' ,$$

где $x = (i, j)$ – пиксель изображения с определенными координатами; $In(x)$ – значение пикселя x в выходном изображении; $I(x)$ – значение пикселя x во входном изображении; $q(x',x)$ – геометрическая близость, расстояние между центром окрестности x и соседней точкой x', $s(I(x'); I(x))$ – близость значений пикселей, разброс значений пикселей между центром окрестности x и соседней точкой x'.

Фильры цветокоррекции. Цветокоррекция в отличие от фильтров преобразует значения цветов пикселей, в зависимости лишь от его прежнего значения:

$$In(x) = F(I(i,j)) ,$$

здесь F – функция преобразования цветовой палитры.

Основная причина, по которой приходится выполнять коррекцию цвета, заключается в том, что человеческий глаз, в отличие от камеры, умеет адаптироваться к силе и спектральными характеристикам таким образом, что сохраняется восприятие цвета предметов в большинстве случаев, независимо от спектрального состава освещения. При просмотре снятых камерой изображений в других условиях мы увидим, что они отличаются от того, что мы видели, когда записывали. Также цветокоррекция применяется в следующих случаях: недостаточный или избыточный контраст изображения, съемка при плохих погодных условиях (туман, дождь и т.д.), плохое освещение и т.д.

Основные алгоритмы этапа предварительной обработки изображений связаны с применением методов приведения изображений к одинаковым условиям по освещению, удалению влияния шума на изображении, коррекции контраста и цветности, а также изменениям цветового пространства. Далее будут кратко рассмотрены основные подходы, которые нами применяются в работе.

На первом этапе предварительной обработки, все последовательности изображений приводятся к балансу белого цвета по известной методике «Серый мир». Далее нами применяются сглаживающие фильтры в том или ином цветовом пространстве.

Преобразование «Серый мир» изменяет цвета пикселей таким образом, что сумма всех цветов результирующего изображения даёт серый цвет. Модель преобразований выглядит следующим образом:

$$In(x) = I(x) \cdot \frac{Avg}{\overline{I(x)}}, \quad (5)$$

где $\overline{I(x)}$ – среднее значение канала исходного изображения; Avg – среднее значение всех каналов исходного изображения. Каналы (*RGB* или *HSV* и др.) могут изменяться в зависимости от модели цветового пространства изображения.

При выполнении процедуры контрастирования изображения строится гистограмма интенсивности пикселей, после чего она преобразуется с помощью кумулятивной функции распределения [10]. Значения пикселей результирующего изображения извлекаются из полученной гистограммы и поступают на следующее преобразование

Помимо перечисленных выше процедур может возникнуть необходимость изменения цветового пространства. Это обусловлено тем, что, к примеру, в цветовом пространстве *HSV* тень человека распознаётся лучше, чем в цветовом пространстве *RGB*, это связано с тем, что тень, как правило, обладает высоким значением тона – *H*, высокой насыщенностью – *S* и низким значением – *V*. Согласно [14] мы решили включить три наиболее подходящих цветовых пространства:

1) *RGB* (red green blue) – цветовая модель, согласно которой пиксель экрана получается путём наложения различных величин трех цветов на черный.

2) *HSV* (Hue, Saturation, Brightness) – пиксель получается путём указания тона, насыщенности и яркости.

3) *YUV* – яркость и две цветоразностных.

Описание процесса моделирования. Входными параметрами является массив, состоящий из 20 изображений разрешением 640×480 пикселей, отображающий движение человека перпендикулярно камере справа налево на расстоянии приблизительно три метра. Параметром оценки качества

работы методов выступает площадь (*S*) найденной фигуры человека. Площадь вычисляется у наибольшего контура из найденных на результирующих бинарных изображениях, отображающих распознанное смешанным гауссовским адаптивным методом движение выделенными «белыми» пикселями. После чего определяется её среднее значение, которое и является оценкой ($\overline{S}$).

Алгоритм программы последовательно обрабатывает изображения в соответствии с заданным циклом. Элементами цикла являются рассмотренные методы предобработки. Цикл отображается на рис. 1.

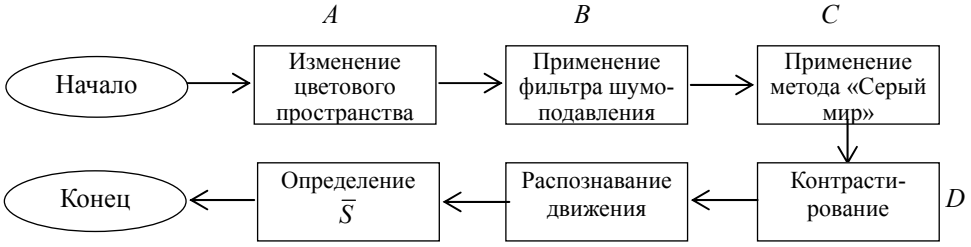


Рис. 1. Схема работы программы

Согласно схеме работы программы, блоки *A*, *B*, *C*, *D* (см. рис. 1) могут изменяться в зависимости от выбора цепочки методов предобработки. Каждый блок в процессе обработки, может включать только один вариант из методов, представленных в табл. 1.

Таблица 1

Номера параметров моделирования

Цветовое пространство	Фильтр	«Серый мир»	Контрастирование
RGB = 1	Гауссовский = 1	Включен = 1	Включено = 1
HSV = 2	Медианный = 2		
IUV = 3	Двусторонний = 3	Выключен = 0	Выключено = 0
	Линейный = 4		
A	*B*	*C*	*D*

Таким образом, согласно таблице параметров (табл. 1) и схеме работы программы (рис. 1) цикл предобработки, включающий в себя цветовую модель *HSV*, двусторонний фильтр и контрастирование, будет выглядеть в соответствии с последовательностью блоков *A-B-C-D*, например: 2-3-0-1.

В соответствии с описанными выше параметрами было проведено исследование влияния рассмотренных методов предобработки на восстановление фигуры движущегося человека на изображении.

Результаты моделирования. Учитывая число сочетаний методов, было произведено максимальное число опытов, возможное при данных входных параметрах, а именно 3×4×2×2 = 48 процедур моделирования со всеми возможными комбинациями методов предобработки. После каждого цикла обработки найдена средняя площадь всех обработанных кадров $\overline{S}$. Также было проведено ручное выделение движущегося объекта на входных изображениях, средняя площадь составила $\overline{S}_O$ = **30830,52** пикселей, данное значение можно считать эталонным с минимальной погрешностью. В последней колонке табл. 1 обозначено процентное отклонение от эталонного значения у того или иного метода, рассчитываемое по формуле

$$\Delta\overline{S} = 100 \cdot (\frac{\overline{S}}{\overline{S}_0} - 1) .$$

Из табл. 2 видно, что в основном восстанавливаемая фигура человека по площади меньше исходной (знак минус), при этом большинство вариантов сочетаний методов дают погрешность от 30–50%. Серым выделено всего три случая, когда погрешность составила не более 15% (номера 24, 26 и 28). Также наблюдаем, что наибольшие скачки возникают при использовании цветового пространства *YUV* и *HSV*. В то время как пространство *RGB* дает наиболее стабильные результаты небольшого отклонения, при использовании цветового пространства *YUV* резкие отклонения наблюдаются в местах, где отсутствует метод контрастирования, это обусловлено особенностями цветового пространства. Лучшие результаты получились при использовании каналов *HSV*, медианного и двустороннего фильтров при применении контрастирования.

Таблица 2

Сравнение результатов вычисления площади фигуры

N	Методы	Δ*S*	*N*	Методы	Δ*S*	*N*	Методы	Δ*S*
1	1-1-0-0	–35,65	17	2-1-0-0	–64,08	33	3-1-0-0	–56,78
2	1-1-0-1	–28,66	18	2-1-0-1	–45,72	34	3-1-0-1	–34,54
3	1-1-1-0	–35,59	19	2-1-1-0	–37,24	35	3-1-1-0	–52,39
4	1-1-1-1	–28,51	20	2-1-1-1	–28,93	36	3-1-1-1	–34,89
5	1-2-0-0	–34,15	21	2-2-0-0	–55,57	37	3-2-0-0	–55,91
6	1-2-0-1	–27,86	22	2-2-0-1	–72,54	38	3-2-0-1	–33,27
7	1-2-1-0	–34,21	23	2-2-1-0	–28,43	39	3-2-1-0	–51,87
8	1-2-1-1	–28,51	24	2-2-1-1	–15,15	40	3-2-1-1	–33,18
9	1-3-0-0	–33,46	25	2-3-0-0	–41,84	41	3-3-0-0	–55,48
10	1-3-0-1	–28,35	26	2-3-0-1	–7,74	42	3-3-0-1	–32,64
11	1-3-1-0	–33,49	27	2-3-1-0	–21,30	43	3-3-1-0	–52,31
12	1-3-1-1	–28,26	28	2-3-1-1	–11,91	44	3-3-1-1	–32,53
13	1-4-0-0	–35,94	29	2-4-0-0	–71,31	45	3-4-0-0	–57,29
14	1-4-0-1	–27,43	30	2-4-0-1	–76,39	46	3-4-0-1	–34,28
15	1-4-1-0	–35,86	31	2-4-1-0	–42,18	47	3-4-1-0	–52,64
16	1-4-1-1	–27,34	32	2-4-1-1	–36,41	48	3-4-1-1	–34,31

Как видно из табл. 2, найденные площади фигуры занижены для всех методов, а также, судя по таблице результатов (табл. 1), значения меняются в диапазоне (–77%; –7%). Такой большой диапазон и тенденция занижения, в первую очередь, обусловлены тем, что после каждой обработки происходит удаление всех наименьших контуров, тем самым очищая результат от помех. Любой найденный каким-либо методом нецелостный силуэт в таком случае обрезается. Для избегания подобной ситуации применяются морфологические операции сужения и расширения. На следующем этапе нами будет исследовано точное влияние данных операций на результат, но в данной статье этот фактор не учитывается.

На рис. 2 приведены средние процентные отклонения найденной площади в зависимости от методов предобработки изображений.

а

Цветовое пространство
RGB = – 31,45
HSV = – 41,05
IUV = – 44,02

б

Фильтр
Гауссовский = – 44,65
Медианный = – 39,22
Двусторонний = – 31,61

в

Контрастирование \ Серый мир	1	0
1	–28,33	–37,45
0	–39,79	–49,79

Рис. 2. Средние процентные отклонения найденной площади в зависимости от методов предобработки

Согласно рис. 2, *а*, который отображает средние отклонения площади от эталонной по каждому из методов предобработки, изменение цветового пространства создает колебания 31–44% с отличием друг от друга до 13%. Различия в отклонении площади при замене фильтров сглаживания (см. рис. 2, *б*) также не превышает 31–44% при отличии до 13%. Операции контрастирования и «Серый мир» (рис. 2, *в*) при различном комбинировании изменяют результат в диапазоне 28–50% при отклонении между собой до 22%. Следовательно, можно отметить, что степень их воздействия на результат является максимальной, и необходимо тщательно относиться к этой процедуре предварительной обработки изображений, подбирая сочетание лучших алгоритмов.

Заключение. Стоит отметить, что данное исследование не является всеохватывающим в том смысле, что все исследования проводятся лишь на одной последовательности изображений, без изменения различных фоновых составляющих и пр. Поэтому их воздействие на методы предобработки не описывается. Однако оно даёт возможность увидеть картину в целом, что в дальнейшем может способствовать более глубокому изучению влияния методов предобработки на процессы распознавания движущихся объектов на изображениях. Главное, что необходимо отметить, – влиянием методов предварительной обработки изображений нельзя пренебрегать. В зависимости от типа

сцены на изображении и условий освещенности необходимо проводить подобные модельные расчеты, которые приведены в данной статье.

Данная статья выполнена в рамках проекта Российского гуманитарного научного фонда (РГНФ) N:14-16-70008 а(р).

Литература

1. Яне Б. Цифровая обработка изображений / Б. Яне. – М.: Техносфера, 2007. – 584 с.

2. Прэтт У. Цифровая обработка изображений: в 2 т. / У. Прэтт. – М.: Мир, 1982.

3. Гонсалес Р. Цифровая обработка изображений / Р. Гонсалес, Р. Вудс. – М.: Техносфера, 2005. – 1072 с.

4. Абламейко С.В. Обработка изображений: технология, методы, применение: учеб. пособие / С.В. Абламейко, Д.М. Лагуновский. – М.: Амалфея, 2000. – 304 с.

5. Методы компьютерной обработки изображений / ред. В.А. Сойфер. – М.: Физматлит, 2001. – 784 с.

6. Цифровая обработка изображений в информационных системах: учеб. пособие / И.С. Грузман, В.С. Киричук и др. – Новосибирск: НГТУ, 2002. – 352 с.

7. Лукьяница А.А. Цифровая обработка видеоизображений / А.А. Лукьяница, А.Г. Шишкин. – М.: Ай-Эс-Си Пресс, 2009. – 518 с.

8. Определение и анализ двигательной активности постинсультного пациента из потока изображений / М.Ю. Катаев, С.Г. Катаев, Н.Г. Катаева, В.А. Чистякова // Информатика и системы управления. Медицинская информатика. – 2012. – № 4 (34). – С. 43–50.

9. Kaew Trakulpong P. An improved adaptive background mixture model for real-time tracking with shadow detection / P. Trakulpong Kaew, R. Bowden // Kluwer Academic Publishers. – 2002. – P. 135–144.

10. Вентцель Е.С. Теория вероятностей: учеб. для вузов / Е.С. Вентцель. – М.: Высш. шк., 1999. – 576 с.

11. Richard S. Computer Vision: Algorithms and Applications / S. Richard. – London: Springer, 2011. – 655 p.

12. Forsyth D.A. Computer Vision: A Modern Approach: 2nd Edition / D.A. Forsyth, J. Ponce. – New Jersey: Prentice Hall, 2011. – 792 p.

13. Tomasi C. Bilateral filtering for gray and color images / C. Tomasi, R. Manduchi // Computer Vision, Sixth International Conference. – Washington, DC, USA, 1998. – P. 839–846.

14. Kumar P. A Comparative Study of Different Color Spaces for Foreground and Shadow Detection for Traffic Monitoring System / P. Kumar, K. Sengupat, A. Lee // Journal of Intelligent Transportation Systems: Technology, Planning, and Operations. – 2002. – No 7. – P. 100–105.

Абрамов Максим Олегович
Аспирант каф. оптико-электронных систем и дистанционного зондирования
Национального исследовательского Томского государственного университета
Тел.: 8 (913) 117-78-30
Эл. почта: maxim_amo@mail.ru

Катаев Михаил Юрьевич
Д-р техн. наук, профессор каф. автоматизированных систем управления (АСУ) ТУСУРа,
профессор Юргинского технологического института (филиала)
Национального исследовательского Томского политехнического университета
Тел.: 8-960-975-27-85, (382-2) 70-15-36
Эл. почта: kataev.m@sibmail.com

Abramov M.O., Kataev M.Y.

The effect of preprocessing methods on figure of the moving human retrieving from an images sequence

The article contains a comparative description of several algorithms of image preprocessing for issue of detection moving of human in the stream of images. Provides results of comparative analysis of algorithms. On the basis of the results provides a critical analysis of the capabilities of algorithms.

Keywords: pre-processing algorithms of images, figure of human, analysis, motion detection.

УДК 62-55:681.515

Д.Н. Демьянович, О.С. Вадутов, А.И. Солдатов

Исследование СВЧ-тракта синтезатора и разработка его модели при проектировании системы АРУ

Представлен подход к построению модели СВЧ-тракта синтезатора частоты для фиксированной частоты как объекта управления с целью дальнейшей разработки системы АРУ. Исследованы статические и динамические характеристики управляемого аттенюатора и цепи обратной связи. При построении модели применена аппроксимация нелинейной статической характеристики управляемого аттенюатора для трех частот: 5, 6 и 7 ГГц. Для динамической характеристики объекта управления определены порядок и коэффициенты уравнений, описывающие зависимость выходной мощности от входной мощности и управляющего воздействия, подаваемого на аттенюатор, а также зависимость выходного напряжения детектора от выходной мощности. Приведены результаты сравнительного анализа модели и реального объекта. Показана адекватность модели реальному объекту.

Ключевые слова: управляемый аттенюатор, аппроксимация нелинейной зависимости, нелинейный объект управления, статическая характеристика, динамические свойства, параметрическая обратная связь, разработка модели.

С развитием СВЧ-техники в окружающем нас мире количество всевозможных СВЧ-устройств возросло многократно. Передатчики и приемники СВЧ-диапазона используются в телекоммуникации, навигации, радиолокации. Для стабилизации выходной мощности передатчиков используется система автоматической регулировки усиления (АРУ). Такая система применяется и в лабораторных СВЧ-синтезаторах, используемых в качестве источников стабильных гармонических колебаний высокой частоты для настройки СВЧ-узлов. В системах АРУ лабораторных СВЧ-синтезаторов требуется минимизировать длительность переходного процесса при смене уровня сигнала или частоты для реализации требуемого быстродействия, гарантировать отсутствие перерегулирования для безопасной работы с усилительными устройствами и устранить или минимизировать статическую ошибку, обусловленную внешними возмущениями и изменением параметров СВЧ-устройства.

Для того чтобы обеспечить выполнение указанных требований при выборе параметров регулятора системы АРУ, необходимо иметь подробную модель объекта управления и элементов системы, используемых для получения информации о состоянии объекта. Однако в большинстве работ, посвященных проектированию систем АРУ или передатчиков, имеющих такую систему, вопросам составления и обоснования математических моделей уделяется мало внимания. Например, в работах [1, 2] произведен расчёт элементов цепи управления, но вообще отсутствуют сведения о статических и динамических свойствах аттенюатора как объекта управления. В работе [3] рассматривается система управления с линеаризацией статической характеристики управляемого аттенюатора путем введения звена, обладающего инверсной статической характеристикой.

В [4] исследуется система автоматического регулирования мощности передатчика, состоящая из радиоканала связи и канала радиоуправления, а работа [5] посвящена исследованию системы автоматического ПИД-регулирования мощности передатчика в адаптивных каналах радиосвязи при случайных замираниях. В этих работах приводится кусочно-линейная статическая характеристика управляемого аттенюатора, а в динамике последний представлен в виде линейной модели. Модель аттенюатора, отражающая его статические и динамические свойства, приведена в работе [6], однако процедура определения структуры и параметров динамической модели аттенюатора не описана.

Данная статья посвящена созданию математической модели СВЧ-тракта синтезатора в виде множества линейных моделей, определяющих его работу на отдельных участках нелинейной статической характеристики. Математические модели такого вида нашли применение при создании робастных и адаптивных систем управления и систем управления с нечеткими регуляторами различного назначения. Например, в литературе описаны и использованы модель ветрогенератора [7], антиблокировочной системы торможения автомобиля [8], химических реакторов [9, 10], парового котла [11].

Постановка задачи. Рассмотрим типовую схему соединения элементов тракта СВЧ-синтезатора. Она содержит нелинейный элемент, обеспечивающий умножение гармонического сигнала, усилители, один или несколько аттенюаторов, управляемых напряжением, наборы фильтров и ключей (рис. 1). Необходимо отметить, что схема соединения внутренних элементов СВЧ-тракта может значительно изменяться в зависимости от частоты выходного сигнала. Следовательно, если рассматривать СВЧ-синтезатор как объект управления, то его параметры и структура могут зависеть от частоты [12]. Уровень входной и выходной мощности измеряется в децибелах относительно опорного уровня мощности, равного 1 мВт (определяемого на номинальной нагрузке 50 Ом) – дБм, (децибелы по мощности). В статье $P_{вх}(t)$ и $P_{вых}(t)$ отражают изменение уровня мощности СВЧ-сигналов в дБм от времени, а $E_р(t)$ – изменение напряжения управления от времени.

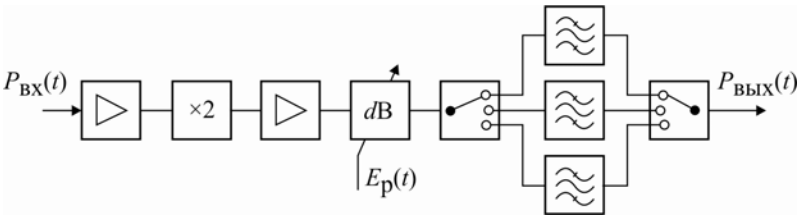


Рис.1. Схема включения управляемого аттенюатора в тракте СВЧ-синтезатора

Так как после умножения частоты амплитуда сигнала может значительно меняться, то для поддержания заданного уровня на выходе синтезатора используется система АРУ (рис. 2), изменяющая коэффициент передачи управляемого аттенюатора [13, 14]. Цепь обратной связи состоит из направленного ответвителя, детектора огибающей высокочастотного сигнала, усилителя детектированного сигнала, который сравнивается с опорным сигналом $U_о$, и регулятора, формирующего управляющий сигнал.

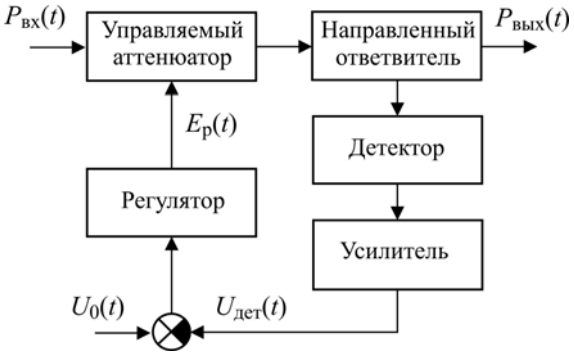


Рис. 2. Система АРУ

Задача данной работы – создание модели СВЧ-тракта синтезатора для проектирования системы АРУ. В самом общем виде модель управляемого аттенюатора и измерительных элементов может быть описана уравнениями:

$$R_1\left[P_{вых}(t)\right] = R_2\left[P_{вх}(t), E_р(t)\right],$$

$$R_3\left[U_{дет}(t)\right] = R_4\left[P_{вых}(t)\right],$$

где $R_1[\ ] \ldots R_4[\ ]$ – некоторые операторы.

Эти уравнения определяют статические и динамические свойства управляемого аттенюатора. Для идентификации операторов $R_1[\ ] \ldots R_4[\ ]$ необходимо на основании данных, полученных экспериментально, определить статическую характеристику и выбрать границы интервалов, в которых управляемый аттенюатор может быть описан линейными динамическими моделями с фиксированными значениями параметров. Структура и параметры линейных динамических моделей управляемого аттенюатора и детектора на выбранных интервалах статической характеристики определяются из анализа реакции на входное воздействие в виде прямоугольного импульса.

Определение статической характеристики. Статические свойства управляемого аттенюатора определены зависимостью $P_{вых} = f(P_{вх}, E_р)$. Управляемый аттенюатор является аналогом усилителя, т.е. изменяет амплитуду входного сигнала, но имеет коэффициент передачи не больше единицы. Управляемым он называется потому, что его коэффициент передачи зависит от напряжения регулирования $E_р$.

Приведенная выше зависимость является уравнением поверхности. Нас интересует статическая характеристика по управлению. Для получения её аналитического выражения можно рассматривать эквивалентную схему *p–i–n*-диодного аттенюатора [15, 16], что приводит к усложнению модели и увеличению времени разработки. Более применимый на практике способ заключается в рассмотрении сечения поверхности в некоторой точке $P_{вх} = \text{const}$. Тогда статическая характеристика по управлению будет представлена в виде кривой и может быть определена экспериментально [6]. Для этого необходимо установить уровень входной мощности $P_{вх}$ постоянным и изменять напряжение регулирования $E_р$, фиксируя $P_{вых}$.

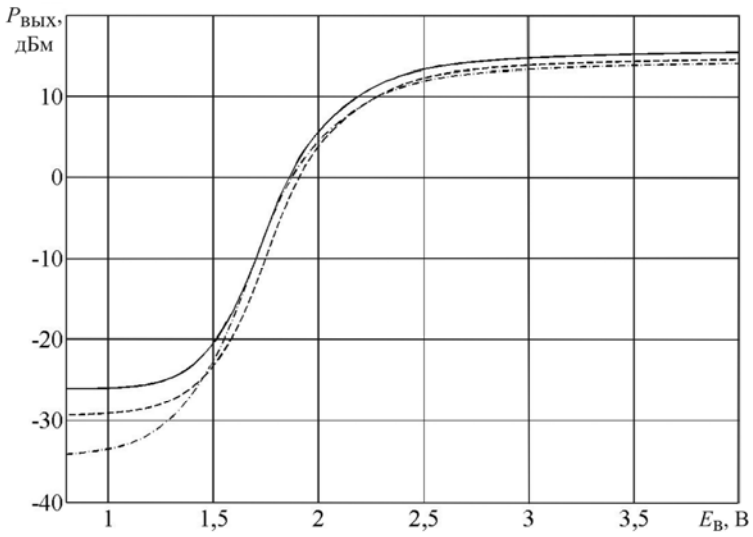


Рис. 3. Статические характеристики аттенюатора для частот 5 ГГц (штрих-пунктир), 6 ГГц (пунктир) и 7 ГГц (сплошная линия)

На рис. 3 представлены статические характеристики аттенюатора для трех частот (5, 6 и 7 ГГц), полученные указанным способом, при $P_{вх}$ = 15,62 дБм. Аппроксимируем нелинейную характеристику аттенюатора прямыми участками для интересующей нас рабочей области. Теперь статическая характеристика для выбранного участка определена коэффициентом передачи k_1. Выбор количества участков зависит от требуемой точности модели и формы кривой. Границы разбиения характеристик и коэффициенты передачи прямых участков для указанных выше частот сведены в табл. 1.

Таблица 1

Статические параметры аттенюатора для разных частот

Участок, №	F = 5 ГГц		F = 6 ГГц		F = 7 ГГц	
	k_1	$E_р$, В	k_1	$E_р$, В	k_1	$E_р$, В
1	14,3	1,466…1,896	23,22	1,232…1,583	27,25	1,349…1,544
2	58,26	1,896…2,111	56,32	1,583…2,013	57,42	1,544…1,916
3	28,64	2,111…2,384	21,6	2,013…2,280	29,25	1,916…2,130
4	14,3	2,384…2,833	9,26	2,280…2,560	15,52	2,130…2,325
5	4,44	2,833…3,419	2,56	2,560…3,068	5,05	2,325…2,815

Статические свойства цепи обратной связи определены зависимостью выходного напряжения детектора от выходной мощности синтезатора $U_{дет} = f(P_{вых})$. Для математического описания зависимости выходного напряжения цепи обратной связи от выходной мощности используем кусочно-линейную аппроксимацию. Зависимость напряжения детектора в цепи обратной связи от выходной мощности для выбранного участка выражается в виде коэффициента передачи k_2. Полученные характеристики для разных частот практически совпадали, поэтому были использованы одинаковые области для аппроксимации. Полученные данные приведены в табл. 2.

Таблица 2

Статические параметры детектора для разных частот

Участок, №	$P_{вых}$, дБм	k_2		
		F = 5 ГГц	F = 6 ГГц	F = 7 ГГц
1	–20…–10	3,49e–4	3,97e–4	4,53e–4
2	–10…–3	2,2e–3	2,5e–3	2,9e–3
3	–3…1	7,5e–3	8,2e–3	9,3e–3
4	1…–5	0,0188	0,203	0,0222
5	5…15	0,0474	0,0508	0,0535

Определение параметров динамической модели. Представим линейную динамическую модель управляемого аттенюатора и измерительных элементов в виде операторно-структурной схемы, показанной на рис. 4. Входными сигналами являются мощность $P_{вх}$, дБм, подаваемая на аттенюатор, и напряжение управления $E_р$, задающее рабочую точку в середине линейного участка, границы которого выбираются по табл. 1. Выходным сигналом является напряжение детектора $U_{дет}$. Для описания динамических свойств аттенюатора относительно изменения управляющего напряжения служит звено с передаточной функцией $W_E(s)$. Для описания динамических свойств аттенюатора относительно изменения входной мощности служит звено с передаточной функцией $W_P(s)$. Свойства цепи

«направленный ответвитель–детектор–усилитель» представлены в виде звена с передаточной функцией $W_{\text{д}}(s)$.

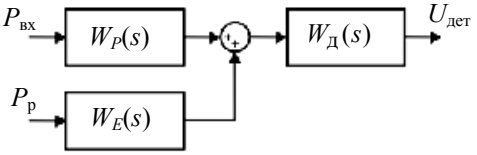


Рис. 4. Операторно-структурная схема объекта управления и измерительных элементов

Для математического описания динамических свойств объекта необходимо исследовать его реакцию на один из тестовых сигналов. В качестве тестового сигнала здесь и в дальнейшем будем использовать прямоугольный импульс, так как поведение объекта при положительном и отрицательном изменении тестового сигнала может оказаться разным.

В отсутствие широкополосного измерителя мощности исследовать динамические свойства управляемого аттенюатора и определить $W_P(s)$ и $W_E(s)$ можно косвенным путем. Сначала необходимо отдельно исследовать инерционность цепи обратной связи и определить $W_{\text{д}}(s)$. Для этого подаем прямоугольный импульс входной мощности на направленный ответвитель, исключив из цепи управляемый аттенюатор. На рис. 5 представлена осциллограмма при $P_{\text{вх}}$ = 4,85 дБм и прямоугольном импульсе амплитудой 4,8 дБм. Как видно из рис. 5, динамические свойства цепи обратной связи могут быть выражены в виде апериодического звена первого порядка [18] с передаточной функцией

$$W_{\text{д}}(s) = \frac{k_2}{T_1 s + 1},$$

где T_1 – постоянная времени.

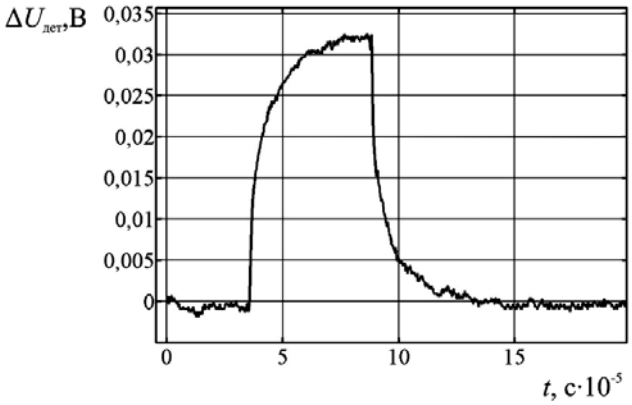


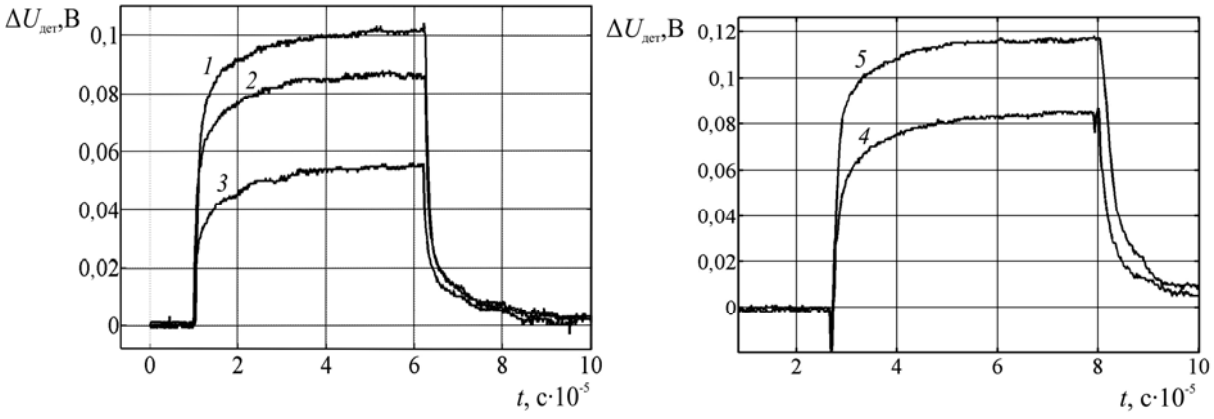
Рис. 5. Относительная реакция детектированного напряжения на прямоугольный импульс входной мощности, полученная при исследовании динамических свойств детектора

Для исследования динамических свойств по цепи управления используем изменение напряжения $E_{\text{р}}$ в виде прямоугольного импульса и измеряем детектированный усиленный сигнал цепи обратной связи.

Относительная реакция на прямоугольный импульс напряжения управления амплитудой 0,076 В в рабочих точках 1,983 (*1*); 2,167 (*2*) и 2,441 (*3*) В показана на рис. 6, *а*.

Анализ полученных осциллограмм позволяет выбрать подходящие типы динамических звеньев и их постоянные времени. Динамические свойства управляемого аттенюатора вместе с цепью «направленный ответвитель–детектор–усилитель» относительно изменения управляющего воздействия можно представить в виде звена, описываемого передаточной функцией

$$W_E(s)W_{\text{д}}(s) = \frac{k_1(T_2 s + 1)}{(T_3 s + 1)(T_1 s + 1)}.$$



а *б*

Рис. 6. Осциллограммы напряжения на выходе детектора: *а* – относительная реакция на прямоугольный импульс напряжения управления в разных рабочих точках; *б* – относительная реакция на прямоугольный импульс входной мощности разной амплитуды в одной рабочей точке

Следовательно, динамические свойства управляемого аттенюатора относительно изменения управляющего напряжения можно выразить в виде инерционно-форсирующего звена, описываемого передаточной функцией

$$W_E(s) = \frac{k_1(T_2 s + 1)}{T_3 s + 1}.$$

Для исследования динамических свойств по цепи входной мощности поступаем аналогичным образом. На рис. 6, *б* изображена относительная реакция на прямоугольный импульс входной мощности, с уровня –3,17 до –0,4 дБм (*4*) и с –3,17 до 4,85 дБм (*5*) в рабочей точке 2,28 В.

Наличие отрицательного выброса в начале переходного процесса свидетельствует о том, что передаточная функция управляемого аттенюатора по цепи входной мощности содержит нуль, расположенный в правой полуплоскости, и имеет вид

$$W_P(s) = \frac{(T_4 s + 1)(-T_5 s + 1)}{(T_6 s + 1)(T_7 s + 1)}.$$

Следовательно, по цепи входной мощности управляемый аттенюатор относится к неминимально-фазовым звеньям.

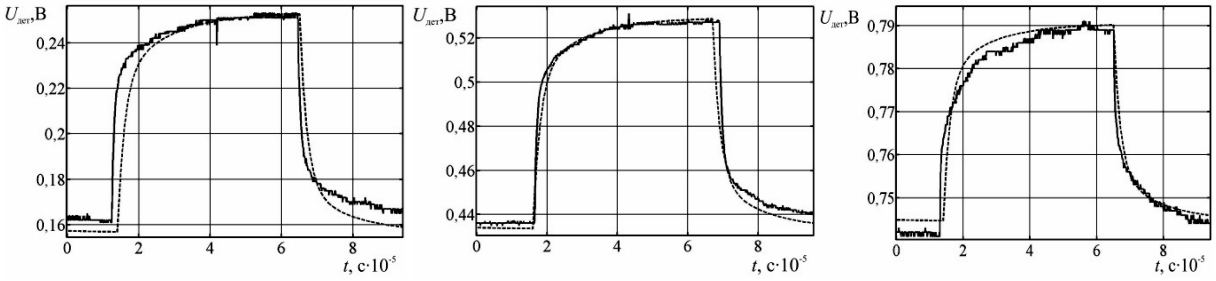
Таблица 3

Параметры динамической модели для разных частот

F, ГГц	5	6	7
T_1, мкс	2,8	2	2
T_2, мкс	5,6	5,38	4,33
T_3, мкс	14	14	13
T_4, мкс	6,84	4,6	7,11
T_5, мкс	0,87	2,6	2,11
T_6, мкс	3	2	5
T_7, мкс	8	8	8

Параметры динамической модели, полученные в результате исследования на разных рабочих точках для трех частот, сведены в табл. 3.

Проверка линейной модели управляемого аттенюатора. Адекватность полученной модели была оценена с помощью пакета Simulink (MATLAB). На рис. 7, *а* показана реакция объекта управления на прямоугольный импульс управляющего напряжения амплитудой 0,076 В в рабочей точке $E_р$ = 2 В (сплошная линия – экспериментальные данные, штриховая – полученные на модели). На рис. 7, *б* представлены результаты для рабочей точки $E_р$ = 2,21 В, а на рис. 7, *в* – $E_р$ = 2,5 В.



а *б* *в*

Рис. 7. Реакция исследуемого аттенюатора на прямоугольный импульс напряжения управления (сплошная линия – экспериментальные данные, штриховая – полученные на модели): *а* – рабочая точка 2 В; *б* – рабочая точка 2,21 В; *в* – рабочая точка 2,5 В

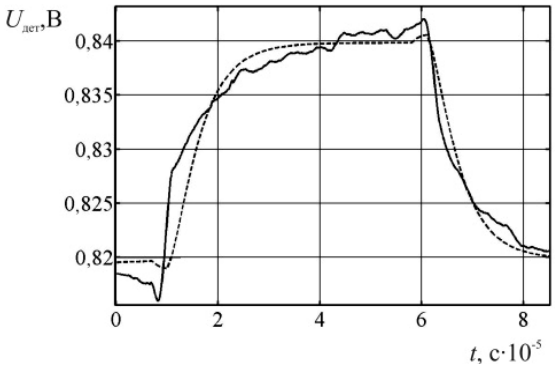


Рис. 8. Реакция исследуемого аттенюатора на прямоугольный импульс входной мощности (сплошная линия – экспериментальные данные, штрих – полученные на модели)

На рис. 8 показана реакция объекта управления на прямоугольный импульс входной мощности с 2,39 дБм до 10 дБм в рабочей точке $E_р$ = 2,67 В (сплошная линия – экспериментальные данные, штриховая – полученные на модели).

Как видно из рисунков, теоретические и экспериментальные результаты практически совпадают (среднеквадратичное отклонение не превышает 0,05 В), что говорит о корректности выбранной структуры и параметров математической модели управляемого аттенюатора и измерительной цепи.

Заключение. Один из возможных вариантов построения робастных систем управления для нелинейных объектов основан на использовании математической модели объекта в виде совокупности линейных моделей, характеризующих динамические свойства объекта в характерных рабочих точках. В статье получен набор линейных моделей управляемого аттенюатора и элементов измерения для выбранного ряда частот и заданной области напряжения управления. В отличие от работ [4–6] в полученной модели исследованы и учтены динамические свойства по цепи входной мощности.

В результате проведенного исследования установлено, что по цепи входной мощности управляемый аттенюатор относится к классу неминимально-фазовых звеньев.

Описанную в статье модель управляемого аттенюатора и цепи «направленный ответвитель–детектор–усилитель» предполагается использовать для создания робастной системы АРУ, построенной на основе нечеткой логики.

Литература

1. Matuszczak P. Low cost microwave X-band generator / P. Matuszczak, L. Kulas, K. Nyka // Information Technology (ICIT), 2010 2nd International Conference. – Gdansk: IEEE, 2010. – P. 197–200.

2. Hang Cao. Wideband automatic level control circuit for wideband signal generator application / Cao Hang, Tian Ling, Hong Wei // Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 2012 International Conference. – Shenzhen: IEEE, 2012. – Vol. 3. – P. 1–4.

3. Li Zhuoming. A high performance automatic level control circuit design // Mechatronic Sciences, Electric Engineering and Computer (MEC), Proceedings 2013 International Conference. – Shenyang: IEEE, 2013. – P. 654–657.

4. Gostev V.I. Control of power of transmitter in data transmission channel with fuzzy controller / V.I. Gostev, N.I. Kunakh // Электроника и связь. – 2005. – № 26. – С. 74–78.

5. Gostev V.I. Mathematical model of an adaptive radio communication channel with the PID-controller / V.I. Gostev, N.I. Kunakh., V.A. Velichko // Электроника и связь. – 2005. – № 28. – С. 83–87.

6. Гостев В.И. Модели аттенюатора как элемента системы автоматического регулирования мощности передатчика / В.И. Гостев, В.И. Панченко, А.Л. Ткаченко // Вестник ЧДТУ. – 2007. – № 1, 2. – С. 94–98.

7. Robust Multi-Model Control of an Autonomous Wind Power System / N.A. Cutululis, E. Ceanga, A.D. Hansen, P. Sorensen // Wind Energy. – 2006. – Vol. 9. – P. 399–419.

8. Lee C.Y. Adaptive control of a class of nonlinear systems using multiple parameter models // International Journal of Control, Automation and Systems. – 2006. – Vol. 4. – P. 428–437.

9. Multimodel Analysis and Controller Design for Nonlinear Processes / Wen Tan, H.J. Marquez, Tongwen Chen, Jizhen Liu // Computers & Chemical Engineering. – 2004. – Vol. 28, № 12. – P. 2667–2675.

10. Duan Yubo. Multi-model optimal robust control of nonlinear systems in gap metric / Yubo Duan, Sai Yao, Bin Liu // International Journal of Control and Automation. – 2013. – Vol. 6. – P. 381–392.

11. Jalali A.A. An optimal multiple-model strategy to design a controller for nonlinear processes: A boilerturbine unit / A.A. Jalali, H. Golmohammad // Computers & Chemical Engineering. – 2012. – № 46 (15). – P. 48–58.

12. Нэш И. Улучшение возможностей беспроводных передатчиков путем калибровки мощности // Беспроводные технологии. – 2010. – № 4. – С. 60–64.

13. Тартаковский Г.П. Динамика систем автоматической регулировки усиления. – М.: Госэнергоиздат, 1957. – 191 с.

14. Garate J.I. Mixed RF output power control for low power transmitters in mobile cellular terminal // Industrial Electronics, 2006 IEEE International Symposium. – Montreal: IEEE, 2006. – Vol. 4. – P. 2760–2766.

15. Caverly R.H. Microwave and RF *p–i–n*-Diode Model for Time-Domain Simulation // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2012. – Vol. 60, № 7. – P. 2158–2164.

16. Caverly R.H. Electrothermal modeling of microwave and RF PIN Diode switch and attenuator circuits // Microwave Symposium Digest (IMS). – Seattle: IEEE, 2013. – С. 1–4.

17. Bryant G.H. Principles of Microwave Measurements // IEE Electrical measurement. – London: Peter Peregrinus, 1997. – 392 p.

18. Бесекерский В.А. Теория систем автоматического управления. – СПб.: Профессия, 2003. – 752 с.

Демьянович Дмитрий Николаевич
Инженер-программист департамента информационно-измерительных систем
ЗАО «НПФ «Микран», г. Томск
Тел.: +7-923-417-68-92
Эл. почта: sparrow@tpu.ru

Вадутов Олег Самигулович
Канд. техн. наук, доцент каф. промышленной и медицинской электроники (ПМЭ)
Национального исследовательского Томского политехнического университета
Тел.: +7-913-115-15-13
Эл. почта: vos@tpu.ru

Солдатов Алексей Иванович
Д-р техн. наук, профессор каф. ПМЭ
Тел.: +7-952-802-65-41
Эл. почта: asoldatof@mail.ru

Demyanovich D.N., Vadutov O.S., Soldatov A.I.

Control object research and model obtaining for the ALC system design

We present a method for constructing models of microwave frequency synthesizer tract for a fixed frequency as a control object for the purpose of further AGC development. Static and dynamic characteristics of the control object were studied. To determine the coefficients of static characteristics of transmission controlled attenuator we used two ranges of values of the control action for three frequencies: 5, 6 and 7 GHz. For the dynamic characteristics of the control object we defined order and coefficients of the equations describing the dependence of the output power from the input power and the control action applied to the attenuator, and the dependence of the output voltage from the detector output. The results of comparative analysis of the model and the real object are given. The developed model corresponds to the real object.
Keywords: controlled attenuator, approximation of the nonlinear characteristic, nonlinear control object, static characteristics, dynamic properties, parametric feedback, model development.

УДК 621.2

В.А. Жмудь, В.М. Семибаламут

Проектирование полных многоканальных ПД-регуляторов методом численной оптимизации при моделировании

Проектирование многоканальных регуляторов аналитическими методами затруднительно, если математическая модель объекта сложна. Методы численной оптимизации коэффициентов регулятора при моделировании системы позволяют упростить решение этой задачи даже для многоканальных объектов. В статье исследуется эффективность использования ранее предложенного детектора роста ошибки для снижения перерегулирования в многоканальных системах. Этот детектор основан на интегрировании положительной части произведения ошибки регулирования на ее производную по времени. Моделированием на трех примерах продемонстрировано, что для многоканальных объектов предложенный метод позволяет улучшить результат проектирования регулятора в сравнении с другими подобными методами, основанными на численной оптимизации, а именно удается снизить перерегулирование в системе.

Ключевые слова: автоматика, регулятор, многоканальные системы, запаздывание, численная оптимизация, математическое моделирование, целевая функция, стоимостная функция.

Управление в контуре с отрицательной обратной связью широко применяется в науке, технике и в высокоточных технологиях [1–10]. Необходимый расчет регуляторов может выполняться аналитическими или численными методами. Для сложных объектов аналитические методы неприменимы, поэтому в этом случае более успешно регулятор рассчитывается путем численной оптимизации, коэффициентов регулятора, структура которого задана разработчиком. Оптимизация осуществляется при симуляции с использованием моделей объекта и регулятора [1–10]. Мы ранее предложили детально разработанное описание методов оптимизации многоканальных объектов. Результат разработки состоит в рекомендациях в отношении входных сигналов, целевых функций и процедуры оптимизации [1–10].

Среди предложенных технических решений было введение в стоимостную функцию слагаемого, существенно возрастающего в случае наличия участков переходного процесса, на которых ошибка возрастает (даже в случае сохранения возмущения на постоянном уровне). Такое слагаемое позволяет предотвратить в получаемой системе большое перерегулирование и уменьшить колебания в переходном процессе [9, 10]. Вычисление этого слагаемого осуществляется специальной структурой – детектором роста ошибки. Эффективность применения такого детектора (и соответствующего слагаемого в стоимостной функции) при управлении многоканальными объектами не была ранее исследована. В настоящей статье исследуется результат использования многоканального детектора неправильных движений с целью проектирования регуляторов для многоканальных объектов. А именно: а) рекомендуется программное обеспечение для математического моделирования и оптимизации; б) предлагается выбор тестовых воздействии; в) выбирается класс регуляторов; г) предлагается и обосновывается стоимостная функция; д) приводятся и анализируются результаты численной оптимизации регуляторов.

Постановка задачи. Предлагается использовать для оптимизации программу *VisSim*, поскольку она реализует все необходимые функции [11]. Исследование осуществляем на примере объектов размерностью 2×2 (т.е. объектов с двумя входами и двумя выходами).

Основная сложность задачи управления многоканальными объектами порождается перекрестными связями в объекте. В таких объектах сигнал на каждом входе влияет на каждую выходную величину, такое влияние описывается соответствующей передаточной функцией $w_{ij}(s)$, т.е. передаточной функцией по Лапласу от *i*-го входа на *j*-й выход. Наиболее распространено описание объекта в виде матричной передаточной функции.

Требуется рассчитать регулятор, обеспечивающий автономное астатическое управление, т.е. равенство вектора установившегося выходного значения вектору предписанных значений $V(t)$.

Наиболее эффективны для этого случая регуляторы с пропорциональным, интегрирующим и дифференцирующим трактами (ПИД-регуляторы) матричная передаточная функция которых имеет вид

$$W_R(s)=\left[K_{(P)ij}+\frac{K_{(I)ij}}{s}+sK_{(D)ij}\right]. \quad (1)$$

Требуемый результат управления во временной области обычно записывают так:

$$\lim_{t\to\infty} Y(t)=V(t). \quad (2)$$

Здесь $V(t)$ – вектор предписанных значений; $Y(t)$ – вектор выходных сигналов объекта. В одноканальном случае, как правило, пропорциональный канал обеспечивает достаточное быстродействие, дифференцирующий канал обеспечивает устойчивость, а интегрирующий канал обеспечивает нулевую статическую ошибку.

Для оптимизации требуется задать положительную стоимостную функцию. Можно так организовать работу программы, чтобы она отыскивала значения коэффициентов регулятора, которые обеспечивают минимум этой функции [9, 10].

Расчет регулятора методом оптимизации при моделировании. Стоимостной функцией должна быть функция, которая зависит от вычисляемых с помощью численной оптимизации коэффициентов. Поскольку коэффициенты регулятора влияют на ошибку в системе, то стоимостная функция может быть вычислена по ошибке в системе. Минимум стоимостной функции должен обязательно достигаться лишь в том случае, когда обеспечивается выполнение условия (2). Например, стоимостная функция может быть задана как интеграл от суммы модулей ошибки управления:

$$F_1(T)=\int_0^T\sum_{i=1}^{n}\left|e_i(t)\right|\,dt. \quad (3)$$

Здесь $e_i(t)=v_i(t)-y_i(t)$ – ошибка управления по i-му входу; T – время моделирования переходного процесса. В ряде работ предлагается использовать сумму квадратов ошибки, однако такая стоимостная функция приводит к чрезмерно большому перерегулированию в системе.

Также можно ввести под интеграл (3) в качестве сомножителя время с начала переходного процесса [9, 10]:

$$F_2(T)=\int_0^T\sum_{i=1}^{n}\left|e\ (t)\right|\cdot t\ dt. \quad (4)$$

Это обеспечит лучшее отыскание коэффициентов интегральных трактов, поскольку даже малая остаточная ошибка в конце переходного процесса будет давать большой вклад в соотношение (4), поэтому программа будет отыскивать такие коэффициенты регулятора, которые обеспечивают малую ошибку в конце переходного процесса, что требует достаточного значения коэффициентов при интеграторах.

Суть детектора роста ошибки состоит в том, что если ошибка в системе растет, то на выходе этого детектора должен порождаться большой положительный сигнал, если же ошибка уменьшается или остается постоянной, то на выходе этого детектора сигнал должен быть нулевым [9, 10]. Сигнал на выходе детектора роста ошибки может формироваться, например, по следующему соотношению:

$$F_3(T)=\int_0^T\sum_{i=1}^{n}\max\{0,e_i(t)\frac{de_i(t)}{dt}\}dt. \quad (5)$$

Обозначение $\max\{0,f\}$ означает функцию, равную максимальному значению из величин в фигурных скобках. Устройство, вычисляющее соответствующий сигнал, – это ограничитель с нулевым нижним порогом. Он формирует на своем выходе сигнал, равный входному сигналу f, когда $f\ge 0$, или нулевой сигнал, когда $f<0$. Поскольку выходов в многомерных объектах несколько, в соотношениях (3)–(5) берется суммирование по всем выходам i от 1 до n. Процедура оптимизации обеспечивает отыскание таких коэффициентов регулятора, которые содержат минимум одной из составных стоимостной функции вида

$$F_4(T)=F_1(T)+\alpha F_3(T), \qquad F_5(T)=F_2(T)+\alpha F_3(T). \quad (6)$$

При решении поставленной задачи управления многоканальным объектом требуется независимость управления по отдельным каналам. Поэтому тестовые сигналы на всех входах должны отличаться друг от друга. Например, предлагается для случая двухканальной системы на первый вход подавать ступенчатый скачок с нулевой задержкой, а на второй канал подавать ступенчатый скачок с задержкой, равной половине времени интегрирования: $\Delta T_1 = 0, \Delta T_2 = T / 2$.

Результаты расчета регулятора

Пример 1. Пусть объект управления описывается следующей передаточной функцией:

$$W_2(s) = \begin{bmatrix} 5\dfrac{\exp(-s)}{(2s^2+2s+1)s} & \dfrac{\exp(-2s)}{(s^2+s+1)s} \\ \dfrac{\exp(-1{,}6s)}{(s^2+2s+1)s} & 2\dfrac{\exp(-1{,}2s)}{(2s^2+4s+1)s} \end{bmatrix}. \quad (7)$$

Поскольку объект содержит интегратор (присутствует множитель s в каждом знаменателе), то интегратор в регуляторе не требуется. Поэтому регулятор отыскивается в следующем виде:

$$W_R(s) = \left[K_{(P)ij} + sK_{(D)ij}\right] = \begin{bmatrix} K_{P1}+sK_{D1} & K_{P3}+sK_{D3} \\ K_{P4}+sK_{D4} & K_{P2}+sK_{D2} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Самым простым регулятором является диагональный регулятор. Если положить в (8) все элементы, кроме элементов главной диагонали, равными нулю. Моделирование показало, что с таким регулятором можно осуществить успешное управление объектом, но при этом перерегулирование может достигать 60%.

Ниже рассмотрены результаты оптимизации более сложной структуры регулятора, а именно: используем в элементах вне главной диагонали регулятора пропорциональные звенья. Также целесообразно использование полной структуры регулятора и сравнение результатов. На рис. 1 показана структура объекта в программе VisSim для моделирования. На этом рисунке и далее: блоки с метками u1, u2, y1 и y2 – метки шин входных и выходных сигналов объекта (программа интерпретирует все шины с одинаковыми метками как соединенные между точки); блоки с метками 1/S – интеграторы; блоки с метками экспонент – звенья чистого запаздывания, блоки без входов с метками в виде чисел – генераторы констант; блоки с дробными метками – передаточные функции отдельных элементов.

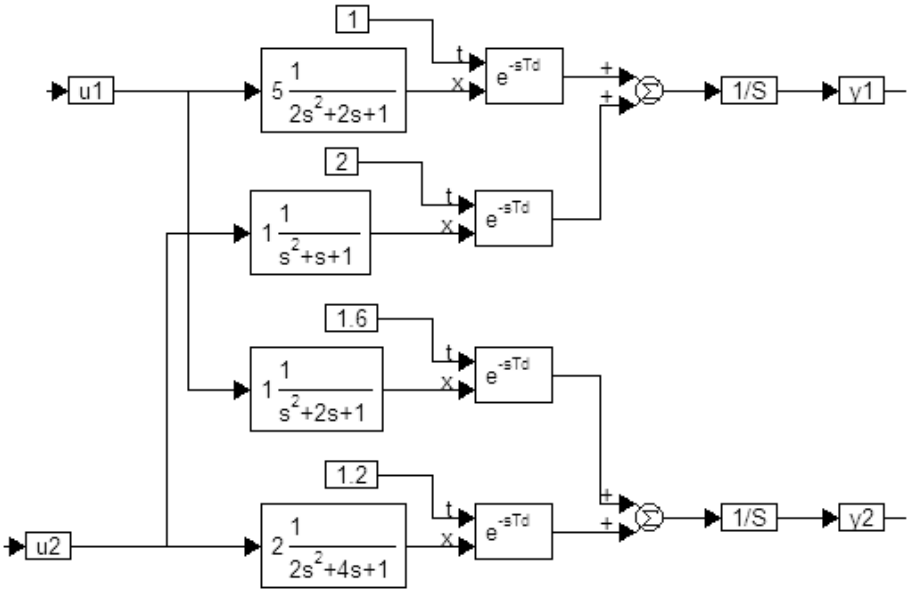


Рис. 1. Структурная схема объекта управления в программе *VisSim* 6.0

На рис. 2 показана структура регулятора для моделирования и оптимизации при пропорциональных регуляторах вне основной диагонали. На этом рисунке блоки с метками u1, u2, y1 и y2 – метки шин входных и выходных сигналов объекта, которые соединены с одноименными метками на рис. 1; блоки с меткой в виде ступеньки – генераторы единичного ступенчатого скачка; блоки с метками e1 и e2 – метки шин, на которых вычисляются ошибки управления, эти сигналы используются далее для вычисления стоимостной функции; блоки с надписью «derivative» – вычислители произ-

водной сигнала по времени; пятиугольные блоки с метками p1, p2, p3, p4, d1, d2 – блоки, умножающие входные сигналы на коэффициенты, равные величинам, записанным в них.

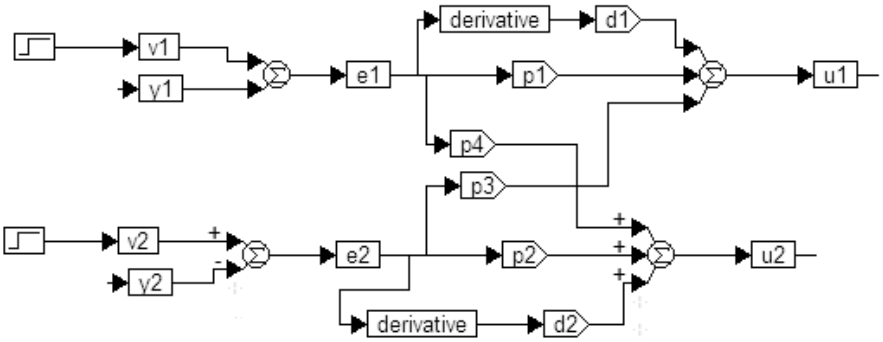


Рис. 2. Неполный регулятор (по диагональным связям отсутствует дифференцирование)

На рис. 3 показана структура всей схемы моделирования, где объект и регулятор включены в составные блоки. На этом рисунке блоки с метками OBJECT и REGULATOR – блоки, показанные на рис. 1 и 2, соответственно; блоки со знаком «_⌜» – нелинейный ограничитель, пропускающий только положительную часть сигнала; блоки с метками abc – вычислители абсолютной величины; блоки со звездочкой – умножители сигналов; пятиугольные блоки – умножители на коэффициент, вписанный в них; блоки без выходов с метками в виде чисел – индикаторы вычисляемых значений, блоки с метками parameterUnknown – блоки, совместно вычисляющие оптимальные значения аргументов в режиме «выполнить оптимизацию»; блок с меткой cost – вход для введения в него стоимостной функции, необходимый для работы блоков parameterUnknown.

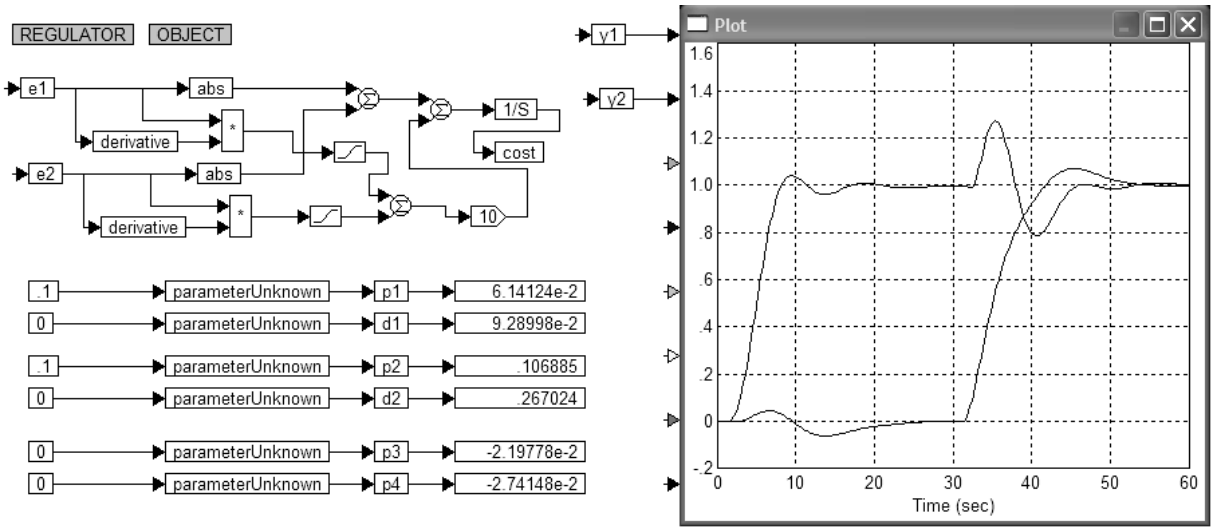


Рис. 3. Структура для численной оптимизации регулятора в программе *VisSim*, а также вид осциллографа с переходным процессом и индикаторы с коэффициентами, полученными в результате оптимизации регулятора (1)

В структуре содержатся вычислители стоимостной функции, при этом $\alpha = 10$. Также в схеме имеются осциллографы для отображения переходных процессов и индикаторы окончательных значений коэффициентов регулятора.

Как следует из графиков на рис. 3, перерегулирование в системе составляет менее 30% по первому каналу при скачке на втором канале, перерегулирование во всех остальных случаях не превышает 5%, длительность переходного процесса в каждом канале составляет около 20 с.

Уравнение полученного регулятора имеет вид

$$W_{R3}(s) = \begin{bmatrix} 0{,}00614 + 0{,}093s & -0{,}022 \\ -0{,}027 & 0{,}107 + 0{,}27s \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Для дальнейшего уменьшения перерегулирования следует усилить работу второго слагаемого в стоимостной функции. С этой целью увеличим в 5 раз весовой коэффициент и зададим $\alpha = 50$.

Перерегулирование в этом случае снизилось до величины 10% или менее для обоих каналов.

Уравнение регулятора для этого случая имеет вид

$$W_{R4}(s)=\begin{bmatrix} 0{,}00592+0{,}09s & -0{,}0203 \\ -0{,}028 & 0{,}0975+0{,}139s \end{bmatrix}. \quad (10)$$

При изменении весовой функции от 10 до 50 перерегулирование в первом канале снижается до 8%. Уравнение регулятора в этом случае имеет вид

$$W_{R4}(s)=\begin{bmatrix} 0{,}0592+0{,}090s & -0{,}02025 \\ -0{,}0279 & 0{,}0975+0{,}139s \end{bmatrix}. \quad (11)$$

Пример 2. Для объекта (7) необходимо рассчитать регулятор с полной передаточной функцией. Перерегулирование в этом случае остается лишь в первом канале при скачке во втором канале, оно составляет около 6%, во всех остальных трех случаях перерегулирование нулевое или пренебрежимо малое. Уравнение регулятора для этого случая имеет вид

$$W_{R5}(s)=\begin{bmatrix} 0{,}0058+0{,}105s & -0{,}021-0{,}086s \\ -0{,}0325-0{,}08s & 0{,}1+0{,}355s \end{bmatrix}. \quad (12)$$

Пример 3. Целесообразно рассмотреть усложненную модель объекта. Новая передаточная функция задана соотношением:

$$W_2(s)=\begin{bmatrix} 5\dfrac{\exp(-s)}{(2s^2+2s+1)s} & 5\dfrac{\exp(-2s)}{(s^2+2s+1)s} \\ \dfrac{\exp(-2s)}{(s^2+2s+1)s} & 2\dfrac{\exp(-s)}{(2s^2+4s+1)s} \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Сложность объекта заключается в том, что коэффициент передачи от первого выхода на второй вход в 2.5 раза больше, чем прямой коэффициент передачи от второго входа на второй выход. Также быстродействие этих нежелательных связей, т.е. элементов вне главной диагонали, не считая запаздывания, в обоих случаях выше, чем быстродействие основных каналов, поскольку полиномы в знаменателях в побочных каналах имеют меньшие значения коэффициентов.

Результат оптимизации дает следующий регулятор:

$$W_{R6}(s)=\begin{bmatrix} 0{,}072+0{,}033s & -0{,}20-0{,}23s \\ -0{,}052-0{,}097s & 0{,}26+0{,}85s \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Перерегулирование каждого канала при скачках в другом канале во всех случаях менее 20%, перерегулирование при скачке в собственном канале пренебрежимо мало (около 1%), участки с неправильным ходом переходного процесса минимальны по протяженности и по величине отклонения от требуемого значения, длительность переходного процесса не более 25 с.

Заключение. Моделированием на трех примерах выявлено, что для многоканальных объектов ввод в целевую функцию детектора роста ошибки позволяет улучшить результат оптимизации, но при этом могут получаться чрезмерно большие значения перерегулирования. Применение полного регулятора, т.е. содержащего ненулевые элементы во всех элементах матрицы, позволяет существенно повысить качество управления, т.е. снизить перерегулирование. Все же при нежелательном сочетании параметров объекта (что проявляется в том, что вне главной диагонали его матричной передаточной функции содержится больше элементов, чем в главной диагонали) хотя управление при использовании полного регулятора может быть успешным, но перерегулирование при этом возрастает.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России по государственному заданию №2014/138, тема проекта «Новые структуры, модели и алгоритмы для прорывных методов управления техническими системами на основе наукоемких результатов интеллектуальной деятельности».

Литература

1. Chekhonadskikh A.V. Reducing the Stabilizing Control Order for a Double Inverted Pendulum / A.V. Chekhonadskikh, A.N. Koryukin, A.A. Voevoda // Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing. – 2012. – Vol. 48, № 6. – P. 593–604.

2. Zhmud V.A. The Use of the Feedback Control Systems in Laser Physics Researching Experiments // Proceedings of RFBR and DST Sponsored «The 2-nd Russian-Indian Joint Workshop on Computational Intelligence and Modern Heuristics in Automation and Robotics», 10–13 September, 2011, Additional Vol. – Novosibirsk: NGTU, 2011. – P. 40–43.

3. Воевода А.А. Синтез регулятора системы «Перевёрнутый маятник – тележка» / А.А. Воевода, В.В. Вороной, Е.В. Шоба // Научный вестник НГТУ. – 2012. – № 4 (49). – С. 161–165.

4. Poloshchuk A. Modern key techologies in automatics: Structures and numerical optimization of regulators / A. Poloshchuk, O. Yadrishnikov, A. Zavorin, V. Zhmud // Proc. of the 7th International Forum on Strategic Technology «IFOST – 2012». Tomsk. Russia. – Tomsk: TPU, 2012. – P. 600–603.

5. Liapidevskiy A.V. The design of the feedback systems by means of the modeling and optimization in the program vissim 5.0/6 / A.V. Liapidevskiy, E.V. Prokhorenko, V.A. Zhmud // Proc. of the IASTED International Conference on Modelling, Identification and Control. – Calgary, Canada: Publishing of IASTED Secretariat, 2010. – P. 27–32.

6. Yadrishnikov O. Numerical optimization of PID-regulators using the improper moving detector in cost function / O. Yadrishnikov, V. Zhmud. – Proceedings of the 8-th International Forum on Strategic Technology 2013 (IFOST–2013). Vol. II, 28 June – 1 July. Mongolian University of Science and Technology, Ulaanbaator, Mongolia. IEEE organized. – 2013. – P. 265–270 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.must.edu.mn/IFOST2013/ свободный, (дата обращения: 07.10.2014).

7. Воевода А.А. Модальный синтез многоканального регулятора пониженного порядка с использованием «обратной» производной / А.А. Воевода, В.В. Вороной, Е.В. Шоба // Научный вестник НГТУ. – 2012. – № 1 (46). – С. 15–22.

8. Zavorin A.N. Metodi di ottimizzazione del controllo numerico su una modelli troncati / A.N. Zavorin, V.A. Zhmud // Italian Science Review. 2014; 4(13). P. 686–689 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.ias-journal.org/archive/2014/april/Zhmud.pdf; http://www.ias-journal.org/archives/april-2014 свободный (дата обращения: 07.10.2014).

9. Жмудь В.А. О недостаточности полных многоканальных ПИД-регуляторов для качественного управления многоканальными объектами с запаздыванием / В.А. Жмудь, В.М. Семибаламут // Автоматика и программная инженерия (НГТУ, Новосибирск). – 2014. – № 3 (9). – С. 9–19 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.jurnal.nips.ru/sites/default/files/АИПИ-3-2014-1.pdf, свободный (дата обращения: 07.10.2014).

10. Жмудь В.А. Энергосберегающие регуляторы для многоканальных объектов без интегратора / В.А. Жмудь, В.М. Семибаламут // Автоматика и программная инженерия (НГТУ, Новосибирск). – 2014. – № 3 (9). – С. 20–26 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.jurnal.nips.ru/sites/default/files/АИПИ-3-2014-2.pdf, свободный (дата обращения: 07.10.2014).

11. Дьяконов В. VisSim + Mathcad + MATLAB. Визуальное математическое моделирование. – М.: СОЛОН-Пресс, 2004. – 384 с.

Жмудь Вадим Аркадьевич
Д-р техн. наук, доцент, зав. каф. автоматики Новосибирского государственного университета
Тел.: 8 (383) 346-11-19
Эл. почта: oao_nips@bk.ru

Семибаламут Владимир Михайлович
Канд. физ.-мат. наук, ст. науч. сотрудник, нач. Сибирской опытно-методологической лазерной экспедиции Геофизической службы СО РАН
Тел.: 8 (383) 346-11-19
Эл. почта: wladim28@yandex.ru

Zhmud V.A., Semibalamut V.M.

Design of complete multi-channel PD-regulators by numerical optimization with simulation

Design of multi-channel regulators by analytical methods is difficult if the mathematical model of the object is complex. Numerical optimization methods with the help of simulation can simplify the solution of this problem even for multi-channel objects. The paper studies the effectiveness of the use of earlier proposed error increasing detector. This detector is based on the integrating of the product of the loop error at its derivative. Simulation of three examples demonstrates that for multichannel objects allows improving of the results comparatively with the other similar methods. Namely, it is possible to decrease the overshooting in the system.

Keywords: automation, control, multi-channel systems, delay link, numerical optimization, modeling, objective function, the cost function.

УДК 004.6

М.А. Сонькин, Д.М. Сонькин, В.З. Ямпольский, Ю.В. Лещик

Системы мониторинга и оповещения о чрезвычайных ситуациях в регионах разработки нефтегазовых месторождений

В статье обосновывается актуальность и приводится опыт создания систем мониторинга и оповещения о чрезвычайных ситуациях в регионах разработки нефтегазовых месторождений, базирующихся на новом поколении интеллектуальных терминалов, интеграции гетерогенных каналов связи, автоматических средствах перехвата ТВ- и радиовещания для доставки сигналов и команд оповещения до органов управления, населения, предприятий и организаций.

Ключевые слова: нефтегазовые объекты, оповещение, мониторинг, лесные пожары, цифровая связь, радио, ТВ, интеллектуальные терминалы.

Тенденцией современного этапа развития производственной и социальной инфраструктуры в регионах разработки нефтегазовых месторождений является увеличение мощности добычных производств, укрупнение систем сбора, подготовки и транспорта нефти и газа на большие расстояния. С определенными ограничениями имеет также место тенденция приближения вахтовых поселков и нефтеградов к местам дислокации производственных и инфраструктурных объектов.

Эти естественные с экономической точки зрения тенденции создают, однако, реальную угрозу жизнедеятельности проживающему в этих поселках и городах населению. Положение усугубляется еще и тем, что практически любые территории, а не только регионы нефтегазодобычи, не свободны от угроз природного характера. Это могут быть угрозы геологического, геофизического или метеорологического характера, возникающие в отдельности либо в тех или иных сочетаниях. Спектр этих угроз подробно изложен в Методических рекомендациях, разработанных во исполнение Указа Президента РФ от 13 ноября 2012 г. №1522 «О создании комплексной системы экстренного оповещения населения (КСЭОН) об угрозе возникновения или о возникновении чрезвычайных ситуаций» [1].

Нарастающая частота природных аномалий (ураганы, наводнения, цунами, лесные пожары) и техногенных катастроф определяет растущий спрос на системы оповещения предприятий, организаций и населения. Очевидно, что при возникновении рисков либо реальных опасностей все население, проживающее в районных центрах, вахтовых поселках, в малых поселениях, деревнях и даже на хуторах, должно быть оповещено в кратчайшие сроки с целью заблаговременной эвакуации. При этом естественно возникает ряд проблем организационного и технического характера.

Дело в том, что оповещение населения в России осуществляется с помощью совокупности региональных систем чрезвычайных ситуаций (РСЧС), развернутых на различных уровнях управления: федеральном, региональном, местном, на уровне отдельных организаций (рис. 1).

На верхнем уровне РСЧС находится Национальный центр управления кризисными ситуациями (НЦУКС), далее – дежурно-диспетчерские службы (ДДС) федеральных органов исполнительной власти и уполномоченных организаций. Все они связаны с РСЧС и далее с едиными диспетчерскими службами (ЕДДС) муниципальных образований и ЕДДС отдельных организаций и крупных хозяйственных объектов.

Созданные в разные периоды времени, на разных уровнях развития науки и техники, в условиях различных ресурсных возможностей государства, эти системы не свободны от проблем в части обеспечения требуемой оперативности, комплексности, уровня готовности и надежности функционирования.

К проблемам и недостаткам существующих в РФ систем оповещения следует отнести:

− изношенность и отсталость технических средств и нередко кратное превышение эксплуатационного ресурса;

− несовместимость (аппаратная, программная) с сетями теле- и радиовещания, а также с новыми кабельными сетями теле- и радиовещания, получившими интенсивное развитие в последние десятилетия;

− неполноту охвата низовых уровней территорий, в особенности сельских местностей, а также отдаленных районов Сибири и Дальнего Востока.

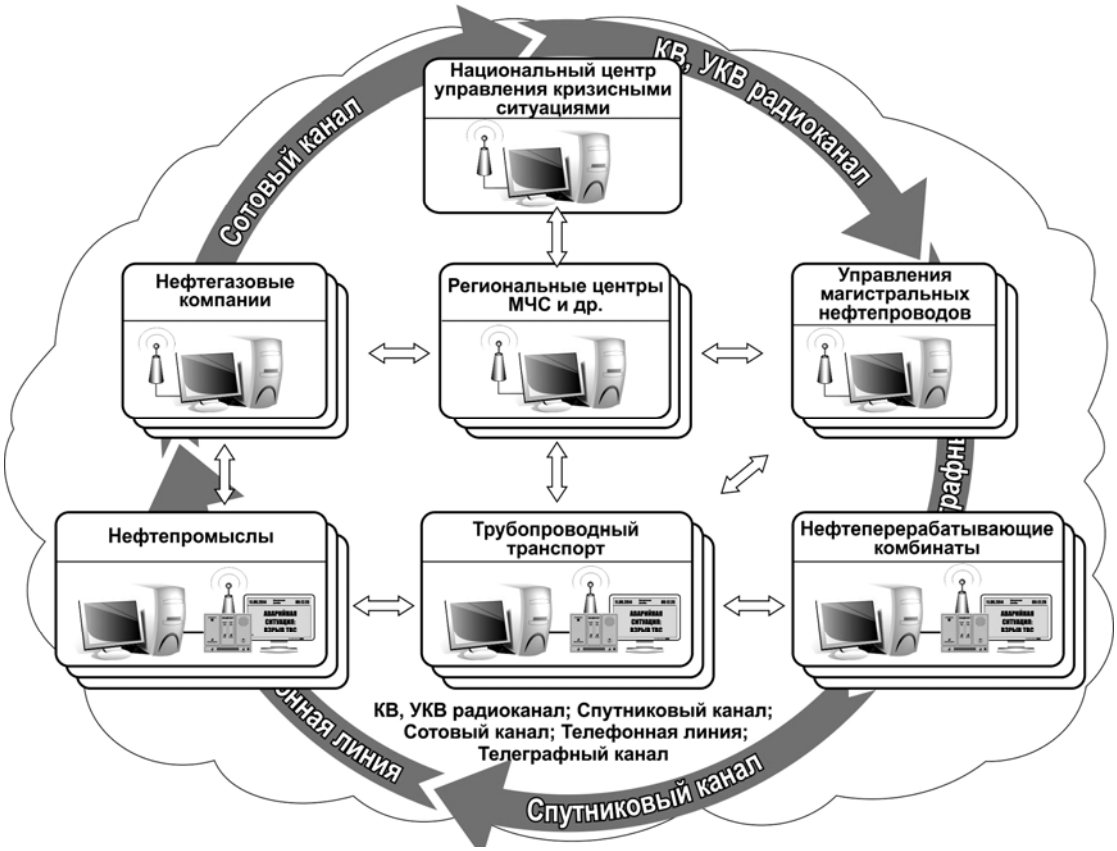


Рис. 1. Обобщенная схема оповещения регионов нефтегазодобычи

Построение КСЭОН нового поколения для столь важных в экономическом и технологическом отношении объектов нефтегазовой отрасли предполагает решение перечисленных проблем и задач на уровне, опережающем современный технологический уровень.

Речь при этом идет:

− о переходе на новое поколение аппаратно-программных средств на базе современных микропроцессорных устройств и компьютеров;

− о переходе на современные цифровые информационно-коммуникационные сети связи с учетом обозримой перспективы их развития;

− о вводе в действие автоматических средств перехвата ТВ и радиовещания, обеспечивающих оперативную доставку сигналов и команд оповещения в каждое домовладение, учреждение, предприятие, транспортное средство;

− о вводе в действие аппаратно-программных интерфейсов в мобильные радиотелефонные, спутниковые и сотовые сети связи;

− об обеспечении возможности автоматического сопряжения сетей оповещения населения с системами мониторинга и оповещения потенциально опасных объектов с региональными центрами управления МЧС в кризисных ситуациях и других ведомств;

− об обеспечении защиты информации от несанкционированного доступа, а также сохранности информации в системах оповещения при аварийных ситуациях;

− о необходимости интеграции КСЭОН с космическими и наземными системами дистанционного мониторинга и связи, автоматизированного контроля радиационной обстановки, движения морских и речных судов, сейсмической и вулканической активности, паводковых ситуаций, мониторинга лесных пожаров, землетрясений и т.п.

Рассмотрим некоторые из возникающих проблем на примере систем оповещения о возникновении лесных пожаров [2].

На обширной территории России ежегодно возникает около 30 тыс. лесных пожаров (из примерно 400 тыс. в мире), ущерб от которых составляет несколько миллиардов рублей в год, не говоря о выбросах в атмосферу сотен тысяч тонн продуктов горения.

Лесной пожар – стремительно развивающийся процесс, а запаздывание в его обнаружении и ошибки в принятии решений по его ликвидации приводят к масштабному росту потерь, особенно в столь огнеопасной отрасли, как нефтегазодобыча, промыслы и технологические объекты которых в Сибири и на Дальнем Востоке окружены лесами.

В Российской Федерации в соответствии с требованиями Лесного кодекса существует ряд систем, призванных обеспечить мониторинг лесопожарной обстановки. К ним относятся:

- система космического мониторинга ИСДМ-Рослесхоз;
- система видеонаблюдения «Лесной дозор»;
- система учета лесных пожаров РГИС;
- система пакетной передачи данных СППД;
- комплексы беспилотных летательных аппаратов;
- системы мониторинга подвижных объектов.

Каждая из вышеуказанных систем выполняет свою специфическую, узко очерченную функцию, например детектирование лесных пожаров со спутника (ИСДМ-Рослесхоз) или ведение статистической информации о лесных пожарах (РГИС). Они ориентированы на использование конкретных каналов связи или осуществляют передачу информации без оперативного автоматического перехода с одного канала на другой. Программно-аппаратные комплексы и координационные центры упомянутых систем не интегрированы в единое информационное пространство и т.д.

Можно заметить, что в отличие от ранее созданных систем и средств существуют и другие решения. Разработанные Институтом кибернетики ТПУ совместно с группой компаний «ИНКОМ» (г. Томск) системы мониторинга и оповещения о лесопожарной обстановке представляют собой новое многофункциональное аппаратно-программное решение для оперативного мониторинга, анализа и контроля лесопожарной обстановки на федеральном и региональном уровне. Результатом внедрения таких систем является создание единого информационного пространства для охраны лесов от пожаров, обеспечиваемого за счет:

- оснащения функционально и аппаратно совместимыми средствами всех задействованных подразделений (региональная диспетчерская служба, администрация региона, МЧС, база авиационной охраны лесов, управление лесами, лесничества, авиаотделения, пожарно-химические станции) и подвижных объектов (воздушные суда с летчиками-наблюдателями, наземный лесопожарный и патрульный транспорт, беспилотные летательные аппараты), федеральные и окружные службы;
- создания в региональной и/или объектовой диспетчерской службе единой базы данных по мониторингу лесопожарной обстановки;
- интеграции основных и резервных каналов приема и передачи информации в автоматическом режиме.

Важнейшим элементом систем оповещения является оконечное устройство. В случае традиционных систем массового оповещения это всем известные сирены, громкоговорящие установки, радио- и телеприемники. Однако эти средства не решают ряд важных задач, таких как адресность и оперативность доведения сигналов оповещения до руководителей предприятий и организаций, спасательных и силовых структур и др. Необходимо эффективное оконечное оборудование, которое способно выполнять ряд дополнительных функций, таких как:

- обратная связь (возможность послать подтверждение о приеме сообщения или сигнала);
- яркое визуальное отображение сигнала на внешнем экране;
- двусторонняя диспетчерская голосовая связь и др.

Решение подобных задач обычно предполагает использование комплексов, реализованных на персональных компьютерах. Положительной стороной в этом случае является стандартность и относительно невысокая стоимость оборудования. Недостатком являются сложность в эксплуатации (требуется специальное обучение персонала, значительные затраты на размещение и техническое обслуживание), снижение уровня информационной безопасности, связанные с рисками и отсутствием системы разграничения доступом [3, 4].

Анализ систем оповещения и оборудования различных производителей показывает, что существует потребность в аппаратуре оконечного оповещения нового поколения, обладающей:

- большей информативностью, в том числе возможностью вывода как звуковой, так и графической информации;
- высокой надежностью;
- простотой в эксплуатации (минимум априорных знаний, интуитивно доступный интерфейс);

– возможностью работы по различным каналам связи, в том числе интегрированным;
– возможностью функционального расширения.

Аппаратура, обладающая подобным набором качеств, создана в группе компаний «ИНКОМ». Речь идет об аппаратно-программном комплексе локального оповещения П-166 ИТК ОС ЛО на базе терминала «Квадрант» [5].

Функциональная схема терминала «Квадрант», а также возможные варианты подключения внешних устройств приведены на рис. 2.

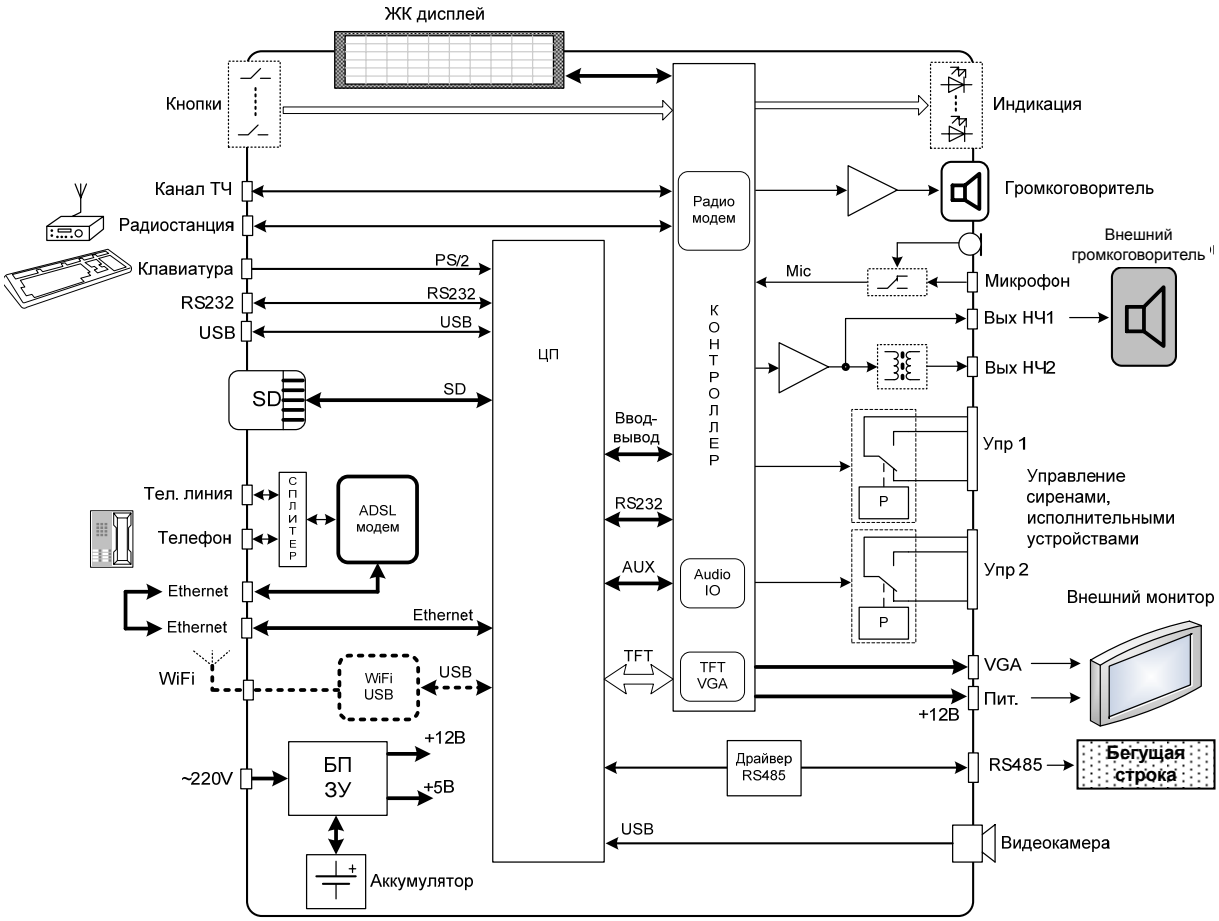


Рис. 2. Функциональная схема терминала «Квадрант»

Интеллектуальная основа терминала – высокопроизводительный процессорный модуль на базе микроконтроллера с ядром ARM 11. Модуль имеет широкий набор интерфейсов: Ethernet, USB, RS232, RS485, SPI, I2C.

Терминал «Квадрант» обеспечивает:

– звуковое оповещение с помощью встроенного громкоговорителя мощностью 10 Вт;
– вывод текстовой информации на внешний монитор или световое табло типа «бегущая строка»;
– передачу «ручного» подтверждения факта получения сигнала оповещения;
– двустороннюю диспетчерскую голосовую связь с узловым абонентом;
– отображение принятой информации на встроенном жидкокристаллическом дисплее и др.

В заключение следует отметить, что растущий спрос на эффективные региональные и объектовые системы мониторинга и оповещения о чрезвычайных природных или техногенных ситуациях можно удовлетворить с помощью новейших достижений в области современных интегрированных систем связи с использованием гетерогенных каналов связи (наземных, радио, спутниковых, сотовых).

Литература

1. Методические рекомендации по созданию комплексной системы экстренного оповещения населения об угрозе возникновения или о возникновении чрезвычайных ситуаций. – М., 2013. – 27 с.

2. Семыкин С.В. Региональная комплексная цифровая система мониторинга, оповещения и безопасности / С.В. Семыкин, Е.И. Печерская // Территория интеллекта (Томск). – 2012. – Вып. 4. – С. 39–41.

3. Прищеп С.В. Подходы и критерии оценки рисков информационной безопасности / С.В. Прищеп, С.В. Тимченко, А.А. Шелупанов // Безопасность информационных технологий. – 2007. – № 4. – С. 15–21.

4. Миронова В.Г. Реализация модели TAKE-GRANT как представление систем разграничения прав доступа в помещениях / В.Г. Миронова, А.А. Шелупанов, Н.Т. Югов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – № 2–3. – С. 206–210.

5. Навигационно-телекоммуникационные системы мониторинга и управления труднодоступными и подвижными объектами и мобильными группами / М.А. Сонькин, В.З. Ямпольский и др. – Томск: Изд-во НТЛ, 2013. – 215 с.

Сонькин Михаил Аркадьевич
Д-р техн. наук, доцент, зав. каф. информатики и проектирования систем (ИПС) НИТПУ
Тел.: 8 (382-2) 42-63-34
Эл. почта: sonkin@tpu.ru

Сонькин Дмитрий Михайлович
Канд. техн. наук, доцент каф. ИПС
Тел.: 8 (382-2) 42-63-34
Эл. почта: sonkind@tpu.ru

Ямпольский Владимир Захарович
Д-р техн. наук, профессор, гл. науч. сотрудник каф. ИПС
Тел.: 8 (382-2) 42-63-34
Эл. почта: yvz@tpu.ru

Лещик Юлия Вадимовна
Программист научно-учебной лаборатории «Центр спутникового мониторинга» НИТПУ
Тел.: 8 (382-2) 42-63-34
Эл. почта: catlen@yandex.ru

Sonkin M.A., Sonkin D.M., Yampolskiy V.Z., Leshchik J.V.

Monitoring and emergency warning systems in the oil and gas development regions

The article explains the relevance and provides experience in creating systems for monitoring and notification of emergency situations in the regions of oil and gas development, based on a new generation of intelligent terminals, the integration of multichannel communications, means automatic interception of TV and radio signals for delivery teams and alert authorities, population, enterprises and organizations.

Keywords: oil and gas facilities, notification, monitoring, forest fires, digital telephone, radio, TV, intelligent terminals.

УДК 621.382

И.М. Добуш

Исследование методов деэмбеддинга «Open», «Open-Short», «Open-Short-Thru» для зондовых измерений параметров рассеяния элементов СВЧ-монолитных интегральных схем

Приводятся описание и особенности процедуры деэмбеддинга при зондовых измерениях малосигнальных *S*-параметров элементов СВЧ-монолитных интегральных схем. Представлены математические выражения различных методов деэмбеддинга: «Open», «Open-Short» и «Open-Short-Thru». Проведено сравнение эффективности указанных методов на примере деэмбеддинга тонкопленочного резистора в диапазоне частот до 40 ГГц. Методы реализованы в программе анализа и обработки СВЧ-измерений *DataViewer*.

Ключевые слова: зондовые измерения, *S*-параметры, деэмбеддинг, «Open», «Open-Short», «Open-Short-Thru», характеризация, СВЧ-монолитная интегральная схема.

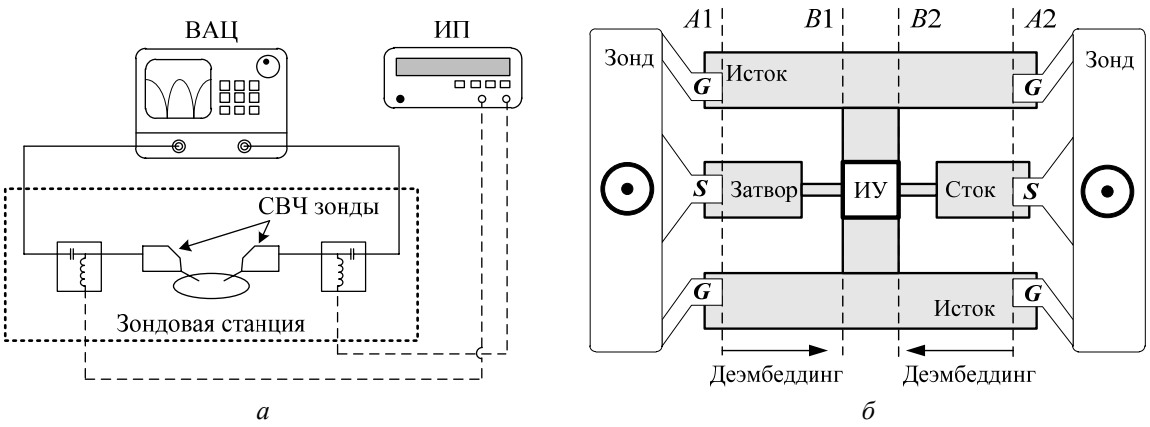
Успешная разработка СВЧ-монолитных интегральных схем (МИС) во многом определяется качеством моделей активных (транзисторов, диодов) и пассивных (резисторов, конденсаторов, катушек индуктивности и др.) элементов, находящихся в распоряжении проектировщика. Создание адекватных моделей базируется на высокоточных измерениях характеристик элементов МИС. Процесс измерения характеристик элементов СВЧ МИС отличается большой сложностью ввиду высоких рабочих частот и трудности доступа к элементам с весьма малыми размерами.

На данный момент наиболее эффективным инструментом для характеризации (получение набора экспериментальных данных, позволяющих построить математическую модель функционального элемента МИС) монолитных элементов является зондовая станция, которая позволяет проводить измерения параметров элементов МИС непосредственно на полупроводниковой пластине (подложке) практически сразу после её изготовления. По сравнению с характеризацией в коаксиальном тракте измерения с использованием зондовой станции являются более точными, обладают хорошей повторяемостью, позволяют выполнять быстрое, неразрушающее тестирование и отбор элементов МИС на пластине до операций нарезки и помещения в корпус.

Характеризация в соответствии с назначением элементов СВЧ МИС подразделяется на два типа: линейная и нелинейная. Как правило, линейная характеризация используется для описания электрических свойств пассивных компонентов и транзисторов (диодов), работающих в линейном режиме, и основывается на измерении малосигнальных параметров рассеяния (*S*-параметров). Нелинейная характеризация отражает зависимости характеристик активных элементов от уровня СВЧ-мощности и напряжений питания и основывается на измерении целого комплекса параметров, в частности, вольт-амперных характеристик, большесигнальных *S*-параметров, *X*-параметров, мощностных параметров и др.

В настоящей работе основное внимание уделяется одному из важнейших этапов линейной характеризации активных и пассивных элементов СВЧ МИС – процедуре деэмбеддинга. Приводятся описание (определение) процедуры, ее место в общем процессе зондовых измерений на подложке, также даны математические выражения, пригодные для практического использования, нескольких методов деэмбеддинга «Open», «Open-Short» и группы методов «Open-Short-Thru». Проведено сравнение эффективности рассмотренных методов на примере деэмбеддинга тонкопленочного резистора в диапазоне частот до 40 ГГц. Методы реализованы в программе анализа и обработки СВЧ-измерений *DataViewer*, разработанной в Лаборатории интеллектуальных компьютерных систем (ЛИКС) ТУСУРа.

На рис. 1, *а* приведена блок-схема типовой зондовой установки для линейной характеризации элементов СВЧ МИС, которая включает в себя: зондовую станцию, векторный анализатор цепей (ВАЦ), СВЧ-зонды и кабели, а также источник питания (ИП) для установки режима работы активного элемента.



а *б*

Рис. 1. Блок-схема зондовой установки для измерения *S*-параметров – *а*;
эскиз тестовой структуры с ИУ для зондовых СВЧ-измерений на подложке – *б*

Как и в случае измерений в коаксиальном тракте, перед тем как выполнить зондовые измерения *S*-параметров испытуемого устройства (ИУ, от англ. «device under test» – *DUT*), необходимо откалибровать измерительную систему, чтобы учесть систематические ошибки. Систематические составляющие погрешности измерений вызваны неидеальностью электрических характеристик прибора и тестовой установки (рис. 1, *а*), включая соединительные кабели, разъемы, цепи разделения сигнала, зонды и др. Вычисление характеристик систематических составляющих погрешности производится путем измерения параметров эталонных цепей (калибровочных мер). На практике применяется несколько методов калибровки (LRRM, TRL, LRM, SOLT, SOLR, SOL и др.) для зондовых измерений *S*-параметров одно-, двух- или многопортовых устройств. Методы калибровки отличаются типами компенсации составляющих систематических погрешностей, видами и количеством используемых калибровочных мер, которые определяют общую точность измерений. Как правило, калибровочные меры размещаются на специализированных керамических подложках (калибровочных пластинах), которые в свою очередь изготавливаются и коммерчески распространяются фирмами-производителями оборудования для СВЧ-зондовых измерений (например, Cascade Microtech, США; GGB Industries, США).

После завершения процесса калибровки на калибровочной пластине плоскости отсчета (опорные плоскости) смещаются к наконечникам СВЧ-зондов – плоскости *A*1–*A*2 (рис. 1, *б*). Зачастую плоскости отсчета ИУ не совпадают с плоскостями калибровки. В качестве примера на рис. 1, *б* приведен эскиз тестовой структуры для СВЧ-измерений на подложке. Помимо ИУ (в данном случае полевого транзистора, плоскости *B*1–*B*2), тестовая структура содержит контактные площадки и подводящие линии для подключения зондов, которые изменяют результаты измерений и, следовательно, являются паразитными элементами. Как правило, геометрические размеры паразитных элементов сопоставимы или превышают размеры ИУ, поэтому они могут оказывать существенное влияние на его характеристики в СВЧ- и КВЧ-диапазонах. В связи со сказанным влияние контактных площадок и подводящих линий должно быть исключено из результатов измерений, в англоязычной литературе данная процедура называется «on-wafer de-embedding» [1–7 и др.]. В русскоязычной литературе идентичный термин отсутствует, поэтому для сохранения специфики области исследований и краткости перевода будем использовать транслитерацию данного термина – ***«деэмбеддинг»***.

Таким образом, суть деэмбеддинга на пластине состоит в том, что из параметров тестовой структуры с ИУ «вычитаются» параметры паразитных элементов – это эквивалентно сдвигу плоскостей отсчета *A*1–*A*2 в плоскости *B*1–*B*2 (см. рис. 1, *б*). В свою очередь параметры паразитных элементов находятся путем электромагнитного (ЭМ) моделирования либо с помощью дополнительных измерений, так называемых стандартов деэмбеддинга – специальных тестовых структур (от англ. «de-embedding structures», «de-embedding dummy elements» или «de-embedding patterns»). Получение параметров паразитных элементов расчетным путем требует высокой точности ЭМ-моделирования и детального знания характеристик материала подложки, что не всегда возможно. В случае же измерений стандарты для деэмбеддинга изготавливаются на одной пластине и в тех же топологических слоях, что и ИУ, это позволяет наиболее полно учесть особенности технологического процесса при исключении паразитных элементов.

Обзор литературы [1–7 и др.] показывает, что существует множество методов деэмбеддинга, которые различаются количеством используемых структур, способом представления паразитных параметров (в сосредоточенном или распределенном виде), а также диапазоном частот, в котором эти методы корректно работают. В настоящей работе представлены краткое описание, алгоритмы и результаты исследований некоторых методов деэмбеддинга для пассивных и активных элементов СВЧ МИС: «Open» [1], «Open-Short» [2] и семейство методов «Open-Short-Thru» [3–7]. Условное наименование указанных методов деэмбеддинга соответствует англоязычным терминам используемых стандартов: холостоходный («Open»), короткозамкнутый («Short») и перемычка («Thru»).

Метод деэмбеддинга «Open» был предложен P.J. Wijnen и др. в 1987 г. [1], суть метода заключается в том, что при использовании одного стандарта «Open» (рис. 2, *а*) возможно исключить параллельные паразитные элементы (проводимости Y_1, Y_2, Y_3) эквивалентной схемы (ЭС), представленной на рис. 2, *б*. Для этого необходимо провести измерения *S*-параметров тестовой структуры с ИУ (см. рис. 1, *б*) и стандарта «Open» (см. рис. 2, *а*), а затем перевести их в *Y*-параметры.

Далее согласно выражению (1) нетрудно найти *Y*-параметры ИУ:

$$Y_{DUT} = Y_T - Y_O, \tag{1}$$

где Y_{DUT}, Y_T и Y_O – *Y*-параметры ИУ, тестовой структуры с ИУ и стандарта «Open» соответственно. Согласно результатам, приводимым исследователями, рассмотренный метод рекомендуется использовать для элементов, работающих на частотах не более 20 ГГц.

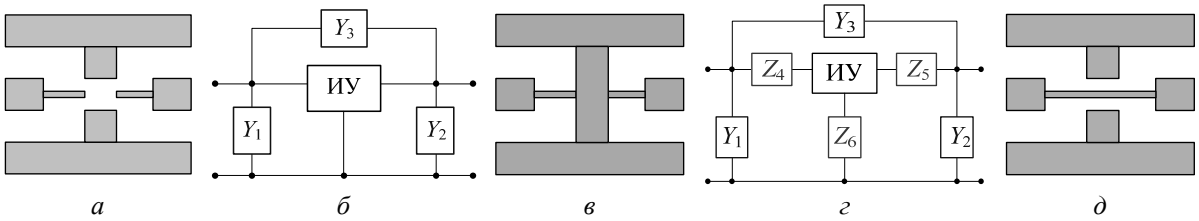


Рис. 2. Топологии стандартов деэмбеддинга: «Open» – *а*, «Short» – *в*, «Thru» – *д*; эквивалентные схемы методов деэмбеддинга: «Open» – *б* и «Open-Short» – *г*

Метод деэмбеддинга «Open-Short» был развит Koolen и др. в 1991 г. [2] и применяется до частот порядка 30 ГГц. Его отличие от предыдущего метода состоит в том, что помимо исключения параллельных паразитных элементов Y_1, Y_2, Y_3 (вызванных паразитными связями между проводниками через подложку) могут быть исключены и последовательные паразитные элементы Z_4, Z_5, Z_6 (вызванные в свою очередь контактным сопротивлением и потерями в подводящих линиях). ЭС ИУ с паразитными элементами изображена на рис. 2, *г*. Для реализации метода «Open-Short» нужно измерить *S*-параметры тестовой структуры с ИУ (см. рис. 1, *б*) и двух стандартов «Open» (см. рис. 2, *а*) и «Short» (рис. 2, *в*). После этого параметры ИУ находятся в два этапа:

1. Измеренные *S*-параметры следует перевести в *Y*-параметры и из *Y*-параметров тестовой структуры с ИУ и стандарта «Short» вычесть параметры стандарта «Open» согласно (2):

$$Y_{TO} = Y_T - Y_O, \quad Y_{SO} = Y_S - Y_O, \tag{2}$$

где Y_T, Y_O и Y_S – *Y*-параметры тестовых структуры с ИУ, «Open» и «Short» соответственно.

2. Полученные *Y*-параметры (Y_{TO} и Y_{SO}) перевести в *Z*-параметры и подставить в (3):

$$Z_{DUT} = Z_{TO} - Z_{SO}, \tag{3}$$

где Z_{DUT} – *Z*-параметры ИУ.

Семейство методов деэмбеддинга «Open-Short-Thru». Использование дополнительной структуры «Thru» (рис. 2, *д*) совместно со стандартами «Open» (см. рис. 2, *а*) и «Short» (см. рис. 2, *в*) привело к созданию целой группы методов деэмбеддинга [3–7 и др.], некоторые из них приведены ниже.

Метод «Open-Short-Thru» [3] предложен H. Cho и D.E. Burk в 1991 г. и был использован для исключения паразитных элементов из результатов зондовых измерений биполярного транзистора. На рис. 3, *а* показана ЭС тестовой структуры с ИУ для метода деэмбеддинга из работы [3]. Используя результаты измерений параметров рассеяния тестовой структуры с ИУ (см. рис. 1, *б*) и трех стандартов (см. рис. 2, *а*, *в*, *д*) можно найти параметры ИУ согласно следующему алгоритму:

1. Измеренные *S*-параметры тестовой структуры с ИУ и стандарта «Open» нужно перевести в *Y*-параметры и подставить в следующие выражения:

$$G_1 = Y_{O11} + Y_{O12}, \quad G_2 = Y_{O22} + Y_{O12}, \quad G_3 = -Y_{O12}, \tag{4}$$

$$Y_{11} = Y_{T11} - G_1, \quad Y_{22} = Y_{T22} - G_2, \tag{5}$$

где Y_O и Y_T – Y-параметры стандарта «Open» и тестовой структуры с ИУ, соответственно.

2. На данном этапе находятся последовательные паразитные элементы Z_1, Z_2, Z_3 (6), Y-параметры (5) также необходимо перевести в Z-параметры и подставить в (7).

$$\begin{aligned} Z_1 &= \frac{1}{2}\cdot\left(\frac{1}{Y_{Th12}} + \frac{1}{Y_{S11}} - \frac{1}{Y_{S22}}\right), \\ Z_2 &= \frac{1}{2}\cdot\left(\frac{1}{Y_{Th12}} - \frac{1}{Y_{S11}} + \frac{1}{Y_{S22}}\right), \\ Z_3 &= \frac{1}{2}\cdot\left(-\frac{1}{Y_{Th12}} + \frac{1}{Y_{S11}} + \frac{1}{Y_{S22}}\right), \end{aligned} \tag{6}$$

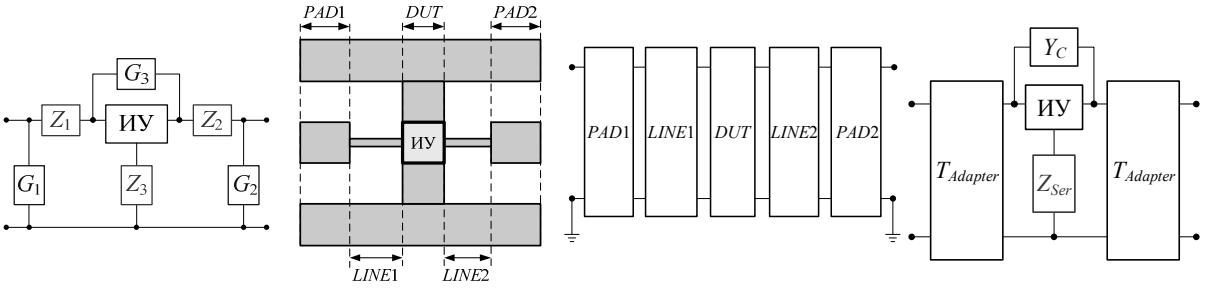
$$\begin{aligned} Z_{Cor11} &= Z_{11} - Z_1 - Z_3, \quad Z_{Cor12} = Z_{12} - Z_3, \\ Z_{Cor21} &= Z_{21} - Z_3, \qquad Z_{Cor22} = Z_{22} - Z_2 - Z_3, \end{aligned} \tag{7}$$

где Y_{Th} и Y_S – Y-параметры стандартов «Thru» и «Short» соответственно.

3. Далее Z-параметры (7) переводятся в Y-параметры и подставляются в (8) для расчета параметров ИУ:

$$\begin{aligned} Y_{DUT11} &= Y_{Cor11} - G_3, \quad Y_{DUT12} = Y_{Cor12} + G_3, \\ Y_{DUT21} &= Y_{Cor21} + G_3, \quad Y_{DUT22} = Y_{Cor22} - G_3, \end{aligned} \tag{8}$$

где Y_{DUT} – Y-параметры ИУ.



а *б* *в* *г*

Рис. 3. Эквивалентные схемы метода деэмбеддинга «Open-Short-Thru»: работы [3–5] – *а*; каскадное представление тестовой структуры с ИУ – *б*; работа [6] – *в*, работа [7] – *г*

Метод «Open-Short-Thru» [4] описан E.P. Vandamme и др. в 2001 г., является улучшенным методом H. Cho [3], при этом использует аналогичные тестовые структуры и ЭС (рис. 3, *а*). Методика расчета включает следующие этапы:

1. Значения параллельных паразитных элементов ЭС G_1 и G_2 находятся из (4), G_3 записывается как (9):

$$G_3 = \left(-\frac{1}{Y_{O12}} + \frac{1}{Y_{Th12}}\right)^{-1}. \tag{9}$$

2. Далее находятся последовательные паразитные элементы Z_1, Z_2, Z_3:

$$\begin{aligned} Z_1 &= \frac{1}{2}\cdot\left(-\frac{1}{Y_{Th12}} + \frac{1}{Y_{S11} - G_1} - \frac{1}{Y_{S22} - G_2}\right), \\ Z_2 &= \frac{1}{2}\cdot\left(-\frac{1}{Y_{Th12}} - \frac{1}{Y_{S11} - G_1} + \frac{1}{Y_{S22} - G_2}\right), \\ Z_3 &= \frac{1}{2}\cdot\left(\frac{1}{Y_{Th12}} + \frac{1}{Y_{S11} - G_1} + \frac{1}{Y_{S22} - G_2}\right). \end{aligned} \tag{10}$$

3. Из параметров тестовой структуры с ИУ поочередно вычитаются найденные выше паразитные элементы:

$$Y_A = Y_T - \begin{bmatrix} G_1 & 0 \\ 0 & G_2 \end{bmatrix}, \qquad (11)$$

$$Z_B = Z_A - \begin{bmatrix} Z_1 + Z_3 & Z_3 \\ Z_3 & Z_2 + Z_3 \end{bmatrix},$$

где $Z_A = Y_A^{-1}$.

4. На заключительном этапе находятся *Y*-параметры ИУ:

$$Y_{DUT} = Y_B - \begin{bmatrix} G_3 & -G_3 \\ -G_3 & G_3 \end{bmatrix}, \qquad (12)$$

где $Y_B = Z_B^{-1}$.

Метод «Open-Short-Thru» [5] был разработан C. Duff и R. Sloan в 2002 г. и применен для деэмбеддинга *S*-параметров GaAs pHEMT-транзистора в диапазоне частот до 40 ГГц. Метод использует ту же ЭС (см. рис. 3, *а*) и включает следующие действия:

1. Параллельные паразитные элементы ЭС G_1, G_2, G_3 находятся из [4] (см. метод выше). Последовательные элементы Z_1, Z_2, Z_3 записываются как

$$Z_1 = Z_{S11} - Z_{S12}, \quad Z_2 = Z_{S22} - Z_{S21}, \quad Z_3 = Z_{S12}. \qquad (13)$$

2. Подставляя полученные паразитные элементы (G_1, G_2, G_3, Z_1, Z_2, Z_3) в (11) и (12), нетрудно рассчитать *Y*-параметры ИУ.

Метод «Open-Short-Thru» [6]. Рассмотренные ранее методы деэмбеддинга основаны на представлении контактных площадок и подводящих линий в виде паразитных сосредоточенных элементов эквивалентной цепи, подобное допущение приводит к неточностям при расчетах в мм-диапазоне волн [5–7], так как на этих частотах преобладает распределенный характер паразитных элементов тестовой структуры.

Метод, описанный в [6], основан на представлении тестовой структуры с ИУ (рис. 3, *б*) в виде каскадного соединения четырехполюсников (рис. 3, *в*) и не требует построения эквивалентной схемы на основе паразитных сосредоточенных элементов. Тестовую структуру (рис. 3, *б*) нетрудно представить, используя *ABCD*-параметры входящих в неё четырехполюсников:

$$A_T = A_{PAD1} \cdot A_{LINE1} \cdot A_{DUT} \cdot A_{LINE2} \cdot A_{PAD2}, \qquad (14)$$

где A_T, A_{PAD}, A_{LINE}, A_{DUT} – *ABCD*-матрицы тестовой структуры с ИУ, контактных площадок, подводящей линии и ИУ соответственно.

Согласно [6] процедура деэмбеддинга состоит из следующих этапов:

1. Расчет *ABCD*-параметров контактных площадок:

$$A_{PAD1} = \begin{bmatrix} 1 & Z_{PAD} \\ Y_{PAD} & 1 + Z_{PAD} \cdot Y_{PAD} \end{bmatrix}, \qquad A_{PAD2} = \begin{bmatrix} 1 + Z_{PAD} \cdot Y_{PAD} & Z_{PAD} \\ Y_{PAD} & 1 \end{bmatrix}, \qquad (15)$$

где $Y_{PAD} = Y_{O11} + Y_{O12}, Z_{PAD} = Z_{D11} - Z_{D12}, Z_D = Y_D^{-1}, Y_D = Y_S - Y_O$, Y_S – *Y*-параметры стандарта «Short»; Y_O – *Y*-параметры стандарта «Open».

2. Расчет параметров подводящих линий:

$$A_{LINE} = A_{PAD1}^{-1} \cdot A_{Th} \cdot A_{PAD2}^{-1}, \qquad (16)$$

$$Z_C = \pm Z_0 \cdot \sqrt{\frac{(1 + S_{LINE11})^2 - (S_{LINE21})^2}{(1 - S_{LINE11})^2 - (S_{LINE21})^2}},$$

$$\gamma = -\frac{1}{l} \cdot \ln\left(\left(\frac{1 - (S_{LINE11})^2 + (S_{LINE21})^2}{2 \cdot S_{LINE21}} \pm K \right)^{-1} \right),$$

$$K = \sqrt{\frac{\left(1 - (S_{LINE21})^2 + (S_{LINE11})^2\right)^2 - (2 \cdot S_{LINE11})^2}{(2 \cdot S_{LINE21})^2}},$$

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cosh\gamma l & Z_C \cdot \sinh\gamma l \\ \dfrac{1}{Z_C} \cdot \sinh\gamma l & \cosh\gamma l \end{bmatrix}, \tag{17}$$

где A_{Th} – *ABCD*-параметры стандарта «Thru»; Z_C, l, γ, S_{LINE} – характеристический импеданс, длина, постоянная распространения и *S*-параметры подводящей линии стандарта «Thru» (без контактных площадок) соответственно.

Подставляя рассчитанные из (16) параметры подводящей линии Z_C и γ, а также длины подводящих линий (l_1 и l_2) для тестовой структуры с ИУ (рис. 3, *б*) в выражение (17), получаем *ABCD*-параметры обеих подводящих линий A_{LINE1} и A_{LINE2}.

3. Расчет *ABCD*-параметров ИУ:

$$A_{DUT} = A_{IN}^{-1} \cdot A_T \cdot A_{OUT}^{-1}, \tag{18}$$

где $A_{IN} = A_{PAD1} \cdot A_{LINE1}$, $A_{OUT} = A_{LINE2} \cdot A_{PAD2}$.

Метод «Open-Short-Thru» [7], описанный J.Y. Kim в 2012 г., основан на представлении тестовой структуры с ИУ (см. рис. 1, *б*) в виде комбинированной ЭС, сочетающей распределенные и сосредоточенные паразитные элементы, см. рис. 3, *г*. Предложенная в данной работе ЭС состоит из двух одинаковых входных и выходных блоков, так называемых «адаптеров», описываемых *S*- или *T*-параметрами ($S_{Adapter}$ или $T_{Adapter}$), а также двумя паразитными элементами – последовательным (Z_{Ser}) и параллельным (Y_C). Процедура деэмбеддинга заключается в следующем:

1. Проводится расчет параметров адаптеров:

$$\begin{gathered} S_{Adapter11} = S_{Adapter22} = \frac{S_{Th11} + S_{Th22}}{2 + S_{Th21} + S_{Th12}}, \\ S_{Adapter12} = S_{Adapter21} = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot \left(S_{Th12} + S_{Th21}\right) \cdot \left(1 - \left(S_{Adapter11}\right)^2\right)}, \end{gathered} \tag{19}$$

где S_{Th} – *S*-параметры стандарта «Thru».

2. Далее параметры адаптеров исключаются из параметров тестовых структур с ИУ и «Short»:

$$T_{TA} = T_{Adapter}^{-1} \cdot T_T \cdot T_{Adapter}^{-1}, \tag{20}$$

$$T_{SA} = T_{Adapter}^{-1} \cdot T_S \cdot T_{Adapter}^{-1}, \tag{21}$$

где T_T, T_S – *T*-параметры тестовой структуры с ИУ и стандарта «Short» соответственно.

3. Вычитание последовательного паразитного элемента:

$$Z_{TASer} = Z_{TA} - \begin{bmatrix} Z_{Ser} & Z_{Ser} \\ Z_{Ser} & Z_{Ser} \end{bmatrix}, \tag{22}$$

где $Z_{Ser} = Z_{SA12}$.

4. Расчет параллельного паразитного элемента (23)–(25) и параметров ИУ (26):

$$T_{OA} = T_{Adapter}^{-1} \cdot T_O \cdot T_{Adapter}^{-1}, \tag{23}$$

$$Z_{OASer} = Z_{OA} - \begin{bmatrix} Z_{Ser} & Z_{Ser} \\ Z_{Ser} & Z_{Ser} \end{bmatrix}, \tag{24}$$

$$Y_C = -Y_{OASer12}, \tag{25}$$

$$Y_{DUT} = Y_{TASer} - \begin{bmatrix} Y_C & -Y_C \\ -Y_C & Y_C \end{bmatrix}, \tag{26}$$

где T_O – *T*-параметры стандарта «Open»; Y_{DUT} – *Y*-параметры ИУ.

Пример: деэмбеддинг тонкопленочного резистора. Сравнение эффективности рассмотренных методов покажем на примере деэмбеддинга тонкопленочного резистора с размерами 10×30 мкм и номиналом 750 Ом на постоянном токе. Исходные *S*-параметры тестовой структуры с ИУ (рис. 4, *в*) и стандартов «Open», «Short» и «Thru» были получены в программе ЭМ-моделирования в диапазоне частот до 40 ГГц. Стоит отметить, что использование ЭМ-моделирования является намеренным, так как программа позволяет получить *S*-параметры ИУ в произвольных плоскостях отсчета. Согласно рис. 4, *в* плоскости *A*1–*A*2 соответствует тестовой структуре с ИУ для зондовых измерений, плоскости *B*1–*B*2 – ИУ (резистор) без паразитных элементов, параметры последнего являются «эталоном» и используются для верификации всех методов деэмбеддинга.

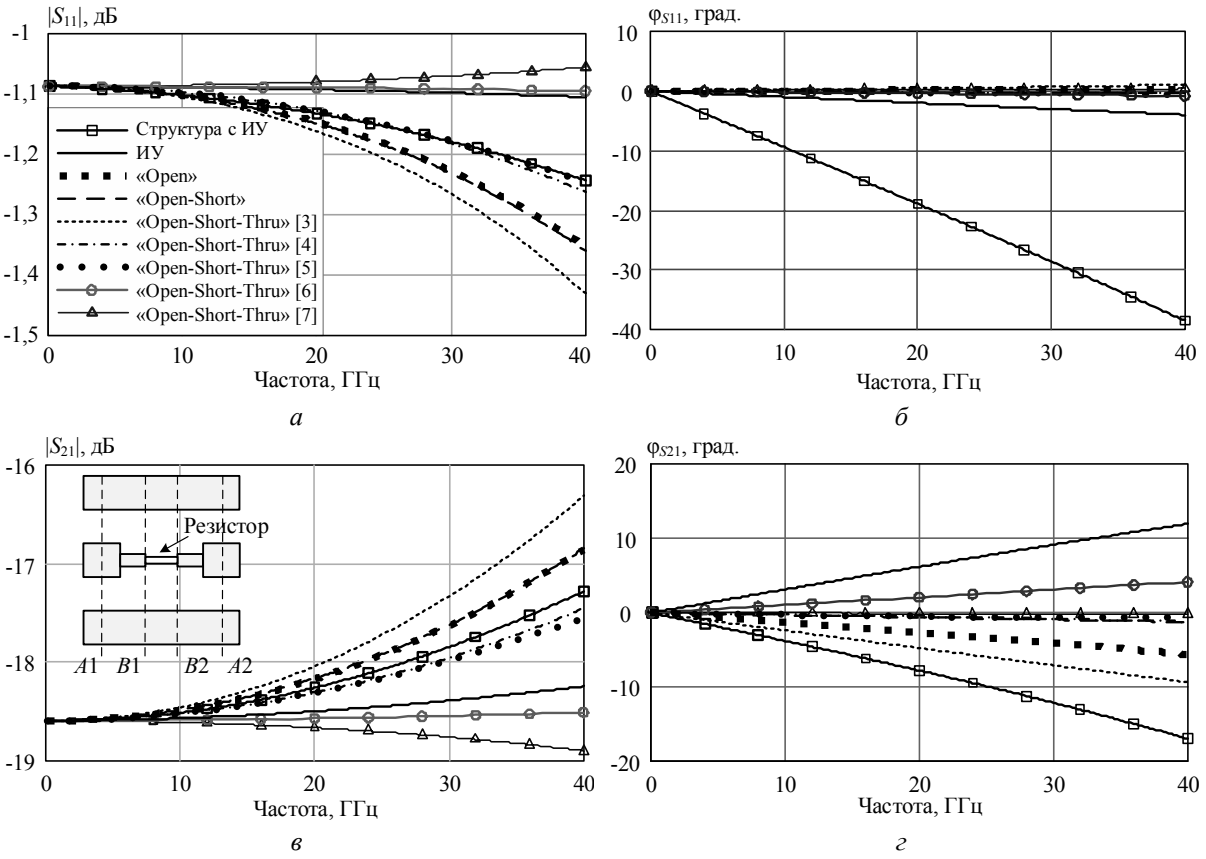


Рис. 4. Частотные зависимости *S*-параметров тонкопленочного резистора

На рис. 4 показаны частотные зависимости *S*-параметров тестовой структуры с резистором (обозначено «структура с ИУ»), резистора без паразитных элементов («ИУ») и резистора с применением различных методов деэмбеддинга. Из графиков на рис. 4 видно, что ни один из исследуемых методов деэмбеддинга во всем диапазоне частот (до 40 ГГц) полностью не повторяет характеристик эталонного резистора, при этом с ростом частоты значения ошибок методов увеличиваются. В таблице приведены значения отклонений *S*-параметров от эталонного ИУ для различных методов деэмбеддинга на частоте 40 ГГц.

Из таблицы видно, что наиболее близкие к эталонным результатам показывают методы деэмбеддинга «Open-Short-Thru» из работ [6] и [7]. В то же время более простые методы «Open» и «Open-Short», использующие меньшее количество стандартов и предназначенные изначально для более низких частот, показывают сопоставимые результаты с методами «Open-Short-Thru» [4, 5], а в некоторых случаях являются более точными – в сравнении с «Open-Short-Thru» [3].

Значения отклонений *S*-параметров от эталонного резистора на частоте 40 ГГц

Метод деэмбеддинга	$\delta(\lvert S_{11}\rvert)$, %	$\Delta(\varphi_{S11})$, град	$\delta(\lvert S_{21}\rvert)$, %	$\Delta(\varphi_{S21})$, град
Структура с ИУ (без деэмбеддинга)	2,3	34,4	11,5	28,8
«Open»	3,4	4,3	17,5	17,5
«Open-Short»	3,4	3,6	17	13
«Open-Short-Thru» [3]	4,5	5	25	21
«Open-Short-Thru» [4]	2,3	3,5	10	13
«Open-Short-Thru» [5]	2,3	3,5	8	12,5
«Open-Short-Thru» [6]	0,1	3,2	3,3	7,8
«Open-Short-Thru» [7]	0,6	4,3	7,3	12

Для эффективного использования рассмотренные (и др.) методы деэмбеддинга были реализованы в программе анализа и обработки СВЧ-измерений *DataViewer* [8], разработанной в ЛИКС ТУСУРа. Созданное программное обеспечение успешно применяется в процессе построения моделей активных и пассивных элементов СВЧ МИС [9–12].

Заключение. В настоящей работе описан один из важнейших этапов процесса построения моделей элементов СВЧ МИС – процедура деэмбеддинга; представлены несколько практических методик, вошедших в программу анализа и обработки СВЧ-измерений *DataViewer*, разрабатываемую коллективом ЛИКС ТУСУРа; проведено сравнение эффективности и верификация методов деэмбеддинга на примере тонкопленочного резистора в диапазоне частот до 40 ГГц.

Литература

1. Wijnen P.J. A new straightforward calibration and correction procedure for «on-wafer» high frequency S-parameter measurements (45 MHz–18 GHz) / P.J. Wijnen, H.R. Claessen, E.A. Wolsheimer // IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits Technology Meeting. – Minneapolis, 1987. – P. 70–73.

2. Koolen M.C.A.M. An improved de-embedding technique for on-wafer high-frequency characterization / M.C.A.M. Koolen, J.A.M. Geelen, M.P.J.G. Versleijen // IEEE Bipolar Circuits and Technology Meeting. – Minneapolis, 1991. – P. 188–191.

3. Cho H. A three-step method for the de-embedding of high-frequency S-parameter measurements / H. Cho, D.E. Burk // IEEE Transactions on Electron Devices. – 1991. – Vol. 38. – P. 1371–1375.

4. Vandamme E.P. Improved three-step de-embedding method to accurately account for the influence of pad parasitics in silicon on-wafer RF test-structures / E.P. Vandamme, D.M.M.P. Schreurs, G. Van Dinther // IEEE Transactions on Electron Devices. – 2001. – Vol. 48. – P. 737–742.

5. Duff C. Lumped Equivalent Circuit De-Embedding of GaAs Structures / C. Duff, R. Sloan // 10th IEEE International Symposium on Electron Devices for Microwave and Optoelectronic Applications. EDMO 2002. – Manchester, 2002. – P. 211–217.

6. A Cascade Open-Short-Thru (COST) De-Embedding Method for Microwave On-Wafer Characterization and Automatic Measurement / M.H. Cho, G.W. Huang, C.S. Chiu, K.M. Chen, A.S. Peng, Y.M. Teng // IEICE Transactions. – 2005. – P. 845–850.

7. Kim J.Y. A «Thru-Short-Open» De-embedding Method for Accurate On-Wafer RF Measurements of Nano-Scale MOSFETs / J.Y. Kim, M.K. Choi, S. Lee // Journal of Semiconductor Technology and Science. – 2012. – Vol. 12. – P. 53–58.

8. Программа анализа и обработки СВЧ-измерений DataViewer [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.ellics.com, свободный (дата обращения: 30.05.2014).

9. Добуш И.М. Построение моделей пассивных элементов и автоматизированное проектирование СВЧ-монолитных усилителей с учетом влияния температуры: дис. … канд. техн. наук: 05.12.07. – Томск: ТУСУР, 2012. – 199 с.

10. Экспериментальное исследование и моделирование GaN HEMT Ка-диапазона на подложке SiC / А.А. Коколов, Н.А. Торхов, И.М. Добуш, Л.И. Бабак // Изв. вузов. Физика. – 2013. – Т. 56, № 8–3. – С. 116-119.

11. Экспериментальное исследование и построение моделей пассивных компонентов СВЧ-монолитных интегральных схем с учетом технологического разброса параметров / А.С. Сальников, И.М. Добуш, Л.И. Бабак, Н.А. Торхов // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 2 (26). – С. 113–118.

12. Горяинов А.Е. Построение параметрических моделей пассивных компонентов СВЧ-монолитных интегральных схем с использованием программы Extraction-P / А.Е. Горяинов, И.М. Добуш, Л.И. Бабак // Доклады ТУСУРа. – 2012. – № 2 (26). – С. 98–103.

Добуш Игорь Мирославович
Канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник лаб. интеллектуальных компьютерных систем ТУСУРа
Тел. (раб.): +7-913-827-52-91
Эл. почта: igadobush@gmail.com

Dobush I.M.

Investigation of «Open», «Open-Short», «Open-Short-Thru» de-embedding methods for on-wafer measurements of S-parameters of MMIC Elements

This work presents general introduction and features of the de-embedding concept for on-wafer measurements of S-parameters of MMIC Elements. This paper shows «Open», «Open-Short» and «Open-Short-Thru» de-embedding equations. As an example, the de-embedding up to 40 GHz of MMIC thin-film resistor is demonstrated. These methods are implemented in the DataViewer software tool.
Keywords: on-wafer measurements, S-parameters, de-embedding, Open, Open-Short, Open-Short-Thru, characterization, MMIC.

УДК 004.3’2

В.М. Дмитриев, Т.В. Ганджа, В.В. Ганджа, А.В. Сторчак

Вольтамперометрический комплекс для анализа химических растворов на основе многоуровневой компьютерной модели

Рассматривается методика построения вольт-амперных характеристик химических растворов, реализованная в рамках нового программно-аппаратного комплекса, представленного в формате многоуровневой компьютерной модели. Для его создания и разработки алгоритмов его функционирования используются три взаимосвязанных языка: язык программирования измерительно-управляющих контроллеров X-Robot, язык моделирования алгоритмических выражений, использующийся для разработки алгоритмов построения и анализа вольтамперных характеристик химических растворов, и язык виртуальных инструментов и приборов, позволяющий формировать панели визуализации и интерактивного управления параметрами комплекса.

Ключевые слова: вольт-амперная характеристика, химический раствор, вольтамперометрия, виртуальные инструменты и приборы.

В настоящее время для определения содержания вредных веществ в химических растворах, а также в продуктах питания находит широкое распространение метод вольтамперометрии. Его суть состоит в построении вольт-амперных характеристик (ВАХ) исследуемых растворов с последующим анализом их экстремумов при различных значениях напряжения. В настоящее время выпускаются приборы [1], производящие эксперименты по заранее сформированным и записанным методикам. Однако для выявления различных примесей в растворах, а также для быстрого и точного определения их концентраций наряду с высокоточным построением вольт-амперных характеристик требуется формировать новые виды анализа ВАХ с возможностью построения их производных и других кривых.

В данной работе описывается вольтамперометрический комплекс (ВАК), реализованный с использованием архитектуры многоуровневой компьютерной модели, интегрированной с аппаратной частью комплекса и позволяющей представить в графическом виде алгоритмы проведения различных видов построения и анализа характеристик, а также разрабатывать панели визуализации и интерактивного управления его параметрами и характеристиками нужной конфигурации.

Структура вольтамперометрического комплекса. Вольтамперометрический комплекс, предназначенный для построения ВАХ и определения на их основе концентраций входящих в химические растворы тяжелых металлов и других веществ, представляет собой аппаратно-программный комплекс. Его аппаратная часть, управляемая сценарием на языке X-Robot [2], включает в себя:

– контроллер управления CM4 с установленным интерпретатором X-Robot, подключенный к персональному компьютеру по шине USB;

– измерительный контроллер CM5;

– плату измерения, расположенную в непосредственной близости от электродов.

Плата измерения, на которой установлены АЦП и усилители ЦАП, подключается в измерительному контроллеру плоским кабелем. Она должна быть помещена в заземленный металлический экран. Связь между контролерами CM4 и CM5 осуществляется через оптические кабели для снижения вносимых шумов.

Интерфейс контроллера CM4 с PC выполнен на основе микросхемы FTDI, осуществляющей преобразование шины USB в параллельный байтовый интерфейс. Со стороны PC интерфейс поддерживается драйвером, представленным библиотекой ftdi2xx.dll, который отвечает за организацию канала передачи данных между PC и конечной точкой устройства, организованной на микросхеме FTDI.

Программная часть ВАК представляет собой виртуальный прибор «Анализатор ВАХ», реализованный на основе многоуровневой компьютерной модели (МКМ) [3], на взаимосвязанных уровнях которой реализуются:

– на *объектном уровне* реализуется взаимосвязь компьютерной модели, являющейся программной частью ВАК, с его аппаратной частью;

– на *логическом уровне* в формате алгоритмических компонентных цепей (АКЦ) формируются и подвергаются модификации алгоритмы функционирования комплекса, задачами которых является обработка измеренных контроллером вольт-амперных характеристик и формирование команд управления протекающими в нем параллельными процессами;

– на *визуальном уровне* создается панель визуализации результатов и интерактивного задания параметров вольтамперометрического комплекса.

Работа аппаратной части ВАК осуществляется под управлением сценария, написанного на языке X-Robot. Он представляет собой набор параллельно функционирующих процессов, каждый из которых ожидает кадр определенной команды от программной части. Данные процессы направлены на установление значений напряжений или временных интервалов, участвующих в подготовке и проведении эксперимента. Главный процесс предназначен для непосредственного проведения опыта, направленного на построение вольт-амперной характеристики. Этот опыт, согласно методу инверсионных вольтамперометрических измерений [4], включает в себя этапы очистки электродов, накопления заряда, успокоения и развертки, в ходе которой производится изменение напряжения на электродах и измерения протекающего через них тока.

Взаимодействие аппаратной части ВАК с его программной частью производится путем передачи блоков данных длиной от 4 до 1023 байтов. Любой участвующий в обмене данными блок оформляется в виде кадра – массива байтов, имеющего определенную структуру. Сценарий, осуществляющий управление аппаратной частью ВАК, может обрабатывать любые типы кадров, в котором указывается длина кадров, номер команды, а также значения параметра этой команды.

Формирование кадров, направленных на выполнение определенных команд, осуществляется алгоритмами, представленными в виде алгоритмических компонентных цепей, на основе заданных пользователем значений. Их взаимодействие со сценарием, написанным на языке X-Robot, реализовано в виде соответствующих компонентов логического уровня МКМ. К таким компонентам относятся:

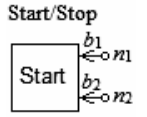


Рис. 1. Компонент «Запуск/остановка контроллера»

– компонент «Запуск/останов контроллера» (рис. 1), который по сигналу C_1, поступающему по связи $S_1 = (n_1, b_1)$, производит инициализацию и запуск контроллера, а по сигналу C_2, поступающему по связи $S_2 = (n_2, b_2)$, осуществляется останов работы контроллера;

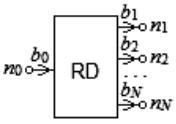


Рис. 2. Компонент «Чтение данных»

– компонент «Чтение данных» (рис. 2), осуществляющий чтение данных измерения наблюдаемых характеристик, который в общем случае может читать данные с нескольких датчиков с последующей передачей измеренных значений на средства математической обработки и визуализации. Применительно к комплексу ВАК данный компонент получает от контроллера значения тока при определенных значениях напряжения;

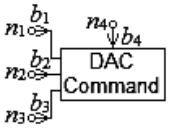


Рис. 3. Компонент «Команда контроллеру»

– компонент «Команда контроллеру» (рис. 3), на входы $S_1 = (n_1, b_1)$ и $S_2 = (n_2, b_2)$ которого поступают младший и старший байты номера определенной команды соответственно, а на вход $S_3 = (n_3, b_3)$ принимается целочисленное значение параметра, которое должно быть передано вместе с командой. Сформированный массив передается контроллеру, когда на вход $S_4 = (n_4, b_4)$ поступит сигнал о выполнении команды.

С помощью перечисленных компонентов в совокупности с компонентами, выполняющими элементарные математические операции, на логическом уровне МКМ реализуются алгоритмы функционирования ВАК, заключающиеся в подготовке определенных команд, приеме и обработке данных, на основе которых строятся вольт-амперные характеристики химических растворов

Лицевая панель виртуального прибора «Анализатор ВАХ». Принимая во внимание обобщенную методику построения вольт-амперных характеристик химических растворов, на лицевой панели виртуального прибора «Анализатор ВАХ» располагаются визуальные компоненты для задания следующих характеристик: потенциал и время очистки; потенциал и время накопления заряда; минимальное и максимальное значения потенциала развертки; ее шаг или количество точек в развертке; усиление сигнала. Все напряжения на лицевой панели прибора задаются в милливольтах (мВ), а временные интервалы – в секундах.

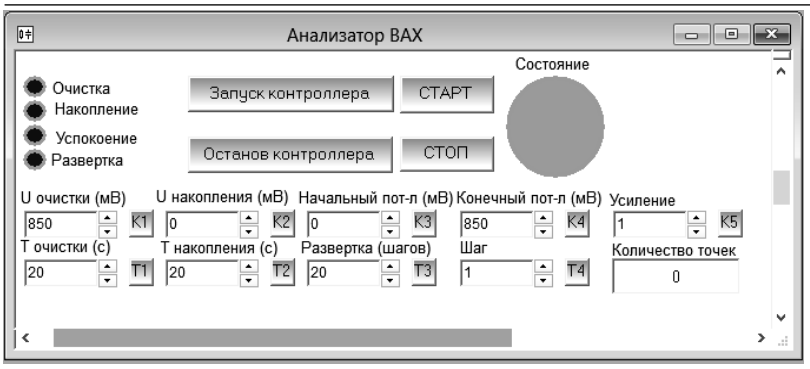


Рис. 4. Лицевая панель прибора «Анализатор ВАХ»

Кроме того, на лицевой панели прибора (рис. 4) установлены кнопки, при нажатии на которые формируются соответствующие команды в виде массивов с последующей их передачей в контроллер. Также она содержит кнопки запуска и останова контроллера ВАК. В качестве информации о его состоянии на лицевой панели прибора расположены информационные кнопки: Состояние, Очистка, Накопление, Успокоение, Развертка.

Алгоритм функционирования прибора «Анализатор ВАХ». Для обеспечения функционирования прибора «Анализатор ВАХ» на его логическом уровне располагаются соответствующие алгоритмы обработки измеренных вольт-амперных характеристик и формирования команд управления контроллером.

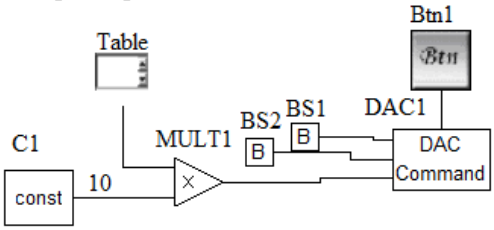


Рис. 5. Алгоритмическая компонентная цепь формирования значений напряжений

Для передачи команд установки соответствующих потенциалов (потенциала очистки, накопления, начального и конечного потенциала развертки) применяются АКЦ, экземпляр которых представлен на рис. 5.

Напряжение, заданное пользователем в милливольтах в цифровом табло со спином Table, поступает на компонент MULT1, где согласно требованиям языка X-Robot умножается на 10 и передается в компонент DAC1, который представляет собой команду, передаваемую контроллеру. С помощью источников байтовых значений BS1 и BS2 в компонент DAC1 передаются младший и старший байты номера команды соответственно. После того как эти значения получены компонентом DAC1, по нажатию на кнопку Btn1 производится запись массива, соответствующего команде, в контроллер и ее непосредственное выполнение.

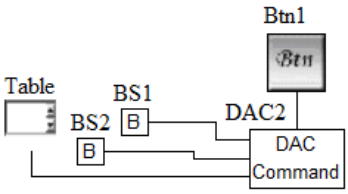


Рис. 6. Алгоритмическая компонентная цепь формирования временных интервалов

Команды формирования временных интервалов, количества шагов (точек на ВАХ) представлены АКЦ, типовой вид которых приведен на рис. 6. Заданное с помощью цифрового табло со спином Table значение передается непосредственно в компонент команды контроллеру DAC2. Номер команды, который входит в передаваемый контроллеру массив, задается источниками BS1 и BS2.

Непосредственное построение вольт-амперных характеристик химических растворов, подлежащих исследованию методом вольтамперометрии, производится алгоритмической компонентной цепью, представленной на рис. 7.

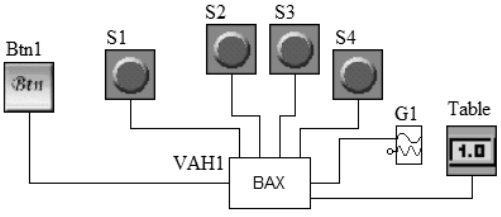


Рис. 7. Алгоритмическая компонентная цепь построения вольт-амперных характеристик

Выполнение сформированной программы построения ВАХ производится по нажатию пользователем кнопки Btn1. В этом случае компонентом VAH1 производится формирование команды запуска цикла измерения. Далее этот компонент начинает читать кадры, приходящие от контроллера. Если пришел кадр переключения этапов эксперимента, то производится формирование и отправка сообщений с соответствующими значениями на компоненты *S*1…*S*4. Если пришел кадр с данными, то производится перекодирование данных согласно заданным значениям минимального и максимального токов. После чего подготовленные данные отправляются на компонент-график G1, где осуществляется построение характеристик. На цифровое табло Table производится передача количества принятых от контроллера точек формируемой ВАХ.

Разработанные компоненты взаимодействия многоуровневой компьютерной модели с контроллером и основанные на них алгоритмические компонентные цепи в совокупности с изменяемыми программами управления контроллером, написанными на языке X-Robot, позволяют формировать разнообразные схемы выполнения экспериментов, направленных на построение и анализ вольтамперных характеристик химических растворов и полупроводниковых приборов.

Построение ВАХ химических растворов для их анализа методом вольтамперометрии. Для анализа растворов химических веществ на предмет исследования нахождения в них вредных веществ и тяжелых металлов согласно сформированной для определенного вещества методике следует ввести необходимые данные в соответствующие поля виртуального прибора «Анализатор ВАХ» и запустить эксперимент. На рис. 8 приведена построенная в ходе эксперимента вольтамперная характеристика испытуемого раствора, в который была добавлена проба ртути.

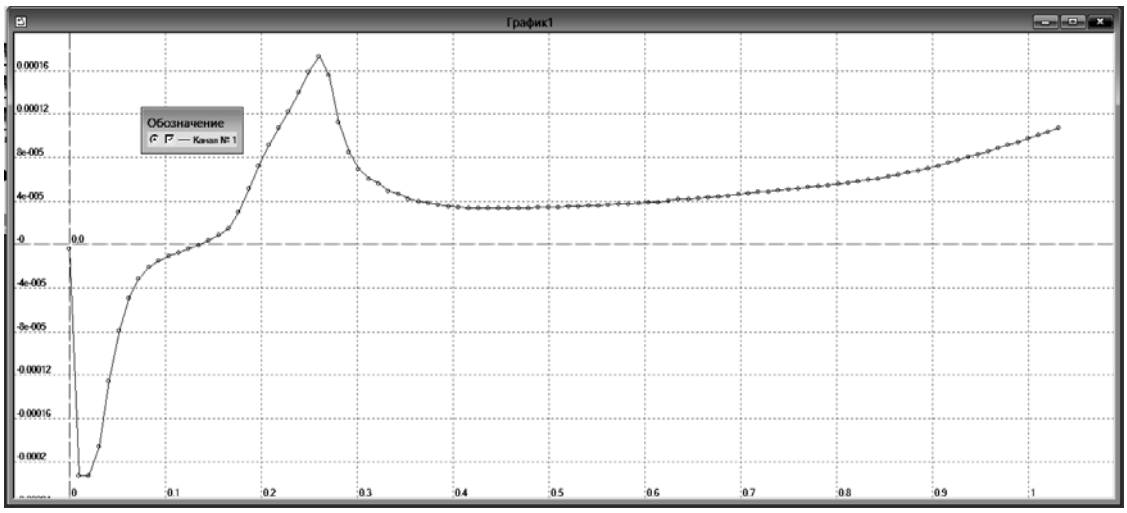


Рис. 8. Вольт-амперная характеристика испытуемого раствора, содержащего ртуть

Максимум тока свидетельствует о содержании ртути в испытуемом растворе. Согласно методике осуществляется пересчет максимального значения тока в ее концентрацию.

Заключение. В настоящее время актуальным является быстрое выполнение опытов для определения содержания и концентрации вредных веществ в различных химических растворах (пищевой продукции, лекарственных препаратах и других веществ). Многообразие химических веществ, а также испытуемых растворов требуют проведения разнообразных методик над одним и тем же образцом.

В данной работе описан новый вольтамперометрический комплекс, который представляет собой аппаратно-программный комплекс, реализованный с применением измерительного контроллера и контроллера управления, работающего под управлением сценария, написанного на языке X-Robot, а также программной части, реализованной в системе виртуальных инструментов и приборов. Преимуществом данного комплекса является возможность разработки различных алгоритмов построения вольт-амперных характеристик химических растворов с применением блоков обработки результатов. Это позволяет, формируя представленные в графическом формате алгоритмические компонентные цепи, создавать новые методики построения и анализа вольт-амперных характеристик.

Также разработанный и представленный в данной работе вольт-амперометрический комплекс может быть использован для построения и анализа вольт-амперных характеристик различных полупроводниковых приборов (диодов, стабилитронов, транзисторов), автоматизируя тем самым учебные и научно-исследовательские эксперименты.

Литература

1. Комплекс вольтамперометрический СТА [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://granat-e.ru/complecs_sta.html, свободный (дата обращения: 24.11.2014).

2. Мальцев Ю.И. Язык управления механизмами X-ROBOT // Электронные средства и системы управления: матер. докладов IX Междунар. науч.-практ. конф. (30–31 октября 2013 г.): в 2 ч. – Ч. 2. – Томск: В-Спектр, 2013. – С. 114–118.

3. Дмитриев В.М. Принцип формирования многоуровневых компьютерных моделей SCADA-систем для управления сложными технологическими объектами / В.М. Дмитриев, Т.В. Ганджа // Информатика и системы управления. – 2013. – № 2 (36). – С. 24–36.

4. Применение метода инверсионной вольтамперометрии в анализе экологических объектов [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.kepc.com.ua/stati/stati/post-inv-va, свободный (дата обращения: 24.11.2014).

5. Дмитриев В.М. Редактор виртуальных инструментов и приборов / В.М. Дмитриев, Т.В. Ганджа, Т.Ю. Коротина // Приборы и системы. Управление. Контроль. Диагностика. – 2009. – № 6. – С. 19–24.

Дмитриев Вячеслав Михайлович
Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. моделирования и системного анализа (МиСА) ТУСУРа
Тел.: (382-2) 41-39-15
Эл. почта: dmitriewvm@gmail.com

Ганджа Тарас Викторович
Канд. техн. наук, доцент каф. МиСА ТУСУРа
Тел.: (382-2) 41-39-15
Эл. почта: gandgatv@gmail.com

Ганджа Василий Викторович
Аспирант каф. МиСА ТУСУРа
Тел.: (382-2) 41-39-15
Эл. почта: vasivik@gmail.com

Сторчак Алексей Викторович
Аспирант каф. МиСА ТУСУРа
Тел. (382-2) 41-39-15
Эл. почта: Sav9101983@gmail.com

Dmitriev V.M., Gandzha T.V., Gandzha V.V., Storchak A.V.

Voltammetric system for the analysis of chemical solutions on multilevel computer models

The technique of construction of the current-voltage characteristics of chemical solutions, implemented in the framework of the new hardware and software system is presented in the format of the multilevel computer model. For the establishment and development of algorithm for its functioning there are three interrelated language: a measurement and control X-Robot language, algorithmic modeling expression language are used to develop algorithm design and analysis of current-voltage characteristics of chemical solutions, and the language of virtual instrument and devices, allowing to form panel visualization and interactive control parameters of the complex.

Keywords: current-voltage characteristic a chemical solution, voltammetry, virtual instruments and devices.

УДК 621.396

А.Ю. Абраменко

Полифазная реализация полиномиального интерполяционного фильтра

Обсуждается применение полифазного разложения в решении задачи повышения частоты дискретизации с рациональным множителем. Приведена многофазовая реализация второго порядка полиномиального интерполяционного фильтра. Представлены результаты моделирования реализованной системы.

Ключевые слова: многоскоростная обработка сигналов, полифазное разложение, цифровая обработка сигналов, изменение частоты дискретизации, интерполяция сигнала.

Постановка задачи. В последнее время анализ и формирование широкополосных сигналов является одним из приоритетных направлений в радиотехнике. Во многом это обусловлено появлением доступных высокочастотных цифроаналоговых и аналого-цифровых преобразователей с частотами дискретизации до нескольких гигагерц. Обрабатывать возрастающий поток данных стандартными средствами не представляется возможным. Одним из решений является применение многофазовой обработки сигналов. Суть её заключается в представлении последовательности как суперпозиции M подпоследовательностей, каждая из которых состоит из всех M-х значений подходящим образом сдвинутой версии самой последовательности [1]. Подпоследовательности описываются формулой

$$x_k[n] = x[Mn - k], \qquad (1)$$

где n – порядковый номер члена числовой последовательности; M – порядок полифазного разложения; k – номер подпоследовательности.

Применение полифазного разложения к задачам фильтрации, изменения частоты дискретизации в целое число раз достаточно полно описаны в книге [1]. Но применение полифазного разложения к сложным системам может быть невозможно или с практической точки зрения нецелесообразно. В статье рассматривается применение полифазного разложения в решении задачи повышения частоты дискретизации (интерполяции) с рациональным множителем.

Методы интерполяции сигналов с рациональным множителем основаны либо на комбинации избыточной интерполяции с последующей децимацией [1], либо на использовании алгоритмов полиномиальной интерполяции [2, 3]. Последние являются наиболее гибкими с точки зрения выбора множителя интерполяции и требований к аппаратным ресурсам. Универсальная система повышения частоты дискретизации с использованием полиномиальных алгоритмов [2, 4] (рис. 1) позволяет провести интерполяцию сигнала в два раза и более.

На рис. 1 обозначено: ФНЧ – фильтр нижних частот; Д – делитель частоты; ГД – генератор частоты дискретизации; ГМ – генератор последовательности моментов времени; ИФ – интерполяционный фильтр; ФС – формирователь цифровых сигналов; $F_ц$ – частота дискретизации системы; Р – расширитель частоты дискретизации. Основную функцию выполняет ИФ (рис. 2), представляющий собой фильтр с конечной импульсной характеристикой (КИХ), импульсная характеристика (ИХ) которого зависит от входных данных.

В основе ИФ лежит представление сигнала в виде полинома [формула (2)] с последующим нахождением решения в заданные моменты времени $t[m]$. Выбор последовательности моментов времени определяет множитель интерполяции, а сама последовательность задается ГМ.

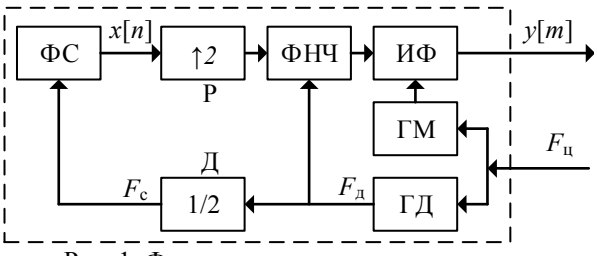


Рис. 1. Функциональная схема системы интерполяции сигнала

$$z[m] = \sum_{n=0}^{N-1} a_n[m] \cdot t^n[m], \qquad (2)$$

где N – порядок полинома; $a_n[m]$ – последовательность коэффициентов полинома; $t[m]$ – последовательность моментов времени.

Порядок полинома и способ расчета его коэффициентов определяются используемым алгоритмом интерполяции. Существует множество алгоритмов, к примеру Лагранжа, Эрмита и т.д., в статье используется алгоритм «оптимальной» интерполяции [3].

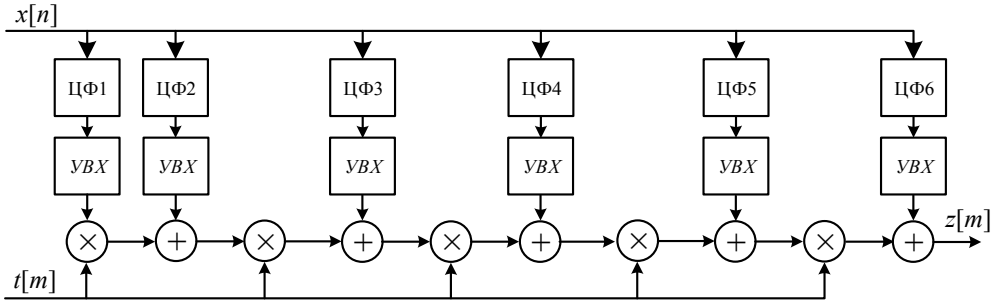


Рис. 2. Структурная схема интерполяционного фильтра: ЦФ1…ЦФ6 – цифровые фильтры с конечной импульсной характеристикой, формирующие коэффициенты полинома $a_n[m]$ в формуле (2); УВХ – устройство выборки хранения

В системе интерполяции сигнала (см. рис. 1) применяется избыточная дискретизация исходного сигнала в два раза, позволяющая уменьшить погрешность интерполяции (отношение уровня сигнала к уровню шума составляет более 100 дБ). Избыточность дискретизации реализуется за счет применения расширителя частоты дискретизации с последующим подавлением лишних копий сигнала ФНЧ с полосой среза $\pi/2$ (см. рис. 1). При этом частота дискретизации сигнала $x[n]$ ограничена значением $F_ц/2$. Повышение частоты дискретизации сигнала $x[n]$ в два раза потребует повышения частоты дискретизации остальных блоков (ФНЧ, ИФ и ГМ) также в два раза, что приводит к необходимости увеличения скорости выполнения каждой операции (умножения, суммирования и т.д.), что не всегда возможно. Применение полифазного разложения к ФНЧ, ИФ и ГМ позволит увеличить скорость обработки данных, не увеличивая скорости выполнения отдельных операций. Рассмотрим полифазное разложение второго порядка каждой подсистемы в отдельности.

Полифазное разложение ИФ. На цифровые фильтры (ЦФ1 – ЦФ6, см. рис. 2) подаются сигналы $x_0[n]$ и $x_1[n]$, являющиеся полифазным разложением последовательности $x[n]$ в соответствии с формулой (1):

$$x_0[n] = x[2n], \tag{3}$$

$$x_1[n] = x[2n-1]. \tag{4}$$

Импульсные характеристики фильтров раскладываются по формулам

$$h_0[n] = h[2n], \tag{5}$$

$$h_1[n] = h[2n+1]. \tag{6}$$

Тогда полифазное разложение ЦФ можно представить в виде системы (рис. 3). Проверим правильность реализации полифазного разложения (рис. 3) путем нахождения решения $y_0[n]$ и $y_1[n]$:

$$y_0[n] = x_0[n]\times h_0[n] + x_1[n]\times h_1[n] = \sum_{k=0}^{N-1} h[2k]\cdot x[2n-2k] + \sum_{k=0}^{N-1} h[2k+1]\cdot x[2n-2k-1] = \sum_{l=0}^{2N-1} h[l]\cdot x[2n-l], \tag{7}$$

$$y_1[n] = x_0[n-1]\times h_1[n] + x_1[n]\times h_0[n] = \sum_{k=0}^{N-1} h[2k+1]\cdot x[2n-2k-2] + \sum_{k=0}^{N-1} h[2k]\cdot x[2n-2k-1] = \sum_{l=0}^{2N-1} h[l]\cdot x[2n-l-1], \tag{8}$$

где $2N$ – число коэффициентов ИХ ЦФ.

Из формул (7) и (8) видно, что $y_0[n]$ и $y_1[n]$ являются свёртками по всем коэффициентам ЦФ прямой и сдвинутой на один такт последовательности $x[n]$ соответственно. После восстановления исходной последовательности (обратное полифазное разложение) получим

$$y[n] = \sum_{l=0}^{2N-1} h[l]\cdot x[n-l] = h[n] * x[n]. \tag{9}$$

На рис. 2 УВХ реализует прямое изменение частоты дискретизации сигнала с частоты $F_д$ на частоты $F_ц$ (см. рис. 1). Сигналы на выходе ЦФ являются полифазным разложением $y[n]$, поэтому при реализации в модели применяем прямое изменение частоты дискретизации с предварительным восстановлением исходного сигнала $y[n]$ и последующим полифазным разложением результата. В

аппаратной же реализации, к примеру на программируемой логике, довольно легко реализовать УВХ без восстановления сигнала путём прямого изменения частоты дискретизации.

Последовательность $z[m]$ после применения полифазного разложения находится как

$$z_0[m] = \sum_{k=0}^{N-1} y_{0,k}[m] \cdot t_0^k[m], \tag{10}$$

$$z_1[m] = \sum_{k=0}^{N-1} y_{1,k}[m] \cdot t_1^k[m], \tag{11}$$

где $t_0[m]$ и $t_1[m]$ – последовательности моментов времени, формируемые ГМ; $y_{0,k}[m]$ и $y_{1,k}[m]$ – полифазное разложение сигнала на выходе k-го ЦФ (см. рис. 2).

Полифазное разложение блока интерполяции сигнала в два раза. ФНЧ на рис. 1 может быть разложен так же, как и любой КИХ фильтр (рис. 3). В последовательности сигнала на выходе расширителя частоты дискретизации каждый второй отсчёт равен нулю. Поэтому возможно применение тождества повышающей дискретизации [1] к полифазному разложению, позволяющее использовать реализацию системы, представленную на рис. 4.

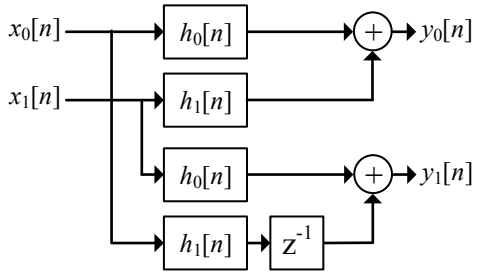


Рис. 3. Реализация полифазного разложения цифрового фильтра

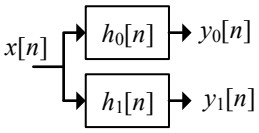


Рис. 4. Реализация полифазного разложения интерполирующего фильтра в два раза

Моделирование работы системы и анализ результатов. На основе полифазного разложения отдельных блоков приведём реализацию полифазного разложения всей системы (рис. 5).

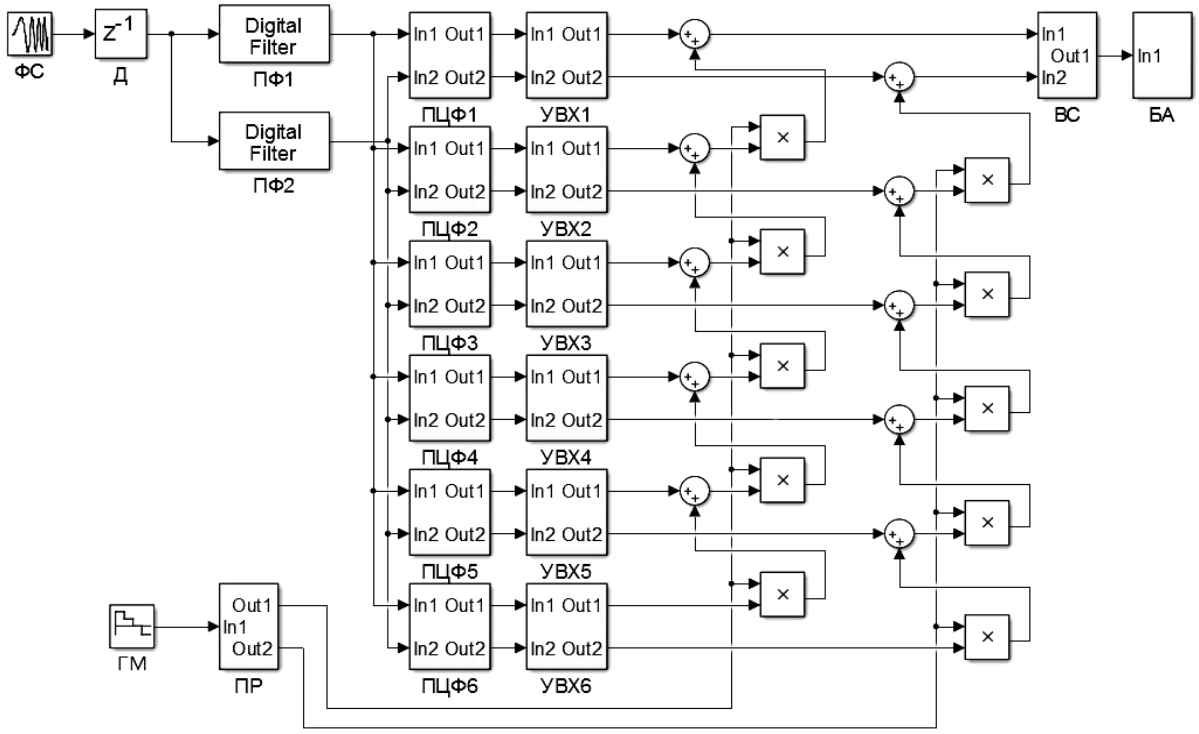
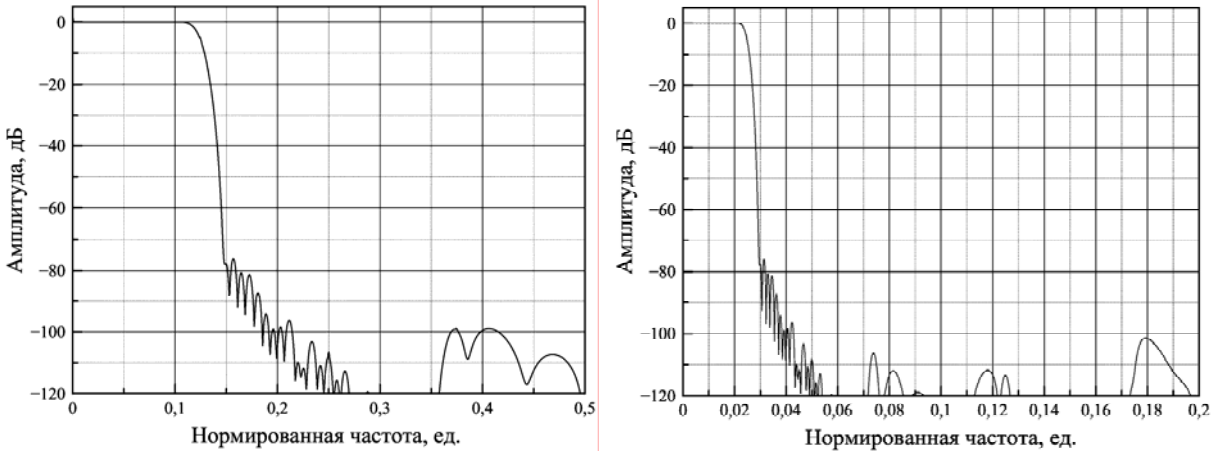


Рис. 5. Реализация полифазного разложения системы полиноминальной интерполяции

На рис. 5: ПФ1 и ПФ2 – полифазная реализация ФНЧ (см. рис. 1), выполненная в соответствии с рис. 4; ПЦФ1…ПЦФ6 – полифазная реализация ЦФ в ИФ, выполненная в соответствии с рис. 3;

ПР – блок полифазного разложения последовательности, заданной ГМ; ВС – блок восстановления последовательности сигнала; БА – блок анализа сигнала; Д – дискретизатор сигнала. После полифазного разложения коэффициент передачи системы интерполяции сигнала не изменился (рис. 6, *а*, *б*), погрешность осталась на низком уровне, что говорит о правильности проведенного разложения.



а *б*

Рис. 6. Модуль коэффициента передачи системы интерполяции сигнала с множителем, равным четырём (*а*) и двадцати (*б*)

Заключение. В работе продемонстрирован пример практического применения полифазного разложения к системе повышения частоты дискретизации с рациональным множителем. Использование полифазного разложения позволило увеличить максимальную частоту дискретизации сигнала в два раза без увеличения скорости выполнения отдельных операций. Характеристики системы остались на высоком уровне (отношение уровня сигнала к уровню шума составляет более 80 дБ).

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

Литература

1. Оппенгейм А. Цифровая обработка сигналов. – 3-е изд., испр. / А. Оппенгейм, Р. Шафер. – М.: Техносфера, 2012. – 1048 с.

2. Абраменко А.Ю. Исследование алгоритма оптимальной интерполяции и его аппаратно-программная реализация на ПЛИС // Электронные средства и системы управления: матер. докл. Междунар. науч.-техн. конф. (8–10 ноября 2012 г.): в 2 ч. – Ч. 1. – Томск: В-Спектр, 2012. – С. 9–14.

3. Niemitalo O. Polynomial Interpolators for High-Quality Resampling of Oversampled Audio [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://yehar.com/blog/wp-content/uploads/2009/08/deip.pdf, свободный (дата обращения: 30.08.2013).

4. Абраменко А.Ю. Структура универсального генератора сигналов / А.Ю. Абраменко, Г.Г. Гошин // Доклады ТУСУРа. – 2013. – № 3 (29). – С. 5–9.

Абраменко Александр Юрьевич
Аспирант каф. сверхвысокочастотной и квантовой радиотехники,
мл. науч. сотрудник НИИ средств электросвязи ТУСУРа
Тел.: 8-960-979-13-42
Эл. почта: abramenkoay@gmail.com

Abramenko A.Yu.

Polyphase realization of a polynomial interpolation filter

The article discusses the usage of polyphase decomposition in solution of polynomial interpolation. Polyphase realization of the second order polynomial interpolating filter is described.

Keywords: multirate signal processing, polyphase decomposition, interpolation, digital signal processing.

УДК 519.8

В.В. Бураков, В.А. Зеленцов, С.А. Потрясаев, Б.В. Соколов

Оценивание и выбор эффективных технологий автоматизированного управления активными подвижными объектами на основе комплексного моделирования

Рассматриваются методические основы организации и проведения комплексного моделирования технологии автоматизированного управления активными подвижными объектами (АПО) для оценивания ее эффективности. Предложен оригинальный полимодельный комплекс, описывающий процессы автоматизированного проактивного мониторинга и управления и включающий в себя динамические аналитико-имитационные модели управления движением, операциями, каналами, потоками, ресурсами, структурами исследуемой информационной системы.

Ключевые слова: комплексное моделирование, технологии автоматизированного управления, активный подвижный объект.

В рамках данной статьи в качестве первичных объектов управления в исследуемых автоматизированных системах проактивного мониторинга и управления (АСПМУ) выделим подкласс активных подвижных объектов (АПО), которые представляют собой искусственно созданные материальные (либо виртуальные) объекты, перемещающиеся в физическом (либо виртуальном информационном) пространстве и осуществляющие взаимодействие (информационное, вещественное, энергетическое) с объектами обслуживания (ОБО), другими АПО [3–4].

На рис. 1 показана обобщённая структура АПО как объекта управления. Из рис. 1 видно, что АПО состоит из четырёх подсистем, которым поставлены в соответствие четыре процесса (вида функционирования): процесс движения, процессы взаимодействия с ОБО, другими АПО, процессы функционирования целевой и обеспечивающей аппаратуры, процессы расхода и (или) пополнения ресурсов.

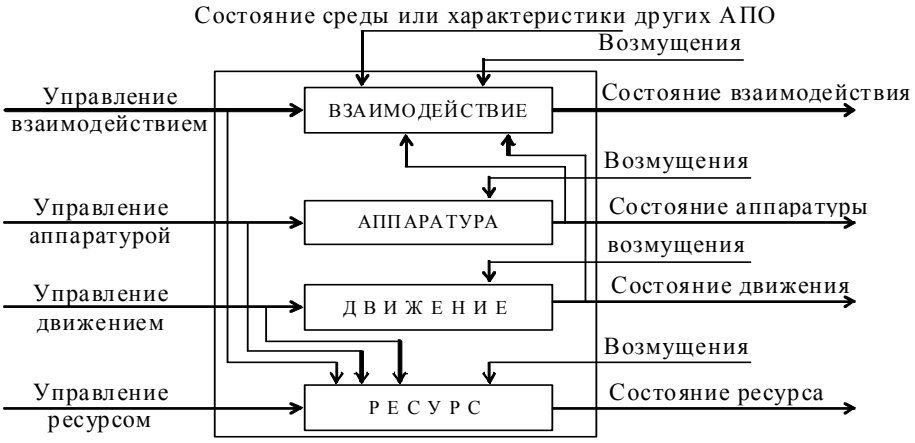


Рис. 1. Обобщённая структурная схема АПО

Предлагаемая структура АПО, как показано в работах [1–5, 9–11, 14–18, 20–26], допускает весьма многообразную интерпретацию. Так, например, в качестве АПО может выступать наземное, воздушное, надводное или подводное средство передвижения с установленной на нём аппаратурой, АПО можно интерпретировать и как космическое средство (КСр), как многоагентную программную систему, элементы которой перемещаются по узлам (серверам) глобальных (локальных) информационно-телекоммуникационных систем [2]. В этом случае ОБО могут представлять собой естественные или искусственно созданные материальные объекты или естественную материальную среду, созданную природой [3–4]. Так, в качестве ОБО могут выступать часть наземной или водной поверхности, часть воздушного, подводного, подземного пространства, подвижные объекты. В этом случае природа и формы взаимодействия АПО с ОБО могут носить как активный, так и пассивный характер (т.е. сопровождаться либо не сопровождаться изменением состояния ОБО).

При создании и применении как АПО (группировок АПО), так и соответствующих СПМУ АПО важнейшими задачами были и остаются задачи исследования эффективности технологий автоматизированного управления (ТАУ) АПО, которые можно условно разделить на две большие группы [9–12, 26]:

1) задачи оценивания эффективности ТАУ АПО и соответствующих операций (либо по-другому их называют задачами анализа эффективности);

2) задачи выбора рационального способа (стратегии) применения ТАУ АПО в операциях (либо по-другому – задачи синтеза).

Содержание задач оценивания эффективности ТАУ АПО заключается в анализе результатов функционирования АПО при фиксированных вариантах воздействия внешней среды и фиксированной ТАУ. При этом возможны постановки следующих частных задач оценивания эффективности ТАУ [9, 11]:

– задача выявления вкладов (эффектов) различных факторов в общую эффективность операций, входящих в состав ТАУ;

– задача принятия решения относительно допустимости использования оцениваемого способа действий в той или иной ситуации;

– задача установления путей повышения эффективности операций ТАУ АПО (выявления резервов эффективности);

– задача выявления функциональных возможностей аппаратно-программных средств АСУ АПО, используемых в операциях ТАУ АПО;

– задача сопоставления (сравнения) нескольких альтернативных вариантов действий или технических средств, их ранжирование по уровням эффективности (установление отношения предпочтения на множестве возможных вариантов).

Содержание задач выбора рациональной структуры ТАУ АПО сводится к поиску таких управляющих воздействий для фиксированных классов возмущающих воздействий, при которых результаты функционирования АПО будут совпадать с требуемыми либо будут оптимальными в смысле выбранного критерия эффективности.

В данном случае возможна постановка следующих задач выбора рациональных ТАУ АПО [9]:

– задача выбора целесообразной технологии управления элементами и подсистемами АСУ АПО с заданными функциональными характеристиками;

– задача определения рациональной технологии управления эксплуатацией АСУ АПО;

– задача выработки оптимальной структуры ТАУ АПО;

– задача оптимального распределения ресурсов между подсистемами в АСУ АПО;

– задача выбора рационального варианта структуры проектируемой ТАУ АПО;

– задача формирования программы развития ТАУ АПО.

Таким образом, основным содержанием задач исследования эффективности ТАУ АПО является изучение закономерностей, устанавливающих зависимость результатов применения АПО от условий ее функционирования, которые определяются, в свою очередь, тактико-техническими характеристиками и свойствами АПО, воздействиями внешней среды, управляющими воздействиями (способами применения), формируемыми лицом, принимающим решения (ЛПР). Для решения всех перечисленных задач в настоящее время разрабатывается полимодельный комплекс, создание которого базируется на концепции имитационной системы (ИмС), под которой в общем случае понимается специальным образом организованный моделирующий комплекс, состоящий из следующих элементов: а) имитационных моделей (иерархии имитационных моделей), отражающих определенную проблемную область; б) аналитических моделей (иерархии аналитических моделей), дающих упрощенное (агрегированное) описание различных сторон моделируемых явлений; в) информационной подсистемы, включающей базу (банк) данных, а в перспективе базу знаний, основанную на идеях искусственного интеллекта; г) системы управления и сопряжения, обеспечивающей взаимодействие всех компонент системы и работу с пользователем (лицом, принимающим решения) в режиме интерактивного диалога [6–10]. В предлагаемой статье обосновываются состав и структура ИмС применительно к исследуемому классу задач оценивания и выбора эффективных технологий автоматизированного управления АПО.

Типовые постановки задач исследования эффективности технологий автоматизированного управления активными подвижными объектами. Анализ многочисленных публикаций по теории эффективности систем [6, 9–13, 20, 21] показывает, что обобщенная постановка задач иссле-

дования эффективности ТАУ АПО, задаваемая на теоретико-множественном уровне описания, близка по своей структуре и содержанию к общей постановке задач выбора (принятия решений) в условиях неопределенности и многокритериальности, о которых речь шла в [9, 12–13].

Проиллюстрируем это, взяв за основу подход, предложенный в работе [9]. В указанной работе при описании общей постановки задач исследования эффективности военно-технических систем (ВТС) была введена модель проблемной ситуации, которая имеет следующий вид (с учетом обозначений принятых в [9]):

$$\left\langle \Delta_{s\beta}, \Omega, \tilde{\tilde{\Phi}}_{\text{об}}, G, X, \Psi, W, K, P, \Theta \right\rangle, \tag{1}$$

где $\Delta_{s\beta}$ – множество стратегий (допустимых альтернатив, способов применения, управляющих воздействий и т.п.) выбираемых ЛПР; Ω – множество неопределенных факторов; G – множество исходов операции; X – множество характеристик (признаков) исхода операции (по-другому - числовое выражение результата операции); $\tilde{\tilde{\Phi}}_{\text{об}}$ – обобщенная модель (отображение), ставящая в соответствие множествам $\Delta_{s\beta}$ и Ω множество результатов $X(G)$; W – показатель эффективности; Ψ – оператор соответствия «результат-показатель»; K – критерий эффективности; P – модель предпочтений ЛПР на элементах множества $\{\Delta_{s\beta}, \Omega, G, X, \Psi, W, K\}$; θ – информация ЛПР об элементах проблемной ситуации. Центральную роль в модели (1) играют два ее основных элемента P, θ, так как они, по сути, представляют собой знания ЛПР о предметной области, в рамках которой осуществляется исследование эффективности систем. Используя указанную информацию, ЛПР последовательно формирует множества $\Delta_{s\beta}$, Ω, X, W, K и соответствующие отображения $\tilde{\tilde{\Phi}}_{\text{об}}$, $\Delta_{s\beta}$.

Сформулированные выше два основных класса задач исследования эффективности ТАУ АПО, с учетом приведенной модели проблемной ситуации (1), могут быть представлены в следующем виде [9]:

– задачи анализа эффективности ТАУ АПО

$$\Psi : \{X \mid \tilde{\tilde{\Phi}} : \Delta_{s\beta} \times \Omega \xrightarrow{\theta} X(G)\} \xrightarrow{\theta} W; \tag{2}$$

– задача выбора рациональной (оптимальной) ТАУ АПО

$$P \xrightarrow{\theta} K : \Delta_{s\beta} \xrightarrow{W} \Delta^*_{s\beta}. \tag{3}$$

В выражении (2) задается не одно, а множество отображений, так как при исследовании эффективности, как правило, необходимо использовать не один, а несколько классов моделей (принцип полимодельности в системных исследованиях). Реализация принципа внешнего дополнения в моделях (2)–(3) находит свое отражение в задании множества исходной информации θ об элементах предметной области.

Результаты сравнения соотношений (1)–(3) с выражениями, приведенными в [10, 12, 13], показывают, что задачи исследования эффективности ТАУ АПО являются важнейшим подклассом задач подготовки и принятия решений в сложных организационно-технических системах (СОТС) (в том числе и в ВТС) для тех ситуаций, когда максимальный уровень детализации описания процессов функционирования вышеперечисленных систем ограничивается уровнем описания комплексов операций, выполняемых данными системами. При этом основным объектом исследования в указанном подклассе задач являются закономерности, определяющие взаимное влияние субъективных и объективных условий выполнения операций на результаты применения рассматриваемых систем непосредственно по целевому назначению.

Таким образом, центральными проблемами при постановке и решении различных задач исследования эффективности, также как и в целом для задач выбора, являются проблемы полимодельности (многомодельности) и многокритериальности при описании каждой конкретной предметной области. При этом среди возможных постановок задач полимодельного многокритериального исследования эффективности систем можно выделить, по меньшей мере, четыре варианта, которые являются в настоящее время наиболее перспективными [6, 9–15, 20–26].

Вариант I. Постановка и решение задачи однокритериальной оптимизации показателя эффективности (ПЭ) на аналитической модели большой размерности как задачи выбора, осуществляемого путем формальной декомпозиции и проведения оптимизации на частных моделях по частным ПЭ с использованием того или иного правила согласования, обеспечивающего сходимость процесса оптимизации к решению исходной задачи. В работах [6, 9, 12] описаны методы и алгоритмы решения указанного класса задач.

Вариант II. Постановка задачи однокритериальной оптимизации ПЭ на имитационной модели большой размерности как задачи выбора, осуществляемого путем неформальной декомпозиции задачи, построения совокупности аналитических моделей, отражающих различные стороны функционирования системы и имеющих приемлемую размерность, согласования аналитических моделей по принципу Парето и проведения имитационных экспериментов с паретовскими альтернативами с целью поиска точки, доставляющей экстремум исходному показателю эффективности системы.

Таким образом, в основу данной постановки задачи положена гипотеза о том, что экстремум по исходному (глобальному внешнему) показателю эффективности достигается в одной из точек множества Парето, определяемых при оптимизации по частным ПЭ, выявленных в результате неформальной декомпозиции. В частности, данная гипотеза выполняется во всех случаях, когда имеет место такая монотонная зависимость, при которой значения внешнего ПЭ не убывают, если не убывают значения частных ПЭ. Свойство монотонности в случае задания всех функций в аналитическом виде может быть установлено в результате соответствующего аналитического исследования. Однако во многих случаях практики внешний ПЭ не может быть представлен через частные ПЭ в аналитическом виде, и его значения могут быть определены лишь посредством имитационных экспериментов. В этих случаях монотонность может быть установлена на основе определенных «физических свойств» моделируемой системы [6–8, 10, 13, 15, 24].

Вариант III. Постановка задачи многокритериальной оптимизации на комплексе моделей как задачи выбора с многими отношениями предпочтения, осуществляемого путем задания множества Парето с помощью основополагающей многокритериальной модели, сужения этого множества на основе машинного анализа его свойств и введения соответствующей информации в ходе интерактивной процедуры, выполняемой ЛПР, лицом, обосновывающим решения (ЛОР) с ЭВМ, а также на основе привлечения дополнительных математических моделей, обеспечивающих последующее уточнение и сужение множества Парето вплоть до принятия единственного решения.

Паретовский принцип согласования при условии дополнения его положениями о сужении множества Парето создает наиболее благоприятные возможности для принятия всесторонне обоснованных решений, основывающихся на анализе поведения различных показателей эффективности внутри этого множества. При этом важное значение имеет правильная разработка стратегии сужения с привлечением компетентных специалистов и математических моделей: аналитических и имитационных [10, 13].

В работе [10] предложен еще один вариант решения рассматриваемого класса задач теории эффективности (*вариант IV*), который базируется на динамической интерпретации процессов многокритериального структурно-функционального анализа и синтеза ТАУ АПО. Каждый из перечисленных вариантов методик исследования эффективности ТАУ АПО имеет свои преимущества и недостатки, а их выбор определяется спецификой конкретной предметной области, где функционирует АПО, ее ограничениями, а также поставленными целями исследований. Важная роль при этом отводится обоснованному выбору соответствующих аппаратно-программных средств, обеспечивающих комплексное моделирование АСПМУ АПО. Рассмотрим состав и структуру ИмС, в рамках которой целесообразно решать задачи анализа и выбора ТАУ АПО для различных условий обстановки.

Состав и структура имитационной системы для решения задач анализа и синтеза эффективных технологии автоматизированного управления АПО. Многочисленные исследования, направленные на поиск разумного компромисса между требованиями универсализации и специализации ИмС, показали, что в настоящее время разработка универсальных формализованных процедур автоматизации моделирования и соответствующих ИмС, ориентированных на широкую предметную область, является трудно разрешимой проблемой. Целесообразно создавать ИмС, специализированные по допустимому классу моделируемых объектов и универсальные по поддерживаемым функциям, связанным с проведением комплексных исследований указанных объектов. При этом ИмС может изначально и не содержать в себе модель конкретного объекта, характеристики которого интересуют ЛПР. Данная система предоставляет ЛПР только математический аппарат (формализованную схему), позволяющий ему легко генерировать желаемую структуру модели объекта, отвечающую целям исследования, наполнять эту структуру количественными соотношениями, описывающими связи между ее элементами, решать разнообразные задачи анализа и выбора. Создание ИмС так же, как и имитационных моделей (моделей имитационного уровня), представляет сложный многоэтапный итерационный процесс, основная особенность которого (по сравнению с

«чисто» имитационным моделированием) состоит в необходимости на каждом из этапов исследования проводить согласование (на концептуальном, алгоритмическом, информационном и программном уровнях) разнородных моделей, описывающих различные стороны функционирования объекта.

В современных ИмС выбор допустимых альтернатив основывается на сужении (сжатии) множества рассматриваемых вариантов экзогенных переменных путем отбраковки доминируемых по заданным отношениям предпочтения альтернатив. Указанные процедуры по своему содержанию близки к идеям, реализованным в многочисленных модификациях метода «ветвей и границ». При отбрасывании доминируемых экзогенных переменных в зависимости от этапа решения задачи выбора, обеспеченности исходными данными ЛПР пользуется каждый раз такими моделями и методами получения релаксированных решений исходной задачи, чтобы оценки затрат на реализацию полученных решений (затрат на расход используемого ресурса) не убывали и становились все более и более точными по мере сужения множества допустимых альтернатив.

Исследование процессов управления структурной динамикой разнородных классов АПО, в том числе и исследование задач анализа и синтеза эффективных ТАУ, показало, что данные процессы имеют многоуровневый, многоэтапный и полифункциональный характер.

Данное представление процессов функционирования АСПМУ АПО повлияло на выбор структуры банка моделей разрабатываемого специального программно-математического обеспечения ИмС, в котором необходимо, прежде всего, выделить три основных блока:

- модели функционирования АСПМУ АПО и объектов обслуживания (ОБО) (блок I);
- модели оценки и анализа состояния АПО, АСПМУ АПО, оценки обстановки (блок II);
- модели принятия решений в АСПМУ АПО (блок III).

Блок моделей функционирования АСПМУ АПО, ОБО включает в себя:

- модели функционирования АПО, системы АПО, группировки систем АПО (блоки 1, 2, 3);
- модели функционирования отдельного командно-измерительного комплекса (ОКИК) (блок 4), подсистем наземного комплекса управления (НКУ) (ОКИК, пункты управления (ПУ), блок 5), НКУ (блок 6);
- модели взаимодействия основных элементов и подсистем АСПМУ АПО между собой и ОБО (блок 7);
- модели функционирования ОБО (блок 8);
- модели воздействия внешней среды на АСПМУ АПО (блок 9);
- модели имитации результатов целевого применения АСПМУ АПО (блок 10).

Напомним, что в общем случае функционирование АПО предполагает информационный, вещественный, энергетический обмен с ОБО, с другими АПО, внешней средой, функционирование аппаратуры, расход (пополнение) ресурсов АПО, перемещение АПО.

Блок моделей оценки и анализа состояния АПО, АСПМУ АПО, оценки обстановки включает в себя:

- модели и алгоритмы оценки и анализа состояния движения, аппаратуры, ресурсов и обмена АПО (блок 11);
- модели и алгоритмы оценки и анализа состояния ОБО (блок 12);
- модели и алгоритмы оценки и анализа ситуаций и обстановки (блок 13).

В блок 3 входят:

- модели и алгоритмы долгосрочного и оперативного планирования ОВ в АСПМУ АПО (блок 14);
- модели и алгоритмы управления структурами АСПМУ АПО (блок 15): топологической (блок 16), технической (блок 17), технологической (блок 18), организационной (блок 19); структурой СПМО (блок 20), информационной структурой (блок 21);
- модели и алгоритмы коррекции долгосрочных и оперативных планов проведения ОВ в АСПМУ АПО (блок 22);
- модели и алгоритмы решения задач координации в АСПМУ АПО на этапах планирования (блок 24), коррекции (блок 25), оперативного управления (блок 26);
- модели и алгоритмы оперативного управления элементами и подсистемами АСПМУ АПО (блок 23).

На рис. 2 приняты следующие условные обозначения: $МП_1,...,МП_n$, $МК_1,...,МК_n$, $МОУ_1,...,МОУ_n$ – соответственно модели планирования, коррекции и оперативного управления АПО, входящими в АСПМУ АПО (1, ..., n)-го типов. Кроме того, на структурной схеме изображена система управления, сопряжения и интерпретации, в которую входят: общая диалоговая система управления

СПМО (блок 27), локальные системы управления и сопряжения (блок 28), блок обработки, анализа и интерпретации результатов планирования, управления, моделирования (блок 30), блок формализации сценариев моделирования (блок 31), блок параметрической и структурной адаптации СПМО (блок 32), блок выработки рекомендаций по организации процедур моделирования и принятия решений (блок 29).

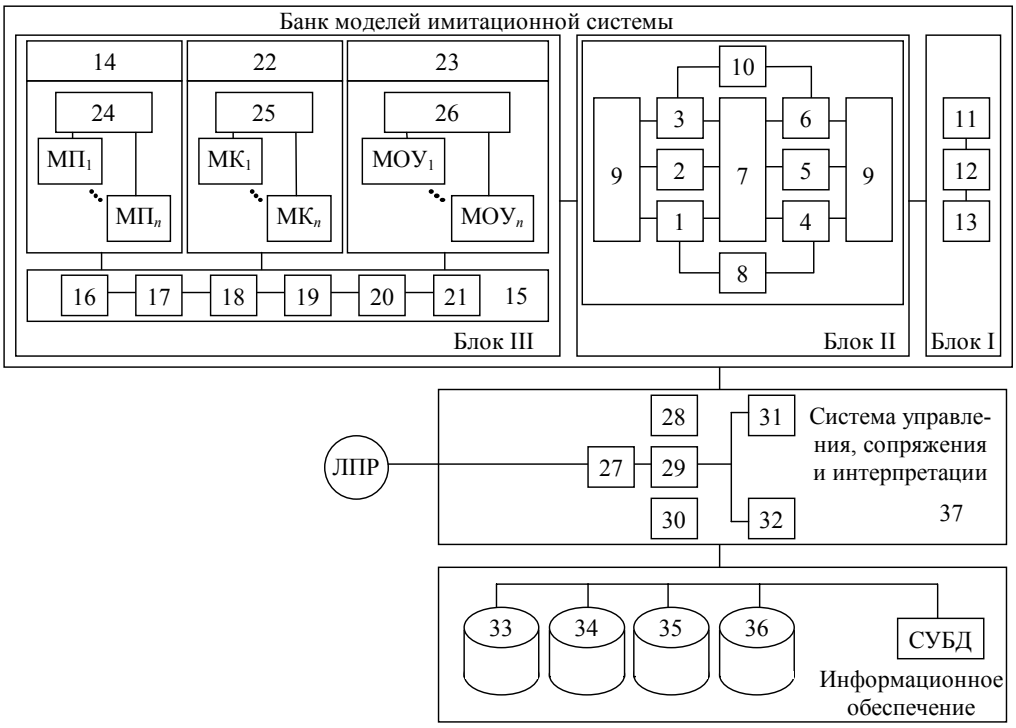


Рис. 2. Обобщенная структура имитационной системы для решения задач анализа и синтеза ТАУ АПО

Важную роль в решении задач анализа и синтеза ТАУ АСПМУ АПО играет информационное обеспечение, включающее в себя: базы данных о состоянии АПО (блок 33), АСПМУ АПО (блок 35), ОБО (блок 34), в целом по обстановке (блок 35); базы данных об аналитических и имитационных моделях функционирования и принятия решений в АСПМУ АПО (блок 36).

Приведем в качестве примера обобщенную модель и алгоритм решения задачи выбора эффективных вариантов функционирования системы управления орбитальной группировкой (ОГ) навигационных космических аппаратов (НКА), являющихся одной из разновидностей АПО. Данный пример соответствует второму варианту полимодельного многокритериального исследования эффективности систем управления АПО.

Будем предполагать, что обобщённым показателем эффективности СУ НКА является показатель, характеризующий точность навигационных определений, выполняемых заданным классом потребителей (например, наземными потребителями навигационной информации) [11, 19]. Если обозначить через N_1 число наземных точек, в которых проверяется точность навигационных определений, через N_2 – общее число полных проверок (сеансов обсервации), N_3 – общее число точек (во всех сеансах обсервации), в которых точность оказалась выше заданного порога σ_{tp}, то вероятность обеспечения наземных потребителей навигационной информации требуемой точности может быть вычислена по следующей формуле [11, 19]:

$$P_H = \frac{N_3}{N_1 N_2}. \qquad (4)$$

Данный показатель, по сути, представляет собой внешний (несобственный) показатель эффективности применения СУ НКА. Конкретные его значения определяются как составом и структурой рассматриваемой СУ, так и теми состояниями, в которых могут находиться (либо находятся) её основные элементы и подсистемы. На результаты функционирования СУ НКА также существенное влияние оказывают возмущающие воздействия со стороны внешней среды, связанные с влиянием на НКА нецентральности поля тяготения Земли, влиянием атмосферы, ошибками навигационных измерений, вызванных субъективными и объективными причинами. Велико влияние на значения

показателя (4) таких факторов, как технология управления НКА. Так, например [19], точность навигационных определений наземными потребителями во многом зависит от точности эфемеридной информации и частотно-временных поправок, которые периодически должны закладываться на борт каждого НКА в ходе выполнения соответствующих операций взаимодействия (ОВ) с наземными техническими средствами. Периодичность и порядок выполнения данных ОВ, в свою очередь, определяются программой работы основных элементов и подсистем наземного комплекса управления (программой работы радиотехнических средств, средств обработки и передачи информации и т.п.).

В этом случае формулы, описывающие модель функционирования СУ НКА, запишутся в следующем виде:

$$P_H = P_H\left(\vec{x}(t),\vec{u}_{pl}(t),\vec{v}\left(\vec{x}(t),\vec{\xi}\right),\vec{\xi}\right) \to \max_{\vec{u}\in\Delta}, \tag{5}$$

$$\Delta = Q(\vec{x}(t)) \times V\left(\vec{x}(t),\vec{\xi},t\right),\ \vec{u} = \vec{u}_{pk}(t) \times \vec{v}\left(\vec{x}(t),\vec{\xi}\right), \tag{6}$$

где $\vec{x}(t)$, $\vec{u}_{pk}(t)$ – соответственно вектор состояния и вектор управляющих воздействий или, по-другому, программа управления структурной динамикой СУ НКА; $\vec{v}$ – вектор управляющих воздействий, с помощью которых парируются возмущающие воздействия на программу управлений; $Q\left(\vec{x}(t)\right)$, $V\left(\vec{x}(t),\vec{\xi},t\right)$ – множества допустимых значений векторов $\vec{u}_{pk}(t)$ и $\vec{v}\left(\vec{x}(t),\vec{\xi}\right)$; $\vec{\xi}(t)$ – вектор возмущающих воздействий на область определения $\Xi\left(\vec{x}(t),t\right)$.

Анализ показывает, что для СУ НКА взаимосвязь всех перечисленных величин с обобщённым показателем эффективности вида (5) можно конструктивно задать только на уровне машинных экспериментов, проводимых с соответствующей имитационной моделью функционирования СУ НКА. Однако в этом случае поиск конкретных программ $\vec{u}_{pk}(t)$ становится весьма затруднительным, так как методы поиска экстремума показателя эффективности, основанные на проведении направленных имитационных экспериментов, из-за большой размерности векторов $\vec{x}(t)$, $\vec{u}(t)$, $\vec{v}\left(\vec{x}(t),\vec{\xi}\right)$ оказываются неприемлемыми. Поэтому для решения рассматриваемой задачи может быть предложена следующая неформальная декомпозиция, основанная на структурных особенностях ранее построенных моделей (см. [3, 4, 10]). В этом случае обобщённую модель функционирования АСПМУ АПО вида M (см. рис. 2, блок III) можно декомпозировать на следующие семь групп моделей: $MM_{<a>} = <M_{<v>}, M_{<o>}>$, $MM_{<b>} = <M_{<k>}, M_{<o>}>$, $MM_{<c>} = <M_{<c>}, M_{<o>}>$, $MM_{<d>} = <M_{<n>}, M_{<o>}>$, $MM_{<e>} = <M_{<e>}, M_{<o>}>$, $MM_{<f>} = <M_{<p>}, M_{<o>}>$, $MM_{<g>} = <M_{<g>}, M_{<o>}>$, описывающих соответственно взаимодействие моделей управления целевыми и обеспечивающими операциями $M_{<o>}$ с моделями управления вспомогательными операциями $M_{<v>}$, каналами $M_{<k>}$, структурами $M_{<c>}$, потоками $M_{<n>}$, параметрами операций $M_{<e>}$, ресурсами $M_{<p>}$ и движением $M_{<g>}$ основных элементов и подсистем, входящих в рассматриваемую систему управления.

Используя известные методы и алгоритмы построения и аппроксимации областей достижимости, о которых речь шла в [14, 18], можно для каждой из перечисленных групп моделей построить соответствующие верхние аппроксимации множеств достижимости [14]: $D_{(a)}\left(T_f,T_0,\vec{x}^{(v)}(T_0),\vec{x}^{(o)}(T_0)\right)$, ..., $D_{(g)}\left(T_f,T_0,\vec{x}^{(g)}(T_0),\vec{x}^{(o)}(T_0)\right)$, где $\left(T_f,T_0\right)$ интервал времени, на котором исследуется процесс функционирования СУ НКА.

Предварительные исследования показали, что оптимальное решение исходной глобальной задачи (5) достигается в некоторой точке множества Парето, определяемой в результате решения частных оптимизационных задач, сформулированных для каждой из перечисленных групп моделей. Для этого необходимо в указанных задачах так задать частные показатели эффективности, чтобы выполнялось свойство монотонности, при котором значения обобщённого показателя эффективности (5) не возрастают, если не возрастают значения частных показателей эффективности.

В этом случае исходная задача управления структурной динамикой СУ НАПО вида (5), (6) заменяется решением следующей совокупности задач:

$$P_H = P_H\left(\vec{x}(t,\vec{\lambda}'),\vec{u}_{pl}(t,\vec{\lambda}'),\vec{v}\left(\vec{x}(t,\vec{\lambda}'),\vec{\xi}\right),\vec{\xi}\right) \to \max_{\vec{\lambda}'\in\Delta'}, \tag{7}$$

$$\Delta' = \left\{\vec{\lambda}' \mid \vec{u}_{pl}(t,\vec{\lambda}') \times \vec{v}\left(\vec{x}(t,\vec{\lambda}'),\vec{\xi}\right) \in Q\left(\vec{x}(\vec{\lambda}')\right) \times V\left(\vec{x}(\vec{\lambda}'),\vec{\xi}\right)\right\}, \tag{8}$$

$$\sum_{\gamma'\in\Gamma'} \lambda'_{\gamma'} J_{\gamma'}(\vec{x}_{\gamma'}) \to \underset{\vec{x}_{\gamma'}\in D_{\gamma'}\left(T_f,T_0,\vec{x}_{\gamma'}(T_0)\right)}{\text{extr}}, \tag{9}$$

$$\sum_{\gamma'\in\Gamma'} \lambda'_{\gamma'} = 1,\ \lambda'_{\gamma'} \geq 0,\ \vec{x}_{\gamma'} = \| \vec{x}^{(\gamma')\mathrm{T}} \vec{x}^{(o)\mathrm{T}} \|^{\mathrm{T}},\ \gamma' \in \Gamma' = \{a, b, c, d, e, f, g\}. \tag{10}$$

В этом случае при фиксированном значении вектора $\vec{\lambda}'_{(l)}$ ($l = 0,1,2,...$ – номер текущей итерации) решаются задачи поиска векторов $\vec{x}_{\gamma'}(T_f)$, при которых функции вида (9) получают экстремальные значения. Данные задачи относятся к классу задач математического программирования, характерная особенность которых состоит в том, что поиск компонент вектора $\vec{x}^{(l)}_{\gamma'}$ на частных моделях можно осуществлять не на всём множестве альтернатив, задаваемых с помощью соответствующих аппроксимаций множеств достижимости $D_{\gamma'}\left(T_f,T_0,\vec{x}_{\gamma'}(T_0)\right)$, а только на подмножествах недоминируемых альтернатив частных моделей, получаемых в результате ортогонального проектирования целевых множеств на множества $D_{\gamma'}\left(T_f,T_0,\vec{x}_{\gamma'}(T_0)\right)$. При этом в каждую из частных моделей наряду с собственным вектором $\vec{x}^{(g)}$, $\vec{x}^{(k)}$,..., $\vec{x}^{(c)}$ входит вектор $\vec{x}^{(o)}$, описывающий состояние выполнения комплексов операций в модели $M_{<o>}$. Перечисленные структурные особенности задач (9), (10) позволяют при её решении провести её декомпозицию и тем самым преодолеть проблему размерности.

После получения $\vec{x}^{(l)}_{\gamma'}(T_f)$, используя численные методы решения задач оптимального управления (например, метод Крылова–Черноусько), можно осуществить в рамках каждой частной модели $MM_{<a>},...,MM_{<f>}$ поиска оптимальных программ управления структурной динамикой СУ НКА – $\vec{u}^{(l)}_{pl}(t,\vec{\lambda}'_{(l)})$. Данные управляющие воздействия используются для поиска очередного приближения вектора $\vec{\lambda}'_{(l+1)}$ в рамках имитационной модели $M_{<u>}$, описывающей процесс функционирования СУ НКА в условиях возмущающих воздействий. Задача поиска $\vec{\lambda}^*$ на модели (7), (8) по своему содержанию близка к задаче оптимального планирования машинных экспериментов. В ней эндогенными переменными являются компоненты вектора $\vec{\lambda}'$, экзогенной переменной служит показатель эффективности (7). При планировании экстремальных машинных экспериментов с $M_{<u>}$ можно использовать метод крутого восхождения, методы случайного поиска, метод «ψ-преобразований», комбинированные методы [9, 10]. В частности, для метода крутого восхождения (метода Бокса-Уилсона) процедура поиска $\vec{\lambda}^*$ описывается следующей формулой:

$$\vec{\lambda}'_{(l)} = \vec{\lambda}'_{(l-1)} + \tilde{\tilde{k}} \frac{\partial P_H(\vec{\lambda}'_{(l)})}{\partial \vec{\lambda}'_{(l)}} \Delta\vec{\lambda}_{(l)}, \tag{11}$$

где $l = 1, 2, ...$ – номер итерации; $\tilde{\tilde{k}}$ – коэффициент, определяющий скорость сходимости итерационного алгоритма.

Частные производные в формуле (11) определяются численно при пошаговом исследовании поверхности отклика с помощью ряда небольших (по объёму) полных и неполных факторных экспериментов, направленных на решение двух важных вопросов, состоящих в выборе направления движения в факторном пространстве (пространстве компонент вектора $\vec{\lambda}$) и в определении вида поверхности отклика в точке, близкой к экстремуму.

Использование в указанной процедуре результатов, полученных на аналитических моделях ($\vec{u}^{(l)}_{pl}(t,\vec{\lambda}'_{(l)})$), позволяет значительно сузить область варьирования эндогенных переменных $\vec{\lambda}'_{(l)}$. Данные переменные определяют значимость («вес», приоритет) частных показателей эффективности относительно обобщённого показателя эффективности функционирования СУ НКА. Эти же переменные можно интерпретировать и как параметры, с помощью которых проводится адаптация аналитико-имитационных моделей функционирования СУ НКА к возможным сценариям изменения обстановки на <*k*>-м цикле управления.

В заключение отметим, что компонентами вектора $\vec{\lambda}'$ могут быть также параметры, определяющие выбор вариантов реализации управляющих воздействий $\vec{v}\left(\vec{x}(t,\vec{\lambda}'),\vec{\xi}\right)$, компенсирующих

отклонение плановой траектории структурной динамики НКА $\vec{x}_{pl}(t)$ от прогнозируемой на имитационной модели траектории $\vec{x}_{u}(t)$.

Заключение. В статье предложены методические основы комплексного моделирования автоматизированных систем проактивного мониторинга и управления сложными объектами, в качестве которых рассматриваются АПО, получившие широкое применение на практике в таких прикладных областях, как космонавтика, логистика, транспорт, промышленное производство [3–5, 10, 15–18]. Обоснованы состав и структура ИмС, в рамках которой к настоящему времени решен широкий спектр важных прикладных задач анализа и синтеза эффективных ТАУ АПО [10, 15].

Исследования, выполненные по данной тематике, проводились при финансовой поддержке ведущих университетов Российской Федерации: СПбГПУ (мероприятие 6.1.1), ИТМО (субсидия 074–U01), Программы НТС Союзного государства «Мониторинг СГ» (проект 1.4.1–1), грантов РНФ №14–21–00135, 14-11-00748, РФФИ №12-07-00302, 13-07-00279, 13-08-00702, 13-08-01250, 13-07-12120, 13-06-0087, Программы фундаментальных исследований ОНИТ РАН (проект № 2.11), проекта ESTLATRUS 2.1/ELRI-184/2011/14, проекта ESTLATRUS/1.2./ELRI-121/2011/13 «Baltic ICT Platform».

Литература

1. Васильев С.Н. От классических задач регулирования к интеллектному управлению / С.Н. Васильев // Теория и системы управления. – 2001. – № 1. – С. 5–22; № 2. – С. 5–21.

2. Городецкий В.И. Информационные технологии и многоагентные системы / В.И. Городецкий // Проблемы информатизации. – 1998. – №1. – С. 3–14.

3. Калинин В.Н. Теоретические основы управления активными подвижными объектами / В.Н. Калинин. – М.: Министерство обороны СССР, 1974. – 130 с.

4. Калинин В.Н. Многомодельный подход к описанию процессов управления космическими средствами / В.Н. Калинин, Б.В. Соколов // Теория и системы управления. – 1995. – №1. – С. 56–61.

5. Князькин Ю.М. Методология автоматизированного проектирования бортовых комплексов управления космических аппаратов связи, ретрансляции. – М.: Министерство обороны СССР, 1992. – 118 с.

6. Краснощеков П.С. Декомпозиция в задачах проектирования / П.С. Краснощеков, В.В. Морозов, В.В. Федоров // Изв. АН СССР. Техн. кибернетика. – 1979. – №2. – С. 7–18.

7. Методологические вопросы построения имитационных систем: Обзор / С.В. Емельянов, В.В. Калашников, В.И. Лутков и др.; под ред. Д.М. Гвишиани, С.В. Емельянова. – М.: МЦНТИ, 1973. – 87 с.

8. Моисеев Н.Н. Элементы теории оптимальных систем / Н.Н. Моисеев. – М.: Наука, 1974.

9. Надежность и эффективность в технике: Справочник: в 10 т. – Т. 3. Эффективность технических систем / ред. совет: Б.С. Авдуевский (пред.) и др.; под общ. ред А.Ф. Уткина, Ю.Б. Крючкова. – М.: Машиностроение, 1988. – 328 с.

10. Охтилев М.Ю. Интеллектуальные технологии мониторинга и управления структурной динамикой сложных технических объектов / М.Ю. Охтилев, Б.В. Соколов, Р.М. Юсупов. – М.: Наука, 2006. – 410 с.

11. Петухов Г.Б. Основы теории эффективности целенаправленных процессов (методология, методы, модели). – Ч. 1. – М.: МО СССР, 1990. – 660 с.

12. Резников Б.А. Анализ и оптимизация сложных систем. Планирование и управление в АСУ: учеб. пособие. – Л.: ВИКИ, 1981. – 148 с.

13. Цвиркун А.Д. Структура многоуровневых и крупномасштабных систем (синтез и планирование развития) / А.Д. Цвиркун, В.К. Акиндиев. – М.: Наука, 1993. – 160 с.

14. Черноусько Ф.Л. Оценивание фазового состояния динамических систем. Метод эллипсоидов / Ф.Л. Черноусько. – М.: Наука, 1988. – 320 с.

15. Ivanov D. Adaptive Supply Chain Management / D. Ivanov, B. Sokolov. – London: Springer, 2010. – 269 p.

16. Ivanov D. A multi-structural framework for adaptive supply chain planning and operations with structure dynamics considerations / D. Ivanov, B. Sokolov, J. Kaeschel // European Journal of Operational Research. – 2010. – 200(2). – P. 409–420.

17. Ivanov D. Dynamic supply chain scheduling / D. Ivanov, B. Sokolov // Journal of Scheduling. – 2012. – 15(2). – London: Springer. – P. 201–216.

18. Petrosjan L.A. Game Theory / L.A. Petrosjan and N.A. Zenkevich. – Singapore; London: World Scientific Publ., 1996. – 360 p.

19. Milliken R.J. Principle of operation of NAVSTAR and system characteristics / R.J. Milliken, C.J. Zoller // Navigation (USA). – 1978. – Vol. 25, № 2. – P. 95–106.

20. Мещеряков Р.В. Критерий структурной сложности информационных систем // Труды СПИИРАН. – 2010. – № 3 (14). – С. 76–90.

21. Ануфриева Н.Ю. Оценивание результативности работы центра информационного обслуживания / Н.Ю. Ануфриева, Р.В. Мещеряков, Г.А. Шевцова // Изв. вузов. Приборостроение. – 2012. – Т. 55. – № 11. – С. 63–66.

22. Мещеряков Р.В. Система цифровой обработки радиометрических сигналов для неразрушающего контроля сложнопрофильных крупногабаритных изделий / Р.В. Мещеряков , А.А. Охотников // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2009. – Т. 2. – С. 153–156.

23. Мещеряков Р.В. Подходы к внедрению ERP-систем на крупных предприятиях / Р.В. Мещеряков, М.В. Савчук // Бизнес-информатика. – 2011. – № 2. – С. 61–64.

24. Соколов Б.В. Полимодельное описание и анализ структурной динамики систем управления космическими средствами / Б.В. Соколов, Р.М. Юсупов // Труды СПИИРАН. – 2010. – № 4 (15). – С. 7–52.

25. Соколов Б.В. Анализ состояния исследований проблем управления жизненным циклом искусственно созданных объектов / Б.В. Соколов, А.И. Птушкин, А.В. Иконникова и др. // Труды СПИИРАН. – 2011. – № 1 (16). – С. 37.

26. Юсупов Р.М. От умных приборов к интеллектуальному пространству / Р.М. Юсупов, А.Л. Ронжин // Вестник Российской академии наук. – 2010. – Т. 80, № 1. – С. 45–51.

Бураков Вадим Витальевич
Вед. науч. сотрудник лаборатории информационных технологий в системном анализе и моделировании (ЛИТСАМ) СПИИРАН, Санкт-Петербург
Тел.: 8(812) 328-01-031
Эл. почта: Burakov@eureca.ru

Зеленцов Вячеслав Алексеевич
Гл. науч. сотрудник ЛИТСАМ СПИИРАН
Тел.: 8(812) 328-01-03
Эл. почта: v.a.zelentsov@gmail.com

Потрясаев Семен Алексеевич
Ст. науч. сотрудник (ЛИТСАМ) СПИИРАН
Тел.: 8(812) 328-01-0381
Эл. почта: spotryasaev@gmail.com

Соколов Борис Владимрович
Зам. директора СПИИРАН по научной работе
Тел.: 8(812) 328-01-03
Эл. почта: sokol@iias.spb.su

Burakov V.V., Zelentsov V.A., Potryasaev S.A., Sokolov B.V.

Evaluation and choice of automatic control technology for active moving objects on the basis of integrated modeling

The study suggests the methodical bases for the problem of automatic control technology for integrated modeling of active moving objects (AMO). The original multiple-model complex for modeling and simulation of AMO proactive automatic control system (ACS) was proposed. The complex includes analytical-simulation models of control processes for operation, flows, resources and structures.

Keywords: integrated modeling, proactive automatic monitoring and control technology, active moving objects.

УДК 004.021

В.Л. Капилевич, Д.М. Сонькин, А.О. Игумнов

Комбинированный алгоритм для отображения навигационных данных в высоконагруженных web-ориентированных пассажирских информационных системах

Рассмотрены различные подходы к решению задачи оптимального отображения навигационных данных в высоконагруженных web-ориентированных пассажирских информационных системах. Предложен комбинированный алгоритм, учитывающий специфику пассажирских информационных систем. Предлагается использовать принцип push-нотификаций для доставки обновленных навигационных данных клиенту, учитывать текущие область видимости и уровень масштаба карты каждого пользователя, а также передавать положения транспортных средств в виде их относительного расположения на маршруте. Произведено сравнение описанных подходов по нескольким критериям.

Ключевые слова: навигационные данные, визуализация, пассажирская информационная система, высоконагруженные системы.

Задача спутникового мониторинга транспорта в целом и мониторинг городского пассажирского транспорта в частности в последние годы становится все более актуальной в России и за рубежом. Такой рост в первую очередь коснулся общественного пассажирского транспорта и дал новый толчок в развитии интеллектуальных транспортных систем и пассажирских информационных систем. В данный момент наблюдается переход к разработке и внедрению систем, предназначенных для массового потребителя, – пассажирских информационных систем [1]. Создание таких систем ставит перед разработчиками целый ряд новых задач. Архитектура подобных систем имеет свои особенности, связанные с их открытой (общедоступной) природой.

В процессе разработки систем мониторинга транспорта достаточно часто решается задача отображения пользователю большого количества навигационных данных в реальном времени. Типичным сценарием использования таких систем является просмотр текущего статуса, местоположения и направления движения транспортных средств определенного маршрута (направления) на базовой карте. В общедоступных пассажирских информационных системах решение аналогичной задачи имеет намного более высокий уровень сложности. Основной сложностью является обеспечение приемлемой скорости отображения навигационных данных пользователю при большом количестве пользователей, одновременно использующих сервис [2, 3].

В рамках данной работы рассматривается решение задачи оптимизации отображения навигационных данных конечному пользователю в реальном времени. Основной целью является разработка алгоритма обмена информацией для визуализации навигационных данных, учитывающего специфику работы в пассажирских информационных системах под высокой нагрузкой.

Специфика пассажирских информационных систем. Пассажирские информационные системы имеют свою специфику, которую нужно учитывать при разработке алгоритма отображения навигационных данных [4].

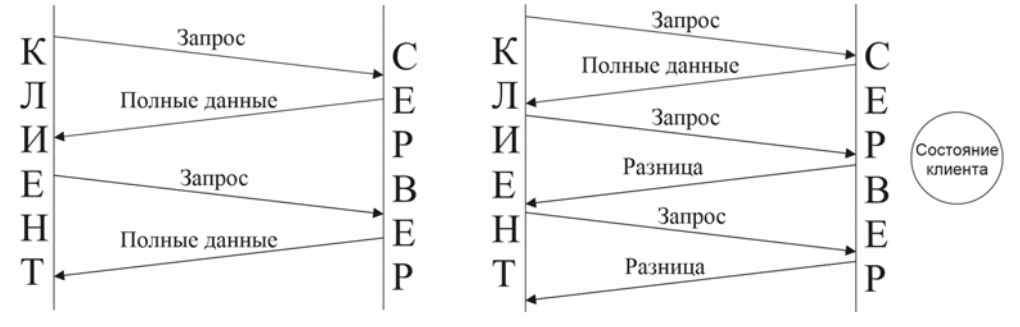
Первой особенностью является «обезличенность» конкретного транспортного средства, т.е. отсутствие информации о его государственном регистрационном (или бортовом) номере. Единственным важным идентификационным параметром транспортного средства для пользователя пассажирской информационной системы является текущий назначенный маршрут движения.

Второй особенностью является движение транспортных средств по строго ограниченному набору заранее определенных и не меняющихся в течение длительных промежутков времени маршрутов. Естественно, общественный пассажирский транспорт может двигаться с отклонениями от назначенного маршрута, например на пути в депо или при движении на станцию обслуживания между рейсами, но навигационные данные о движении вне маршрута не несут пользы пользователю пассажирских информационных систем и не должны в них отображаться.

Еще одна отличительная особенность, вытекающая из факта «обезличенности» транспортных средств, – просмотр пользователем навигационных данных одновременно множества транспортных средств, объединённых одним или набором маршрутов, выбранных пользователем.

Рассмотрим ряд стратегий обмена навигационными данными между клиентом и сервером.

Периодический опрос сервера для получения полной информации. С определенной периодичностью клиентская сторона генерирует запрос на полное обновление данных о текущем местоположении всех транспортных средств, входящих в маршруты, интересующие клиента (рис. 1).



а *б*

Рис. 1. Периодический опрос сервера для получения полной (*а*) и обновленной (*б*) информации

Данная стратегия гарантирует актуальность данных на момент получения сервером запроса и его обработки. При установке относительно небольшого периода опроса (1–3 с) возможно достичь визуальную плавность движения транспортных средств и достаточно высокую актуальность данных на клиентской стороне, но такой подход влечёт существенный рост объема передаваемой по сети информации и нагрузки на сервер.

Периодический опрос сервера для получения обновленной информации. Для оптимизации сетевого трафика в предыдущей рассмотренной стратегии вводится понятие «состояние клиента» на сервере. Состояние клиента отслеживается индивидуально для каждого обслуживаемого на сервере клиента. Данное состояние описывает последние переданные конкретному клиенту навигационные данные всех транспортных средств или отметки времени их регистрации.

При поступлении запроса от клиента проводится процедура сравнения состояния клиента, выполнившего запрос, и последнего доступного серверу состояния транспортных средств. Разница между двумя этими состояниями отправляется клиенту (см. рис. 1). В случае если названные состояния идентичны, клиенту отправляется соответствующее сообщение. Это позволяет существенно уменьшить объем передаваемой информации, особенно при высокой частоте запросов со стороны клиента в случае малой или отсутствующей активности транспортных средств.

Данная стратегия весьма эффективна с позиции оптимизации сетевого трафика, но она требует хранения состояния каждого клиента, что существенно повышает потребляемый сервером ресурс оперативной памяти. Кроме того, хранение состояния клиента на сервере противоречит концепции построения распределённых приложений REST (Representational State Transfer) [5]. Происходит так называемая «фиксация» клиента, при которой данные текущей сессии клиента оказываются на одном из серверов первой линии, что «фиксирует» все дальнейшие запросы данного клиента на этот сервер. В случае возникновения проблем с одним из серверов его клиенты не смогут прозрачно переключиться на использование одного из работающих серверов [6], так как сессионные данные будут потеряны. Данная проблема значительно затрудняет горизонтальное масштабирование системы и требует дополнительных затрат на синхронизацию сессий между серверами первой линии. Следует отметить, что оптимизация горизонтального масштабирования может быть значительно упрощена с использованием подхода, изложенного в [7].

Кроме того, остро стоит проблема информационной безопасности и связанных с ней рисков [8]. Одним из возможных путей снижения этих рисков может быть использование различных подходов, представленных в работах [9–11]. Существенное значение при реализации системы имеет модель разграничения доступа, которая лежит в основе к доступу данных [12].

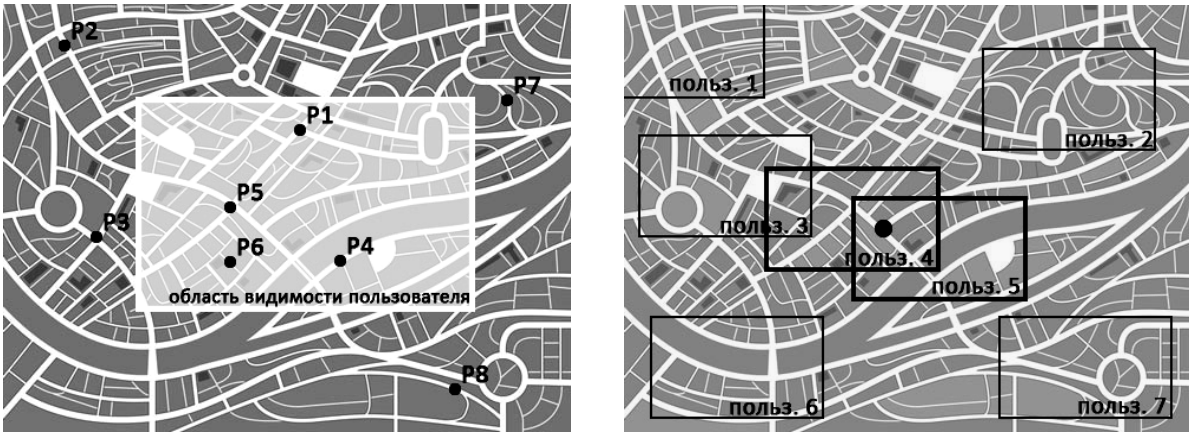
Push-нотификации в реальном времени. Одним из способов минимизации количества запросов является использование одной из реализаций технологии push-нотификации для оповещения клиента об изменениях в местоположении транспортных средств.

Клиент, при выборе одного или нескольких маршрутов для наблюдения, выполняет подписку на сервере на навигационные данные этих маршрутов. В данном случае такая особенность пассажирских информационных систем, как «обезличенность» отдельных транспортных средств, позволяет значительно упростить процесс подписки, исключив последовательную подписку на каждое транспортное средство. Достаточно осуществить подписку на маршрут, что экономит сетевой трафик и количество запросов.

После выполнения подписки на ряд маршрутов клиент получает полный набор навигационных данных по каждому транспортному средству, входящему в эти маршруты. Любое обновление навигационной информации на сервере инициирует выборку клиентов, подписанных на маршрут, для транспортного средства которого произошло обновление, и рассылку push-нотификаций с информацией об этом изменении.

Кроме того, так как подписка происходит не на конкретное транспортное средство, а на маршрут, необходимо производить оповещение клиента не только об изменениях местоположений транспортных средств, но и о выходе/заходе транспортных средств с/на маршрут. Это необходимо, например, при отклонении от маршрута, начале и окончании рабочего дня, смене маршрута транспортным средством, выходе на обед или техническом обслуживании и в других ситуациях.

Получение изменений текущей области видимости. В большинстве ситуаций пользователь наблюдает лишь за небольшим участком карты, например за районом, где он находится в текущий момент, или за районом около остановки общественного пассажирского транспорта (рис. 2). Данный факт можно использовать для уменьшения набора посылаемых данных, игнорируя изменения местоположения транспортных средств, которые в момент изменения находятся вне области видимости (экстента) пользователя.



а *б*

Рис. 2. Область видимости пользователя (*а*); P1–P8 – положения транспортных средств; пересечение экстентов пользователей с обновленным местоположением ТС (*б*)

Для осуществления фильтрации транспортных средств по экстенту необходимо оповещать серверную сторону об изменении пользователем масштаба карты и/или перемещении экстента в плоскости проекции. Экстент определяется четырьмя значениями [X_{min}, Y_{min}, X_{max}, Y_{max}], задающими прямоугольник на заранее определенной картографической проекции. При этом X_{min} и Y_{min} – верхний левый угол экстента, X_{max}, Y_{max} – нижний правый угол экстента.

Последний экстент сохраняется в сессионных данных клиента на сервере. Эта сессионная информация не является критичной для работы системы. Если она будет утеряна по какой-либо причине, например при переключении клиента на другой сервер первой линии, то сервер может высылать клиенту изменения по всем транспортным средствам до поступления информации о текущем экстенте клиента.

При обновлении местоположения транспортного средства на сервере поиск клиентов для оповещения осуществляется в два этапа. Первым этапом выбираются клиенты, подписавшиеся на маршрут этого транспортного средства. Вторым этапом выполняется пересечение активных экстентов выбранных на первом этапе клиентов с новым местоположением транспортного средства. В случае обнаружения совпадений производится оповещение отобранных на втором этапе клиентов (см. рис. 2).

Использование фильтрации транспортных средств по экстенту особенно эффективно при использовании в пассажирских информационных системах. Пользователь не имеет возможности выбора конкретного транспортного средства для наблюдения, так как выбор происходит только для групп транспортных средств по признаку маршрута. Кроме того, пассажирский транспорт искусственно распределяется (диспетчерской службой, расписанием) по всему маршруту. Это значит, что в любой момент времени, при наблюдении за участком маршрута, часть транспортных средств будет находиться вне зоны видимости пользователя.

Получение изменений, существенных в текущем масштабе. Достаточно часто при анализе дорожной ситуации в рамках всего города или другого достаточно крупного региона, например при наблюдении за междугородним автобусом, каждое обновление местоположения транспортного средства не будет влиять на его визуализацию. Это связано с дискретностью представления карты на экране пользователя. При определенном масштабе на один пиксель экрана пользователя может приходиться большее расстояние, чем было пройдено транспортным средством между обновлениями его местоположения на сервере.

Для фильтрации таких изменений необходимо увеличить объем сессионной информации клиента на сервере и сохранять последнюю полученную клиентом навигационную информацию для каждого транспортного средства.

Для каждого уровня масштабирования производится расчет приближенного размера стороны одного пикселя: $S \approx C(\cos(l_{at}) / 2^{(z+8)})$, где C – экваториальная длина окружности земли; l_{at} – широта в районе измерений; Z – уровень масштаба. Вычисленное значение используется для определения необходимости оповещения клиента об изменении местоположения транспортного средства. В случае если накопленное изменение не превысило размер пикселя, можно заключить, что в оповещении нет необходимости.

Современные экраны, особенно экраны мобильных устройств, имеют высокую плотность пикселей (до 400 PPI), что делает перемещение объекта на один пиксель совершенно незаметным пользователю. В случае если клиент имеет возможность получить PPI экрана, на котором отображается карта, возможно улучшить фильтрацию изменений на сервере, вычислив, на сколько пикселей должно сместиться транспортное средство, чтобы это имело значение при визуализации на данном устройстве.

Использование локальной системы координат маршрута. Традиционно в системах мониторинга транспорта для описания местоположения транспортного средства используются географические координаты, которые строятся по принципу сферических координат (долгота, широта), и направление движения. С целью оптимизации сетевого трафика предлагается уменьшить объем данных, необходимых для однозначного описания положения транспортного средства в пассажирской информационной системе.

Специфика пассажирских информационных систем позволяет считать, что любое транспортное средство в любой момент времени назначено на маршрут. Транспортное средство, не назначенное на маршрут, не имеет значимости для пассажира. Этот факт делает возможным использование одномерной локальной системы координат для описания положения транспортного средства в рамках маршрута.

Примем, что маршрут R1 (рис. 3) имеет n – остановок маршрута (P0–Pn) и g транспортных средств, движущихся по данному маршруту (A0–Ag). Первая остановка маршрута находится в нулевой отметке системы координат маршрута R1 (R1–0,0 = P0). Последняя остановка находится в отметке 1 системы координат маршрута R1 (R1–1,0 = Pn).

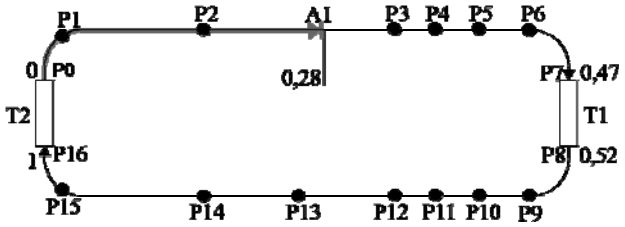


Рис. 3. Схема кольцевого маршрута общественного пассажирского транспорта

Любая остановка маршрута и позиция транспортного средства может быть описана одним дробным числом, однозначно определяющим его позицию на карте. В случае представления координаты десятичной дробью с четырьмя знаками после запятой и длиной маршрута 15 км точность

позиционирования будет 1,5 м, что более чем достаточно для нужд пассажирских информационных систем.

Кроме уменьшения объема передаваемой информации при обновлении местоположений транспортных средств, данное решение дает дополнительное преимущество в виде привязки транспортных средств к графу маршрутов, что устраняет неточности определения положения навигационных спутниковых систем.

Минусом этого подхода является необходимость передать на клиент полную информацию о маршрутах движения общественного пассажирского транспорта с базисами систем координат этих маршрутов. Данный недостаток не является критичным, так как информационные пассажирские системы обычно уже имеют функционал по отображению маршрутов, а значит, передача маршрутов на клиент, возможно, уже и так производится. Кроме того, информация о маршрутах не является оперативной и изменяется достаточно редко, а значит, может кэшироваться на клиенте.

Сравнение стратегий обмена навигационными данными. Сравним описанные стратегии обмена данными для пассажирской информационной системы, обслуживающей одновременно 100 транспортных средств (таблица). Примем, что обновление данных о навигации происходит с периодичностью в 15 с. Данные о навигации транспортного средства имеют размер 24 байта (три 64-разрядных числа с плавающей запятой – долгота, широта и направление).

Для методики периодического опроса сервера определим период опроса – 5 с. С такой частотой движение транспортных средств будет достаточно плавным и отставание на клиенте в среднем будет около 2,5 с. При применении стратегии периодического опроса с периодом опроса 5 с на окончание периода ожидания в среднем обновится информация о местоположении 33,3(3) транспортных средств. Состояние на сервере для данной стратегии представляет собой полную копию последних переданных клиенту данных.

Сравнение стратегий обмена данными для 100 единиц транспорта

Стратегия обмена данными	Сетевой трафик за час	Состояние на сервере
Периодический опрос сервера для получения полной информации (период опроса – 10 с)	1,64 МиБ	0
Периодический опрос сервера для получения обновленной информации (период опроса – 10 с)	0,54 МиБ	2,34 КиБ (копия последних переданных клиенту данных)
Push-нотификации	0,54 МиБ	16 байт (идентификатор клиента)
Получение изменений текущей области видимости	Зависит от области видимости пользователя	32 байта (экстент пользователя)
Получение изменений, существенных в текущем масштабе	Зависит от масштаба области видимости пользователя	8 байт (масштаб)
Использование локальной системы координат маршрута в комбинации с push-нотификациями	0,18 МиБ (обновления местоположений) + объем маршрутов единоразово	16 байт (идентификатор клиента)

Выводы. После рассмотрения ряда стратегий обмена навигационными данными между клиентом и сервером можно сделать вывод, что при использовании комплексного подхода, объединяющего часть методик и оптимизаций, описанных выше, возможно существенно снизить потребление сетевого трафика, при этом оставив на должном уровне актуальность, точность данных и безопасность их приема/передачи на стороне клиента, избежав пересылки лишних данных.

Все описанные методики разрабатывались для проведения исследований в рамках разработки пассажирской информационной системы г. Томска группой компаний «ИНКОМ».

Литература

1. Zografos K. Integrated Passenger Information System for Multimodal Trip Planning // Transportation Research Record: Journal of the Transportation Research Board. – 2008. – Vol. 2072, No. 1. – P. 20–29.

2. Voorhees A.M. Forecasting Peak Hours of Travel // Highway Research Board Bulletin. – 2004. – No. 203. – P. 37–46.

3. Vaquero L.M. Dynamically scaling applications in the cloud // ACM SIGCOMM Computer Communication Review. – 2011. – Vol. 41, No 3. – P. 45–52.

4. Hannikainen M. Architecture of a passenger information system for public transport services // Vehicular Technology Conference. – 2001. – Vol. 2. – P. 698–702.

5. Khare R. Extending the Representational State Transfer (REST) architectural style for decentralized systems // Software Engineering. – 2004. – P. 428–437.

6. Brewer E. Pushing the CAP: Strategies for Consistency and Availability // Computer. Journal. – 2012. – Vol. 45, No. 2. – P. 23–29.

7. Технология прямого поиска при решении задач прикладной математики / В.А. Архипов, С.С. Бондарчук, И.Г. Боровской, А.А. Шелупанов // Вычислительные технологии. – 1995. – Т. 4, № 10. – С. 19.

8. Прищеп С.В. Подходы и критерии оценки рисков информационной безопасности / С.В. Прищеп, С.В. Тимченко, А.А. Шелупанов // Безопасность информационных технологий. – 2007. – № 4. – С. 15–21.

9. Встривание криптографических функций в систему связи с ограниченными ресурсами / С.К. Росошек, Р.В. Мещеряков, А.А. Шелупанов, С.С. Бондарчук // Вопросы защиты информации. – 2004. – № 2. – С. 22–25.

10. Сабанов А.Г. Требования к системам аутентификации по уровням строгости / А.Г. Сабанов, А.А. Шелупанов, Р.В. Мещеряков // Ползуновский вестник. – 2012. – № 2–1. – С. 61–67.

11. Евсютин О.О. Приложения клеточных автоматов в области информационной безопасности и обработки данных / О.О. Евсютин, А.А. Шелупанов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2012. – № 1–2. – С. 119–125.

12. Миронова В.Г. Реализация модели TAKE-GRANT как представление систем разграничения прав доступа в помещениях / В.Г. Миронова, А.А. Шелупанов, Н.Т. Югов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – № 2–3. – С. 206–210.

Капилевич Вячеслав Леонидович
Аспирант каф. информатики и проектирования систем (ИПС) Института кибернетики НИ ТПУ
Тел.: +7 (382-2) 51-75-30
Эл. почта: skkapi@gmail.com

Сонькин Дмитрий Михайлович
Канд. техн. наук, доцент каф. ИПС
Тел.: +7 (382-2) 51-75-30
Эл. почта: sonkin@tpu.ru

Игумнов Артем Олегович
Аспирант каф. ИПС
Тел.: +7 (382-2) 51-75-30
Эл. почта: artishiro@gmail.com

Kapilevich V.L., Sonkin D.M., Igumnov A.O.

Combined algorithm for navigation data display in high-loaded web-oriented passenger information systems

Different approaches to solving the problem of optimal navigation data display in high-loaded web-based passenger information systems are reviewed in the article. Combined algorithm which takes passenger information systems specifics into account is suggested. It is proposed to use the principle of push-notifications to deliver the updated navigation data to the client, taking into account the current map extent and zoom level for each user, as well as transmit position of the vehicle in the form of their relative position in its route. Described approaches are compared according to several criteria.

Keywords: navigation data, visualization, passenger information system, high-loaded systems.

УДК 004.9:622.276

В.П. Комагоров, О.Б. Фофанов, Э.М. Мехтиев, А.О. Савельев, А.А. Алексеев

Система адаптивного управления разработкой «интеллектуального» месторождения

Основным инструментом поддержки принятия решений, применяемым при разработке месторождений, является постоянно действующая геолого-технологическая модель (ПДГТМ). Развитие «интеллектуальных» измерительных систем позволяет существенно повысить эффективность использования ПДГТМ в процессах принятия решений. Актуальной задачей является разработка новых технологий и методов, обеспечивающих возможность непрерывного сбора и хранения геолого-технологической информации, автоматизированной адаптации ПДГТМ, формирования оптимальной стратегии разработки месторождения. Поэтому целью настоящих исследований является разработка структуры системы мониторинга и адаптивного управления разработкой «интеллектуального» месторождения. В статье приведен аналитический обзор потребностей в создании единой технологии применения ПДГТМ при управлении разработкой месторождений. Рассмотрена концепция создания «интеллектуального» месторождения, позволяющая устранить текущие недостатки использования ПДГТМ. Разработана обобщенная структура системы мониторинга и адаптивного управления разработкой месторождения.

Ключевые слова: «Интеллектуальное» месторождение, постоянно действующая геолого-технологическая модель, система мониторинга и адаптивного управления разработкой месторождения.

Построение и применение постоянно действующих геолого-технологических моделей месторождений. Одним из главных направлений повышения качества проектирования, контроля и управления разработкой месторождений углеводородов является применение цифровых постоянно действующих геолого-технологических моделей месторождений [1–2].

Постоянно действующая геолого-технологическая модель (ПДГТМ) – это объемная имитация месторождения, хранящаяся в памяти компьютера в виде многомерного объекта, позволяющая исследовать и прогнозировать процессы, протекающие при разработке в объеме резервуара, непрерывно уточняющаяся на основе новых данных на протяжении всего периода эксплуатации месторождения.

ПДГТМ обеспечивает возможность эффективного решения следующих задач:

а) уточнение геологического строения месторождения (залежи) в процессе бурения новых скважин;

б) расчет различных вариантов разработки: определение характера и степени выработки запасов на основе анализа полей распределения насыщенности флюидов и удельных остаточных запасов, выявление условий и особенностей продвижения закачиваемых вод;

в) прогноз темпов отбора добывающих скважин;

г) оптимизация режимов работы добывающих скважин;

д) планирование геолого-технических мероприятий (ГТМ) и расчет экономической эффективности их выполнения;

е) прогноз состояния разработки месторождения при целенаправленном изменении условий разработки продуктивных пластов в рамках запланированных ГТМ.

Построение ПДГТМ осуществляется на основе цифровых геологической и гидродинамической моделей месторождения подразделениями научно-исследовательского и проектного института в процессе выполнения проекта на разработку месторождения. Затем она передается нефтегазодобывающему предприятию на сопровождение (рис. 1).

Вместе с тем аналитический обзор современной научно-технической, нормативной и методической литературы [3–5] свидетельствует о том, что применение ПДГТМ для повышения эффективности разработки месторождений ограничено рядом факторов, к числу которых относятся:

а) отсутствие технологии оперативного сбора и хранения геолого-технологической информации о текущем состоянии разработки месторождения;

б) ручная, не автоматизированная адаптация ПДГТМ на текущее состояние разработки месторождения и, как следствие, низкое качество ее адаптации;

в) недостаточная эффективность планируемых и выполняемых ГТМ из-за низкого качества адаптации ПДГТМ;

г) отсутствие возможности составления оперативных прогнозов состояния разработки месторождения после проведения ГТМ.

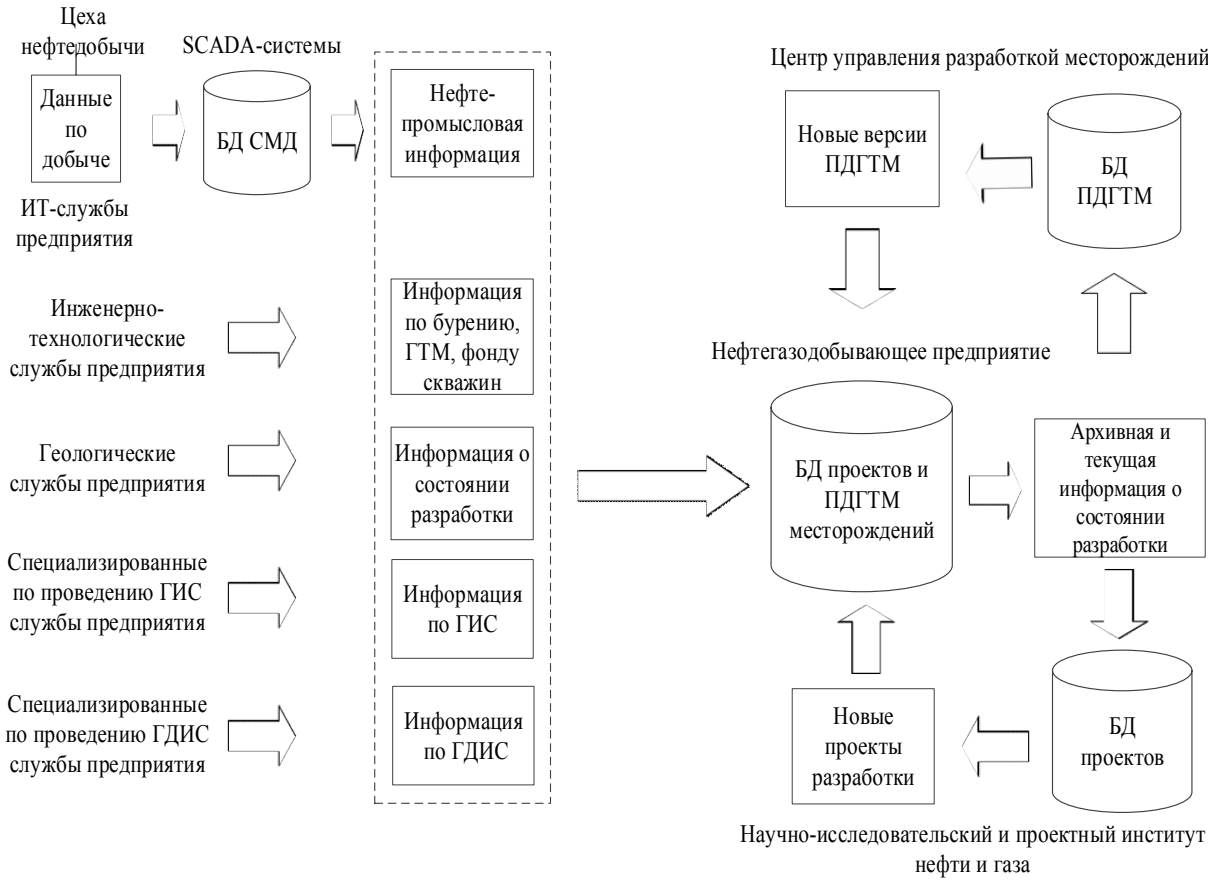


Рис. 1. Обобщенная схема построения и сопровождения ПДГТМ

Структура системы адаптивного управления «интеллектуальным» месторождением. В настоящее время появилась и активно развивается концепция «интеллектуального» месторождения [3–7]. В соответствии с этой концепцией введем ряд понятий.

«Интеллектуальная» скважина − это комплекс наземного и подземного оборудования скважины, включающий в себя погружную и наземную телеметрию (датчики, приборы, микропроцессорные контроллеры) для непрерывного сбора и обработки информации о работе системы «пласт-скважина–насосная установка» и обеспечения функционирования этой системы в заданном режиме автоматически либо изменении режима функционирования (параметров системы) оператором добычи.

«Интеллектуальная» кустовая площадка − это автономная группа «интеллектуальных» скважин и комплекс измерительного оборудования, расположенные в пределах контура месторождения и оснащенные микропроцессорным блоком, обеспечивающим мониторинг состояния скважин и передачу технологической информации в автоматизированный диспетчерский пункт месторождения.

«Интеллектуальное» месторождение − это объединение «интеллектуальных» кустовых площадок всего месторождения, располагающее автоматизированным диспетчерским пунктом, содержащим коммуникационное и серверное оборудование и автоматизированные рабочие места (АРМ) производственного персонала: геолога, технолога, механика, оператора добычи и др. – для оперативного решения задач управления разработкой месторождения.

Концепция «интеллектуального» месторождения предполагает создание высокоэффективных систем мониторинга и управления разработкой, которые учитывают структурные особенности этих месторождений и применение которых обеспечит значительное повышение уровня добычи нефти и газа, а также сократит производственные издержки (в том числе, численность персонала). Вместе с тем проведенный анализ существующих программных комплексов и систем управления разработкой свидетельствует о том, что они не ориентированы на «интеллектуальное» месторождение и «интеллектуальное» заканчивание скважин [5, 8–10].

С появлением концепции «интеллектуального» месторождения и ее реализацией в форме «интеллектуальных» кустовых площадок и «интеллектуальных» скважин отмеченные недостатки применения ПДГМ в значительной степени могут быть устранены путем создания на ее основе высокоэффективной интегрированной системы мониторинга технологических процессов и адаптивного управления разработкой месторождений.

Система мониторинга и адаптивного управления разработкой месторождений включает в себя три основные подсистемы:

а) подсистему сбора геолого-технологической информации;

б) автоматизированный диспетчерский пункт;

в) центр управления разработкой месторождений.

Подсистема сбора геолого-технологической информации осуществляет мониторинг «интеллектуальных» скважин и кустовых площадок, формирует и передает данные в автоматизированный диспетчерский пункт. Автоматизированный диспетчерский пункт предназначен для оперативного управления разработкой всего «интеллектуального» месторождения. Он содержит АРМ производственного персонала, ведет сбор, обработку и хранение данных о текущем состоянии разработки.

Центр управления разработкой месторождений (ЦУРМ) является главной компонентой системы мониторинга и адаптивного управления разработкой «интеллектуальных» месторождений. Он осуществляет непрерывный сбор и хранение геолого-технологической информации по всем месторождениям с помощью корпоративной вычислительной сети предприятия, автоматизированную адаптацию ПДГТМ на текущее состояние разработки, планирование ГТМ на основе адаптированной ПДГТМ и формирование оптимальной стратегии разработки месторождений.

Заключение. Анализ существующих подходов к разработке месторождений нефти и газа позволил выявить отсутствие единой универсальной технологии применения ПДГТМ, включающей в себя решение задач непрерывного сбора и передачи геолого-технологической информации, автоматизированной адаптации ПДГТМ на текущее состояние разработки месторождения и оптимизации планирования и оценки эффективности ГТМ.

Недостатки применения ПДГТМ могут быть в значительной степени устранены в условиях «интеллектуального» месторождения – комплекса оборудования кустов скважин средствами телеметрии для непрерывного сбора геолого-технологической информации и ее передачи в ЦУРМ для принятия эффективных решений по управлению разработкой месторождения.

В ходе выполнения исследований по созданию системы мониторинга и адаптивного управления разработкой «интеллектуального» месторождения решены следующие задачи:

а) выбраны и обоснованы направления работ по созданию системы мониторинга технологических процессов и адаптивного управления разработкой «интеллектуального» месторождения на основе ПДГТМ;

б) разработана структура системы мониторинга и адаптивного управления разработкой месторождений, учитывающая особенности «интеллектуальной» разработки и позволяющая устранить недостатки использования ПДГТМ как основного инструмента поддержки принятия решений.

Результаты проведенных научно-исследовательских работ могут быть использованы при построении опытных и промышленных образцов систем мониторинга разработки месторождений. На их основе можно проводить обучение студентов, подготовку, переподготовку, тестирование и сертификацию специалистов нефтегазовых предприятий.

Исследования проводились при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в рамках финансирования работ по государственному контракту 14.515.11.0047.

Литература

1. Меркурьева Е.А. Анализ эффективности использования постоянно действующих моделей при проектировании разработки нефтяных месторождений и их адаптация к реальным геолого-промысловым условиям: дис. ... канд. техн. наук. – Уфа, 2008. – 146 с.

2. Маркелов Д.В. «Месторождение на ладони» – инновационный взгляд на перспективу интеллектуальных месторождений // Инженерная практика. – 2010. – Вып. 9. – С. 43–46.

3. Интеллектуальное заканчивание: автоматизированное управление добычей [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.slb.ru/userfiles/file/Oilfield%20Review/2007/ winter/1%20IntelligentCompletion.pdf, свободный (дата обращения: 09.02.2013).

4. Интеллектуальное месторождение: новые возможности и новые решения [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://ozna.ru/presscenter/articles/detail.php? SECTION_ID=&ELEMENT_ID=1414, свободный (дата обращения: 09.02.2013).

5. Концепция создания отраслевого программного продукта Республики Казахстан для проектирования разработки и мониторинга геолого-технических мероприятий [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://do-project.ru/docs/2011-1.pdf, свободный (дата обращения: 20.06.2013).

6. Силич В.А. Принципы разработки системы мониторинга и адаптивного управления разработкой «интеллектуального» месторождения на основе постоянно действующей геолого-технологической модели / В.А. Силич, В.П. Комагоров, А.О. Савельев // Известия Томского политехнического университета. – 2013. – Т. 323, вып. 5. – С. 94–100.

7. Силич В.А. Применение методологии OMSD для моделирования системы планирования геолого-технических мероприятий / В.А. Силич, В.З. Ямпольский, А.О. Савельев, В.П. Комагоров, А.А. Алексеев // Известия Томского политехнического университета. – 2012. – Т. 321, вып. 5. – С. 42–46.

8. Мещеряков Р.В. Подходы к внедрению ERP-систем на крупных предприятиях / Р.В. Мещеряков, М.В. Савчук // Бизнес-информатика. – 2011. – Вып. 2. – С. 63.

9. Мещеряков Р.В. Критерий структурной сложности информационных систем // Труды СПИИРАН. – 2010. – Т. 14, вып. 3. – С. 76–90.

10. Мещеряков Р.В. Система цифровой обработки радиометрических сигналов для неразрушающего контроля сложнопрофильных крупногабаритных изделий / Р.В. Мещеряков, А.А. Охотников // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2009. – Т. 2. – С. 153–156.

Комагоров Владимир Петрович
Канд. техн. наук., зав. науч.-учеб. лабораторией «Виртуальный промысел» Института кибернетики Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИТПУ)
Тел.: 8-913-106-20-10
Эл. почта: komagorov@tpu.ru

Фофанов Олег Борисович
Канд. техн. наук, зав. каф. оптимизации систем управления (ОСУ) Института кибернетики НИТПУ
Тел.: 8-913-848-17-55
Эл. почта: ofofano@tpu.ru

Мехтиев Эльчин Мехтиевич
Начальник службы ИКТ ОАО «Томскнефть» ВНК
Тел.: 8-913-806-52-25
Эл. почта: Mehtiev@tomskneft.ru

Савельев Алексей Олегович
Ассистент каф. ОСУ Института кибернетики НИТПУ
Тел.: 8-909-540-63-78
Эл. почта: sava@tpu.ru

Алексеев Александр Александрович
Инженер научно-учебной лабораторией «Виртуальный промысел» Института кибернетики НИТПУ
Тел.: 8-923-604-05-86
Эл. почта: frt@tpu.ru

Komagorov V.P., Fofanov O.B., Mehtiev E.M., Savel'ev A.O., Alekseev A.A.
The use of permanent geological and technological models for adaptive management of «intelligent» oilfield development

Permanent geological and technological model is one of the most important instruments of decision support in oilfield development. The urgent task is to develop new technologies and methods, enabling continuous collection and storage of geological and technological information , automated adaptation of permanent geological and technological models for design of the optimal strategies for oilfield development. The main aim of the study: design system of monitoring and adaptive management of the development of «intelligent» field structure. The results: analytical review identified the need to create a unified technology for using the permanent geological and technological models; proposed the concept of creating «intelligent» oilfield, which can eliminate the disadvantages of current using of permanent models; the structure of the system of monitoring and adaptive management is developed.
Keywords: Intelligent oil field, permanent geological and technological model, system of monitoring and adaptive management.

УДК 519.865.5

А.А. Мицель, Н.П. Красненко

Динамическая модель управления инвестиционным портфелем с линейным критерием качества

Рассматривается система со случайными параметрами в дискретном времени на примере инвестиционного портфеля ценных бумаг, включающего рисковые и безрисковые активы. Портфель представляется в виде двух подпортфелей – рискового и безрискового. Для построения модели управления в задаче слежения за эталонным портфелем используется линейный критерий качества, что позволяет получить линейную динамическую модель. Модель относится к классу моделей линейного программирования и позволяет учитывать ограничения как на состояние системы, так и на управление. Для уменьшения размерности задачи используется метод управления с прогнозирующей моделью.

Ключевые слова: оптимальное управление, динамическая система со случайными параметрами, линейное программирование, инвестиционный портфель, слежение за эталонным портфелем.

Многие реальные системы описываются линейными моделями со случайными параметрами. Применительно к инвестиционному портфелю эта задача достаточно подробно исследовалась в цикле работ [1–10]. Так, в работе [1] рассматривается задача управления по квадратичному критерию дискретными стохастическими системами со случайными параметрами и аддитивными и мультипликативными шумами, зависящими от состояний и управлений, получены уравнения для оптимальных линейных статического и динамического регуляторов по выходу. Результаты применяются для решения задачи динамической оптимизации инвестиционного портфеля в дискретном времени, включающего рисковые бумаги со случайными волатильностями цен финансовых активов. В работе [3] рассматривается задача синтеза стратегий управления с прогнозирующей моделью для дискретных систем со случайными параметрами, возмущенных аддитивными и мультипликативными шумами, зависящими от состояний и управлений. Синтезированы стратегии прогнозирующего управления замкнутого и разомкнутого типов. Результаты применяются для решения задачи динамической оптимизации инвестиционного портфеля при ограничениях на объемы торговых операций. В работе [9] задача управления портфелем ценных бумаг, состоящим из рисковых и безрискового вложений, формулируется как динамическая задача слежения за эталонным (гипотетическим) портфелем, имеющим заданную желаемую эффективность. Предполагается, что динамика цен рисковых финансовых активов описывается стохастическими уравнениями с гауссовскими и импульсными пуассоновскими возмущениями.

Предлагается подход к определению оптимальной стратегии управления с обратной связью по квадратичному критерию. Модель управления инвестиционным портфелем (ИП), учитывающая ограничения на объемы торговых операций представлена в работе [10]. Цены рисковых финансовых активов подчиняются стохастическим разностным уравнениям со случайной волатильностью. Целью управления ИП является отслеживание гипотетического эталонного портфеля с заданной траекторией роста. Получены уравнения, определяющие оптимальные стратегии прогнозирующего управления ИП с обратной связью при ограничениях. В работе [11] состояние портфеля описывается суммарным капиталом, вкладываемым в рисковые и безрисковые активы, и показана задача слежения с квадратичным критерием. Двухэтапная стратегия построения инвестиционного портфеля на основе теоремы разделения исследуется в работе [12]. На первом этапе рисковая структура находится с использованием оценок ожидаемой доходности и матрицы ковариаций доходности рисковых активов. Оценки находятся методом скользящего окна. На втором этапе производится разделение капитала между рисковой и безрисковой структурами портфеля с использованием принципа максимума Понтрягина. В статье [13] решена задача формирования оптимального инвестиционного портфеля в условиях неопределенности с минимальным уровнем допустимого риска. Предложена модель, позволяющая учесть гетероскедастичность исходных данных и нестационарность элемен-

тов корреляционной матрицы. Во всех рассмотренных работах [1–13] безрисковая часть портфеля представлена в виде одного совокупного безрискового актива.

В данной работе также рассматривается система со случайными параметрами в дискретном времени на примере инвестиционного портфеля ценных бумаг, включающего рисковые и безрисковые активы. В отличие от упомянутых выше работ мы будем использовать линейный критерий качества в задаче слежения за эталонным портфелем, что позволяет получить линейную динамическую модель, которую удается преобразовать в модель линейного программирования. Другим отличием предлагаемой модели является представление портфеля в виде двух подпортфелей – рискового и безрискового. Модель позволяет учитывать ограничения как на состояние системы, так и на управление. Для уменьшения размерности задачи используется метод управления с прогнозирующей моделью.

Динамическая модель в дискретном времени. Рассмотрим портфель, состоящий из N рисковых активов и K безрисковых активов. Обозначим объемы вложений в момент времени t в рисковые активы $V_i''(t)$ ($i=1,...,N$), а в безрисковые активы – $V_j'(t)$ ($j=1,...,K$).

Задача управления заключается в перераспределении капитала между включенными в портфель активами таким образом, чтобы сформированный портфель следовал капиталу эталонного инвестиционного портфеля на горизонте управления T.

Стоимость инвестиционного портфеля $V(t)$ в момент времени t равна

$$V(t)=\sum_{i=1}^{N}V_i''(t)+\sum_{j=1}^{K}V_i'(t). \tag{1}$$

Заметим, что доля вложения в i-й рисковый актив в момент времени t равна $x_i''(t)=V_i''(t)/V(t)$, а в безрисковый актив – $x_j'(t)=V_j'(t)/V(t)$ $x_j'(t)=V_j'(t)/V(t)$.

Динамику капитала инвестиционного портфеля в дискретном времени можно описать уравнением (см. например, [1–3, 9, 10])

$$\begin{aligned} V_i''(t+1)&=\left[1+\mu_i(t)+\eta_i(t)\right]\left(V_i''(t)+u_i(t)\right),\ i=1,...,N;\\ V_j'(t+1)&=\left[1+v_j(t)\right]\left(V_j'(t)+u_j(t)\right),\ j=1,...,K. \end{aligned} \tag{2}$$

Здесь $u_i(t)$ – капитал, вкладываемый в покупку рискового актива ($u_i(t)>0$) либо вырученный от продажи рискового актива ($u_i(t)<0$); $\mu_i(t)$ – среднее значение ставки i-й рисковой ценной бумаги; $\eta_i(t)$ – случайная составляющая ставки рисковой ценной бумаги с параметрами $M(\eta_i(t))=0$, $M(\eta_i(t)\eta_k(t))=\Sigma_{ik}(t)$, $i,k=1,...,N$, где $\Sigma_{ik}(t)$ – матрица ковариации доходностей рисковых ценных активов; $v_j(t)$ – ставка j-го безрискового актива.

В отличие от работ [1–3] безрисковый актив мы представляем в виде подпортфеля. Кроме того, предполагаем, что рыночная ставка доходности безрисковых ценных бумаг может изменяться мгновенно для всех периодов на одну и ту же величину. Это обстоятельство приводит к необходимости иммунизации безрискового подпортфеля.

Уравнение эталонного портфеля определим уравнением:

$$V^0(t+1)=\left(1+\mu_0(t)\right)V^0(t), \tag{3}$$

где $\mu_0(t)$ – заданная ставка эталонного портфеля. Начальное условие $V^0(0)=V(0)$ (в начальный момент времени капитал эталонного портфеля совпадает с капиталом реального инвестиционного портфеля).

Введем вектор $\mathbf{y}(t)=\left(V_1''(t),V_2''(t),...,V_N''(t),V_1'(t),V_2'(t),...V_K'(t)\right)^T$ и вектор $\mathbf{z}(t)=(\mathbf{y}(t),\ V^0(t))^{\mathrm{T}}$.

Тогда уравнения (2), (3) можно переписать в виде

$$\mathbf{z}(t+1)=\mathbf{A}(t)\,\mathbf{z}(t)+\mathbf{B}(t)\mathbf{u}(t), \tag{4}$$

где $\mathbf{A}(t)=\mathbf{A1}(t)+\mathbf{A2}(t)$; $\mathbf{A1}(t)$, $\mathbf{A2}(t)$ – диагональные матрицы размерности $(N+K+1)\times(N+K+1)$ с элементами

$$A1_{ii}(t)=1+\mu_i(t),\ i=1,...,N;\qquad A2_{ii}(t)=\eta_i(t),\ i=1,...,N;$$
$$A1_{N+j,N+j}(t)=1+v_j(t),\ j=1,...,K;\qquad A2_{N+j,N+j}(t)=0,\ j=1,...,K.$$
$$A1_{N+K+1,N+K+1}(t)=1+\mu_0(t).$$

Матрица $\mathbf{B}(t)$ размерности $(N+K+1)\times(N+K)$ имеет следующую структуру:

$$\mathbf{B}(t)=\begin{pmatrix} A_{11}(t) & 0 & ... & 0 \\ 0 & A_{22}(t) & ... & 0 \\ ... & ... & ... & ... \\ 0 & 0 & ... & A_{N+K}(t) \\ 0 & 0 & ... & 0 \end{pmatrix}.$$

$\mathbf{u}(t)$ – вектор управления.

В качестве целевой функции выберем линейный функционал

$$J=M\Big\{\sum_{t=1}^{T-1}\Big(V(t)-V^0(t)\Big)-\sum_{t=0}^{T-1}(\mathbf{b}^T(t)\mathbf{u}(t))+\Big(V(T)-V^0(T)\Big)\Big\}, \tag{5}$$

где $\mathbf{b}(t)=\big(\mu_1(t),...,\mu_N(t),v_1(t),...,v_K(t)\big)^T$; $M\{\cdot\}$ – оператор математического ожидания.

Второе слагаемое в функционале (5) определяет доходность портфеля и его минимизация означает максимизацию доходности.

Используя $z(t)$, представим $\Big(V(t)-V^0(t)\Big)$ в форме $\Big(V(t)-V^0(t)\Big)=\mathbf{C}\mathbf{z}(t)$, где $\mathbf{C}=\big(1,1,...,1,-1\big)\in R^{N+K+1}$. Критерий качества J примет вид

$$J=M\Big\{\sum_{t=1}^{T-1}(\mathbf{C}\cdot\mathbf{z}(t))-\sum_{t=1}^{T-1}(\mathbf{b}^T(t)\mathbf{u}(t))+\mathbf{C}\cdot\mathbf{z}(T)\Big\}\to\min_{\mathbf{u}(t)}. \tag{6}$$

Итак, имеем задачу оптимального управления, в которой уравнение состояния описывается многошаговым процессом (4), а функционал качества – выражением (6). Управление задается вектором $\mathbf{u}(t)$. Задача решается при ограничении $V(t)\ge V^0(t)$ или $\mathbf{C}\cdot\mathbf{z}(t)$.

В общем виде ограничения, связанные с формированием портфеля, в том числе иммунизированного безрискового подпортфеля, запишем в виде

$$\mathbf{P}\cdot\mathbf{z}(t)\le\mathbf{\Gamma}(t),\ t=1,...,T,$$

где $\mathbf{P}$ – матрица, размерность которой определяется количеством ограничений задачи и размерностью вектора $\mathbf{z}(t)$; $\mathbf{\Gamma}(t)$ – вектор соответствующей размерности.

Ограничение, связанное с запретом продажи без покрытия, имеет вид $\mathbf{y}(t)+\mathbf{u}(t)\ge 0$, $t=0,1,...,T-1$. В терминах $\mathbf{z}(t)$ это ограничение примет форму

$$\mathbf{z}(t)+\mathbf{Y}\cdot\mathbf{u}(t)\ge 0,\ t=0,1,...,T-1,$$

где $\mathbf{Y}$ – матрица размерности $(N+K+1)\times(N+K)$ с элементами

$$\mathbf{Y}=\begin{pmatrix} 1 & 0 & ... & 0 \\ 0 & 1 & ... & 0 \\ ... & ... & ... & ... \\ 0 & 0 & ... & 1 \\ 0 & 0 & ... & 0 \end{pmatrix}.$$

Для решения задачи слежения необходимо задать начальное состояние системы $\mathbf{z}(0)=(\mathbf{y}(0), V^0(0))^T$, где $\mathbf{y}(0)$ – начальное распределение капитала. Стоимость эталонного портфеля в начальный момент времени считаем известной $V^0(0)=V_0^0$. Кроме того, как уже отмечалось, $V(0)=V^0(0)$. В качестве $\mathbf{y}(0)$ используем решение следующей задачи формирования смешанного портфеля [14]:

$$\sum_{i=1}^{N}\sum_{j=1}^{N}y_i(0)\Sigma_{ij}(0)y_j(0)\to\min_{y}, \tag{7}$$

$$\begin{cases} \sum\limits_{i=1}^{N+K} b_i(0) y_i(0) \ge m_p, \\ \sum\limits_{j=k_{p-1}+1}^{k_p} y_j(0) \ge c, \\ \sum\limits_{j=N+1}^{N+K} D_j(0) y_j(0) = T \cdot V(0), \\ \sum\limits_{j=1}^{N+K} y_j(0) = V(0), \\ \sum\limits_{i=1}^{N} y_i(0) \le mV(0), \\ \sum\limits_{j=N+1}^{N+K} y_j(0) = (1-m)V(0), \end{cases} \tag{8}$$

$$0 \le y_i(0) \le y_i^{\max}.$$

Величина $\sum\limits_{j=k_{p-1}+1}^{k_p} y_j(0)$ определяет суммарную долю финансовых активов группы p в портфеле; $k_0 = 0$, $p = 1,...,M$; c – ограничение на суммарную долю финансовых активов наименования p; $y^{\max}$ – максимально допустимый объем вложений в ценные бумаги; m – ограничение на объем вложений в рисковые ценные бумаги; m_p – желаемая доходность портфеля; $D_j(0)$ – дюрация безрисковой ценной бумаги.

Итак, сформулируем окончательно задачу управления портфелем:

$$J = M\left\{ \sum_{t=1}^{T-1} (\mathbf{C}\cdot\mathbf{z}(t)) - \sum_{t=0}^{T-1} (\mathbf{b}^T(t)\mathbf{u}(t)) + \mathbf{C}\cdot\mathbf{z}(T) \right\} \to \min_{\mathbf{u}(t)}, \tag{9}$$

$$\mathbf{z}(t+1) = \mathbf{A}(t)\,\mathbf{z}(t) + \mathbf{B}(t)\mathbf{u}(t), \tag{10}$$

$$\mathbf{P}\cdot\mathbf{z}(t) \le \mathbf{\Gamma}(t), \ t = 1,...,T, \tag{11}$$

$$\mathbf{z}(t) + \mathbf{Y}\cdot\mathbf{u}(t) \ge 0, \ t = 0,1,...,T-1, \tag{12}$$

$$\mathbf{C}\cdot\mathbf{Q}(t)\mathbf{z}(t) = \mathbf{C}\cdot\mathbf{z}(t). \tag{13}$$

Здесь $\mathbf{Q}(t)$ – диагональная матрица размерности $(N+K+1)\times(N+K+1)$ с элементами:

$$Q_{ii}(t) = 0, \ i = 1,...,N;$$

$$Q_{N+J,N+j}(t) = \frac{D_j(t)}{T-t}, \ j = 1,...,K;$$

$$Q_{N+K+1,N+K+1}(t) = 1.$$

Последнее ограничение используется в том случае, если период управления достаточно велик, так что на нем может изменяться безрисковая процентная ставка, и по этой причине необходимо проводить иммунизацию подпортфеля безрисковых ценных бумаг.

Решение задачи. Имеем линейную задачу динамического программирования. Ее можно решать методом Беллмана. Однако численная реализация этого метода достаточно трудоемкая задача. Рассмотрим другой способ.

Преобразуем нашу задачу к эквивалентной задаче линейного программирования. Подставим (10) в (9). В результате целевая функция примет вид

$$J = Z_0 + \sum_{t=0}^{T-1} (\mathbf{Z}(t)\mathbf{u}(t)) \to \min_{\mathbf{u}(t)},$$

где

$$Z_0 = \mathbf{C}\cdot(\mathbf{A1}(0) + \mathbf{A1}(0)\,\mathbf{A1}(1) + \ldots + \mathbf{A1}(0)\,\mathbf{A1}(1)\,\mathbf{A1}(2)\cdots\mathbf{A1}(T-1))\cdot M(\mathbf{z}(0)),$$

$$\mathbf{Z}(t) = \begin{cases} -\mathbf{b}^T(t) + \mathbf{C}\cdot(\mathbf{A1}(t+1) + \mathbf{A1}(t+1)\,\mathbf{A1}(t+2) + \ldots + \mathbf{A1}(t+1)\,\mathbf{A1}(t+2)\cdots\mathbf{A1}(T-1))\cdot\mathbf{B1}(t), \\ t = 0,1,\ldots,T-2, \\ \mathbf{J}(T-1) = -\mathbf{b}^T(T-1) + \mathbf{C}\cdot\mathbf{B1}(T-1). \end{cases}$$

Преобразуем ограничения (11), (13). Введем блочную матрицу **G** с элементами

$$G_{is}^k = \mathbf{H}_k\cdot\prod_{j=s}^{i-1}(\mathbf{A}(j)\mathbf{B}(s-1)),\ i>s;$$

$$G_{is}^k = \mathbf{H}_k\cdot\mathbf{B}(i-1),\ i=s;\ i,s=1,\ldots,T;$$

$$G_{is}^k = \mathbf{0},\ i<s;\ k=1,2,$$

где $\mathbf{H}_1 = \mathbf{P}$; $\mathbf{H}_2 = \mathbf{C}\cdot(\mathbf{Q} - \mathbf{I})$.

Введем блочные составные вектора $\mathbf{\Psi}$ и **U** с компонентами

$$\Psi_k(i) = \Gamma_k(i) - \mathbf{H}_k\prod_{j=0}^{i-1}(\mathbf{A}(j)\mathbf{z}(0)),\ i=1,\ldots,T,$$

$$\mathbf{U} = \big(u(0),u(1),\ldots,u(T-1)\big)^T.$$

В результате ограничения (11), (13) примут вид $\mathbf{G}^k\cdot\mathbf{U} \le \mathbf{\Psi}_k$.

Рассмотрим ограничение (12). Введем блочную матрицу $\mathbf{\Phi}$:

$$\Phi_{is} = -\mathbf{Y}\cdot\prod_{j=s}^{i-2}(\mathbf{A}(j)\mathbf{B}(s-1)),\ i>s;$$

$$\Phi_{is} = -\mathbf{Y},\ i=s;\ i,s=1,\ldots,T;\ \prod_{j=l}^{l-1}(\mathbf{A}(j) = \mathbf{I}$$

$$\Phi_{is} = \mathbf{0},\ i<s.$$

и

$$\Lambda_i = \prod_{j=s}^{i-2}(\mathbf{A}(j)\mathbf{z}(0)),\ i=2,\ldots,T-1;\ \Lambda_1 = 1;\ \prod_{j=l}^{l-1}(\mathbf{A}(j) = \mathbf{I}.$$

После преобразования ограничения (13) получим $\mathbf{\Phi}\cdot\mathbf{U} \le \mathbf{\Lambda}$.

В результате задача слежения примет вид

$$J = J_0 + \mathbf{Z}^T\,\mathbf{U} \to \min_{\mathbf{u}(t)}, \tag{14}$$

$$\mathbf{\Phi}\cdot\mathbf{U} \le \mathbf{\Lambda}, \tag{15}$$

$$\mathbf{G}^k\cdot\mathbf{U} \le \mathbf{\Psi}_k,\ k=1,2. \tag{16}$$

Здесь вектор **Z** с компонентами: $\mathbf{Z} = \big(Z(0),Z(1),\ldots,Z(T-1)\big)^T$.

Управление с прогнозирующей моделью. Задача (14)–(16) может быть решена стандартным симплекс-методом с помощью любого математического пакета (например, Mathcad). Однако следует отметить, что на практике задачи линейного программирования большой размерности решаются очень плохо. В нашем случае размерность задачи составляет $(N+K)\times T$, и при $N+K = 10$ и $T = 10$ уже получим число переменных 100.

Для преодоления этой трудности воспользуемся методом управления с прогнозирующей моделью [3]. Суть метода состоит в следующем. Задается горизонт прогнозирования $q_0 < T$. Для заданного начального состояния $z(0)$ вычисляется последовательность управляющих воздействий $u_i(0), t = 0,\ldots,q_0 - 1$. На следующем шаге горизонт управления сдвигается на один шаг ($q_1 = q_0 + 1$), а в качестве начального состояния берется $z(1)$, найденное на предыдущем шаге. Процедура повторяется до тех пор, пока $q_n = q_{n-1} + 1 = T$, где n – число шагов. Размерность каждой подзадачи равна $(N+K)\times q_0$.

Заключение. В работе получена линейная модель управления инвестиционным портфелем, включающим два подпортфеля – рисковый и безрисковый. Модель представляет собой задачу линейного программирования. Для уменьшения размерности задачи предлагается использовать управление с прогнозирующей моделью. Если безрисковая ставка не меняется после формирования подпортфеля безрисковых ценных бумаг, то задача слежения за портфелем описывается соотношениями (14)–(16), при этом в ограничении (16) $k=1$. В результате имеем стохастическую задачу, так как в ограничениях (15), (16) матрицы $\mathbf{A}(t)$ и $\mathbf{B}(t)$ случайны. Поэтому оптимальное управление будет также случайным. На практике, как правило, именно такая ситуация имеет место.

Для моделирования задачи слежения необходимо задать закон распределения случайной составляющей доходности рисковых ценных бумаг $\boldsymbol{\eta}(t)$. Будем полагать, что случайный вектор $\boldsymbol{\eta}(t)$ имеет первые два момента: $M(\boldsymbol{\eta}(t)) = \mathbf{0}$, $M(\boldsymbol{\eta}(t)\ (\boldsymbol{\eta}^T(t)) = \boldsymbol{\Sigma}(t)$. Матрица ковариации $\boldsymbol{\Sigma}(t)$ случайной ставки доходности рисковых активов симметрична и положительно определена. В общем случае она представляет собой сумму матриц ковариации гауссовского шума и пуассоновской составляющей, описывающей скачки ставки доходности ценных бумаг

$$\boldsymbol{\Sigma}(t) = \boldsymbol{\Sigma}_1(t) + \boldsymbol{\Sigma}_2(t) = \boldsymbol{\sigma}(t)\,\boldsymbol{\sigma}^T(t) + \boldsymbol{\delta}(t)\,\boldsymbol{\delta}^T(t).$$

Матрицу $\boldsymbol{\Sigma}(t)$ можно представить в виде произведения матриц $\boldsymbol{\Sigma}(t) = \mathbf{W}(t)\mathbf{W}^T(t)$, где $\mathbf{W}(t) = \boldsymbol{\Sigma}^{1/2}(t)$. Если скачки отсутствуют, то $\mathbf{W}(t) = \boldsymbol{\sigma}(t)$ и случайная составляющая ставки доходности рисковых активов $\boldsymbol{\eta}(t) = \boldsymbol{\sigma}(t)\mathbf{w}(t)$, где $\boldsymbol{\sigma}(t)$ – матрица, определяющая влияние гауссовского шума; $\mathbf{w}(t) = \left(w_1,...,w_N\right)^T$ – вектор нормализованного гауссовского шума с параметрами $M(\mathbf{w}(t)) = \mathbf{0}$, $M(\mathbf{w}(t)\ \mathbf{w}^{\mathrm{T}}(\mathrm{t})) = \mathbf{I}$ (здесь $\mathbf{I}$ – единичная матрица). Если необходимо учесть скачки, тогда $\boldsymbol{\Sigma}(t) = \boldsymbol{\Sigma}_1(t) + \boldsymbol{\Sigma}_2(t) = \boldsymbol{\sigma}(t)\,\boldsymbol{\sigma}^T(t) + \boldsymbol{\delta}(t)\,\boldsymbol{\delta}^T(t)$. Здесь $\boldsymbol{\Sigma}_1(t)$ – матрица гауссовского шума, $\boldsymbol{\Sigma}_2(t)$ – матрица скачков. В этом случае $\boldsymbol{\eta}(t) = \boldsymbol{\sigma}(t)\mathbf{w}(t) + \boldsymbol{\delta}(t)\boldsymbol{\xi}(t)$, где $\boldsymbol{\xi}(t) = \left(\xi_1,...,\xi_N\right)^T$ – случайный вектор скачков ставки доходности с пуассоновским распределением с параметрами $M(\boldsymbol{\xi}(t)) = \mathbf{0}$, $M(\boldsymbol{\xi}(t)(\boldsymbol{\xi}^T(t)) = diag\left(\lambda_1(t)\theta_1(t),...,\lambda_n(t)\theta_n(t)\right)$. Здесь $\lambda_i(t)$ – интенсивность скачков; $\theta_i(t)$ – величина скачка.

Литература

1. Домбровский В.В. Линейно-квадратичное управление дискретными системами со случайными параметрами и мультипликативными шумами с применением к оптимизации инвестиционного портфеля / В.В. Домбровский, Е.А. Ляшенко // Автоматика и телемеханика. – 2003. – № 10. – С. 50–65.

2. Домбровский В.В. Динамическая модель управления инвестиционным портфелем на финансовом рынке со стохастической волатильностью / В.В. Домбровский, Е.А. Ляшенко // Автоматика и телемеханика. – 2003. – №5. – С. 12–21.

3. Домбровский В.В. Управление с прогнозированием системами со случайными параметрами и мультипликативными шумами и применение к оптимизации инвестиционного портфеля / В.В. Домбровский, Д.В. Домбровский, Е.А. Ляшенко // Автоматика и телемеханика. – 2005. – № 4. – С. 84–97.

4. Герасимов Е.С. Динамическая сетевая модель управления инвестициями при квадратичной функции риска / Е.С. Герасимов, В.В. Домбровский // Автоматика и телемеханика. – 2002. – № 2. – С. 119–128.

5. Домбровский В.В. Модель управления инвестиционным портфелем в пространстве состояний на нестационарном диффузионно-скачкообразном финансовом рынке / В.В. Домбровский, Е.Н. Федосов // Автоматика и вычислительная техника. – 2002. – № 6. – С. 13–24.

6. Домбровский В.И. Динамическая модель управления инвестиционным портфелем при квадратической функции риска / В.В. Домбровский, В.А. Гальперин // Вестник ТГУ. – 2000. – № 269. – С. 75–77.

7. Гальперин В.А. Динамическое управление самофинансируемым инвестиционным портфелем при квадратической функции риска в дискретном времени / В.А. Гальперин, В.В. Домбровский // Вестник ТГУ. Приложение. – 2002. – №1(I). – С. 141–146.

8. Гальперин В.А. Управление инвестиционным портфелем в непрерывном времени при квадратической функции риска / В.А. Гальперин, В.В. Домбровский // Труды Десятого юбилейного

симп. по непараметрическим и робастным статистическим методам в кибернетике. – Томск: ТГУ, 2003. – С. 201–207.

9. Гальперин В.А. Динамическое управление инвестиционным портфелем с учетом скачкообразного изменения цен финансовых активов / В.А. Гальперин, В.В. Домбровский // Вестник ТГУ. – 2003. – № 280. – С. 112–117.

10. Домбровский В.В. Динамическая оптимизация инвестиционного портфеля при ограничениях на объемы вложений в финансовые активы / В.В. Домбровский, Д.В. Домбровский, Е.А. Ляшенко // Вестник ТГУ. – 2008. – № 1(12). – С. 13–17.

11. Параев Ю.И. Управление инвестиционным портфелем / Ю.И. Параев, С.А. Цветницкая // Вестник ТГУ. – 2004. – № 284. – С. 77–79.

12. Параев Ю.И. Исследование инвестиционных стратегий управления портфелем ценных бумаг / Ю.И. Параев, С.А. Цветницкая // Вестник ТГУ. – 2009. – № 4(9). – С. 17–25.

13. Крицкий О.Л. Оптимизация портфеля финансовых инструментов / О.Л. Крицкий, О.А. Бель-снер // Финансы и кредит. – 2013. – № 36(564). – С. 35–40.

14. Мицель А.А. Инвестиционный портфель пенсионных накоплений / А.А. Мицель, О.И. Рекундаль // Финансовая аналитика: проблемы и решения. – М.: Финансспресс, 2011. – № 40(82). – С. 2–5.

Мицель Артур Александрович
Д-р техн. наук, профессор каф. автоматизированных систем управления ТУСУРа,
профессор каф. информационных систем (ИС) Юргинского технологического института (ЮТИ) НИТПУ
Тел.: (382-2) 70-15-36
Эл. почта: maa@asu.tusur.ru

Красненко Николай Петрович
Д-р физ.-мат. наук, профессор каф. радиотехнических систем ТУСУРа, каф. ИС ЮТИ НИТПУ
Тел.: (382-2) 49-24-18
Эл. почта: krasnenko@imces.ru

Mitsel A.A., Krasnenko N.P.

Dynamic model of management of an investment portfolio with linear criterion of quality

The paper considers the system with casual parameters in discrete time on the example of the investment portfolio of securities including risk and risk-free assets. The portfolio is presented in the form of two subportfolios – risky and risk-free. The linear criterion of quality is used for creation of model of management in a problem of tracking a reference portfolio. The linear criterion of quality allows to receive linear dynamic model which represents model of linear programming. The model allows to consider restrictions both on a condition of a system, and on management. For reduction of dimension of a task the method of management with the predicting model is used.

Keywords: optimum control, dynamic system with casual parameters, linear programming, an investment portfolio, tracking a reference portfolio.

УДК 519.633.6

И.Г. Боровской, Е.А. Шельмина

Численный расчет перетекания невязкого газа через диафрагму методом дробной размерности

В работе [1] для численного исследования течения невязкой среды на основе гиперболической системы уравнений в каналах сложной формы предложен квазимногомерный подход, основная идея которого заключается в том, что для расчета параметров течения предлагается использовать комбинированный метод, имеющий, с одной стороны, высокую разрешающую способность многомерного подхода, а с другой – обладающий достаточной эффективностью одномерного.

Ключевые слова: гиперболическая система уравнений, пространственные течения.

В работе [1] автором сформулирована физико-математическая постановка и сконструирована конечно-разностная схема для решения задачи определения параметров течения невязкой среды в каналах сложной формы. В работе [2] представлены результаты численного решения на участке поворота потока, а в данной работе рассматривается перетекание газа через диафрагму.

Следует заметить, что математически строго обоснованное, алгоритмическое нахождение количественной оценки точности численного решения не представляется возможным [3–5]. Поэтому для выяснения степени уклонения численного решения от истинного привлекается ряд косвенных приемов, в числе которых в настоящей работе применяются следующие: 1) использование экспериментальных данных для тарировки методики, что является наиболее объективным способом оценки достоверности результатов расчета; 2) сравнение результатов, полученных различными способами, укладывающимися в рамках одного подхода, либо полученных различными методами. При этом рассматриваются следующие численные решения:

1) квазимногомерный способ, реализованный на основе схемы (5) работы [1];
2) дву– и трехмерный расчет невязкого газа по схеме (5) работы [1];
3) одномерное решение задачи при замене уравнения импульсов на участках геометрических особенностей соотношением, связывающим через коэффициент местного сопротивления потери полного давления со скоростным напором газового потока. Этот подход далее именуется «ξ-методикой».

Рассматривается течение идеального и вязкого газа в прямом канале с диаметром D, который разделен на два участка кольцевой диафрагмой, имеющей внутренний диаметр d. Расчеты «невязкого» течения проведены на прямоугольной неравномерной сетке 60×12, а для решения двумерных уравнений Навье–Стокса использовалась неравномерная сетка 60×40 со сгущением у стенки проточного канала.

Перетекание газа через диафрагму относится к классу течений с отрывной зоной, когда в пристеночной области канала возникает зона возвратного течения. Причем в окрестности стенки канала отмечается существенное расхождение полей скоростей, полученных опытным и расчетным путем с привлечением модели идеального газа. Так, длина зоны рециркуляции l_p по экспериментальным данным работы [6] составляет $l_p \approx 10h$, где $h = (D - d)/2$ – ширина непроницаемой части диафрагмы, тогда как в расчете зона возвратного течения в канале длиной $l = 30h$ (остальные исходные данные соответствуют используемым в работе [2]) достигает выходного сечения канала (рис. 1). Аналогично случаю течения газа за обратным уступом следует отметить отсутствие выравнивания расчетного профиля скорости, а к отличительным деталям в картине течения можно отнести следующее.

На начальном участке распространения дозвуковой струи для ядра потока характерен вогнутый профиль скорости (на рис. 1 точками отмечены экспериментальные данные работы [6]). Причем в опыте максимум скорости, равный 1,23 u_n, где u_n – осевая скорость в плоскости диафрагмы, достигается на расстоянии 0,9 радиуса отверстия, в расчете – соответственно 1,16 u_n и 0,85(d/2). Кроме того, на начальном участке наблюдается ускорение газового потока не только в рециркуляционной зоне, но и на оси канала.

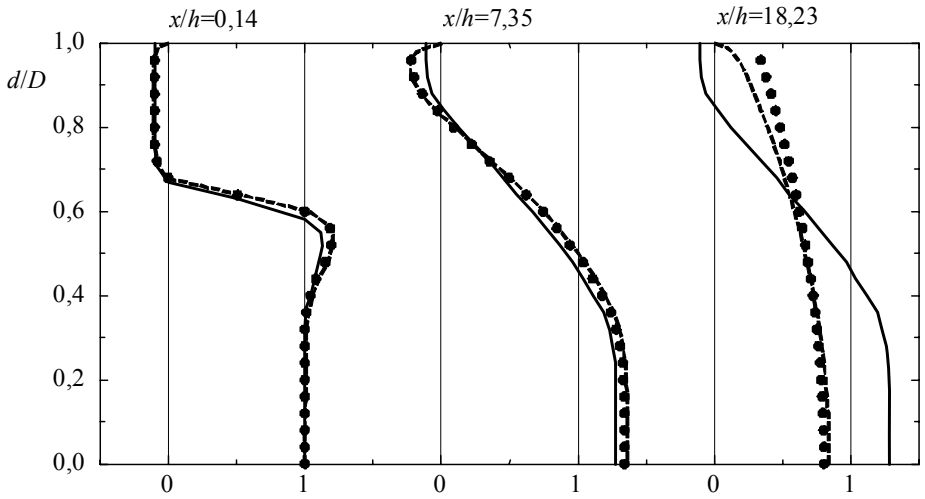


Рис. 1. Сопоставление профилей скорости при перетекании газа через кольцевую диафрагму:
• – опытные данные работы [6], — – решение уравнений Эйлера, – – – решение уравнений Навье–Стокса

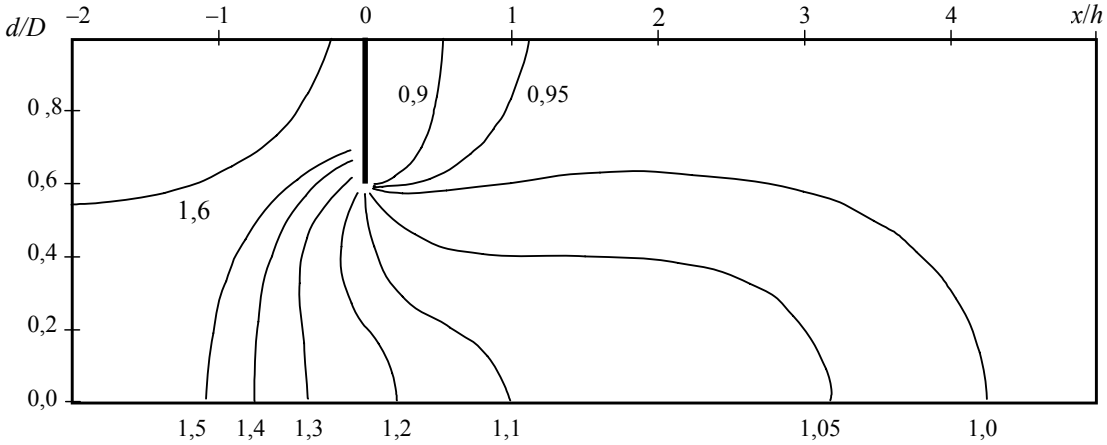


Рис. 2. Поле статического давления при дозвуковом течении идеального газа за кольцевой диафрагмой

Рисунок 2 дает представление о характере изменения статического давления по каналу с диафрагмой $d/D = 0{,}6$. Приводимые на графике данные получены на той же расчетной сетке при массопоступлении $G_o = 2$ кг/с, показателе адиабаты $\gamma = 1.2$, давлении на правой границе канала $p_e = 1{,}2$ МПа и отнесены к величине p_e.

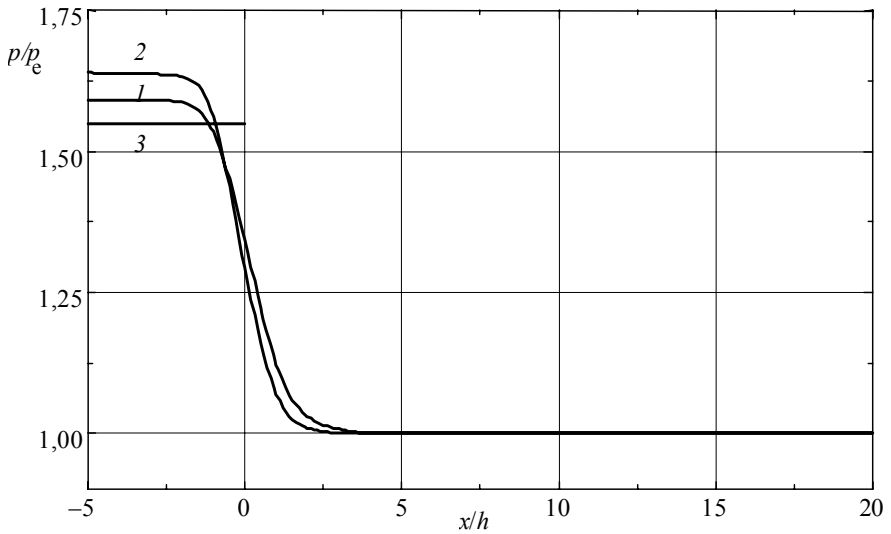


Рис. 3. Сопоставление результатов расчета распределения статического давления в канале с диафрагмой: *1* – двухмерный расчет; *2* – квазидвухмерный подход; *3* – ξ-методика

Сопоставление распределений средних значений давления и числа Маха, полученных при тех же данных по квази-, двухмерной и ξ-методикам, представлено на рис. 3 и 4, а на рис. 5 сравниваются расчетные (обозначены точками) и экспериментальные [7] значения коэффициента падения полного давления при различном уровне загромождения площади поперечного сечения канала $n = (d/D)^2$. Проведенные сравнения демонстрируют удовлетворительное согласование численных результатов как между собой, так и с опытными данными, причем отмеченное согласование с экспериментом по коэффициенту потерь ξ тем лучше, чем выше значение параметра n.

Представленные результаты позволяют сделать вывод, что для метода дробной размерности отмечается превышение получаемых данных относительно результатов многомерных расчетов, а также в сравнении с имеющейся экспериментальной информацией. И если в последнем случае указанное различие можно отчасти объяснить влиянием сжимаемости среды, поскольку опытные значения коэффициентов местных сопротивлений в основном соответствуют стабилизированному течению жидкости, то относительно многомерных результатов погрешности «квазимногомера» носят, по-видимому, методический характер. Следовательно, результаты квазимногомерного расчета можно трактовать как верхнюю оценку тех распределений газодинамических параметров, которые наблюдаются в реальных течениях.

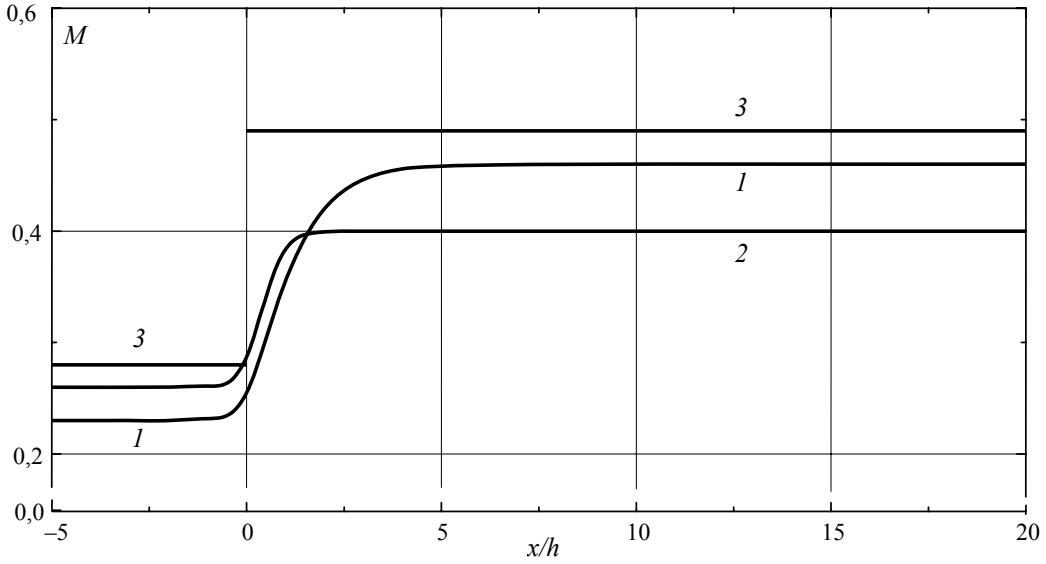


Рис. 4. Сопоставление результатов расчета распределения числа Маха в канале с диафрагмой: *1* – двухмерный расчет; *2* – квазидвухмерный подход; *3* – ξ-методика

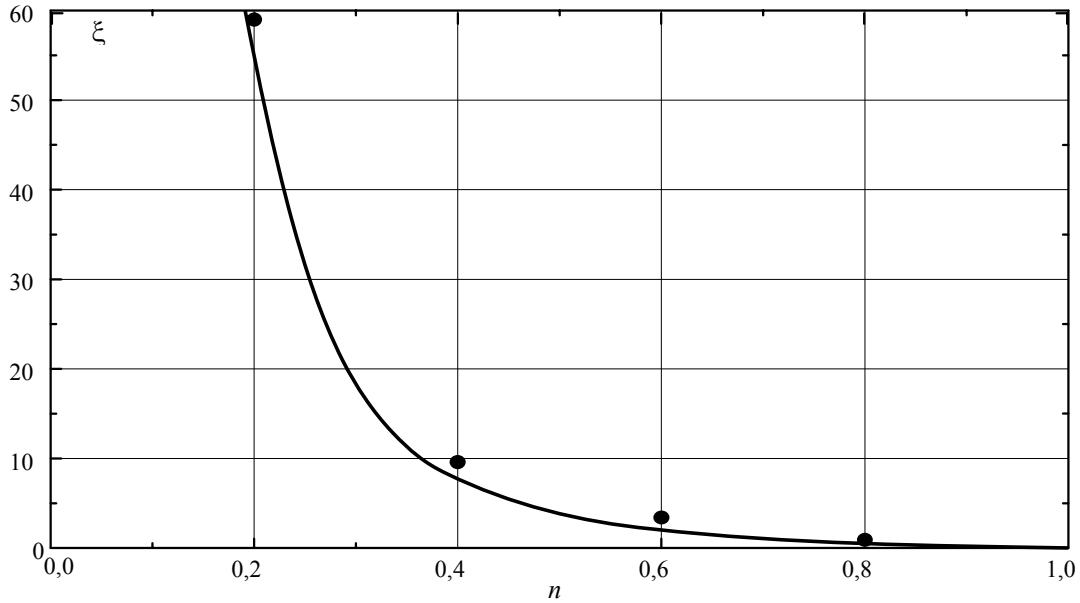


Рис. 5. Зависимость коэффициента потерь от относительной площади проходного сечения канала: —— – опытные данные [7], • • – расчет

Использование метода дробной размерности не позволяет, конечно, выявить все тонкие детали в структуре течения – он обладает лишь некоторой долей информативности, присущей многомерным методам, однако на основе квазимногомерного способа описания процессов течения возможно проведение исследований, цель которых заключается в изучении особенностей распределения газодинамических параметров в геометрически сложных областях, когда эффекты неодномерности газового потока учитываются интегрально. Очевидно, что одномерное решение данной задачи не обладает отмеченной способностью. Таким образом, квазимногомерный подход занимает промежуточное положение между одномерным и многомерным методами как по точности, так и по объему затрат ресурсов компьютера, а задачи, решаемые на его основе, можно отнести к классу задач дробной размерности.

Литература

1. Боровской И.Г. Моделирование пространственных невязких течений на основе метода дробной размерности // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – № 2(24), ч. 3. – С. 171–176.

2. Боровской И.Г. Область применимости метода дробной размерности для численного расчета невязких течений // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – № 2(24), ч. 3. – С. 177–180.

3. Рождественский Б.Л. Системы квазилинейных уравнений и их приложения к газовой динамике / Б.Л. Рождественский, Н.Н. Яненко. – М.: Наука, 1978. – 668 с.

4. Теоретические основы и конструирование численных алгоритмов задач математической физики / под ред. К.И. Бабенко. – М.: Наука, 1979. – 296 с.

5. Численное решение многомерных задач газовой динамики / под ред. С.К. Годунова. – М.: Наука, 1976. – 400 с.

6. Кталхерман М.Г. Исследование распространения струи в канале / М.Г. Кталхерман, Я.И. Харитонова // Изв. СО АН СССР. Сер. техн. наук. – 1969. – № 8, вып. 2. – С. 36–44.

7. Идельчик И.Е. Справочник по гидравлическим сопротивлениям. – М.: Машиностроение, 1975. – 559 с.

Боровской Игорь Георгиевич
Д-р физ.-мат. наук, зав. каф. экономической математики информатики и статистики ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 90-01-87
Эл. почта: igdoca@mail.ru

Шельмина Елена Александровна
Доцент каф. экономической математики информатики и статистики ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 90-01-87
Эл. почта: eashelmina@mail.ru

Borovskoy I.G., Shelmina E.A.

The numerical calculation of inviscid flow through the diaphragm using method of fractional dimension

In the paper [1] we offer a new quasimultivariate approach for numerical investigation of inviscid flow in shaped channels. The main idea is to use the method which combines the detailing of three-dimensional approach and the efficiency of one-dimensional approach for description of gas flows.
Keywords: hyperbolic partial differential equations, three-dimensional channels.

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

УДК 621.313.3

А.В. Киселев, А.Г. Гарганеев, О.С. Качин

Анализ теплового состояния первичного источника электрической энергии забойной телеметрической системы

Описана конструкция генератора для питания скважинной аппаратуры забойной телеметрической системы, рассмотрены требования, предъявляемые к данному генератору. Указан способ увеличения выходной мощности рассматриваемого источника энергии. Приведены результаты моделирования магнитного и теплового состояний скважинного генератора забойной телеметрической системы. Представлены рекомендации по выбору марки постоянных магнитов для изготовления индуктора скважинного генератора.

Ключевые слова: забойная телеметрическая система, скважинный генератор, постоянные магниты, моделирование.

Бурение нефтяных и газовых скважин с большим отклонением стволов от вертикали, а также с горизонтальными участками большой протяженности осуществляется с применением телеметрических систем. Применение данных систем необходимо для получения навигационных, геофизических и технологических данных. С их помощью также выполняется передача перечисленных данных на дневную поверхность в режиме реального времени или с использованием запоминающих устройств. В отечественной литературе они получили название забойных телеметрических систем (ЗТС). В зарубежных источниках подобные системы называют MWD-системами (Measurement While Drilling – «Измерение в процессе бурения») [1, 2]. В настоящее время разработкой и производством телеметрических систем занимаются компании из разных стран мира. Среди фирм-производителей часто встречаются такие названия, как НПП «ВНИИГИС», НПП «Самарские горизонты», Schlumberger, Sperry-Sun, Baker Hughes и многие другие.

Для передачи информации с забоя на дневную поверхность в ЗТС применяется канал связи. В нашей стране наибольшее распространение получили ЗТС с электромагнитным каналом связи. Передача сигнала у данного канала связи осуществляется по породе, окружающей колону бурильных труб, что позволяет сократить расходы на закупку, монтаж и эксплуатацию ЗТС, так как требуется минимальное количество дополнительного оборудования и расходных материалов.

Большинство производителей ЗТС с электромагнитным каналом связи в качестве первичного источника питания скважинной аппаратуры применяют скважинный генератор (СГ), который является бесконтактной машиной. Как правило, скважинный генератор построен на базе вентильного генератора постоянного тока, в частности трехфазного магнитоэлектрического генератора с ротором из постоянных высококоэрцитивных магнитов и беспазовым статором, работающего на нагрузку через мостовой выпрямитель и токовый регулятор. Скважинный генератор представляет собой конструкцию цилиндрического исполнения. Ротор генератора имеет индуктор и составной вал. Индуктор набран из постоянных магнитов кольцеобразной формы с отверстием в центре, через которое пропущен вал. По внешней поверхности ротора кольцеобразные магниты имеют бандаж из композиционных материалов, пропитанных синтетическими смолами. Статор генератора имеет беспазовое исполнение и представляет собой шихтованную конструкцию. По краям статора устанавливаются нажимные шайбы, которые вместе со статором провариваются по наружной поверхности. Обмотка статора выполнена в форме катушек из круглого медного провода и монтируется в немагнитную гильзу, изготовленную методом отливки. Гильза в сборе устанавливается в статор и крепится в нескольких точках [3].

Требования к первичному источнику питания телеметрической системы. Стоит отметить, что требования к скважинному генератору складываются из целого списка требований, предъявляемых к конструкции скважины, к типу месторождения, требований безопасности, надежности и технологичности скважинного оборудования. К наиболее значимым требованиям относятся:

– температура эксплуатации СГ может достигать величину 100 °С (при глубине забоя до 3000 м);

– выходная мощность СГ при номинальной нагрузке и частоте вращения ротора должна составлять не менее 100 Вт, значение фазного напряжения не менее 15–16 В (необходимо для устойчивой работы скважинной аппаратуры);

– частота вращения ротора СГ не более 3000 об/мин (ограничивается условиями сохранения герметичности конструкции);

– большой диапазон расходов бурового раствора и его вязкостных характеристик, при которых выходные данные генератора должны мало изменяться;

– жесткое ограничение по габаритам (по диаметру и по длине) при обеспечении необходимой мощности электропитания, связанное с унификацией ЗТС с наружным диаметром корпусных деталей от 240 до 89 мм;

– использование переменного гармонического напряжения, вырабатываемого генератором, для модуляции полезного сигнала электромагнитного канала связи.

В настоящее время к данному списку добавляется требование, связанное с повышением удельной мощности скважинного генератора. Повышение удельной мощности СГ необходимо для организации устойчивой работы ЗТС в тяжелых условиях, на глубинах забоя более 2000 м, а также для расширения функциональных возможностей телеметрической системы, которые требуют дополнительного питания.

Одним из способов повышения удельной мощности скважинного генератора является применение для изготовления ротора постоянных магнитов с увеличенными значениями коэрцитивной силы и остаточной индукцией. Применение постоянных магнитов на основе сплава «неодим-железо-бор» (Nd-Fe-B) позволяет получить в зоне расположения статорных обмоток величину коэрцитивной силы 900 кА/м и выше. Для рассматриваемого в данной работе скважинного генератора за счет увеличения коэрцитивной силы постоянных магнитов было достигнуто повышение значения выходной мощности на 10% по сравнению с серийной конструкцией СГ при соблюдении всех требований и ограничений по его разработке и эксплуатации. Количество полюсов ротора скважинного генератора новой конструкции составляет 2p = 4, а магниты имеют тангенциальное намагничивание, которое позволяет получить высокие значения индукции в воздушном зазоре. Подробнее этот и другие вопросы увеличения удельной мощности СГ рассмотрены на примере скважинного генератора отечественного производства в работах [3, 4].

Так как одним из основных требований к СГ является нормальная работа генератора при высоких значениях температуры окружающей среды (до 100 °С) и соответственно элементов самого генератора, стоит отметить, что величина коэрцитивной силы и остаточной индукции постоянного магнита зависят от температурного класса высококоэрцитивного сплава. Кроме этого, не все марки постоянных магнитов с высокими значениями коэрцитивной силы и остаточной индукцией могут быть использованы для изготовления ротора, это объясняется тем, что не все из этих магнитов имеют высокий класс по температуре. Например, согласно ГОСТ Р 52956–2008 наибольшее значение коэрцитивной силы по магнитной индукции и остаточную магнитную индукцию имеют магниты с максимальной рабочей температурой 120 °С. Магниты с максимальной рабочей температурой выше 120 °С имеют более низкие значения коэрцитивной силы и остаточной индукции. В результате чего анализ температурного состояния элементов СГ в рабочем режиме для верного выбора температурного класса его материалов является актуальной задачей. В данной работе остановимся подробнее на моделировании теплового состояния элементов скважинного генератора.

Целью проведенных исследований являлось моделирование теплового состояния скважинного генератора при его работе в номинальном режиме и выработка рекомендаций по выбору температурного класса постоянных магнитов для изготовления ротора.

Объектом исследований являлся трехфазный магнитоэлектрический скважинный генератор с ротором на постоянных высококоэрцитивных магнитах типа «неодим-железо-бор» (Nd-Fe-B) и беспазовым статором, работающий на нагрузку через мостовой выпрямитель в телеметрической системе.

Анализ теплового состояния скважинного генератора. Моделирование теплового состояния элементов скважинного генератора выполнялось с помощью программного продукта ELCUT, использующего метод конечных элементов для решения поставленных задач. На основании исходных данных была решена задача стационарной теплопередачи в линейной постановке. При решении таких задач используется уравнение теплопроводности следующего типа:

$$\frac{\partial}{\partial x}\left(\lambda_x \frac{\partial T}{\partial x}\right)+\frac{\partial}{\partial y}\left(\lambda_y \frac{\partial T}{\partial y}\right)=-q-c\rho\frac{\partial T}{\partial t}, \quad (1)$$

где λ_x, λ_y – компоненты тензора теплопроводности; q – удельная мощность тепловыделения, в случае линейной постановки она константа.

Стоит отметить, что в стационарной задаче последнее слагаемое в правой части уравнений равняется нулю. Также можно отметить, что все параметры уравнений в линейной постановке постоянны в пределах каждого блока модели.

Учитывая среду расположения скважинного генератора, на внешней границе расчетной области было задано граничное условие третьего рода (конвективный теплообмен), которое имеет следующий вид:

$$F_n = \alpha\left(T - T_0\right), \tag{2}$$

где α – коэффициент теплоотдачи; T_0 – температура окружающей среды [5].

Коэффициент теплоотдачи был определен по соотношению из методики [6]. Значения температуры окружающей среды известны из исходных данных.

Так как в данной работе выполнялось моделирование теплового состояния поперечного разреза скважинного генератора, для магнитопровода статора были использованы значения коэффициентов продольной теплопроводности. Продольная теплопроводность применяемой марки электротехнической стали магнитопровода статора была выбрана на основании табличных данных по теплофизическим характеристикам магнитных материалов. Значение эквивалентной поперечной теплопроводности пазовой зоны получено на основании эмпирического соотношения, учитывающего технологический коэффициент заполнения паза медью, технологический коэффициент пропитки, диаметр провода, а также теплопроводность эмали и компаунда [7].

Кроме этого, в качестве исходных данных для решения тепловой модели необходимо знать величину потерь в магнитопроводе статора и потери в статорных обмотках генератора. Данные потери были получены на основании результатов моделирования магнитного состояния скважинного генератора при работе с номинальной нагрузкой в программной среде ANSYS Maxwell 2D. Результаты моделирования магнитного состояния СГ представлены на рис. 1.

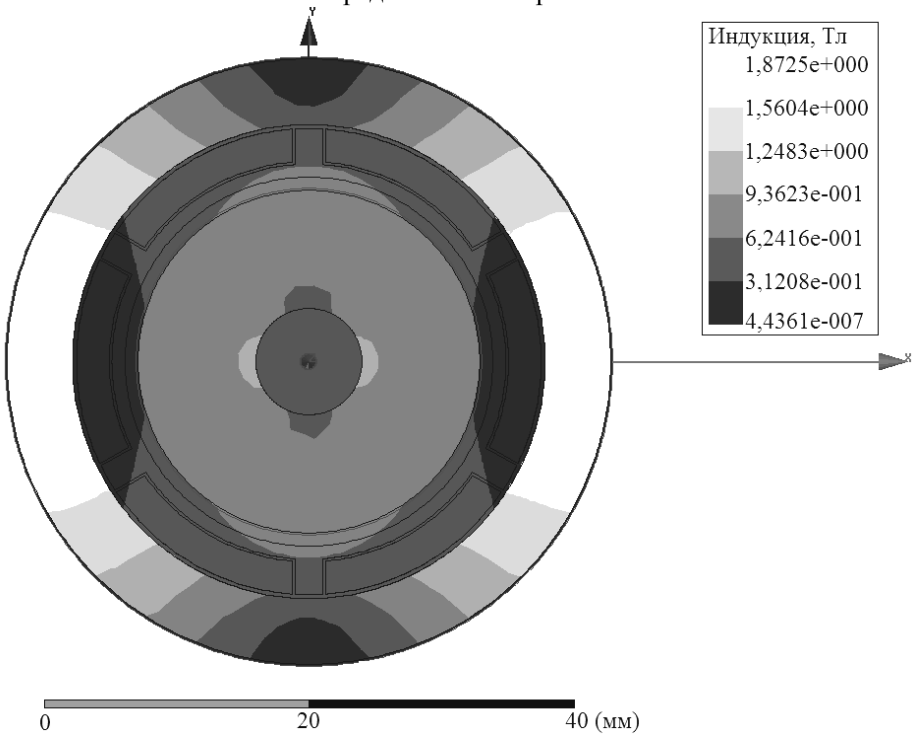


Рис. 1. Распределение магнитного потока в поперечном разрезе скважинного генератора

На основании исходных данных и выполненных предварительных расчетов в программной среде ELCUT была получена модель установившегося теплового состояния скважинного генератора. В модели была имитирована работа скважинного генератора при погружении на максимально разрешенную глубину забоя для рассматриваемой системы ЗТС (температура бурового раствора на этой глубине может достигать 100 °С). Величина коэффициента теплоотдачи на внешней границе расчетной области в этом случае рассчитывалась с учетом значений давления и вязкости бурового раство-

ра на глубине забоя 3000 м. Стоит отметить, что в данной модели теплового состояния рассматривались сложные условия работы скважинного генератора не только по причине максимального значения температуры бурового раствора, но и с учетом низкого коэффициента теплоотдачи на внешней границе расчетной области. При расчете в среде ELCUT была в автоматическом режиме сгенерирована сетка конечных элементов, количество узлов в которой составило 2654.

На рис. 2 представлено распределение температуры в скважинном генераторе по шкале температур Кельвина.

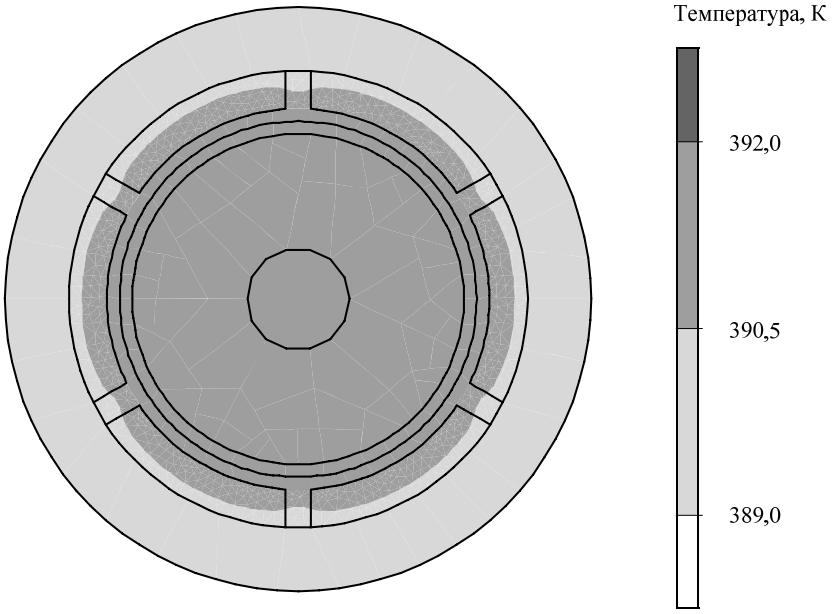


Рис. 2. Распределение температуры в скважинном генераторе

Результаты моделирования теплового состояния скважинного генератора показали, что наиболее нагретой областью является центральная часть пазовой зоны в месте примыкания к немагнитной гильзе. Температура в этой части скважинного генератора может достигать 119 °С. Ротор скважинного генератора имеет равномерный нагрев по всему сечению и его температура не превышает 117 ^{0}С. Полученные результаты моделирования теплового состояния скважинного генератора, работающего на глубинах забоя до 3000 м, позволят рекомендовать для изготовления индуктора скважинного генератора постоянные магниты с рабочей температурой до 120 °С. Так, согласно ГОСТ Р 52956–2008 в указанной температурной группе можно отметить марку магнита НмБ 150/160 с величиной коэрцитивной силы по магнитной индукции $H_{cB} = 920 - 980$ кА/м и остаточной магнитной индукцией $B_r = 1{,}33 - 1{,}39$ Тл. Данная марка магнита имеет наибольшее значение энергетического произведения $(BH)_{max}$ в указанном температурном классе рассматриваемого ГОСТ Р 52956–2008 [8].

Результаты моделирования теплового состояния СГ были подтверждены данными анализа магнитных свойств постоянных магнитов скважинных генераторов, после эксплуатации в системе ЗТС с помощью измерительного оборудования. Магнитные свойства, рассматриваемых постоянных магнитов (величина коэрцитивной силы и остаточной индукции) ротора СГ находились в допустимых пределах паспортных данных, что свидетельствует об отсутствии превышения максимальной рабочей температуры постоянного магнита при работе генератора в забое.

Заключение. На основе проведенных исследований можно сделать следующие выводы:

1. Разработанная модель теплового состояния скважинного генератора для питания телеметрической системы позволяет исследовать температуру индуктора и других его элементов. На основании данных исследований можно осуществлять выбор температурных классов всех применяемых для изготовления скважинного генератора материалов.

2. Полученные рекомендации по выбору марки постоянных магнитов с высокими значениями коэрцитивной силы и остаточной индукцией для изготовления индуктора скважинного генератора позволят изготовить генератор с более высокими значениями выходной мощности при сохранении габаритных размеров. Также данные рекомендации могут быть использованы для проектирования и

производства СГ с уменьшенными габаритными размерами и требуемыми значениями выходной мощности для питания скважинной аппаратуры телеметрической системы.

Литература

1. Синица В.В. Оптимизация компоновочных схем телеметрических систем для исследований в процессе бурения / В.В. Синица // Инженерная практика. – 2012. – № 1. – С. 70–79.

2. Хорьков А.К. Автоматизация и информационное обеспечение технологических процессов в нефтяной промышленности: сборник статей / А.К. Хорьков. – Томск: Изд-во Том. ун-та, 2000. – 350 с.

3. Пат. 123600 РФ, МПК H 02 K 21/12, H 02 K 1/27. Синхронная электрическая машина с постоянными магнитами / О.Л. Рапопорт, А.Б. Цукублин, А.В. Киселев (РФ). – № 2 012 123 240/07; заявл. 05.06.2012; опубл. 27.12.2012. Бюл. № 36. – 5 с.

4. Применение программного продукта ELCUT 5.1 для выбора рациональной геометрии синхронного магнитоэлектрического генератора / А.В. Киселев, О.Л. Рапопорт, А.Б. Цукублин, Ю.В. Ким // Изв. вузов. Электромеханика. – 2012. – № 3. – С. 9–12.

5. ELCUT. Моделирование двумерных полей методом конечных элементов. Версия 5.10: руководство пользователя. – СПб.: ООО «Тор», 2012. – 356 с.

6. Бухгольц Ю.Г. Основы аэродинамических и тепловых расчетов в электромеханике: учеб. пособие / Ю.Г. Бухгольц, В.А. Тюков, Т.В. Честюнина. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2008. – 196 с.

7. Борисенко А.И. Аэродинамика и теплопередача в электрических машинах / А.И. Борисенко, В.Г. Данько, А.И. Яковлев. – М.: Энергия, 1974. – 560 с.

8. ГОСТ Р 52956–2008. Материалы магнитотвердые спеченные на основе сплава неодим-железо-бор. Использование и издательское оформление. – Введ. 2008–09–18. – М.: Стандартинформ, 2007. – 12 с.

Киселев Александр Викторович
Ассистент каф. электротехнических комплексов и материалов
Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИТПУ)
Тел.: 8 (382-2) 56-34-53
Эл. почта: kiselev_av@mail2000.ru

Гарганеев Александр Георгиевич
Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. электротехнических комплексов и материалов НИТПУ
Тел.: 8 (382-2) 70-17-77 (доп. 19-56)
Эл. почта: garganeev@rambler.ru

Качин Олег Сергеевич
Доцент каф. электропривода и электрооборудования НИТПУ
Тел.: 8 (382-2) 56-37-59
Эл. почта: kos@tpu.ru

Kiselev A.V., Garganeev A.G., Kachin O.S.

A thermal condition analysis of primary power source of a bottomhole telemetric system

The design of a power generator for the borehole equipment of bottomhole telemetric system is described. The requirements to this type of generators are considered. The way of the output power increasing is specified. Results of modeling of magnetic and thermal conditions of the generator are described. Recommendations concerning a choice of specification of permanent magnets for the generator are submitted.

Keywords: a bottomhole telemetric system, a generator, a borehole, permanent magnets, modeling.

УДК 620.9

Г.Я. Михальченко, Д.С. Муликов

Двойная модуляция электрической энергии в частотно-регулируемом электроприводе

Рассмотрены возможности применения двойной модуляции энергетического потока в частотно-регулируемом электроприводе. Обоснованы предпосылки высокой степени автоматизации, минимального энергопотребления и высокой электромагнитной совместимости с питающей сетью.

Ключевые слова: двойная модуляция электрической энергии, частотно-регулируемый электропривод, автономный инвертор напряжения, активный выпрямитель.

Задача энергосбережения в сетях с мощными электроприводами. Повсеместное использование частотно-регулируемого электропривода как одного из средств реализации энергосбережения практически во всех технологических процессах, в том числе и на всем жизненном пути добычи, транспортировки и потребления самих энергоресурсов, позволило экономить до 30% электрической энергии. Однако преобразователи частоты с входным неуправляемым входным выпрямителем, емкостным фильтром и автономным инвертором для питающих сетей представляют собой сугубо нелинейную нагрузку с импульсным потребляемым током. При этом производители преобразователей частоты позиционируют в технической документации коэффициент мощности не менее 0,95, хотя эта величина относится только к первой гармонике потребляемого тока, поскольку коэффициент гармоник ($K_Г$) потребляемых реальными преобразователями токов превышает 100%. В действительности коэффициент мощности равен произведению коэффициента искажений тока на коэффициент сдвига первой гармоники тока относительно напряжения – cos $\varphi_Н$ [1]:

$$K_М = K_И \cdot \cos\varphi_Н \text{ или } K_М = \cos\varphi_Н \Big/ \sqrt{1+K_Г^2} .$$

В частности, если углы проводимости диодов входного выпрямителя составляют 30 электрических градусов, то $K_Г$ = 116%. При таких углах проводимости диодов преобразователя коэффициент мощности не превышает 62%.

Сложившуюся ситуацию можно классифицировать как проявление новых техногенных вызовов общей задаче энергосбережения, поскольку эмиссия в питающие сети высокочастотных гармоник вызывает дополнительные потери электроэнергии в сетях и снижает их пропускные способности. Конечно, разрешение этой проблематичной ситуации известно и связано с компенсацией мощности искажений быстродействующими статическими компенсаторами реактивной мощности и мощности искажений [2]. Однако сетевые компании не считают необходимым устанавливать такого рода дополнительное оборудование, по стоимости сопоставимое со стоимостью самих преобразователей частоты, поскольку поставляют потребителю энергию в виде напряжения с заданным ГОСТ Р 54149–2010 качеством.

Разрешить сложившуюся противоречивую ситуацию можно, поставляя на рынок преобразователи частоты с действительно высоким коэффициентом мощности. Такими свойствами характеризуются преобразователи частоты с двойной модуляцией энергетического потока [3, 4]. Казалось бы, что двойной комплект транзисторов вдвое увеличит стоимость системы, но необходимо принять во внимание дополнительное усложнение неуправляемого входного выпрямителя по следующим причинам:

а) оснащение его тиристорно-резистивными комплектами заряда конденсатора в процессе пуска;

б) большая величина емкости и стоимость электролитических конденсаторов, которая усложняется еще и необходимостью их последовательного соединения;

в) необходимость оснащения преобразователей частоты силовым транзистором с тормозным резистором, поскольку неуправляемый выпрямитель исключает возврат энергии торможения в сеть. С учетом такого рода технических мер себестоимость их в ближайшее время может сравняться со

стоимостью трехфазного автономного инвертора, оснащенного входным управляемым выпрямителем (УВ).

Двойная модуляция энергетического потока. Рассмотрим суть двойной модуляции на примере реализации электропривода с асинхронным двигателем и преобразователем частоты с управляемым выпрямителем [5–7]. В этом преобразователе переменное напряжение каждой фазы на входе преобразуется полностью управляемым выпрямителем в постоянное напряжение, длительность импульсов которого изменяется в соответствии с управляющим воздействием $U_{\text{У}j}(t)$. Выпрямленное УВ напряжение преобразуется инверторными стойками автономного инвертора напряжения (АИН) в многофазную систему напряжений с требуемыми параметрами в соответствии с сигналами управления $U_{\text{У}i}(t)$.

Энергетический вход и выход каждой фазы УВ и АИН связаны между собой через коммутационную функцию КФ, вид которой определяется управляющим сигналом модуляционного преобразователя:

$$\left.\begin{aligned} U_{\text{ВЫХ}} &= \text{КФ}\left(U_{\text{У}}\right)U_{\text{ВХ}} \\ I_{\text{ВХ}} &= \text{КФ}\left(U_{\text{У}}\right)I_{\text{ВЫХ}} \end{aligned}\right\},$$

где $U_{\text{ВХ}}$, $I_{\text{ВХ}}$ – напряжение и ток входного источника; $U_{\text{ВЫХ}}$, $I_{\text{ВЫХ}}$ – напряжение и ток на выходе ключевого преобразователя; КФ($U_{\text{У}}$) – коммутационная функция преобразователя, определяемая сигналом $U_{\text{У}}$.

При двойной модуляции симметричная многофазная система переменных напряжений

$$U_{\text{ВХ}\,j} = U_m \sin\left(\omega t + \varphi_j\right)$$

(где j = 1, 2, 3 для трехфазной системы) модулируется в общем случае симметричной многофазной системой управляющих воздействий той же частоты

$$U_{\text{У}j} = \mu \cdot \sin\left(\omega t + \theta_j\right),$$

где μ – глубина модуляции; θ_j – фазовый сдвиг модулирующего воздействия.

Вклад каждой фазы U_1, U_2, U_3 в напряжение звена постоянного тока можно представить как

$$U_j = U_m \text{КФ}_j(t)\sin\left(\omega t + \varphi_j\right).$$

Напряжения разных фаз суммируются, и на конденсаторе фильтра выделяется напряжение U_Σ, которое без учета потерь и повышающих свойств активного выпрямителя будет равно

$$U_\Sigma = \sum_{j=1}^{3} U_m \text{КФ}_j(t)\sin\left(\omega t + \varphi_j\right).$$

Полученное в звене постоянного тока напряжение подвергается вторичной модуляции в соответствии с другой системой управляющих сигналов

$$U_{\text{У}i} = \mu_i \sin\left(\Omega_{\text{С}} t + \theta_i\right),$$

где индексам i соответствуют параметры, определяющие требуемые выходные напряжения с амплитудой μ_i, частотой $\Omega_{\text{С}}$ и фазой θ_i.

Допустим, что требуется воспроизвести на выходе АИН двухфазную систему переменных напряжений

$$U_i = U \sin\left(\Omega_{\text{С}} t + \theta_i\right),$$

а входная сеть задана трехфазной системой переменных напряжений

$$U_{\text{ВХ}\,j} = U_m \sin\left(\omega t + \varphi_i\right).$$

Согласно алгоритму двойной модуляции под действием модулирующих воздействий, совпадающих по фазе и амплитуде с напряжением сети, на выходе управляемого выпрямителя будут действовать напряжения

$$U_{\text{ВЫХ}\,j} = U_m \sin\left(\omega t + \varphi_i\right)\text{МФ1}(t) = U_m \sin^2\left(\omega t + \varphi_j\right),$$

которые, суммируясь, образуют идеальное, не зависящее от времени (без низкочастотных пульсаций) звено постоянного тока:

$$U_\Sigma = U_m\left[\sin^2\omega t + \sin^2\left(\omega t + 120°\right) + \sin^2\left(\omega t + 240°\right)\right] =$$

$$= U_m\left[0{,}5 - 0{,}5\cos 2\omega t + 0{,}5 - 0{,}5\cos\left(2\omega t + 120°\right) + 0{,}5 - 0{,}5\cos\left(2\omega t + 240°\right)\right] = 1{,}5U_m.$$

По выражению в квадратных скобках можно видеть, что этот процесс сопровождается суммированием постоянных составляющих и взаимной компенсацией составляющих удвоенной частоты.

Вторичная модуляция напряжения позволяет получить на выходе АИН систему напряжений:

$$U_{\text{ВЫХ}\,i} = U_{\Sigma}\text{МФ2}(t) = 1{,}5U_m \sin(\Omega_{\text{C}} t + \theta_i).$$

Для двухфазной нагрузки угол $\theta_1 = 0°$, а $\theta_2 = 90°$, поэтому на выходе двухфазного АИН действуют напряжения [5]:

$$U_{\text{ВЫХ1}} = U_m \sin\Omega_{\text{C}} t;$$
$$U_{\text{ВЫХ2}} = U_m \cos\Omega_{\text{C}} t.$$

Пусть под действием этих напряжений в симметричной активно-индуктивной нагрузке протекают токи

$$I_{\text{ВЫХ1}} = I_m \sin(\Omega_{\text{C}} t + \gamma);$$
$$I_{\text{ВЫХ2}} = I_m \cos(\Omega_{\text{C}} t + \gamma).$$

Каждая фаза вносит вклад в ток звена постоянного тока, определяемый формулой

$$I_0 = I_{\text{ВЫХ}\,i}\text{МФ2}(t) = I_m \sin(\Omega_{\text{C}} t + \gamma_i)\sin(\Omega_{\text{C}} t + \theta_i),$$

в частности

$$I_{01} = I_m \sin(\Omega_{\text{C}} t + \gamma_i)\sin\Omega_{\text{C}} t = I_m/2\left[\cos\gamma - \cos(2\Omega_{\text{C}} t + \gamma)\right];$$
$$I_{02} = I_m \cos(\Omega_{\text{C}} t + \gamma_i)\cos\Omega_{\text{C}} t = I_m/2\left[\cos\gamma + \cos(2\Omega_{\text{C}} t + \gamma)\right].$$

В звене постоянного тока как реакция со стороны нагрузки будет протекать ток I_Σ, равный сумме токов I_{01} и I_{02}. Нетрудно показать, что в этом звене будет выделена постоянная составляющая тока, также не зависящая от времени и равная $I_\Sigma = I_m \cos\gamma_i$, а сумма переменных составляющих удвоенной частоты будет равна нулю за счет включения их в общий контур в звене постоянного тока и взаимной компенсации.

Таким образом, осуществляются преобразование активной составляющей тока нагрузки в ток звена постоянного тока и взаимная компенсация реактивной составляющей тока нагрузки. С учетом сказанного потребляемый из сети ток будет равен

$$I_{\text{ВХ}\,j} = I_\Sigma(t)\cos\gamma_i \sin(\omega t + \varphi_j).$$

Из последнего выражения следует, что из сети потребляется только активная составляющая тока многофазной нагрузки, пропорциональная косинусу угла нагрузки, а реактивная составляющая тока нагрузки циркулирует между фазами и замыкается в общих узлах АИН.

Электропривод с преобразователем частоты на основе двойной модуляции. На рис. 1–3 показаны результаты моделирования переходных процессов пуска асинхронного электропривода с преобразователем частоты на основе двойной модуляции. В качестве параметров фильтра принимались значения сопротивления $R = 10^{-1}$ Ом, индуктивности $L = 10^{-3}$ Гн и емкости $C = 10^{-3}$ Ф. Моделировался процесс пуска электродвигателя 4А100/4SY3 при напряжении $U_m = 311$ В и угловой частоте питающей сети $\omega = 314{,}16$ с$^{-1}$. Напряжение сети преобразовывалось с помощью УВ и АИН в напряжение с пониженной до 225 В амплитудой и частотой 188,5 с$^{-1}$ формированием соответствующих управляющих воздействий $U_{\text{У}j}$ и $U_{\text{У}i}$. Результаты моделирования показаны в виде зависимостей от времени фазных напряжений и $U_{\text{ВХ}}$, $U_{\text{ВЫХ}}$, токов $I_{\text{ВХ}}$, $I_{\text{ВЫХ}}$, момента M и частоты вращения ω_r ротора двигателя.

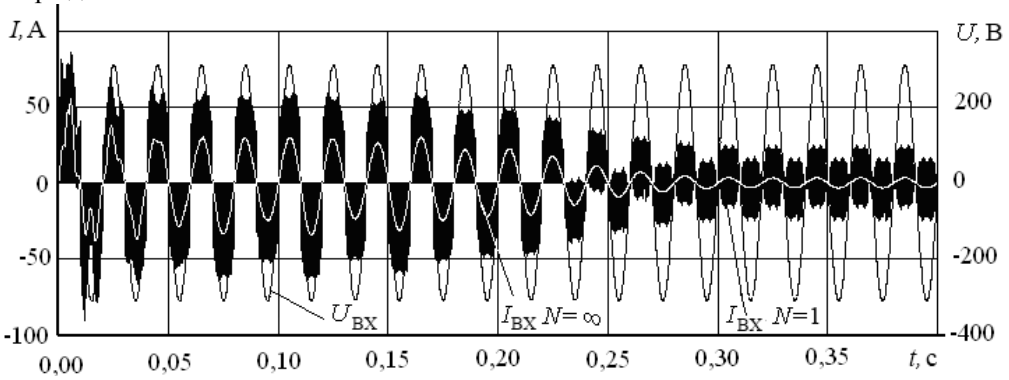


Рис. 1. Фазные токи и напряжения на входе активного выпрямителя

Угол между напряжением сети и потребляемым из нее током (см. рис. 1) близок к нулю и определяется только конечной частотой импульсной модуляции, равной в нашем случае 900 Гц. Между первой гармонической напряжения на выходе АИН и током двигателя есть сдвиг (см. рис. 2), определяемый свойством асинхронного двигателя расходовать на создание магнитного поля реактивную энергию, потребляя ее из сети. Однако при двойной модуляции энергетического потока эта энергия потребляется из сети только при пуске двигателя, а в установившемся режиме реализуется междуфазный обмен через звено постоянного тока.

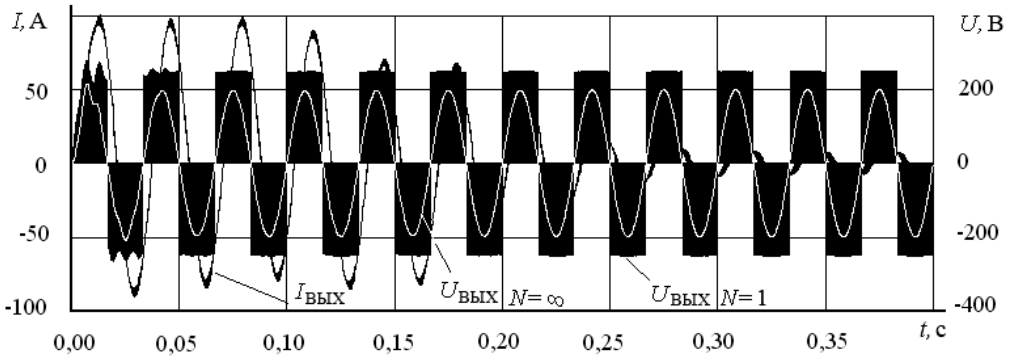


Рис. 2. Фазные токи и напряжения на выходе автономного инвертора

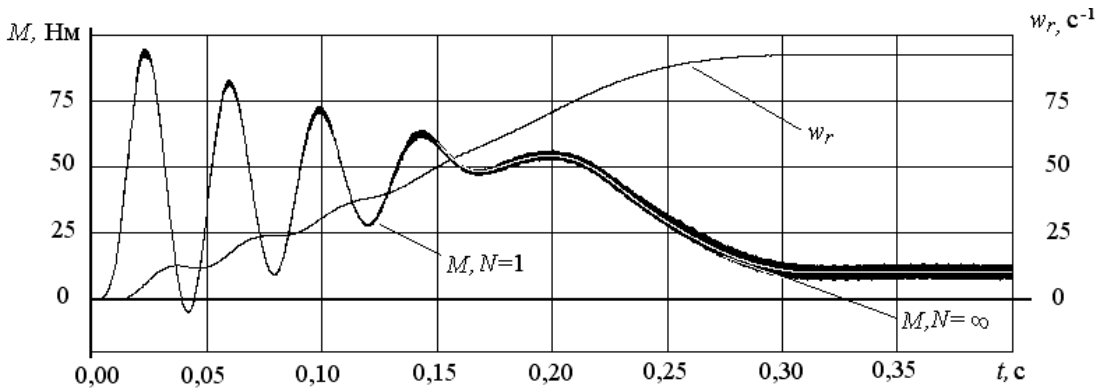


Рис. 3. Момент и частота вращения двигателя

С увеличением кратности квантования все большую долю общей энергии несет первая гармоника. Это позволяет без ущерба для точности использовать приемы усреднения и заменить коммутационные функции $КФ_i(t)$ и $КФ_j(t)$ их непрерывными составляющими $МФ_i(t)$ и $МФ_j(t)$. В этом случае возможно аналитическое описание процессов двойной модуляции, как это показано выше.

Сказанное также иллюстрируется результатами моделирования пуска двигателя с непрерывной модулирующей функцией. Эти результаты показаны на рис. 1, 2, 3 линиями белого цвета на темном фоне при $N = \infty$.

Заключение. Использование в качестве управляемых как по амплитуде, так и по частоте выходных сигналов преобразователей на основе импульсной модуляции с двойным преобразованием энергетического потока в автоматизированном электроприводе с асинхронными двигателями позволяет получить ряд преимуществ, к которым в первую очередь следует отнести:

а) потребление из сети практически синусоидальных токов;

б) потребление из сети минимально возможного результирующего тока, определяемого только передаваемой двигателю активной мощностью без потребления реактивных токов;

в) возможность генерирования в сеть реактивной мощности;

г) практически синусоидальное напряжение на выходе преобразователя, обеспечивающее минимальные пульсации момента на валу двигателя и возможность получения на основе этого стабильного вращения вала с низкой угловой частотой.

Все эти преимущества, наряду с возможностями автоматического управления асинхронным электроприводом, создают условия для разработки систем управления технологическими процессами с высокой степенью автоматизации и минимальным энергопотреблением при достаточно высокой электромагнитной совместимости с питающей сетью.

Литература

1. Кобзев А.В. Модуляционные источники питания РЭА / А.В. Кобзев, Г.Я. Михальченко, Н.М. Музыченко. – Томск: Радио и связь, 1990. – 336 с.

2. Энергосберегающие технологии компенсации реактивной мощности и мощности искажений / А.Ю. Иванов, Г.Я. Михальченко, С.Г. Михальченко, В.В. Русанов, А.В. Федотов // Известия Томского политехнического университета. – 2010. – Т. 314, № 4. – С. 104–110.

3. Михальченко Г.Я. Формирование потребляемого из сети тока в модуляционных преобразователях с бестрансформаторным входом // Материалы семинара «Высокоэффективные источники и системы вторичного электропитания РЭА». – М., 1986. – С. 34–42.

4. Михальченко Г.Я. Двойная модуляция потока энергии при воспроизведении низкочастотных сигналов в многофазных преобразователях // Техническая электродинамика. –1988. – № 5. – С. 34–43.

5. Гавриш П.Е. Математические модели скоростных подсистем электроприводов силового гироскопического прибора / П.Е. Гавриш, С.Г. Михальченко, Г.Я. Михальченко // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2013. – № 4(30). – С. 103–108.

6. Промышленная электроника в энергосбережении / Г.Я. Михальченко, А.С. Стребков, В.А. Хвостов, С.А. Шумейко – Томск: ТУСУР, 2007. – 248 с.

7. Михальченко Г.Я. Режимы работы трёхфазного активного выпрямителя / Г.Я. Михальченко, Д.С. Муликов // Электропитание. – 2014. – №2. – С. 50–53.

Михальченко Геннадий Яковлевич
Д-р техн. наук, профессор, директор НИИ промышленной электроники ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 41-32-32
Эл. почта: kpe-tusur@yandex.ru

Муликов Дмитрий Сергеевич
Аспирант каф. промышленной электроники ТУСУРа
Тел.: 8 (382-2) 41-32-32
Эл. почта: kpe-tusur@yandex.ru

Mikhalchenko G.Ya. Mulikov D.S.

Double modulation of electric energy in the frequency-controlled electric drive

Possibilities of application of double modulation of a power stream in the frequency-controlled electric drive are considered. Prerequisites of high extent of automation, the minimum energy consumption and high electromagnetic compatibility with a power line are proved.

Keywords: double modulation of electric energy, frequency-controlled electric drive, voltage inverter, active rectifier.

УДК 621.313.322

А.Б. Серов, А.Б. Цукублин, А.Г. Гарганеев

Определение связи между числами пазов статора и полюсов ротора вентильного магнитоэлектрического двигателя методом планирования эксперимента

Методом планирования эксперимента установлена связь между электромагнитным моментом, числом пазов статора, полюсов ротора и значением коэрцитивной силы магнитов вентильного магнитоэлектрического двигателя (ВД) в виде аппроксимирующих функций. Выполнена проверка адекватности аппроксимирующих функций.

Ключевые слова: вентильный магнитоэлектрический двигатель (ВД), момент вращения, планирование эксперимента.

В настоящее время для бесконтактных регулируемых электроприводов применяются вентильные двигатели постоянного тока на базе синхронных машин с возбуждением от постоянных магнитов, питаемые от инвертора. Благодаря высокой надёжности и хорошей управляемости, вентильные двигатели применяются в широком спектре приложений: от компьютерных вентиляторов и CD/DVD-приводов до роботов и космических ракет. Широкое применение ВД нашли в промышленности, особенно в системах регулирования скорости с большим диапазоном и высоким темпом пусков, остановок и реверса; авиационной технике, автомобильном машиностроении, биомедицинской аппаратуре, бытовой технике. Одной из частных задач конструирования машин магнитоэлектрического исполнения является проектирование синхронных трехфазных исполнительных многополюсных двигателей. Наличие неотключаемого магнитного потока индуктора в синхронных магнитоэлектрических машинах требует иного подхода к конструктивному исполнению машины и особенно к соотношению числа зубцов якоря и числа полюсов индуктора. Так в многополюсных электродвигателях с зубцовым слоем статора, при ограничении радиального размера, правильный выбор размеров зубцов, их числа и числа полюсов ротора может привести к увеличению вращающего момента, уменьшению пульсации магнитного потока, уменьшению потерь и повышению КПД. Особую актуальность приобретает эта проблема в маломощных вентильных двигателях постоянного тока на базе трехфазных синхронных двигателей. В этих машинах плохо подобранное соотношение чисел зубцов и полюсов ротора при применении высококоэрцитивных магнитов приводит к появлению значительных реактивных моментов (моментов залипания) и к снижению момента при пуске, что существенно влияет на мощность силовых преобразовательных устройств и пульсации вращающих моментов [3].

Исследования по влиянию числа пазов статора ($Z1$), полюсов ротора ($2P$) и величины коэрцитивной силы магнитов (Hc) синхронной машины (ВД) с явно выраженными зубцами статора на её выходные характеристики [3] проводились путем моделирования с помощью программного обеспечения ANSYS Maxwell 2D. Расчёт момента вращения в среде ANSYS Maxwell 2D осуществлялся путем дифференцирования величины энергии магнитного поля в воздушном зазоре машины по углу поворота ротора. Момент вращения двигателя складывается из электромагнитного момента (полезного момента) и момента реактивного (момента залипания). Модель в среде Maxwell является динамической и представлена системой интегродифференциальных уравнений, которые, в свою очередь показывают изменение состояния электромеханического объекта (ВД) во времени при наличии управляющих воздействий.

Электромеханические характеристики объекта обычно связаны с параметрами через сложные уравнения, отражающие действия ряда физических законов и конструктивного исполнения, через уравнения магнитных полей и электрических цепей, поэтому прямую связь между соотношением чисел пазов статора, полюсов ротора и значением коэрцитивной силы магнитов установить достаточно сложно. Одним из методов получения таких прямых связей является аппроксимация сложных математических связей, выраженных в большом количестве интегродифференциальных уравнений методом планирования эксперимента с определённой точностью и на определенном интервале [1].

Применяя этот метод, точность полученных результатов остается на уровне модели в вычислительном комплексе ANSYS Maxwell 2D, а полиномиальная связь даёт лишь количественную взаимосвязь между параметрами в заданном диапазоне, точность которого определяется адекватностью полученных выражений.

Проведенный анализ показал, что для аппроксимации взаимосвязи между результирующим моментом (y), числом полюсов ротора ($2P$), пазов статора ($Z1$) и качеством магнитов (Hc) можно воспользоваться (первое приближение) линейной взаимосвязью, поэтому для обработки экспериментов был выбран линейный план первого порядка. При расчетах основные геометрические размеры, внешний и внутренний диаметры, фазное напряжение, коэффициент полюсного перекрытия ($\alpha_п$) при изменении числа полюсов оставались постоянными. Все остальные параметры вычислялись автоматически в процессе моделирования [3].

Для проведения экспериментов использовали матрицу планирования первого порядка (табл. 1) в кодовых единицах (1):

$$X_i = \frac{x_i - x_0}{\Delta x}. \qquad (1)$$

Таблица 1

Матрица планирования первого порядка

N эксперимента	X_0	X_1	X_2	X_3	$X_1 \cdot X_2$	$X_1 \cdot X_3$	$X_2 \cdot X_3$	$X_1 \cdot X_2 \cdot X_3$
1	0	–1	–1	–1	1	1	1	–1
2	0	1	–1	–1	–1	–1	1	1
3	0	–1	1	–1	–1	1	–1	1
4	0	1	1	–1	1	–1	–1	–1
5	0	–1	–1	1	1	–1	–1	1
6	0	1	–1	1	–1	1	–1	–1
7	0	–1	1	1	–1	–1	1	–1
8	0	1	1	1	1	1	1	1

В качестве центра плана была выбрана точка X_0, соответствующая максимальным значениям момента вращения ($2P$ = 12, Z_1 = 24, H_c = 855 кА/м). Диапазоны изменения значений каждой из переменных выбираются из следующих соображений:

$\Delta x_1 = 4$ – диапазон изменения числа полюсов, выбран из условий выполнимости машины и возможности расчета (дискретности изменения числа полюсов).

$\Delta x_2 = 6$ – диапазон изменения числа зубцов, выбран из условий возможности выполнения обмотки статора двигателя.

$\Delta x_3 = 100$ кА/м – определяется коэрцитивной силой возможных к применению постоянных магнитов.

С учетом этих данных и табл. 1 эксперимент (моделирование) был проведен в соответствии с табл. 2.

Таблица 2

Данные для проведения эксперимента

N эксперимента	X_1 ($2P$ – число полюсов ротора)	X_2 (Z_1 – число пазов статора)	X_3 (Hc – коэрцитивная сила магнитов), кА/м	y (M_d – момент вращения), Н·м
1	8	18	750	3,59
2	16	18	750	8,71
3	8	30	750	3,63
4	16	30	750	6,42
5	8	18	955	2,4
6	16	18	955	8,90
7	8	30	955	2,17
8	16	30	955	7,72

Далее представлена обработка результатов эксперимента. Был выполнен регрессионный анализ на основании зависимости (2) [2] и табл. 1:

$$b_i = \frac{\sum_{i}^{N} x_{iu} \cdot y_{iu}}{N}, \quad (2)$$

где $b_1, b_2, \ldots b_i$ – коэффициенты регрессии (индекс i обозначает номер столбца в матрице планирования); $x_1, x_2, \ldots x_i$ – независимые переменные; $y_1, y_2, \ldots y_i$ – величины момента вращения, полученные с помощью числового эксперимента; N – количество экспериментов.

Расчет среднего значения момента вращения (центральная точка плана) определялся согласно выражению (3) [1] и составил 5,445 Н·м (4):

$$b_0 = \frac{\sum_{1}^{8} y_{iu}}{8} = \frac{y_1 + y_2 + y_3 + y_4 + y_5 + y_6 + y_7 + y_8}{8}, \quad (3)$$

$$b_0 = \frac{\sum_{1}^{8} y_{iu}}{8} = \frac{3{,}59 + 8{,}71 + 3{,}62 + 6{,}42 + 2{,}43 + 8{,}89 + 2{,}17 + 7{,}72}{8} = 5{,}445. \quad (4)$$

В результате были получены значения коэффициентов $b_1 \ldots b_{123}$:

$$b_1 = 2{,}49;\ b_2 = -0{,}461;\ b_3 = -0{,}142;\ b_{12} = -0{,}405;\ b_{13} = 0{,}515;\ b_{23} = 0{,}105;\ b_{123} = 0{,}175.$$

Уравнение для значений момента вращения было определено по выражению (5):

$$Md = 2{,}49 \cdot X_1 - 0{,}46 \cdot X_2 - 0{,}14 \cdot X_3 - 0{,}4 \cdot X_1 \cdot X_2 - 0{,}5 \cdot X_1 \cdot X_3 + 0{,}105 \cdot X_2 \cdot X_3 + 0{,}175 \cdot X_1 \cdot X_2 \cdot X_3 + 5{,}445. \quad (5)$$

Для проверки адекватности аппроксимирующей функции, когда $S^2_{y\,\text{об}} \approx 0$, было необходимо задаться допустимой погрешностью аппроксимации $\Delta Y_{\text{доп}}$ и считать аппроксимацию адекватной, если её погрешность $|Y - \hat{Y}|$ в точках плана в ряде контрольных точек не превосходит $\Delta Y_{\text{доп}}$. Была принята $\Delta Y_{\text{доп}} = 5\%$, что соответствует требованиям инженерных расчетов [2]. Для рассматриваемого двигателя $\Delta Y_{\text{доп}} = 5\%$ от $y_{\max} = (8{,}9\ \text{Н} \cdot \text{м} \cdot 5\%)/100\% = 0{,}45\ \text{Н} \cdot \text{м}$.

Таблица 3

Значения отклонений момента вращения

N эксперимента	y (M_d –момент вращения), Н·м	$\lvert Y - \hat{Y} \rvert$ (отклонение момента вращения), Н·м
1	3,59	0,032
2	8,71	0,172
3	3,63	0,394
4	6,42	0,196
5	2,4	0,156
6	8,90	0,236
7	2,17	0,182
8	7,72	0,388

Максимальное расхождение 0,388 Н·м не превосходит 0,45 Н·м, следовательно, всеми произведениями факторов $X_1 \cdot X_2 \cdot X_3$ можно пренебречь.

Для конечного решения требовалось определение значимости произведений факторов X_1, X_2 и X_3 на значение величины Md с учетом допустимой погрешности 5% от $y_{1\max}$. В этом случае формула для расчета значений момента вращения примет вид (6):

$$Md = 2{,}49 \cdot X_1 - 0{,}46 \cdot X_2 - 0{,}14 \cdot X_3 + 5{,}445. \quad (6)$$

Уравнение для расчета значений момента вращения вентильного магнитоэлектрического двигателя в конечном виде (7):

$$Md = 0{,}623 \cdot 2\text{P} - 0{,}077 \cdot \text{Z1} - 0{,}0014 \cdot Hc + 1{,}012. \quad (7)$$

Заключение. На основе проведенных исследований можно сделать следующие выводы.

1. Полученная взаимосвязь между моментом вращения, количеством пазов статора, полюсов ротора и величиной коэрцитивной силы магнитов в виде аппроксимирующих функций показывает, что при требуемой величине момента вращения M_d двигателя и заданной коэрцитивной силе магнитов Hc можно подобрать необходимые соотношения $2P$ и $Z1$, которые связаны между собой через число пазов на полюс и фазу $q = Z1/2P \cdot m$. При $q = 3/8$ для данного типоразмера двигателя [3] реак-

тивный момент практически отсутствует. Также необходимо учитывать возможность реализации схемы обмотки статора.

2. Увеличение коэрцитивной силы магнитов *Hc* не всегда приводит к увеличению момента вращения M_d, что связано с увеличением реактивного момента (момента залипания) двигателя.

Литература

1. Ивоботенко Б.А. Планирование эксперимента в электромеханике / Б.А. Ивоботенко, Н.Ф. Ильинский, И.П. Копылов. – М.: Энергия, 1975. – С. 9–64.

2. Налимов В.В. Статические методы планирования экстремальных экспериментов / В.В. Налимов, Н.А. Чернова. – М.: Наука, 1965. – С. 39–43.

3. Серов А.Б. Моделирование магнитоэлектрического двигателя с использованием программных продуктов ANSYS [Электронный ресурс] / А.Б. Серов; науч. рук. А.Б. Цукублин // Современные техника и технологии: сб. трудов XX Междунар. науч.-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 14–18 апреля 2014 г.: в 3 т. – Т. 1. – Томск: НИТПУ, 2014. – С. 267–268.

Серов Александр Борисович
Аспирант каф. электротехнических комплексов и материалов (ЭКМ)
Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИТПУ)
Тел.: 8 (382-2) 56-34-53
Эл. почта: sabtpu@gmail.com

Цукублин Анатолий Борисович
Канд. техн. наук, доцент каф. ЭКМ
Тел.: 8 (382-2) 56-34-53
Эл. почта: cukub@mail.ru

Гарганеев Александр Георгиевич
Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. ЭКМ
Тел.: 8 (382-2) 56-34-53
Эл. почта: garganeev@rambler.ru

Serov A.B., Tsukublin A.B., Garganeev A.G.

Determination of constraint between a ratio of numbers of stator slots and rotor poles in a self-controlled synchronous magnetoelectric motor by an experiment planning method

By means of the experiment planning method we determined the constraint between a ratio of numbers of stator slots, rotor poles and value of coercive force of magnets of the self-controlled synchronous magnetoelectric motor. We defined the factor of the greatest impact on value of the electromagnetic torque of the self-controlled synchronous magnetoelectric motor. We checked adequacy of approximating functions.
Keywords: self-controlled synchronous magnetoelectric motor, electromagnetic torque, experiment planning.

УДК 534.1:621.313

Е.В. Ивойлов, С.М. Слободян

Изменение свойств индуктивности при замыкании витков на корпус

Представлено исследование обмоток индуктивности как модели витковой топологии индуктивной структуры, проводящей ток, с замыканиями смежных витков. Изложена методика преобразования принципа действия индуктивных структур с исходно однородной топологией витков и с нарушенной межвитковым замыканием топологией.

Ключевые слова: короткое замыкание, виток, модель, индуктивность.

Во многих областях науки и техники индуктивные элементы находят широкое применение [1–10]: в устройствах управления электромагнитными подшипниками с обратной связью по магнитному потоку, называемых активными подшипниками; при реализации электромагнитного принципа бесконтактной передачи энергии, основанной на взаимодействии катушек с определёнными числами витков аналогично открытому трансформатору; при передаче энергии на резонансных частотах с применением резонансных контуров (*LC*); в современных технологиях создания *IP*-модулей и СФ-блоков систем на кристалле на индуктивности с величиной значений лежащих в интервале 0,1…10 нГн и применяемых в схемах усилителей мощности, в составе активных фильтров СВЧ-диапазона, пассивных трансформаторов, устройствах оптической связи и т.д.

Поэтому вопрос о качестве технического состояния индуктивных структур, эффективности их функционирования, отражаемой величиной коэффициента полезного действия электромагнитного и электрического устройства часто является определяющим для самого факта существования не только самого индуктивного элемента, но и содержащих его машин и оборудования. Индуктивные структуры являются базовым элементом блоков бесконтактной передачи энергии [2–3], резонансных (*LC*) контуров [3–5] и реактивных шунтов, называемых реакторами [6–7], и многих [1, 8–10] систем, выполненных с использованием электромагнитного индукционного принципа создания электромагнитного поля как источника воздействия на среды и объекты управления.

Цель и задачи анализа. Указанные обстоятельства определяют цель и задачи изложенного ниже анализа. Они приводят к необходимости выявления особенностей смены принципа действия при замыкании витков исходной индуктивной структуры на примере резонансного контура шунта с целью определения взаимосвязи его параметров и их изменения в трансформированной замыканием индуктивности с однородной начальной топологией витков.

Это же обстоятельство определяет и актуальность задачи исследования влияния возникновения аварийных ситуаций, например типа замыканий витков индуктивной структуры резонансного шунта, на эффективность функций, определённых проектировщиками при его применении [3–10].

В настоящей статье кратко изложены результаты исследования изменения принципа действия индуктивной структуры с исходно однородной топологией витков при возникновении в ней замыкания витков на землю (корпус прибора), меняющего её топологию.

Основные положения исследования. Анализ источников [1–10] показал, что замыкания витков в индуктивных структурах создают проблемы не только из-за падения коэффициента полезного действия и снижения эффективности резонансного шунта, в энергетике – реактора [6–7], но могут приводить к аварийному отказу в связанных с безопасностью задачах типа [1]. Поведение индуктивности типа резонансной структуры подробно для задач резонансного шунтирования, но в идеализированном представлении впервые рассмотрены У. Петерсеном в 1916 г. [6]. Влияние замыканий витков на эффективность выполнения заданных индуктивности функций в разных режимах её работы практически оставлены без надлежащего внимания. Физическая модель протекания процессов преобразования энергии для формирования электромагнитного воздействия на объекты и объяснения закономерности изменения этих процессов будут совершенно иными. Наличие замыкания витков в индуктивности может так снизить эффективность её использования, что к электромагнитному воздействию она может оказаться неприменима.

Суть принципа действия резонансного шунта, предложенного сто лет назад, не претерпела заметных изменений до настоящего времени: параметры резонансного устройства, как правило индуктивной топологии, должны быть выбраны так, чтобы при замыкании в цепи нагрузки устройство настраивалось в резонанс с учетом емкости нагрузки. Формулировка правила Петерсена имеет вид

$$\omega L_0 = \left[\sum_i \omega C_i \right]^{-1} \quad (1)$$

или задается в виде условия

$$\omega^2 L_0 \sum_i C_i = 1, \quad (2)$$

где ω – частота воздействия электрического сигнала; L_0 – исходная величина индуктивности; C_i – емкости, вносимые в электрическую цепь элементами индуктивной структуры, включая элементарные емкости топологии её витков. Соотношения (1) и (2) отражают идею заземления электрического центра тяжести эквивалентной электрической цепи через эквивалентное реактивное сопротивление $Z_0 = \omega L_0$ резонансного контура шунта.

При анализе влияния емкостей цепей нагрузки $\sum_i C_i$ считают, что индуктивность в резонансном режиме настроена «более или менее точно» по условию резонанса (2). Известные методики оценки качества работы такого элемента не учитывают факт и физику явления возможного замыкания витков как нарушения топологии элемента резонансной индуктивности [6–7]. Влияние же нарушения его исходной топологии на условия резонанса упускается практически всеми исследователями. По-видимому, считают, что нарушение не скажется на результатах исследований и полноте анализа электрических устройств и систем, а если факт нарушения и происходит, то его проявление считают малосущественным.

Постановка решения. Нарушение топологии витков индуктивной структуры в зависимости от ранга нарушения может приводить к разным явлениям: росту токов межвитковых утечек через слой изоляции, резкому снижению изоляционных свойств этого материала, к очагам ионизации межвиткового промежутка – источника частичных разрядов, образованию неплотного контакта витков с большим переходным сопротивлением, смежных в пространстве и топологии, образованию полного замыкания витков с очень малым сопротивлением контакта и, наконец, образованию парных замыканий, обусловливающих формирование групп взаимных индуктивностей [9–11]. В результате замыкания витков резонансный шунт может произвольно превратиться в высокочастотный (с частотой среза) заградитель [6–8], выполняющий прямо противоположную функцию, а именно, будет препятствовать вхождению в резонанс как наиболее эффективный по энергосбережению режим работы. Такое проявление функции, противоположной предназначению резонансного шунта, обусловлено изменением при замыкании витков структуры топологии и величины индуктивности, а также изменением его эквивалентной схемы в полосовой (сложный) фильтр. Такой фильтр в полосе подавления имеет большое активное сопротивление (оно может снижать коэффициент передачи сигнала на несколько порядков). Активное сопротивление и коэффициент передачи при нарушении топологии резонансного шунта зависят от типа межвиткового замыкания структуры (Г-, Т- или П-фильтра) с произвольно образованными элементами его частотной настройки. Причем может образоваться множество вариантов структур с ослабленным основным резонансом: двух- и многочастотная резонансная; двух-, трех- или многоконтурная широкополосная структуры фильтров и т.п.

Если следовать условию возникновения резонанса $Z_C = Z_L$, то можно найти емкость или частоту напряжений на линии, при которой изменённая замыканием индуктивная структура в определённой мере сможет выполнять предназначенную ей при проектировании роль резонансного шунта:

$$C' = \left(4\pi^2 f^2 L_T\right)^{-1} \text{ и } f_T == \left(4\pi^2 C' L_T\right)^{-1/2}.$$

При образовании точкой замыкания витков топологии из индуктивной структуры полосового двухчастотного фильтра емкость, соответствующую верхней частоте настройки, определит формула $C_{\text{в}} = \left(4\pi^2 f_{\text{в}}^2 L_T\right)^{-1}$. Тогда емкость $C_{\text{Н}}$, соответствующая нижней частоте настройки фильтра трансформированного замыканием витков шунта, найдётся из соотношения

$$C_{\text{Н}} = C_{\text{в}} L_{T1} / L_{T2} .$$

Для емкости нагрузки при использовании резонансного контура как шунта в электрической линии

$$C_{\text{Н}} = C_{\text{в}} \left(f_{\text{в}}^2 f_{\text{н}}^2 - 1 \right) \left[\left(4R + L_{T2} \right) / L_{T1} \right],$$

где $f_{\text{н}}$ – нижняя частота полосы резонансной настройки $\left(\omega_{\text{н}} = 2\pi f_{\text{н}} \right)$; $L_{T2} + L_{T1} = L_T$ – исходное значение индуктивности шунта, разделённое на две составляющие точкой замыкания (без учёта фактора самоиндукции).

Воспользуемся известным [10–11] подходом эквивалентирования – замещения индуктивно связанного элемента некоторой эквивалентной схемой – цепью, которая не содержит в явной форме индуктивных связей. Принцип эквивалентирования существенно упрощает расчеты цепей, придавая большую наглядность особенностям физического взаимодействия. Поскольку напряжение, подаваемое на резонансный шунт, от одного источника питания, то токи, протекающие во всех витках его индуктивности и, конечно, в ответвлениях топологии его индуктивной структуры, связаны линейно. При одиночном, парном и замыкании витков на землю (корпус) его индуктивная однородной топологии структура преобразуется в цепь индуктивностей, взаимодействующих своими магнитными потоками, т.е. превращается в цепь с взаимной индуктивностью или индуктивно связанную цепь. В зависимости от вида замыкания топологии трансформированная замыканием структура может быть соединением «согласно включенных» частей индуктивности (с одинаковой ориентацией токов относительно направления намотки витков) или встречным включением частей структуры. В каждой части индуктивной структуры будет индуктироваться ЭДС, одновременно обусловленная собственным $\psi_{\text{с}}$ и потокосцеплением $\psi_{\text{м}}$ связанной с ней части: $-e_C = L_K \dfrac{di_K}{dt} \pm L_M \dfrac{di_M}{dt}$, где $L_M = k_{\text{св}} \left[L_{K1} / L_{K2} \right]$ – взаимная индуктивность частей шунта L_{K1} и L_{K2} до замыкания составлявших L_0 – исходную индуктивность; $k_{\text{св}} \le 1$ – коэффициент связи, характеризующий меру взаимного влияния друг на друга частей L_{K1} и L_{K2} одной и той же изначально общей индуктивной структуры. Обычно знак «+» принимают при согласном включении частей индуктивности; знак «–» – при встречном их включении. При расчете цепи по законам Кирхгофа дополнительное напряжение, обусловленное взаимной индукцией $U_M = \pm j\omega L_M$, учитывают как компоненту с учетом особенностей включения частей индуктивности.

В принципе последовательно и параллельно соединенные индуктивно связанные элементы шунта с замыканием могут быть представлены в виде эквивалентных схем без индуктивных связей, т.е., в виде, развязанном по индуктивным связям. Эквивалентная индуктивность при последовательном их соединении равна: в согласном включении – $L_{0\text{Э}} = L_2 + L_1 + 2L_M$; во встречном – $L_{0\text{Э}} = L_2 + L_1 - 2L_M$. Энергия от одной части к другой передаётся через общее магнитное поле индуктивно связанных частей.

При соблюдении технологии проектирования и изготовления индуктивно связанных структур применяют специальные типы намоток витков, обеспечивающие равномерное и пропорциональное количеству витков однородное распределение электромагнитных полей рассеяния по длине витковой топологии индуктивной структуры шунтов.

Эквивалентную схему индуктивности однородной топологии для внутреннего замыкания витков и любого парного замыкания витков на землю (корпус) можно представить индуктивной структурой, приведенной на рис. 1.

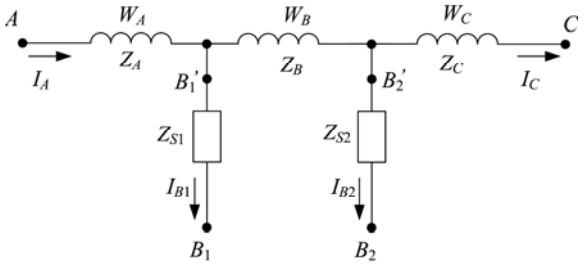


Рис. 1. Иллюстрация эквивалентной схемы типичного парного замыкания витков индуктивной структуры

На рис. 1 обозначено: A – вход; C – выход; B_1' и B_2' – точки замыкания витков структуры; Z_A, Z_B, Z_C – комплексные сопротивления участков AB_1, B_1B_2 и B_2C исходно однородной индуктивности

без учета влияния взаимных индуктивных связей отдельных частей; W_i – количество витков соответствующих участков; Z_{AB1}, Z_{B1B2}, Z_{B2C} – взаимные комплексные сопротивления соответствующих её участков. При линейной зависимости параметров для токов, протекающих в индуктивности, примем для упрощения: $I_{B1} = I_B$, $I_{B2} = K_I I_B$, $K_I = I_{B2} / I_{B1}$ – отношение токов как особый признак координат точек парного замыкания. Например, $K_I = 1$ соответствует общей точке замыкания витков однородной топологии. При относительном числе витков частей шунта AB_1 и B_1B_2, выраженных в виде коэффициентов $K_1 = W_A/W$ и $K_2 = W_B/W_A$, комплексные сопротивления каждого из указанных участков отразит система соотношений, аналогичная [12]

$$\{Z_A = Z_0 + Z_S\ ;\ Z_B = K_1(K_1 Z_0 + Z_S)\ ;\ Z_C = K_2(K_2 Z_0 + Z_S)\ ;$$
$$Z_{AB} = K_1 Z_0\ ;\ Z_{BC} = K_1 K_2 Z_0\ ;\ Z_{AC} = K_2 Z_0\}\ ;$$
$$Z_{BC} = \sqrt{Z_B Z_C}\ ;\ Z_{AB} = \sqrt{Z_A Z_B}\ ;\ Z_{AC} = \sqrt{Z_A Z_C}\ ,$$

где Z_0 – полное комплексное сопротивление исходной индуктивности; Z_S – полное комплексное сопротивление рассеяния поля части AB_1 при условии замыкания витков в точке B_1'.

Используя методологию [11–12] решения задачи нахождения значений параметров эквивалентной схемы индуктивности с нарушенной замыканием витков топологией в изложенной постановке, и опуская промежуточные алгебраические преобразования, придем к системе уравнений, позволяющей определить параметры нарушенной замыканием топологии индуктивности:

$$\begin{cases} Z_1 = Z; Z_2 = (K_1 + K_2)Z; Z_3 = (1 + K_1)Z; Z_H = K_2 Z; \\ Z_{S1} = Z_{12} = \dfrac{\left[K_I K_2 + (K_1 + K_2)Z_S - (K_1 + K_2)Z\right]}{(1 + K_1 + K_2)}; \\ Z_{S2} = Z_{3H} = \dfrac{\left[\left(K_I^{-1} K_2 + K_2 + K_1 K_2\right)Z_S - (K_2 + K_1 K_2)Z\right]}{(1 + K_1 + K_2)}; \\ Z = 2\left[(1 + K_1 + K_2)Z_0 + Z_S\right]. \end{cases}$$

Здесь: Z_1 и Z_2 – продольные и Z_{12} – поперечное комплексные сопротивления эквивалентной T-схемы первой точки замыкания; Z_3 и Z_4 – продольные и Z_{34} – поперечное комплексные сопротивления второй, параллельной первой T-схемы второй точки замыкания; обе T-схемы своими входами подключены к входу A, а выходами – к C; точки B_1 и B_2 – вторые точки подключения поперечных (т. $B_1 - Z_{12}$; т. $B_2 - Z_{34}$) сопротивлений соответствующих двух T-схем фильтров как индуктивных структур, образованных точками замыкания витков и трансформированных в полосовые T-схемы фильтров исходно однородной топологии индуктивности.

В идеальной однородной топологии индуктивности сопротивлением рассеяния ($Z_S \cong 0$) можно пренебречь по той причине, что основным фактором влияния на преобразованную замыканием витков структуру T-схемы остается общий магнитный поток, создаваемый витками её структуры. Тогда [11–12] в идеальной индуктивности распределение напряжений на ее выводах (A, B, C) при любом типе нагрузки будет пропорционально числу витков в структуре. Оно не будет зависеть от тока нагрузки (I_C). При расчете падения напряжения в структуре с замыканием витков топологией, потому обладающей сопротивлением рассеяния магнитного потока Z_S в поперечных отводах эквивалентных T-схем структуры, включаются сопротивления, учитывающие значение Z_S, которые и обусловливают падение напряжения при наличии нагрузки на выходе индуктивности с межвитковым замыканием.

Мера относительного влияния числа витков в замкнувшей группе – мощности межвиткового парного замыкания на коэффициент передачи индуктивности определит система уравнений:

$$\begin{cases} K_{1\Pi} = Z_{S1}/Z_S = (K_I K_2 + K_1 + K_2)/(1 + K_1 + K_2), \\ K_{2\Pi} = Z_{S2}/Z_S = \left(K_I^{-1} K_2 + K_2 + K_1 K_2\right)/(1 + K_1 + K_2). \end{cases} \quad (3)$$

При одиночном замыкании витков (замыкании на землю) снижение коэффициента передачи как меры влияния сопротивления рассеяния магнитного потока Z_S и факт подтверждения нарушения однородной топологии индуктивности определит простое выражение

$$K_{1\Pi} = K_1/(1 + K_1)\ . \quad (4)$$

Выражения (3) и (4) хорошо отражают характер ухудшения коэффициента передачи сигналов индуктивностью с замыканием витков топологии [8].

Результаты и их обсуждение. При неплотном контакте замыкания витков в средней части индуктивности с хорошей долей приближения к реальности схему индуктивной структуры можно представить в виде фильтра низкой частоты (ФНЧ) симметричного *Т*-образного четырехполюсника (рис. 2) с равными по значению индуктивными продольными плечами $L/2$ (L – исходное значение индуктивности катушки).

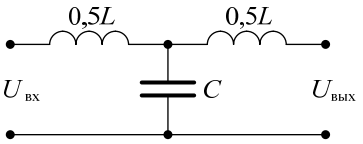


Рис. 2. Эквивалентная схема замещения катушки индуктивности при замыкании в средней части её топологии витков: $U_{вх}$ – входной сигнал; $U_{вых}$ – выходной сигнал; C – емкость контакта в области замыкания; L – исходное значение индуктивности катушки.

Зависимость изменения коэффициента K_2=$K_{2П}$, получаемая согласно второму уравнению из системы уравнений (3), имеет монотонный характер и показывает степень относительного роста влияния мощности (W – числа витков в замкнувшей группе) замыкания витков в средней части топологии индуктивности с общим числом $W_\Sigma = 200$ витков от числа замкнувших витков на $K_{2П}$ – коэффициент передачи сигнала индуктивностью при наличии замыкания (для W_a = 100; $W_b \equiv W = 1 \div 10$; $W_\Sigma = 200$), приведена на рис. 3.

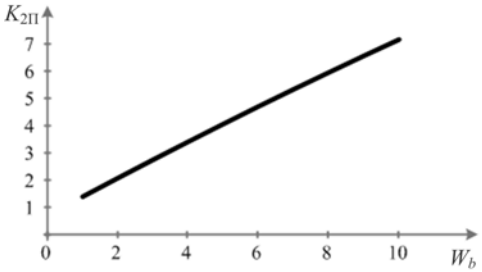


Рис. 3. Влияние мощности межвиткового замыкания в средней части катушки индуктивности на $K_{2П}$ – коэффициент передачи ею сигнала при: W_a = 100 витков; W_b = 1÷10 витков; W_Σ = 200 витков

Заключение. Авторами показана возможность оценки меры влияния факта замыкания витков исходно однородной топологии индуктивности на эффективность выполнения ею возложенных на индуктивный элемент функций при её применении в различных радио- и электротехнических устройствах. Выполнен теоретический анализ изменения принципа действия индуктивности как элемента в предположении соответствия его конструкции индуктивной структуре однородной топологии, проводящей ток, при наличии и отсутствии замыканий витков. Исследован характер ухудшения коэффициента передачи катушки индуктивности с учётом собственной ёмкости и ёмкости области контактного соприкосновения витков как некоторого контура (фильтра) с нарушенной замыканием витков исходно однородной топологии его структуры. Создана математическая модель эквивалентной схемы замещения катушки индуктивности с нарушенной замыканием витков исходно однородной топологии её структуры. Таким образом, применение изложенных в настоящей статье подхода и методики оценки влияния витковых замыканий на изменение принципа действия, типа и способности к выполнению исходно задаваемой катушке индуктивности, функции преобразования электрической энергии как одно из направлений, является решением проблемы получения количественной оценки степени снижения эффективности индуктивных устройств электромагнитного воздействия поля при наличии в катушке замыкания.

Литература

1. Журавлев Ю.Н. Активные магнитные подшипники: Теория, расчёт, применение. – СПб.: Политехника, 2003. – 206 с.

2. Contactless power transfer to a rotating disk / J.P.C. Smeets, D.C.J. Krop, J.W. Jansen, E.A. Lomonova // Electromechanics and Power Electronics Group // Eindhoven University of Technology, Nertherlands, 2010. July. – P. 748–753.

3. High efficiency contactless energy transfer system with power electronic resonant converter / A.J. Moradewicz, M.P. Kazmierkowski // Electrotechnical Institute IEI, 04–703 Warsaw, Poland. – 2009. – Vol. 57, № 4. – P. 33–36.

4. Шахов С. Проектирование планарных трансформаторов // Компоненты и технологии. – 2003. – № 7. – С. 6–7.

5. A New Process for On-Chip Inductors with High Q-Factor Performance / K. Büyüktas, K. Koller, K.-H. Müller, A. Geiselbrechtinger // International Journal of Microwave Science and Technology. – Vol. 2010, Article ID 517187, 9 p., doi: 10.1155/2010/517187, http://www.hindawi.com/journals/ijmst/2010/517187/

6. Petersen W. Over currents and over voltages in systems with large ground fault current // E.T.Z. – 1916. – Vol. 37. – P. 129–131.

7. Willheim R. Neutral grounding in high-voltage transmission / R. Willheim, M. Waters. – New York: John Wiley and Sons, 1953. – 414 p.

8. Веер Паравея в диагностике состояния вихревой структуры / Г.А. Елгина, Е.В. Ивойлов, В.С. Деева // Молодежь и наука: труды X Всерос. с междунар. участием науч.-техн. конф.: 15–25 апреля 2014 г., Красноярск: Сибирский федеральный университет, сайт: http://conf.sfu-kras.ru/conf/ mn2014/.

9. Holmes D.G. Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice / D.G. Holmes, T.A. Lipo. – New Jersey: IEEE Press, Wiley-Interscience, 2003. – P. 259–381.

10. Kundur P. Power system stability and control. – New York: McGraw Hill, 1994. – 1176 p.

11. Толстов Ю.Г. Теория электрических цепей / Ю.Г. Толстов, А.А. Теврюков. – М.: Высшая школа, 1971. – 296 с.

12. Преобразование и расчёт измерительных цепей с индуктивной связью / Л.Н. Тавдгиридзе, Л.Н. Лобжанидзе, Э.В. Мелкумян // Электричество. – 1974. – № 9. – С. 83–84.

Ивойлов Евгений Вячеславович
Аспирант Института природных ресурсов
Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИТПУ)
Тел.: 8-903-068-89-20
Эл. почта: zhekaiv@mail.ru

Слободян Степан Михайлович
Д-р техн. наук, профессор Института природных ресурсов НИТПУ
Тел.: 8-952-886-72-24
Эл. почта: sms_46@ngs.ru

Ivoylov E.V., Slobodyan S.M.

Inductive structure variation during interturn short circuits on the housing

The paper presents the original theoretical and experimental research of the inductance as a model of coil inductive topology of current conductive structure, with short circuits of adjacent turns. We propose the methodology for conversion techniques of inductive coil structures of equivalent circuits with initially homogeneous topology of turns and violated by interturn fault inductive coil structure short circuit topology within the parameters of the equivalent circuit of the inductive with interturn fault short circuit is proposed.
Keywords: estimation, closing, turn, model, inductive.

СООБЩЕНИЯ

УДК 536.24

С.И. Абрамчук, А.В. Пуговкин

Энергетическая эффективность электрического обогревателя

На основании динамического метода определения коэффициента теплоотдачи отопительного прибора проведено исследование электрического масляного обогревателя. Применение математической модели для отопительного прибора в нестационарном режиме позволяет найти коэффициент теплоотдачи, теплоемкость отопительного прибора и вычислить отдаваемую тепловую энергию. При этом наблюдается достаточная сходимость энергии, вычисленной предлагаемым способом, с энергией, зафиксированной электрическим способом.

Ключевые слова: электрический обогреватель, тепловая энергия, динамический метод, коэффициент теплоотдачи.

Одним из основных критериев выбора электрического масляного обогревателя, как и любого другого отопительного прибора, является отдаваемая им тепловая энергия. Тепловая энергия в этом случае характеризуется коэффициентом теплоотдачи и температурным напором (разницей средних температур между поверхностью радиатора и воздухом в помещении). Эффективность отопительных приборов исследовалась в ряде работ [1, 2]. В основном в этих работах исследовались системы с водяным теплоносителем в стационарном режиме, когда входной тепловой поток и температура радиатора принимали постоянное значение. Интегральный коэффициент теплоотдачи (тепловая проводимость) в этом случае находится из закона Ньютона–Рихмана:

$$G_{\text{ист}} = \frac{P_{\text{тепл}}}{(T_{\text{ист}} - T_{\text{в}})}, \tag{1}$$

где $P_{\text{тепл}}$ – отдаваемая тепловая мощность, Вт; $T_{\text{ист}}$ – средняя температура поверхности отопительного прибора, К; $T_{\text{в}}$ – температура воздуха в помещении, К.

В стационарном режиме отдаваемая тепловая мощность равна вводимой тепловой мощности. Вводимая тепловая мощность в системах с циркуляцией теплоносителя описывается формулой

$$P_{\text{тепл}} = V \cdot \rho \cdot C \cdot (T_1 - T_2), \tag{2}$$

где V – расход теплоносителя, м^3/с; ρ, C – плотность и удельная теплоемкость теплоносителя; T_1, T_2 – температура теплоносителя в подающем и отводящем трубопроводе соответственно, К.

Как правило, коэффициент теплоотдачи отопительного прибора находится экспериментальным путем, при этом стационарный метод требует измерения расхода теплоносителя и двух температур, разность которых невелика.

Нами разработан динамический метод определения коэффициента теплоотдачи [3]. Этот коэффициент определяется при помощи математической модели

$$\frac{dT_{\text{ист}}}{dt} \cdot C_{\text{ист}} = P_{\text{вх}} - G_{\text{ист}} \cdot (T_{\text{ист}} - T_{\text{в}}), \tag{3}$$

где $\frac{dT_{\text{ист}}}{dt}$ – скорость изменения температуры поверхности радиатора во времени; $C_{\text{ист}}$ – теплоемкость отопительного прибора, Дж/К. Данная модель предполагает измерение характеристик отопительного прибора в динамическом режиме, т.е. когда подаваемая входная мощность не равна отдаваемой. В этом случае возможны два варианта: режим нагревания и режим остывания.

В режиме нагревания подаваемая тепловая мощность больше мощности, отдаваемой отопительным прибором. В начальный момент времени рост температуры поверхности радиатора имеет линейный характер, поскольку влияние члена $(T_{\text{ист}} - T_{\text{в}})$ незначительно. Тогда из формулы (3) на основе эксперимента можно вычислить теплоемкость $C_{\text{ист}}$ в окрестностях точки $T_{\text{ист}}$:

$$C_{\text{ист}} = P_{\text{вх}} \cdot \frac{dT_{\text{ист}}}{dt}. \tag{4}$$

В режиме остывания прекращается подача тепловой мощности в отопительный прибор ($P_{\text{вх}} = 0$). В этом случае из уравнения (3) опытным путем можно определить коэффициент теплоотдачи отопительного прибора:

$$G_{\text{ист}} = \frac{dT_{\text{ист}}}{dt} \cdot \frac{C_{\text{ист}}}{(T_{\text{ист}} - T_{\text{в}})}. \quad (5)$$

Из формулы (5) видно, что для вычисления коэффициента теплоотдачи кроме измерения температур необходимо рассчитать производную температуры поверхности радиатора от времени и знать теплоемкость отопительного прибора. Значение теплоемкости находится согласно справочным данным и техническим характеристикам отопительного прибора либо при измерениях в режиме нагревания.

Электрический масляный обогреватель имеет свои отличительные черты по сравнению с отопительными приборами, использующими воду в качестве теплоносителя. В нем в качестве теплоносителя выступает техническое масло, теплоемкость которого заметно изменяется с ростом температуры. Также отсутствует принудительная циркуляция теплоносителя, что приводит к большой неравномерности по температуре на поверхности обогревателя. Масляный радиатор является электроотопительным прибором, в котором вся электрическая энергия преобразуется в тепловую энергию ($P_{\text{вх}} = P_{\text{эл}}$).

Исследования характеристик электрического обогревателя проводились на лабораторном стенде. В нем электропитание на отопительный прибор подавалось через электросчетчик. Максимальная мощность исследуемого восьмизвенного масляного радиатора составляла 800 Вт. На поверхности электрического обогревателя согласно рис. 1 было установлено пять термопар, шестая термопара измеряла температуру воздуха в помещении.

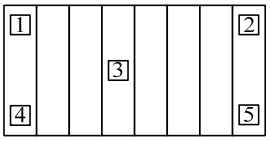


Рис. 1. Схематичное расположение термодатчиков на обогревателе

Сигналы термопар поступали на блок обработки информации, в котором регистрировалось поведение температур во времени. В блоке обработки информации реализованы следующие программные операции:

– сглаживание;

– дифференцирование;

– вычисление теплоемкости отопительного прибора по графику нагревания с помощью формулы (4);

– вычисление коэффициента теплоотдачи отопительного прибора по графику остывания с помощью формулы (5).

На лабораторном стенде был проведен ряд экспериментов. Эксперименты проводили по циклу: нагревание – стационарный режим – остывание при разной подаваемой электрической мощности (40, 50 и 60% от максимальной). За температуру источника принимали среднюю температуру по пяти точкам на поверхности электрического обогревателя, что связано с большой температурной неравномерностью. В ходе исследований разброс температур по поверхности достигал 20 К.

На основе формулы (3) была создана математическая модель электрического обогревателя. Подставив в нее вычисленные коэффициент теплоотдачи, теплоемкость отопительного прибора и значение подаваемой мощности, получили зависимость температуры поверхности отопительного прибора по такому же, как в эксперименте, циклу: нагревание – стационарный режим – остывание. На рис. 2 приведены результаты моделирования и эксперимента для подаваемой электрической мощности в 50% от максимальной.

Из рис. 2 видно, что изменение температуры поверхности радиатора при нагревании сначала имеет линейный характер, а затем входит в режим насыщения. Остывание происходит по закону, близкому к экспоненциальному. Эти фазы теплового режима отопительного прибора можно использовать для определения его характеристик. Теплоемкость $C_{\text{ист}}$ вычисляли в фазе нагревания по формуле (4) в точке, близкой к $T_{\text{ист}} = T_{\text{в}} = 293$ К, и получили значение $C_{\text{ист}} = 5844$ Дж/К. Согласно справочным данным [4], при росте температуры на 60 К значение теплоемкости масла линейно возрастает от $C_{\text{ист}} = 5844$ Дж/К до $C_{\text{ист}} = 6453$ Дж/К. Следовательно, при игнорировании температурной зависимости дополнительная погрешность может составлять 9,5%. В дальнейших расчетах учитывали эту зависимость при вычислении коэффициента теплоотдачи и тепловой энергии. Для стационарного режима определили коэффициент теплоотдачи по формуле (1): $G_{\text{ист}} = 12{,}6$ Вт/К. За-

висимость коэффициента теплоотдачи отопительного прибора от температурного напора вычисляли из фазы остывания по формуле (5). Полученная зависимость представлена на рис. 3.

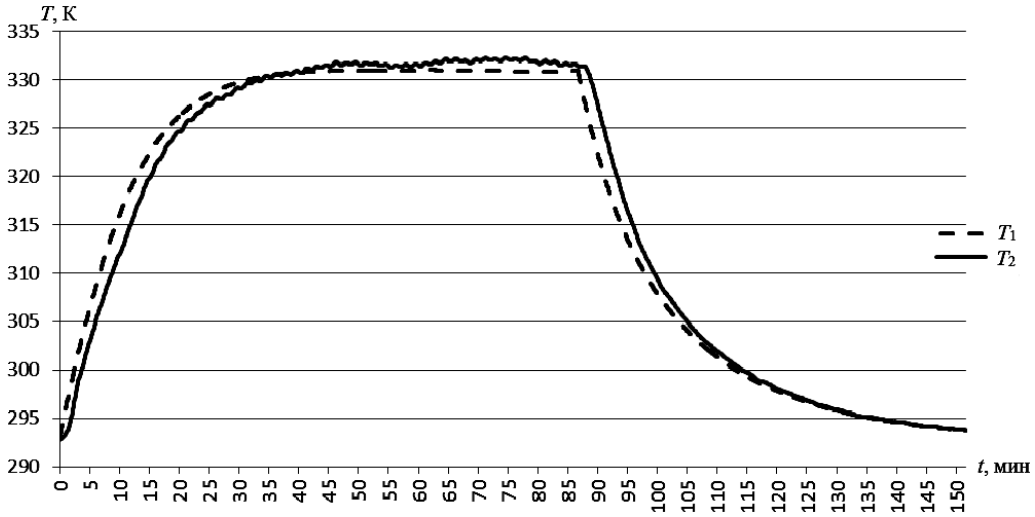


Рис. 2. Зависимость температуры радиатора при нагревании и остывании: T_1 – рассчитанная по модели; T_2 – экспериментальная

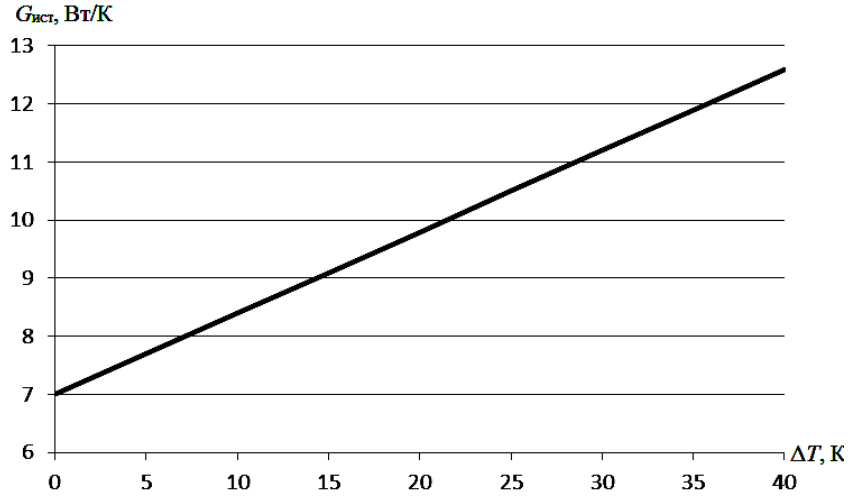


Рис. 3. Зависимость коэффициента теплоотдачи отопительного прибора от температурного напора

С целью проверки адекватности полученной зависимости рассчитывалась тепловая энергия, для этого вычислялись интегралы во времени по мгновенным значениям мощности. Тепловая мощность в каждый момент времени вычислялась по закону Ньютона–Рихмана с учетом текущих значений температурного напора и соответствующих им значений коэффициента теплоотдачи и теплоемкости отопительного прибора. Полученное значение тепловой энергии сравнивали с показаниями электросчетчика. При электрической мощности, равной 50% от максимальной для данного типа приборов (800 Вт), разница составила 6,9%. Также провели эксперименты для расчета тепловой энергии при других мощностях. Данные по результатам экспериментов, накопленные за 2,5 ч, приведены в таблице.

Тепловая энергия и погрешность ее измерения

Подаваемая мощность, в % от максимальной	Тепловая энергия, Вт·ч	Электрическая энергия, Вт·ч	Погрешность измерения, %
60	1196,4	1200	0,3
50	931	1000	6,9
40	736,8	800	7,9

Проведенное исследование позволяет сделать следующие выводы.

Динамический метод исследования теплового режима отопительных приборов на базе дифференциальных уравнений позволяет осуществлять экспресс-анализ характеристик электрических масляных обогревателей. В этом случае вся зависимость коэффициента теплоотдачи в заданном диапазоне температур может быть получена за один цикл остывания (до 4 ч). При классическом способе измерения коэффициента теплоотдачи нахождение данной зависимости по пяти точкам требует времени до трех суток.

Динамический метод позволяет найти теплоемкость отопительного прибора, включая ее зависимость от температуры.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки РФ по контракту № 02.G25.31.0107 от 14 августа 2014 г.

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: 22.11.2014).

2. Черепанов В.Я. Методы и средства метрологического обеспечения измерений параметров теплообмена и теплоносителей: дисс… д-ра техн. наук: 05.11.15, 05.11.01 – Новосибирск, 2005. – 276 с.

3. Пуговкин А.В. Динамический метод измерения эффективности отопительных приборов / А.В. Пуговкин, С.В. Купреков, В.А. Медведев, В.С. Степной // Приборы. – 2014. – № 7. – С. 10–15.

4. Казанцев Е.И. Промышленные печи: справочное руководство для расчетов и проектирования. – 2-е изд., доп. и перераб. – М.: Металлургия, 1975. – 368 с.

Абрамчук Станислав Игоревич
Инженер каф. телекоммуникаций и основ радиотехники (ТОР) ТУСУРа
Тел.: 8-906-959-78-40
Эл. почта: zidanes@sibmail.com

Пуговкин Алексей Викторович
Д-р техн. наук, профессор каф. ТОР
Тел.: 8-913-822-95-60
Эл. почта: PugovkinAV@tor.tusur.ru

Abramchuk S.I., Pugovkin A.V.

Power efficiency of an electric heater

We investigated an electric oil heater on the basis of the dynamic method for determining the heat transfer coefficient of a heater. The given mathematical model is used to find the heat capacity of a heater using the experimental data. We received enough data for practical convergence of the energy values calculated using a mathematical energy with the energy calculated electrically.

Keywords: electric heater, thermal energy, dynamic method, heat transfer coefficient.

УДК 62-529

А.В. Майстренко, А.А. Светлаков

Косвенное измерение расхода жидкости, перекачиваемой насосными агрегатами

Обсуждаются результаты исследования методов косвенного измерения расхода перекачиваемой насосными агрегатами (НА) жидкости, основанных на использовании их напорных характеристик. Приведены результаты экспериментальных исследований косвенных методов, основанных на аппроксимации напорной характеристики НА алгебраическими полиномами 2-го и 3-го порядков, иллюстрирующие их работоспособность и пригодность для решения прикладных задач ретроспективного оценивания коэффициентов полиномов, аппроксимирующих напорные характеристики НА. Приведены относительные погрешности косвенного измерения расхода перекачиваемой жидкости с применением данных полиномов.
Ключевые слова: расходомер, насосный агрегат, косвенное измерение, полином.

Одним из необходимых условий эффективной эксплуатации современных трубопроводов, предназначенных для перекачки нефти, нефтепродуктов и других жидкостей насосными агрегатами (НА), является знание значений расхода Q перекачиваемой жидкости через заданные сечения трубопровода в тот или иной момент времени. Знание данных значений позволяет формулировать и решать целый ряд задач, связанных с построением математических моделей и численным моделированием различных технологических процессов и оборудования трубопроводов, а также управления данными процессами и оборудованием в реальном масштабе времени, и решать другие задачи.

Однако чрезмерно высокая стоимость расходомеров перекачиваемых жидкостей не позволяет оснастить реальные трубопроводы достаточным количеством данных приборов. Следствием этой причины является и то, что расходомеры устанавливаются только на определенных участках трубопроводов и на больших расстояниях друг от друга. Такое размещение расходомеров приводит к недостаточности информации о расходах перекачиваемой нефти и нефтепродуктов через различные участки трубопроводов. Кроме высокой стоимости современным расходомерам присущи и такие недостатки, как недостаточно высокая надежность и сложность их эксплуатации и т.п. Перечисленные недостатки расходомеров обусловливают актуальность задачи создания и исследований методов косвенного измерения расхода перекачиваемой жидкости НА и разработки аппаратно-программных устройств, реализующих данные методы. Создание подобных устройств и оснащение ими различных трубопроводов позволит повысить надежность и эффективность эксплуатации данных трубопроводов.

В предлагаемой работе обсуждаются некоторые результаты исследования методов косвенных измерений расхода перекачиваемой жидкости насосами, основанных на использовании их напорных характеристик. Существующая в настоящие время оснащенность НА достаточно надежными, дешевыми и простыми в эксплуатации манометрами и другими датчиками давления, позволяющими с высокой точностью измерять развиваемое ими давление, а также имеющиеся возможности построения мощностных характеристик данных агрегатов, достаточно адекватно описывающих зависимость развиваемого НА давления P от расхода Q перекачиваемой им жидкости, открывают широкие возможности для практической реализации рассматриваемого в работе метода косвенного измерения расхода жидкости, перекачиваемой НА.

Данный метод может найти применение в современных нефте- и газопроводах, в трубопроводных системах водоснабжения в ЖКХ и др., в качестве оценочного метода для измерения расхода перекачиваемой жидкости НА. Предлагаемый метод с достаточно высокой точностью позволит учитывать старение, износ, а также изменения реологических характеристик жидкости, перекачиваемой НА.

Содержательная и математическая сущность задачи косвенного измерения расхода перекачиваемой жидкости насосными агрегатами. Как известно из теории и практики технических измерений [1], косвенным измерением той или иной физической, химической, экономической и т.п. величины принято называть ее измерение или, что то же самое, определение ее численного значения, основанное на использовании известной функциональной зависимости между значениями дан-

ной величины и значениями некоторой другой величины, доступной для непосредственных измерений. При этом, как правило, предполагается, что используемая функциональная зависимость между косвенно измеряемой и непосредственно измеряемой величинами является взаимно однозначной, т.е. такой, что любому значению непосредственно измеряемой величины соответствует единственное значение косвенно измеряемой величины, и наоборот. В нашем случае непосредственно и косвенно измеряемыми величинами являются соответственно давление P, развиваемое НА, и расход Q жидкости перекачиваемой НА, а используемой при этом функциональной зависимостью между численными значениями данных величин является так называемая напорная характеристика НА или, что то же самое, (Q, P)-характеристика НА, описывающая зависимость развиваемого им давления P от расхода Q перекачиваемой жидкости. Отсюда видно, что содержательная сущность задачи косвенного измерения расхода перекачиваемой жидкости НА с использованием их напорных характеристик заключается в определении неизвестного численного значения расхода Q перекачиваемой НА жидкости, соответствующего измеренному и, таким образом, известному численному значению развиваемого им давления P, с использованием при этом его напорной характеристики.

С точки зрения математического анализа напорная характеристика НА является не чем иным, как некоторой функцией, определяемой равенством вида

$$P = P(Q). \quad (1)$$

При этом данная функция может быть задана как таблично, так и графически или аналитически, т.е. в виде той или иной формулы, связывающей значения P и Q. Вполне очевидно, что независимо от того, в каком из отмеченных выше виде задана (Q, P)-характеристика НА, она представляет зависимость давления P, развиваемого НА, от расхода Q перекачиваемой им жидкости. Очевидно также, что с математической точки зрения задача косвенного измерения расхода Q сводится к вычислению численного значения Q_0 расхода Q, соответствующего заданному значению P_0 развиваемого НА давления P. Как вытекает из (1), вычисление значения Q_0, в свою очередь, сводится к решению следующего уравнения:

$$P_0 = P(Q_0). \quad (2)$$

Для упрощения последующих рассмотрений и изложения их результатов всюду далее будем рассматривать конкретный НА типа Д2500-62, широко используемой в различных отечественных трубопроводах [2]. Графическое представление напорной характеристик данного НА приведен на рис. 1, все зависимости на котором получены в заводских условиях, посредством реальных испытаний. (Q, P)-характеристика на рис. 1 в явном виде не представлена, но ее легко получить, пересчитав по формуле $P_i = H_i \times \rho g$, где H – напор; ρ – плотность перекачиваемой жидкости; g – ускорение свободного падения.

Как показывает выполненный нами анализ аналогичный вид имеют и графики (Q, P)-характеристик всех других НА, выпускаемых отечественной промышленостью и используемых для технологического оснащения отечественных трубопроводов. Поэтому излагаемые ниже результаты оказываются достаточно универсальными и легко распространяются на другие типы данных НА.

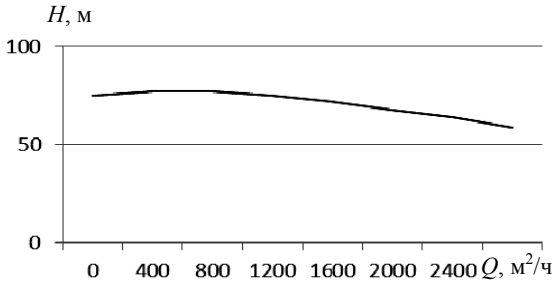


Рис. 1. Графическое представление мощностной и других характеристик НА типа Д2500-62

Анализируя приведенный график, нетрудно обнаружить, что (Q, P)-характеристика НА является непрерывной, достаточно гладкой и монотонно убывающей с увеличением Q функцией, и эти особенности данных характеристик имеют место на всем интервале I_Q значений расхода Q перекачиваемой жидкости. С точки зрения математического анализа и теории аппроксимации вещественных функций одного вещественного аргумента [3] данные особенности (Q, P)-характеристики НА означают, что ее можно сколь угодно точно аппроксимировать многими хорошо изученными и широко используемыми для аппроксимации вещественных функций одного вещественного аргумента, заданных таблично или графически, как это имеет место в нашем случае, простейшими функциями.

Наиболее популярными примерами таких функций являются алгебраические и тригонометрические полиномы, а также экспоненциальными полиномы и дробно-рациональные функции и др.

Как известно из математического анализа [3], из упомянутых выше функций наиболее просто устроенными и, соответственно, наиболее доступными для вычислений и аналитических исследований, а также для различных практических приложений являются алгебраические полиномы. Как показывают результаты выполненных нами численных экспериментов, применение алгебраических полиномов второго порядка позволяет получить вполне приемлемую точность аппроксимации (Q, P)-характеристик. Отсюда вытекает, что данную характеристику НА можно достаточно обоснованно представить следующим равенством:

$$P(Q) = c_0 + c_1 \times Q + c_2 \times Q^2, \quad (3)$$

где c_0, c_1 и c_2 – постоянные коэффициенты, не зависящие от расхода Q перекачиваемой НА жидкости.

Некоторые количественные оценки погрешностей и точности аппроксимации (Q, P)-характеристики НА типа Д2500-62 алгебраическими полиномами вида (3), подтверждающие обоснованность данного заключения, рассматриваются ниже.

Анализ возможных подходов к решению задач косвенного измерения расхода перекачиваемой жидкости НА с использованием его (Q, P)-характеристики. Рассмотрим два подхода к решению данной задачи, основанных на различных способах задания (Q, P)-характеристик НА.

Подход, основанный на использовании (Q, P)-характеристики НА, приведен в табл. 1, где приняты следующие условные обозначения:

Таблица 1

Напорная характеристика НА

j	Q_j	P_j
1	Q_1	P_1
2	Q_2	P_2
...	...	...
m	Q_m	P_m

j – так называемые ранги значений Q_j расхода Q, упорядоченных по их возрастанию или, что то же самое, порядковые номера значений Q_j расхода Q, присвоенные им в упорядоченной по возрастанию совокупности значений расхода жидкости Q, перекачиваемой НА;

m – число имеющихся значений Q_j расхода жидкости через НА, удовлетворяющее неравенствам $3 < m < \infty$;

Q_j – значение расхода Q, занимаемое j-е место в упорядоченной по возрастанию совокупности значений расхода Q;

P_j – значение развиваемого НА давления P, соответствующее j-му значению Q_j расхода Q.

Поиск значения Q_0 расхода Q, соответствующего значению P_0 развиваемого НА давления P, можно осуществить многими хорошо известными в настоящие время методами решения подобных задач, например, такими как: 1) метод дихотомии; 2) метод чисел Фибоначчи; 3) метод золотого сечения; 4) метод стохастической аппроксимации и др., что, очевидно, является достоинством данного подхода.

Недостатком данного подхода является то, что нужно выделять значительные объемы памяти для хранения табл. 1. Так как она содержит вещественные числа и под одно такое число надо выделить от 4 до 8 байтов памяти, а под таблицу в целом нужно выделить $4 \times 2 \times m$ или $8 \times 2 \times m$ байтов памяти. При больших значениях m ее размеры оказываются весьма значительными. Современные микропроцессоры (МП) и микроконтроллеры (МК) обладают большими объемами памяти и позволяют хранить и обрабатывать данные в больших объёмах. Однако их использование приводит к существенному повышению стоимости устройства, разрабатываемого на их основе, что ограничивает, а в ряде случаев исключает возможность их применения. Кроме того, при хранении не одной таблицы вида 1, а десятков, сотен и более, что при создании реальных автоматизированных систем управления, как правило, и имеет место, у многих МП и МК оказывается недостаточно памяти. Данную проблему, очевидно, можно решить, подключив внешние периферийные устройства памяти, такие как FLASH-карты или HDD. Однако очевидно также, что подключение данных устройств приведет к ухудшению динамических свойств и прежде всего быстродействия, повышению стоимости и снижению надежности создаваемого аппаратно-программного комплекса косвенного измерения расхода жидкости, перекачиваемой НА.

Подход, основанный на использовании напорной характеристики НА, заданной аналитически. Как отмечено выше, напорную характеристику НА можно со сколь угодно малой погрешностью аппроксимировать многими известными в настоящие время полиномами и другими достаточно просто устроенными функциями. Однако для обеспечения наибольшей экономичности алгоритмов косвенного измерения расхода, перекачиваемой НА жидкости, как по объемам вычислений, так и по объемам памяти, необходимых для реализации данных алгоритмов с применением средств вычислительной техники, наиболее целесообразно использовать алгебраические полиномы вида (3), используя для определения их коэффициентов c_0, c_1 и c_2 какой-либо известный метод оценивания [4] и табл. 1. Как непосредственно видно из (3), при использовании любого из полиномов

вычисление значения Q_0, соответствующего заданному значению P_0, сводится к решению алгебраического уравнения 2-го порядка, корни которого легко вычисляются аналитически.

Некоторые результаты численных экспериментов. Целью экспериментов являлись аппроксимация (Q, P)-характеристики НА типа Д2500-62 алгебраическими полиномами различных порядков и оценка их точностных характеристик.

Вычисление коэффициентов полиномов осуществлялось методом оценивания неизвестных величин, основанным на использовании псевдообратных матриц [4, 5]. При этом в качестве необходимых для его применения исходных данных использовались численные значения расхода Q, и развиваемого давления P, полученные в результате оцифровки графиков (Q, P)-характеристики НА, представленной на рис. 1. Оцифровка выполнялась с шагом дискретизации ΔQ = 30 м^3/ч. В результате было получено 100 точек (Q_j, P_i), $i = \overline{1,100}$.

Таблица 2

Результаты численных экспериментов

Порядок полинома	Коэффициенты полинома				S, Па	δ, %
	c_0	c_1	c_2	c_3		
1	8,038e+5	–81,157	0,0	0,0	3,257e+5	4,299
2	7,337e+5	60,408	–0,0472	0,0	3,271e+4	0,391
3	7,389e+5	39,015	–0,0293	–3,973e–6	2,511e+4	0,314

В результате решения задачи аппроксимации численных значений Q_j и P_j алгебраическими полиномами 1-, 2- и 3-го порядков были получены численные значения коэффициентов полиномов, приведенные в табл. 2. В этой же таблице приведены численные значения средней квадратической ошибки S и средней относительной ошибки δ.

Здесь S – средняя квадратичная ошибка, а δ – средняя относительная ошибка аппроксимации (Q, P)-характеристики НА.

Очевидно, что полином 1-го порядка не описывает напорную характеристику с приемлемой для практических приложений точностью. Использовать данный полином для решения рассматриваемой задачи косвенного измерения расхода Q перекачиваемой НА жидкости нецелесообразно, так как вычисленное значение Q_0 расхода Q заметно отличается от истинного значения $Q_{ист}$ расхода Q.

Результаты аппроксимации напорной характеристики НА полиномом 3-го порядка представлены графически на рис. 2, аналогичные результаты получены и для полинома 2-го порядка но здесь они не приводятся. Анализируя данные результаты, можно видеть, что полиномы 2-го и 3-го порядков аппроксимируют напорную характеристику НА с достаточно с высокой точностью. Как можно увидеть из табл. 2, средняя относительная ошибка аппроксимации составляет меньше 0,5%.

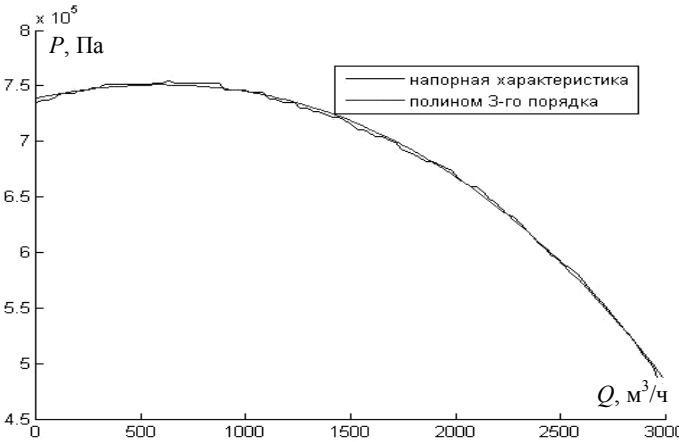


Рис. 2. Исходная функция и аппроксимирующий полином третьего порядка

Вычислим значения Q_0 расхода Q, используя полиномы 2-го и 3-го порядков, коэффициенты которых были получены в результате аппроксимации и представлены в табл. 2.

В данном эксперименте рассматривался участок рабочей части напорной характеристики НА типа Д2500-62 от 2000 до 3000 м^3/ч. Относительная погрешность при использовании полинома 2-го порядка не превышает 2,5%. На рис. 3 представлен график зависимости относительной ошибки δ от истинного значения $Q_{ист}$ расхода Q, полученной по одной выборке при использовании полинома 3-го порядка.

Как показывают результаты выполненных расчетов, при вычислении расхода Q, с использованием полинома 3-го порядка относительная погрешность не превышает 1,3%, это можно увидеть из рис. 3.

Заключение. Резюмируя изложенное в предшествующих разделах, отметим три основных результата.

1. Предложен и исследован метод косвенного измерения расхода перекачиваемой жидкости НА, основанный на аппроксимаций (Q, P)-характеристики НА алгебраическими полиномами 1-, 2- и 3-го порядков.

2. Предлагаемый метод позволяет с достаточно высокой точностью аппроксимировать напорную характеристику НА, что, в свою очередь, позволяет формулировать и решать не только задачи косвенного измерения расхода перекачиваемой жидкости, но и задачи, связанные с построением математических моделей и численным моделированием технологических процессов и оборудования трубопроводов.

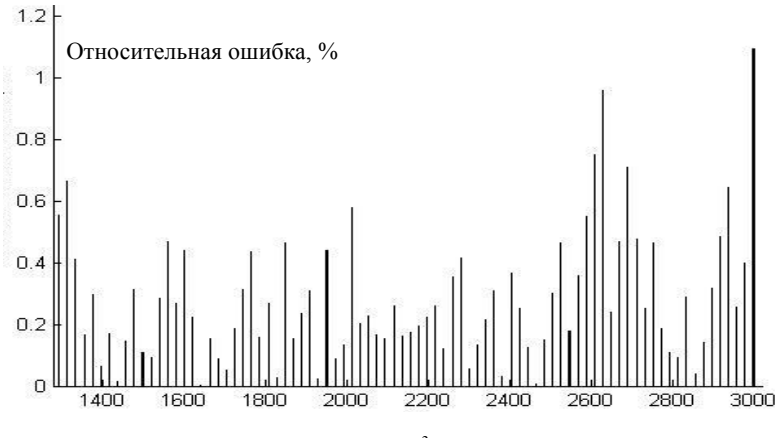


Рис. 3. Зависимость относительной погрешности от истинного значения расхода, при использовании полинома 3-го порядка

3. Результаты численного моделирования предложенного метода наглядно иллюстрируют его работоспособность и пригодность для решения прикладных задач в ретроспективном режиме, что открывает широкие перспективы для его применения в проектировании автоматических и автоматизированных систем управления трубопроводами.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, грант №13-08-00092.

Литература

1. Эрастов В.Е. Метрология, стандартизация и сертификация: учеб. пособие. – Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. – 266 с.

2. Жабо В.В. Гидравлика и насосы. – 2-е изд., перераб.: учеб. пособие / В.В. Жабо, В.В. Уваров. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 328 с.

3. Фихтенгольц Г.М. Основы математического анализа: учеб. для вузов. – Ч. 1. – СПб.: Лань, 2001. – 440 с.

4. Светлаков А.А. Обобщенные обратные матрицы: некоторые вопросы теории и применения в задачах автоматизации управления процессами. – Томск: Изд-во НТЛ, 2003. – 388 с.

5. Карелин А.Е. Обобщенные обратные матрицы и их применение в задачах автоматизации технологических процессов и производств: учеб. пособие / А.Е. Карелин, А.В. Майстренко, А.А. Светлаков. – Томск: Том. гос. ун-т. систем упр. и радиоэлектроники, 2010. – 147 с.

Майстренко Андрей Васильевич
Канд. техн. наук, доцент каф. ЭСАУ
Тел.: +7 (382-2) 90-01-93
Эл. почта: maestro67@mail.ru

Светлаков Анатолий Антонович
Д-р техн. наук, профессор каф. ЭСАУ
Тел.: +7 (382-2) 90-01-93
Эл. почта: iit@tusur.ru

Maystrenko A.V., Svetlakov A.A.

The indirect measurement of oil flow rate, delivered with a pump unit

The paper discusses the results of a study of methods of indirect measurement of the flow of the pumped pumping units (PU) of the liquid based on the use of their pressure characteristics. The experimental results of indirect methods are given based on the approximation of the pressure characteristics on algebraic polynomials of 2nd and 3rd order to illustrate their efficiency and suitability for applications retrospective estimation of the coefficients of polynomials approximating pressure characteristics on. The relative error of indirect measurement of the flow of the pumped liquid using these polynomials is given.

Keywords: flowmeter, pumping unit, indirect measurement, a polynomial.

УДК 616-71

В.Н. Учаев, А.В. Кобзев, В.Д. Семенов, Д.О. Пахмурин, А.Ю. Хуторной, А.В. Литвинов

Согласование рабочего инструмента с ультразвуковой колебательной системой для введения иглы в биологическую ткань при реализации локальной гипертермии

Предложена методика расчета ультразвуковой колебательной системы (УЗКС) с рабочим инструментом (РИ) на одну длину волны ультразвуковых колебаний в материале, получена формула зависимости части длины УЗКС от длины РИ. Получена 3D модель УЗКС с учетом размеров РИ, рассчитанных по формуле, предложенной авторами. Проведен модальный анализ рассчитанной конструкции в среде ANSYS®.

Ключевые слова: ультразвук, колебания, модальный анализ, пьезоэлемент.

Для реализации способа управляемой локальной гипертермии с применением игольчатых нагревателей, далее РИ [1], необходимо их введение в биологическую ткань под действием ультразвуковых колебаний (УК). Исходя из медицинских требований, амплитуда УК должна лежать в пределах от 3 до 30 мкм, частота – в пределах от 25 до 35 кГц. Применение УК для введения РИ необходимо, чтобы уменьшить усилия ввода при прохождении тканей, кровопотерю и болевые ощущения, а также для ускорения заживления раневых каналов. Эти положительные эффекты связаны с нагревом за счет ультразвука и коагулированием тканей раневого канала, кроме того при таком введении имеет место раздвигание крупных кровеносных сосудов, что, в свою очередь, снижает вероятность возникновения кровотечений [2, 3].

Для того чтобы вводимый РИ имел продольные колебания с заданными параметрами, необходимо согласовать его с ультразвуковой колебательной системой (УЗКС) с учетом того, что длина и диаметр РИ могут меняться в широких пределах. Согласование необходимо чтобы по всей длине УЗКС с РИ помещалась одна длина волны ультразвуковых колебаний либо ее половина, это достигается применением отражающей и излучающей накладок с концентратором, от них и РИ зависят размеры рис.1,

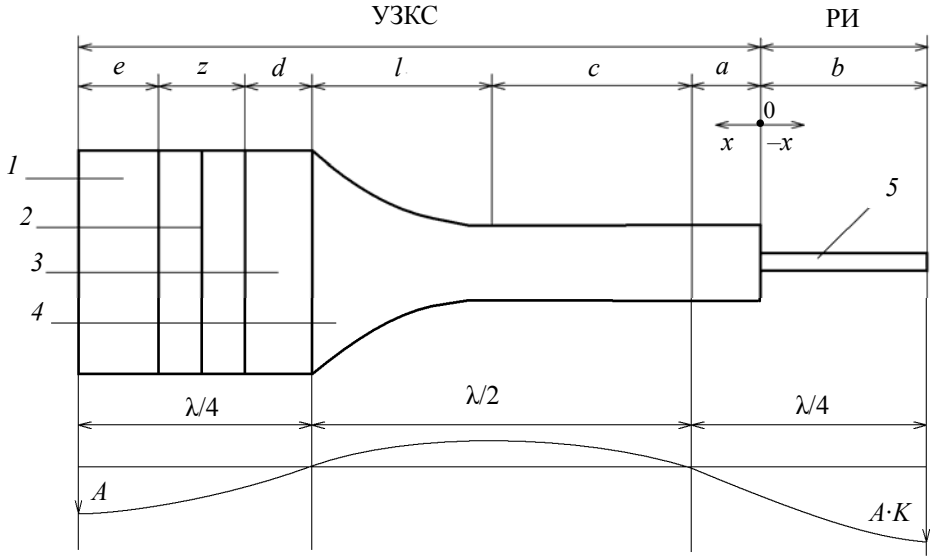


Рис. 1. УЗКС с РИ и распределение амплитуды колебания: *1* – отражающая накладка; *2* – пьезоэлементы; *3* – излучающая накладка; *4* – составной концентратор (экспоненциальный и линейный); *5* – РИ

В общем виде уравнение продольных колебаний может быть представлено дифференциальным уравнением в частных производных (1) [4]:

$$S\frac{\partial^2 U}{\partial t^2}=c^2\frac{\partial}{\partial x}\left(S\frac{\partial U}{\partial x}\right), \quad (1)$$

где S – площадь поперечного сечения; U – перемещение РИ; c – скорость звука в материале.

Рассмотрим общее решение этого уравнения для участка (*a*, *b*) (см. рис.1), (2), (3) [4]:

$$U_1(x,t)=\left(A\cdot\cos\frac{\omega}{c_1}\cdot x+B\cdot\sin\frac{\omega}{c_1}\right)\cdot\sin(\omega\cdot t+\varphi), \quad (2)$$

$$U_2(x,t)=\left(C\cdot\cos\frac{\omega}{c_2}\cdot x+D\cdot\sin\frac{\omega}{c_2}\right)\cdot\sin(\omega\cdot t+\varphi), \quad (3)$$

где *A*, *B*, *C*, *D* – неизвестные коэффициенты полученные в результате решения уравнения (1).

Граничные условия здесь записываются следующим образам, с учетом того, что U_1 –это перемещение по длине a, U_2 – по длине b:

При $x = a$, $U_1 = 0$; при $x = 0$ $U_2 = U_1$, $E_2\cdot S_2\frac{\partial U_2}{\partial x}=E_1\cdot S_1\frac{\partial U_1}{\partial x}$; при $x = -b$, $\frac{\partial U_1}{\partial x}=0$ [4].

Используя граничные условия и зная что $a+b=\frac{\lambda}{4}$, $\omega_i^*=\frac{\omega_i}{c_i}$ можно получить выражение зависимости длины участка УЗКС *a* от размера РИ *b* (4):

$$a=\frac{\operatorname{arctg}\left(\frac{E_1\cdot S_1\cdot\omega_1^*}{E_2\cdot S_2\cdot\omega\cdot\operatorname{tg}(b\cdot\omega_2^*)}\right)}{\omega_1^*}, \quad (4)$$

где S_1, S_2 – это площади соприкосновения участка УЗКС с РИ; E_1, E_2 – модули Юнга металла УЗКС и РИ; c_1, c_2 – скорости звука в УЗКС и РИ.

Для длины участка *c* УЗКС можно воспользоваться уравнением, формула (5) [4]:

$$s=\frac{n\cdot c_i}{2\cdot f}, \quad (5)$$

где *n* – количество полуволн, помещающихся в концентраторе; *f* – заданная частота работы 30 кГц.

Для длины участка *l* УЗКС можно воспользоваться формулами (6) и (7) [5]:

$$l=\frac{n\cdot c_i}{2\cdot f}\cdot\sqrt{1+\left(\frac{\ln(K)}{\pi\cdot n}\right)^2}, \quad (6)$$

$$K=\frac{D_1}{D_2}, \quad (7)$$

где *K* – коэффициент трансформации; D_1, D_2 – диаметры большей и меньшей части концентратора.

Используя методику расчета, приведенную для длины *b* РИ и длины *a* УЗКС, можно определить размеры оставшихся участков: *e* = 1 см, *z* = 1,5 см, *d* = 0,8 см. Участок *e* – это толщина отражающей накладки; *z* – толщина пьезоэлементов; *d* – толщина излучающей накладки [4].

Используя формулы (5)–(7), получим размеры участков: *c* = 4,15 см, *l* = 4,8 см. Если подставить длину РИ *b* = 4 см в формулу (4), длина линейного участка УЗКС *a* будет составлять 1 см.

С использованием полученных размеров в среде SolidWorks была создана 3D-модель УЗКС с РИ, рассчитанная на 30 кГц (рис. 2).



Рис. 2. Внешний вид модели УЗКС с РИ

Для определения собственных частот колебаний данной модели УЗКС был проведен модальный анализ в среде ANSYS [6]. В данной модели материалом для излучающей и отражающей на-

кладок, экспоненциального и прямолинейного участков УЗКС был выбран титан – марки ВТ6. Материал РИ – медицинская сталь 12Х18Н10Т.

На рис. 3, 4 приведены результаты модального анализа:

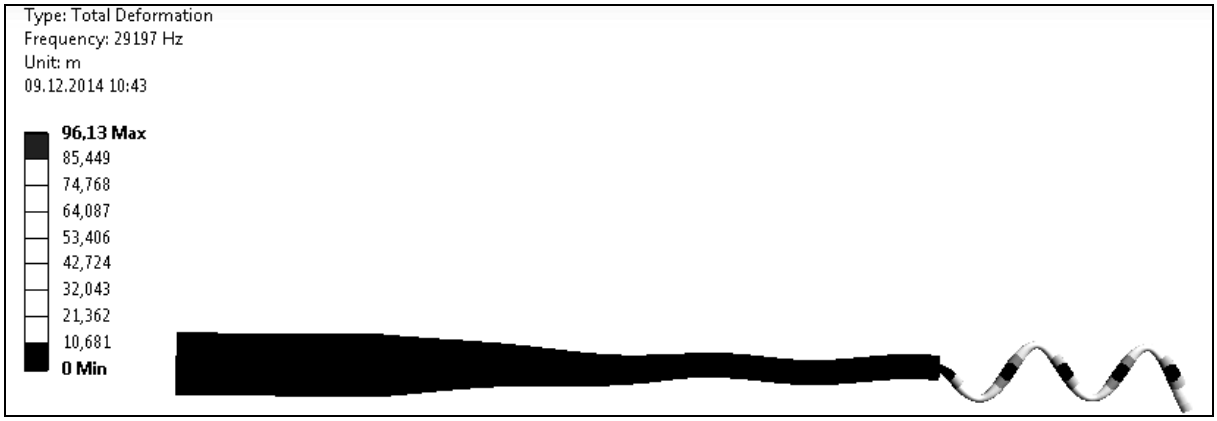


Рис. 3. Изгибные колебания УЗКС на частоте 29197 Гц

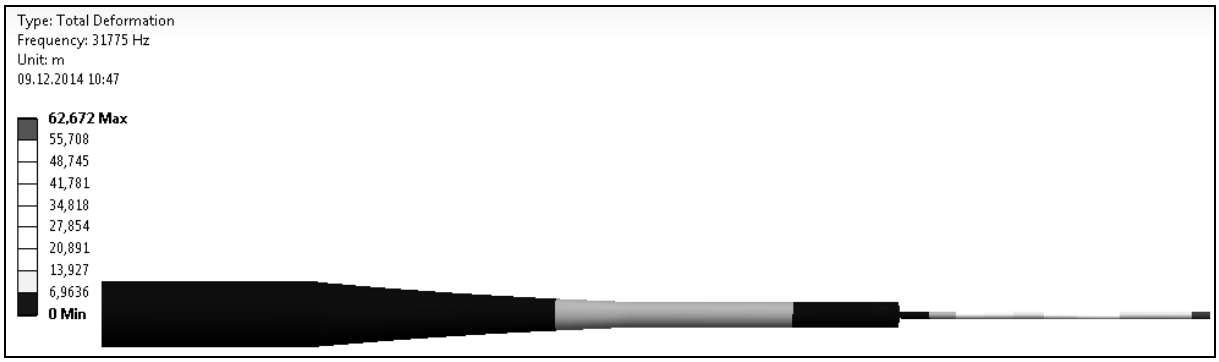


Рис. 4. Продольные колебания на частоте 31775 Гц

Проведенный модальный анализ в среде ANSYS показывает, что в пределах заданной расчетной частоты 30 кГц УЗКС с РИ может иметь изгибные колебания на частоте 29197 Гц и продольные на частоте 31775 Гц. Необходим режим с продольными колебаниями, соответственно после конструирования и согласования УЗКС с генератором возбуждающих импульсов можно будет настроить ультразвуковое устройство на механический резонанс с продольными колебаниями РИ, их амплитуда будет зависеть от прикладываемого напряжения и суммарного коэффициента усиления УЗКС.

Полученная формула зависимости длины участка УЗКС *a* от длины РИ *b*, учитывающая площади соприкосновения и материалы, совместно с формулами для расчета участков УЗКС могут применяться для расчета различных видов УЗКС и РИ.

Литература

1. Управление электронными игольчатыми нагревателями при реализации метода локальной гипертермии и его экспериментальная проверка / А.В. Кобзев, В.Д. Семенов, Д.О. Пахмурин, А.В. Литвинов, А.Ю. Хуторной, В.Н. Учаев // Доклады ТУСУРа. – 2010. – № 2 (22), ч. 2. – С. 300–302.

2. Миллер Э. Применение ультразвука в медицине / Э. Миллер, К. Хилл. – М.: Мир, 1989. – 568 с.

3. Акопян В.Б. Основы взаимодействия ультразвука с биологическими объектами / В.Б. Акопян, Ю.А. Ершов. – М.: МГТУ, 2005. – 224 с.

4. Кумабэ Д. Вибрационное резание. – М.: Машиностроение, 1985. – 182 с.

5. Гершгал, Д.А. Ультразвуковая технологическая аппаратура / Д.А. Гершгал, В.М. Фридман. – М.: Энергия, 1976. – 500 с.

6. Басов К.А. ANSYS в примерах и задачах / К.А. Басов, Д.Г. Красновский. – М.: КомпьютерПресс, 2002. – 224 с.

Учаев Виктор Николаевич
Инженер ООО «ПромЭл», г. Томск
Тел.: 8-923-423-17-00
Эл. почта: viktor_86@sibmail.com

Кобзев Анатолий Васильевич
Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. промышленной электроники (ПрЭ) ТУСУРа
Тел.: (382-2) 51-05-30
Эл. почта: akobzev@ie.tusur.ru

Семенов Валерий Дмитриевич
Канд. техн. наук, профессор, зам. зав. каф. ПрЭ по научной работе
Тел.: (382-2) 413-918
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

Пахмурин Денис Олегович
Канд. техн. наук, доцент, зав. лаб. каф. ПрЭ
Тел.: 8-903-913-46-38
Эл. почта: mbasmt@gmail.com

Хуторной Александр Юрьевич
Аспирант каф. ПрЭ, мл. науч. сотрудник
лаборатории интеллектуально-модуляционных энергетических систем
Тел.: 8-913-883-26-26
Эл. почта: work.tusur@gmail.com

Литвинов Александр Викторович
Инженер ООО «ПромЭл»
Тел.: 8-923-414-13-33
Эл. почта: exet-@mail.ru

Uchaev V.N., Kobzev A.B., Semenov V.D., Pakhmurin D.O., Khutornoy A.Y. Litvinov A.V.
Harmonization of the working tool with the ultrasonic vibrating system for insertion of the needle into the biological tissue in the implementation of local hyperthermia

We propose the design procedure of ultrasonic oscillatory system (UOS) with a working tool (WT) at one wavelength of ultrasonic vibrations in the material obtained according to the formula of the length of the UOS from WT. We received a 3D model of UOS with allowance for the WT size, calculated according to the formula proposed by the authors. The modal analysis of the calculated structure designed in the ANSYS.
Keywords: ultrasound, vibrations, modal analysis, piezoelectric element.

УДК 616-71

А.В. Литвинов, А.В. Кобзев, В.Д. Семенов, Д.О. Пахмурин, В.Н. Учаев, А.Ю. Хуторной

Электротепловая модель локального объёма живой ткани для исследования тепловых процессов при реализации локальной гипертермии

Описывается модель области живой биологической ткани, полученная с использованием электротепловой аналогии. Модель обеспечивает возможность проводить исследования тепловой передачи энергии от игольчатых нагревателей, окружающих биологическую ткань, в ходе реализации локальной гипертермии.

Ключевые слова: электротепловая аналогия, биологическая ткань, теплопередача, теплоёмкость, электрическая модель.

Разработан комплекс для реализации локальной гипертермии [1–3], предназначенный для лечения онкологических заболеваний мягких тканей. Принцип его работы заключается в стабилизации температуры на игольчатых нагревателях. Игольчатые нагреватели помещают вокруг опухоли, а устройство стабилизирует температуру 45 °С на каждом игольчатом нагревателе. Процесс стабилизации температуры на каждом нагревателе не зависим от других. Чтобы проверить правильность работы устройства стабилизации температуры комплекса локальной гипертермии и верность расчета параметров схемы, планируется создать его электрическую модель. Модель будет управлять процессом стабилизации температуры на нагревателе согласно заложенным алгоритмам программы. Но для начала необходимо создать модель локальной области живой ткани в той же программной среде, в которой будет создана модель устройства стабилизации температуры. В качестве среды моделирования выбран Matlab, так как в нем есть все необходимые пакеты и инструменты.

Для того чтобы построить модель локальной области живой ткани в программной среде Matlab, мы использовали метод электротепловой аналогии, который применяется для решения задач стационарной и нестационарной теплопроводности с одно-, двух- и трехмерным направлением теплового потока. Метод электротепловой аналогии предусматривает взаимосвязь между электрическими и тепловыми параметрами. Температура и электрический потенциал представляются как напряжение, коэффициент теплопроводности – как удельная электрическая проводимость, теплоемкость – как электрическая емкость, термическое сопротивление – как электрическое сопротивление, плотность теплового потока как электрический ток. Замена осуществляется путем подстановки соответствующих электрических величин с соответствующими размерными коэффициентами [4–5].

Для создания адекватной модели для расчёта температуры в произвольных участках области нагрева было решено провести исследование передачи тепла от игольчатых нагревателей в локальную область живой биологической ткани с построением электротепловой модели данной среды. Входной сигнал для среды – температура игольчатого нагревателя, выраженная в виде напряжения U_t. Температура U_t передается на равно распределенное тело, обладающее теплоемкостью, которая выражается как электрическая емкость C. Температура U_t передается через тепловое сопротивление, которое выражается в виде электрического сопротивления R.

На рис. 1 представлена электрическая модель участка области нагрева, составленная по правилам электротепловой аналогии. На рис. 1, *а* представлен вид области живой ткани, разделенной на сегменты, обладающие своей теплоёмкостью C_i и температурой T_i. На рис. 1, *б* изображена электрическая модель этих сегментов, которые соединены между собой электрическими сопротивлениями, эквивалентными тепловому сопротивлению между граничащими сегментами. Значения температур в сегментах представлены электрическими контактами $In_1 \ldots In_4$, потенциал измеряют относительно общей точки Out_6. Контакты $Out_1 \ldots Out_4$ служат для подключения следующего такого же сегмента, чтобы можно было получить круговую область.

Процесс нагрева моделируется для среды «живой организм», а значит температура, которая окружает область нагрева, – это 36,6 °С. Поэтому к общему контакту Out_5 подключается источник опорного напряжения 36,6 В. Центральная часть области всех сегментов сходится в одной точке Out_0.

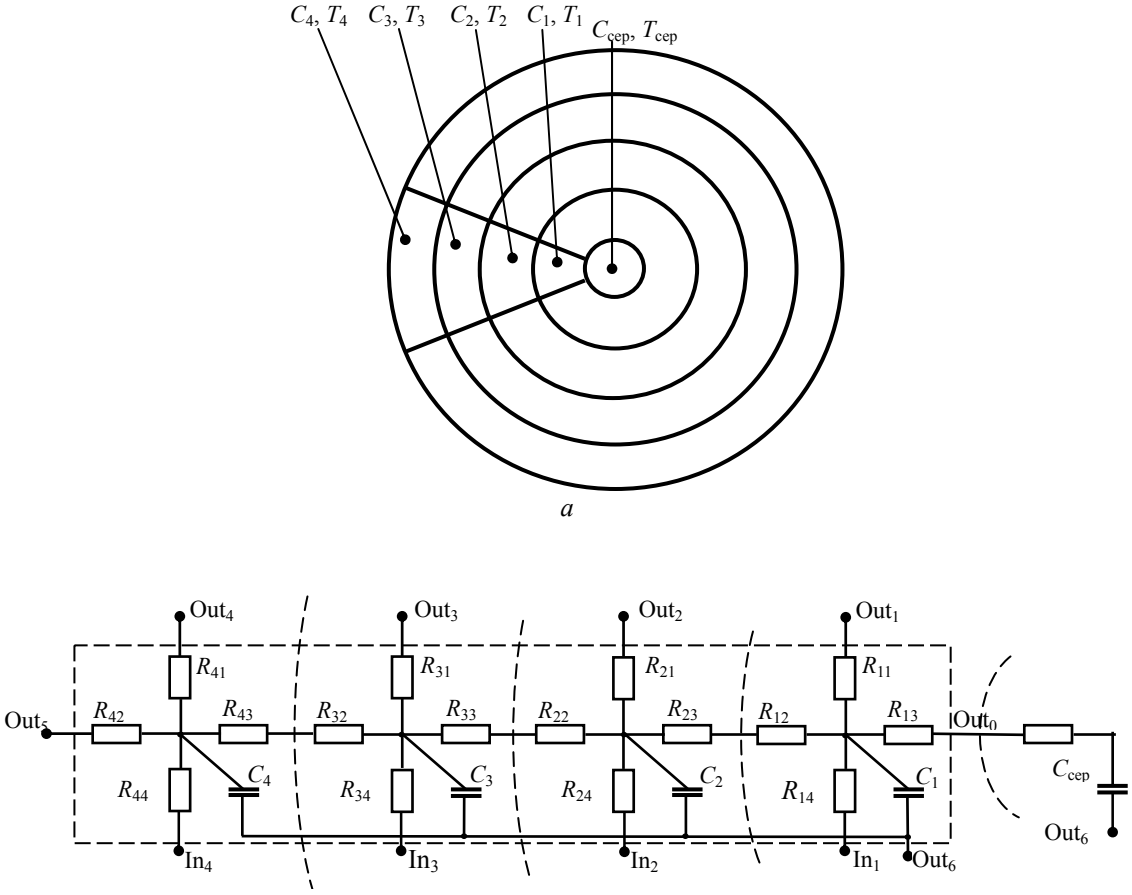
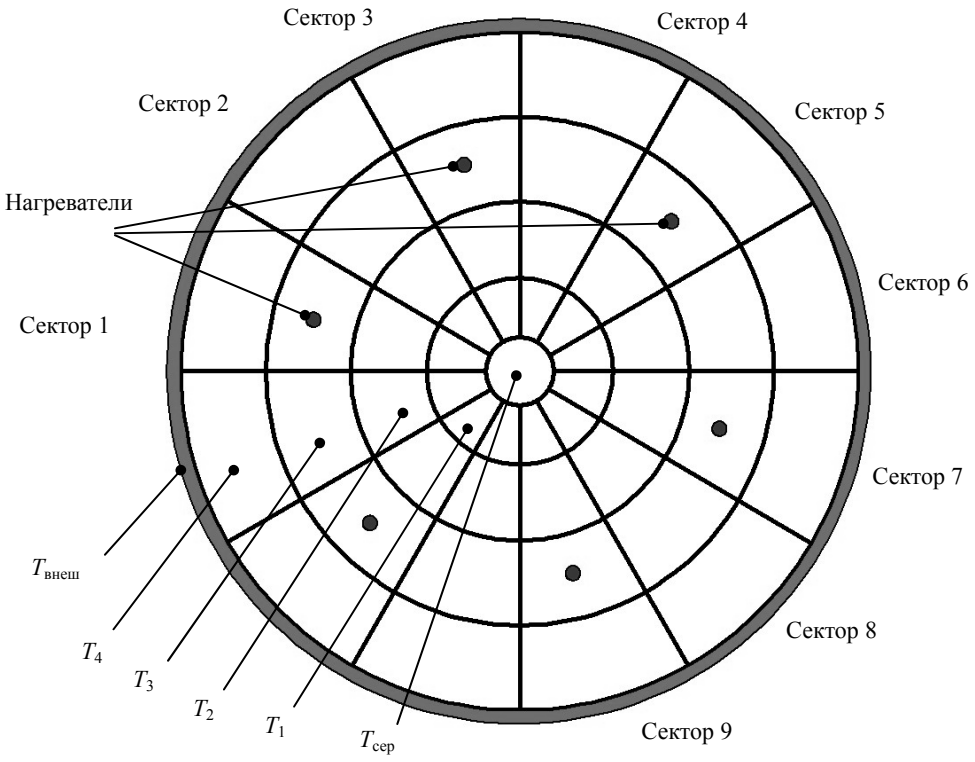
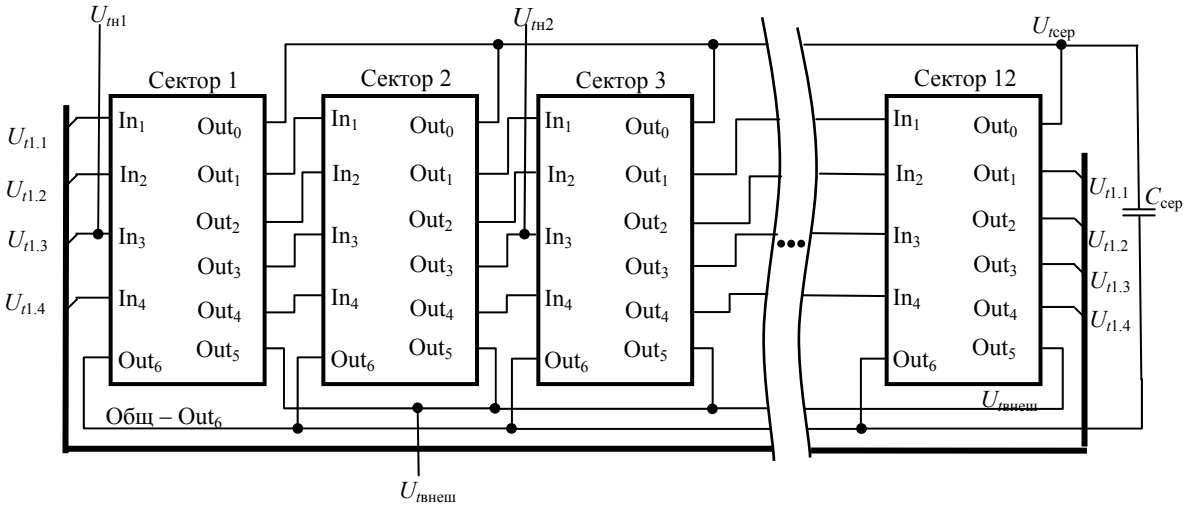


Рис. 1. Модель сегмента области нагрева живой ткани:
а – рисунок сегмента области нагрева; *б* – модель сегмента области нагрева в Matlab



а

Рис. 2 (начало)



б

Рис. 2 (окончание). Модель области живой ткани для нагрева:
а – представление в виде рисунка, *б* – представление в Matlab

На рис. 2, *б* представлена модель области живой ткани, полученная в программной среде Matlab. Здесь имеются контакты для подключения нагревателей в места позиционирования игольчатых нагревателей, температура которых представлена в виде напряжения $U_{t\text{н}}$, которое прикладывается относительно общей точки Out$_6$. Распределение температурных полей можно измерить в точках Out$_0$ – Out$_5$ в каждом секторе. Контакт Out$_0$ имеет напряжение $U_{t\text{сер}}$, которое соответствует температуре в центре нагреваемой области. Out$_1$ – Out$_4$ имеют напряжения $U_{t1.1}$ – $U_{t1.4}$, соответствующие значениям температуры в точках T_1 – T_4, а Out$_5$ – напряжение $U_{t\text{внеш}}$ – температуре внешней среды $T_{\text{внеш}}$. Все 12 секторов соединены между собой в единую электрическую цепь, соответствующую рассматриваемой зоне нагрева биологической ткани, представленной на рис. 2, *а*.

Заключение. В работе получена электротепловая модель локальной области живой ткани, позволяющая исследовать тепловые процессы при нагреве конкретной области биологической ткани с известными теплофизическими параметрами. Для проведения расчетов по правилам для электрических цепей необходимо будет использовать параметры для конкретного вида живой ткани [6].

Модель области нагрева в дальнейшем будет использоваться для проверки работоспособности устройства стабилизации температуры, а также для исследований тепловых процессов передачи тепла от нагревательных элементов, которыми управляет устройство стабилизации температуры.

Литература

1. Патент 78659 РФ, МПК A61B 18/04. Установка и устройство для лечения опухолевых заболеваний / А.В. Кобзев, Д.О. Пахмурин, В,Д. Семенов, А.А. Свиридов. – № 2008128639/22; заявл. 14.07.2008; опубл. 10.12.2008. Бюл. № 34. – 3 с.

2. Управление электронными игольчатыми нагревателями при реализации метода локальной гипертермии и его экспериментальная проверка / А.В. Кобзев, В.Д. Семенов, Д.О. Пахмурин, А.В. Литвинов, А.Ю. Хуторной, В.Н. Учаев // Доклады ТУСУРа. – 2010. – № 2 (22), ч. 2. – С. 300–302.

3. Патент 98116 РФ, МПК A61B 18/12. Установка локального нагрева биологической ткани / А.В. Кобзев, В,Д. Семенов, Д.О. Пахмурин, А.А. Свиридов, В.А. Федотов, А.В. Литвинов, А.Ю. Хуторной, В.Н. Учаев. – № 2010118885/14; заявл. 11.05.2010; опубл. 10.10.2010. Бюл. № 28. – 4 с.

4. Тугов Н.М. Полупроводниковые приборы: учеб. для вузов / Н.М. Тугов, Б.А. Глебов, Н.А. Чарыков; под ред. В.А. Лабунова. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 576 с.

5. Вавилов А.Ю. Теплофизические параметры тканей внутренних органов человека в раннем постмортальном периоде для целей определения давности наступления смерти термометрическим способом: автореф. дис. … канд. мед. наук. – М., 2000. – 24 с.

6. Фокин В.М. и др. Основы технической теплофизики / В.М. Фокин, Г.П. Бойков, Ю.В. Видин. – М.: Машиностроение-1, 2004. – 172 с.

Литвинов Александр Викторович
Инженер ООО «ПромЭл», г. Томск
Тел.: 8-923-414-13-33
Эл. почта: exet-@mail.ru

Кобзев Анатолий Васильевич
Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. промышленной электроники (ПрЭ) ТУСУРа
Тел.: (382-2) 51-05-30
Эл. почта: akobzev@ie.tusur.ru

Семенов Валерий Дмитриевич
Канд. техн. наук, профессор, зам. зав. каф. ПрЭ по научной работе
Тел.: (382-2) 413-918
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

Пахмурин Денис Олегович
Канд. техн. наук, доцент, зав. лабораторией каф. ПрЭ
Тел.: 8-903-913-46-38
Эл. почта: mbasmt@gmail.com

Учаев Виктор Николаевич
Инженер ООО «ПромЭл»
Тел.: 8-923-423-17-00
Эл. почта: viktor_86@sibmail.com

Хуторной Александр Юрьевич
Аспирант каф. ПрЭ, мл. науч. сотрудник
лаборатории интелектуально-модуляционных энергетических систем
Тел.: 8-913-883-26-26
Эл. почта: work.tusur@gmail.com

Litvinov A.V., Kobzev A.V., Semenov V.D., Pakhmurin D.O., Uchaev V.N., Khutornoy A.U.
Electricity and model of the local volume of tissue for study of thermal processes in the implementation of local hyperthermia

The paper describes the model area of living biological tissue obtained using electro-thermal analogy. The model provides the opportunity to study the thermal energy transfer from the needle heaters surrounding biological tissue during the implementation of local hyperthermia.
Keywords: Electricity analogy, biological tissue, heat transfer, thermal capacity, electric model.

УДК 616-71

А.Ю. Хуторной, А.В. Кобзев, В.Д. Семенов, Д.О. Пахмурин, В.Н. Учаев, А.В. Литвинов

Конструктивные особенности инструмента для реализации способа высокотемпературного воздействия на костную ткань

Предложена конструкция игольчатых нагревателей, позволяющая осуществлять высокотемпературное воздействие на костную ткань. Проведено моделирование процесса передачи тепла от нагревательного элемента к поверхности кожуха нагревателя в среде ANSYS®.
Ключевые слова: нагрев, кость, тепловая модель, нагреватель.

Применение системы нагрева и автоматической стабилизации температуры [1] для осуществления способа высокотемпературного разрушения опухоли ткани кости [2] требует разработки конструкции нагревателей, которая позволит проходить самый плотный слой кости. Нагреватели должны иметь форму иглы и возможность введения в организм под действием ультразвуковых колебаний – это облегчит саму процедуру введения нагревателей в кость, а также дополнительно обработает канал высокой температурой, что будет препятствовать кровотечению за счет прижигания кровеносных сосудов.

Для разработки и исследования опытного образца игольчатого нагревателя были сформулированы следующие технические и конструкторские требования:

– нагреватель должен состоять из нескольких частей для обеспечения механической прочности и возможности введения в кость под действием ультразвуковых колебаний;

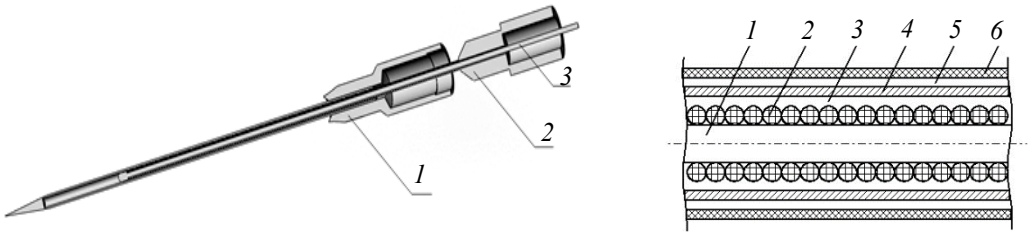
– нагреватель должен быть изготовлен из медицинской стали и соответствовать токсикологическим нормам;

– активный элемент нагревателя должен быть выполнен из материала, обладающего высоким положительным температурным коэффициентом сопротивления;

– разборные части нагревателя должны быть выполнены из одного металла для исключения механического повреждения нагревателя в момент соединения;

– сопротивление готового нагревателя при комнатной температуре должно составлять 5±0,5 Ом для обеспечения совместимости с мостом Уитстона системы нагрева и автоматической стабилизации температуры.

С учетом технических требований была разработана новая конструкция составного игольчатого нагревателя, устойчивого к механическим повреждениям (рис. 1).



а *б*

Рис. 1. Конструкция составного игольчатого нагревателя

На рис. 1, *а* представлена 3D-модель игольчатого нагревателя. Кожух нагревателя *1* представляет собой трубку. С одной стороны трубки приварено цилиндрическое основание, с другой стороны вставлен и приварен острый наконечник. Все соединения за счет сварки составных частей выдерживают ультразвуковые колебания. В результате кожух нагревателя под действием ультразвука может беспрепятственно проникать через кортикальный слой кости. Нагреватель *2* представляет собой нержавеющую трубку с нагревательным элементом *3* внутри в виде обмотки медного провода. На

рис. 1, *б* показан продольный разрез игольчатого нагревателя в увеличенном масштабе. Нагревательный элемент – основной функциональный узел игольчатого нагревателя, который изготавливается путем намотки медного провода *2* на стержень *1*, помещенных в нержавеющую трубку *4* с внутренним диаметром 0,5 мм, для обеспечения устойчивости к внешним механическим повреждениям. Медь обладает высоким температурным коэффициентом сопротивления, что обеспечивает высокую точность стабилизации температуры. Улучшение теплопередачи между составными частями нагревателя достигается путем заполнения полости между обмоткой и трубкой нагревателя теплопроводящей пастой *3*. Для обеспечения возможности ввода нагревателя в организм под действием ультразвука, а также для обеспечения прочности нагреватель помещен в нержавеющую трубку кожуха нагревателя *6* большего диаметра. Полость между кожухом и нагревателем заполнена теплопроводящей пастой *5*. Нагреватели предложенной конструкции отвечают всем предъявляемым требованиям, обладают надежностью и относительной простотой использования.

С помощью программной среды ANSYS® было проведено моделирование процесса передачи тепла от поверхности нагревательного элемента к поверхности кожуха нагревателя. ANSYS® дает возможность пронаблюдать в динамике процесс теплопередачи от нагревательного элемента к поверхности нагревателя [3, 4].

Модель представляет собой составной многослойный нагреватель согласно рис. 1, помещенный в локальный объем, имеющий тепловые характеристики костной ткани (теплопроводность, теплоемкость). Теплопередача по всей длине нагревателя принята одинаковой, и моделирование процесса передачи тепла от нагревательного элемента к поверхности нагревателя можно произвести на небольшом участке нагревателя. Разработанная модель представлена на рис. 2.

Граничная температура расчётов установлена 36 °С, что соответствует температуре организма человека. Обмотка нагревательного элемента *2* для простоты построения модели имеет форму цилиндра поверх медного стержня *1*. Температура стабилизации обмотки составляет 95 °С. Области *3* и *5* – термопаста марки Arctic MX-4; области *4* и *6* – сталь медицинская нержавеющая. Область *7* – эквивалент костной ткани. По всему объему биологической ткани задан конвекционный процесс – динамически изменяющиеся граничные условия второго рода по объему, что соответствует постоянству плотности теплового потока для каждой точки объема. На внешней поверхности модели задано граничное условие третьего рода, характеризующее закон конвективного теплообмена между поверхностью модели и окружающей средой. В этом случае количество тепла, передаваемого в единицу времени с единицы площади поверхности модели в окружающую среду, прямо пропорционально разности температур между поверхностью модели и окружающей средой. Температура окружающей среды равна 36 °С. Результаты моделирования приведены на рис. 3.

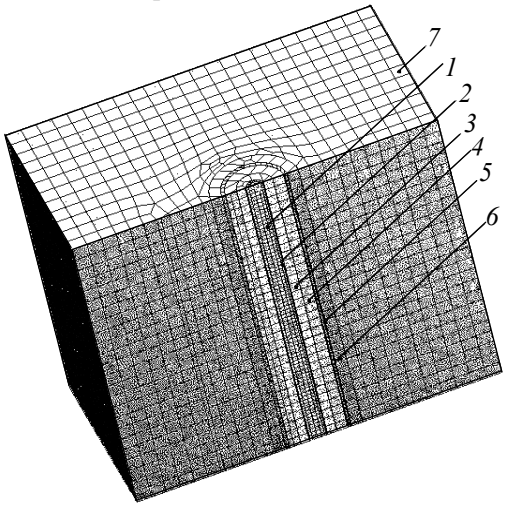
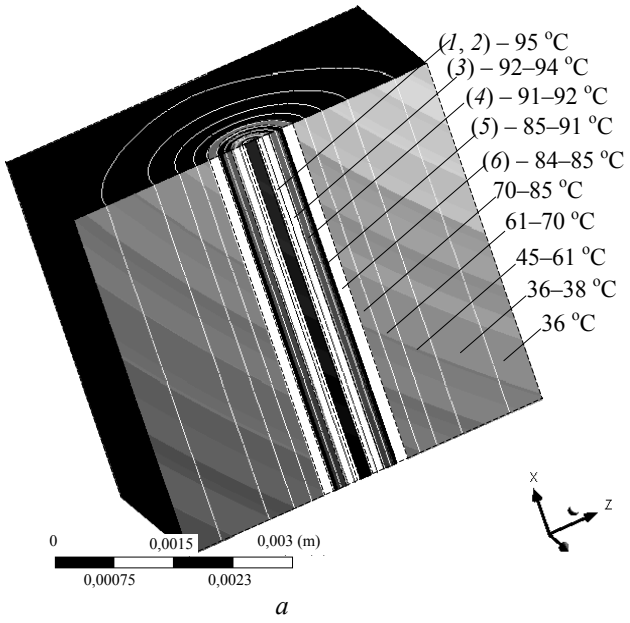


Рис. 2. Модель нагревателя в ANSYS®

Картина распределения температуры на составных частях нагревателя показывает, что температурное поле симметрично относительно оси *x* (рис. 3, *а*). Изотермы на плоскости *yz* представляют собой окружности, центром которых является нагревательный элемент. Температура в направлении от источника теплоты убывает согласно графику рис. 3, *б*.

ANSYS® позволяет в динамике рассмотреть процесс нагрева каждого слоя составного нагревателя. Кривая нагрева поверхности кожуха нагревателя до температуры стабилизации приведена на рис. 4. Из графика нагрева поверхности кожуха нагревателя видно, что при интенсивном теплоотводе температура стабилизации поверхности нагревателя составляет 84,5 °С, время выхода *t* на эту температуру составляет 1,6 с. С учетом того, что температура стабилизации нагревательного элемента 95 °С, а температура стабилизации поверхности нагревателя 84,5 °С, следует, что на тепловых переходах теряется порядка 10,5 °С.



а



б

Рис. 3. Результаты моделирования процесса распределения температуры на составных частях нагревателя:
а – результаты моделирования в среде ANSYS®;
б – график распространения тепла от центра модели к ее границе

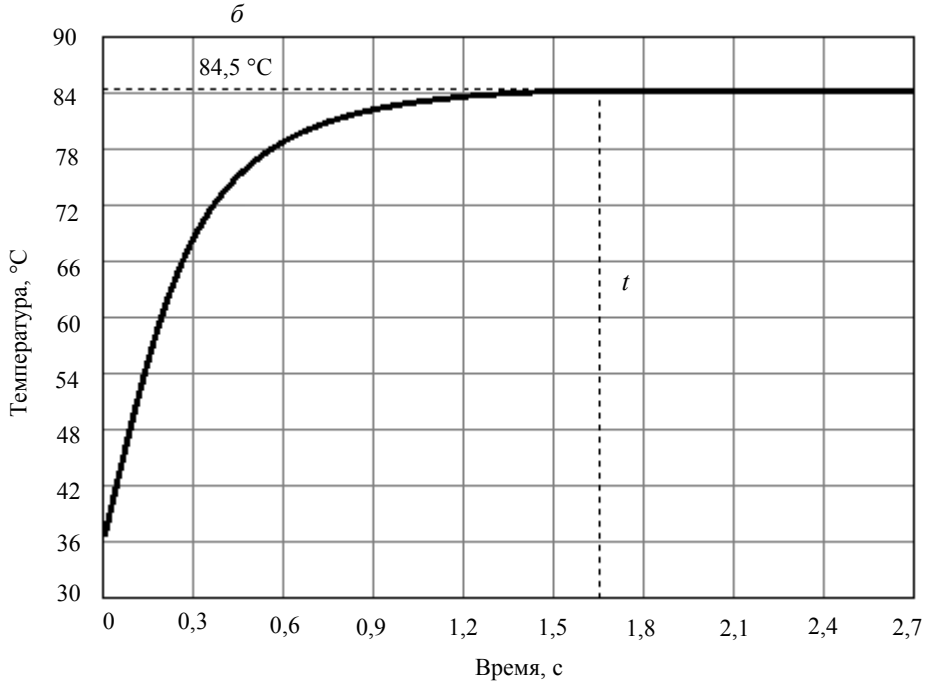


Рис. 4. Кривая нагрева поверхности кожуха нагревателя

Таким образом? для обеспечения температуры стабилизации 95 °C на поверхности нагревателя необходима калибровка нагревательного элемента на более высокую температуру, обеспечивающую компенсацию потерь на тепловых переходах, а система управления каналом нагрева и стабилизации

температуры должна плавно регулировать температуру стабилизации, уменьшая ее в зависимости от нагрева области. Представленную модель можно использовать для подбора более эффективного теплопроводящего материала между составными частями нагревателя, а также для исследования статических и динамических картин распределения тепла внутри нагревателя при динамически изменяющихся условиях внешнего охлаждения.

Литература

1. Управление электронными игольчатыми нагревателями при реализации метода локальной гипертермии и его экспериментальная проверка / А.В. Кобзев, В.Д. Семенов, Д.О. Пахмурин, А.В. Литвинов, А.Ю. Хуторной, В.Н. Учаев // Доклады ТУСУРf. – 2010. – № 2 (22), х. 2. – С. 300–302.

2. Патент 2527363 РФ МПК A61B18/12. Способ реализации термоабляции опухолей костей / А.В. Кобзев, А.Ю. Хуторной, В.Д. Семенов и др.; № 2013127554/14; заявл. 17.06.2013; опубликован 27.08.2014/ Бюл № 4. – 2 с

3. Каплун А.Б. ANSYS в руках инженера: gракт/ руководство / А.Б. Каплун, Е.М. Морозов, М.А. Олферьева. – М.: Едиториал УРСС, 2003. – 272 с.

4. Басов К.А. ANSYS в примерах и задачах / К.А. Басов, Д.Г. Красновский. – М.: Компьютер-Пресс, 2002. – 224 с.

Хуторной Александр Юрьевич
Аспирант каф. промышленной электроники (ПрЭ) ТУСУРа, мл. науч. сотрудник
kаборатории интеллектуально-модуляционных энергетических систем
Тел.: 8-913-883-26-26
Эл. почта: work.tusur@gmail.com

Кобзев Анатолий Васильевич
Д-р техн. наук, профессор, зав. каф. ПрЭ
Тел.: (382-2) 51-05-30
Эл. почта: akobzev@ie.tusur.ru

Семенов Валерий Дмитриевич
Канд. техн. наук, профессор, зам. зав. каф. ПрЭ по научной работе
Тел.: (382-2) 41-39-18
Эл. почта: svd@ie.tusur.ru

Пахмурин Денис Олегович
Канд. техн. наук, доцент, зав. лабораторией каф. ПрЭ
Тел.: 8-903-913-46-38
Эл. почта: mbasmt@gmail.com

Учаев Виктор Николаевич
Инженер ООО «ПромЭл», г. Томск
Тел.: 8-923-423-17-00
Эл. почта: viktor_86@sibmail.com

Литвинов Александр Викторович
Инженер ООО «ПромЭл»
Тел.: 8-923-414-13-33
Эл. почта: exet-@mail.ru

Khutornoy A.Y., Kobzev A.V., Semenov V.D., Pakhmurin D.O., Uchaev V.N., Litvinov A.V.
Design features of the tool for carrying out the method of high-temperature effects on bone

In the paper we offer the design of the heater needle, which allows for high-temperature effect on bone. The simulation process of heat transfer from the heating element to the surface of the heater-housing in ANSYS® environment.
Keywords: heating, bone, thermal model, heater.

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, в формате **Word 2003**, предпочтительнее по электронной почте.

3. Текст статьи должен быть отпечатан без принудительных переносов через один интервал (множитель 1,05) шрифтом Times New Roman 10,5 кегля на одной стороне листа белой писчей бумаги формата А4 с полями шириной 25 мм, без помарок и вставок. Шаблон статьи размещен на сайте: http://tusur.ru/ru/science/tusur_reports_magazine/shablon-2012.dot. Размер статьи со всеми атрибутами должен быть, как правило, не более пяти страниц.

4. Одни и те же символы в тексте, формулах, таблицах и рисунках должны быть единообразными по написанию шрифтом Times New Roman. Русские, греческие символы и цифры всегда набираются прямым шрифтом, а переменные, обозначенные латинскими буквами, – курсивом, кроме слов, их сокращений, имен функций, программ, фирм и химических формул (const, input; $\sin x(t_1)$; U_{in}; $I_{\text{вх}}$; T_z; β_1; H_2O, Adobe Acrobat, Cisco и т.д.); векторные величины – жирным, прямо (не курсив) – **A**, **M**, **β**.

5. Все употребляемые обозначения и сокращения должны быть пояснены.

6. Единицы измерения физических величин должны соответствовать Международной системе единиц (СИ).

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 расшифровки 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. Надписи на графиках и рисунках – так же как в тексте (не жирным), сетка – четко. Единицы измерения – на русском, через пробел (*x*, ГГц; 20 ГГц; *У*, град; 7 °С). Десятичные числа пишутся через запятую (не точку).

Рисунки могут быть выполнены в программах CorelDraw, Illustrator, Word, Visio и должны давать возможность внесения исправлений.

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 непериодических изданий* – фамилию и инициалы автора, полное название работы, место издания, название издательства, год издания, количество страниц; *для периодических изданий* – фамилию, инициалы автора, полное название работы, название журнала, год выпуска, том, номер, номера страниц.

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 (см. шаблон статьи на сайте).

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@main.tusur.ru. Тел.: +7-(382-2) 51-21-21.