

ПРЕДИСЛОВИЕ

В июле 2003 г. наш вуз был переименован в Санкт-Петербургский государственный университет информационных технологий, механики и оптики (СПбГУ ИТМО). Известная в России и далеко за ее пределами аббревиатура ИТМО получила новую расшифровку, которая адекватно отражает не только основные направления подготовки специалистов, но и спектр научных работ, ведущихся в вузе. Соответственно изменяется и наименование нашего издания: начиная с этого выпуска, оно будет выходить под названием "Научно-технический вестник СПбГУ ИТМО".

Очередной, одиннадцатый выпуск "Научно-технического вестника СПбГУ ИТМО" предлагает вниманию читателей материалы XXXII научной и учебно-методической конференции преподавателей и сотрудников вуза, посвященной 300-летию Санкт-Петербурга. На конференции было представлено более 550 докладов, многие из них – в соавторстве с представителями ведущих научных и научно-производственных центров Санкт-Петербурга. Всего в конференции приняли участие представители более 40 организаций.

Программа конференции охватила все направления фундаментальных и прикладных исследований, проводимых в нашем университете. Материалы конференции опубликованы в ряде тематических сборников и в тематических выпусках научно-технических журналов. В настоящий выпуск "Научно-технического вестника СПбГУ ИТМО" включены статьи, охватывающие проблематику лазерных и оптических систем и технологий, компьютерных сетей и технологий, электроники и силовых электроприводов, систем управления и навигации, мехатроники и теории механизмов, а также рассматривающие методические проблемы современного образовательного процесса.

Надеемся, что включенные в сборник материалы представят интерес для специалистов, работающих в указанных областях, а также для преподавателей и организаторов учебного процесса в высшей школе.

В.О. Никифоров
доктор технических наук, профессор,
проректор СПбГУ ИТМО

ИМПУЛЬСНЫЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ В СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ ПРИБОРНЫХ КОМПЛЕКСОВ НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ

В.С. Томасов

В докладе представлена краткая историческая справка о развитии электротехнических комплексов и систем на базе статических полупроводниковых преобразователей. Анализируются тенденции проектирования энерго- и информационной подсистем импульсных полупроводниковых преобразователей на современной элементной базе. Представлены некоторые практические разработки кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем СПбГУ ИТМО и перспективы их дальнейшего развития.

Введение. Краткая историческая справка.

В настоящее время более 40% всей вырабатываемой электрической энергии, обладающей определенными исходными параметрами (величиной, формой, частотой напряжения и тока), преобразуется в электрическую энергию с другими параметрами, отличными от исходных. Электроэнергия, производимая для широких потребительских целей, в основном вырабатывается и передается переменным трехфазным током промышленной частоты ($f = 50$ Гц) в связи с удобством его трансформации [1].

Однако использование электроэнергии постоянного тока, господствовавшее на первом этапе развития электротехники, продолжает играть существенную роль в ряде отраслей науки и техники, таких как электротранспорт, электротехнологии, автоматизация промышленных установок, сварочная и бытовая техника, радиоэлектроника и т.п. В этих же областях появилась потребность в электроэнергии, отличающейся от промышленной по частоте, форме выходного напряжения или тока, числу фаз, возможности регулирования параметров электроэнергии. Эти задачи наиболее часто возникают при разработке регулируемого электропривода постоянного и переменного тока, на долю которого приходится около 60% всего потребления электроэнергии в стране [1, 2].

В преобразовательной технике в 20-х годах прошлого столетия начали разрабатываться статические преобразователи электроэнергии – выпрямители и инверторы с применением газоразрядных электронных приборов (ртутных выпрямителей, тиратронов, газотронов, игнитронов и т.д.). Однако их низкий КПД, невысокая надежность, существенное влияние на питающую сеть затрудняли широкое использование этих устройств. Вместе с тем именно с развитием и совершенствованием газоразрядных приборов усилиями ученых В. Шиллинга, М. Демонтивье, М. Мюллер-Любека, И.Л. Каганова, М.А. Чернышева, Д.А. Завалишина и др. развивалась теория преобразования энергии, ими были разработаны основные схемы выпрямителей и инверторов, а также исследованы электромагнитные процессы в их силовых цепях.

Новый этап в развитии преобразовательной техники начался с конца 50-х годов, в период появления мощных полупроводниковых приборов – диодов, тиристоров, а затем мощных биполярных транзисторов. Эти приборы, разработанные в основном на Ge, Si и AsGa, существенно превосходили газоразрядные приборы, отличались меньшими габаритами и массой, повышенной надежностью, быстродействием, КПД и могли использоваться в достаточно широком температурном диапазоне.

Первыми отечественными работами, посвященными исследованию полупроводниковых приборов и их применению для преобразования электрической энергии, были труды академиков В.Ф. Миткевича, И.Д. Папалекси, А.И. Ларионова и др. Последующее развитие полупроводниковой преобразовательной техники характеризовалось появлением новых схемотехнических и конструктивных решений, расширением номенклатуры устройств, созданием и разработкой теории новых схем, использующих различные виды модуляции, формированием самостоятельных научных школ – московской, ленинградской, украинской, белорусской, уральской и сибирской.

Развитие ленинградской школы полупроводниковых преобразователей электрической энергии началось с исследований коммутаторов вентильных двигателей и преобразователей частоты в лаборатории привода переменного тока Института электромеханики [1]. Руководили этими работами действительный член АН СССР Михаил Полиевктович Костенко и член-корреспондент АН СССР Дмитрий Александрович Завалишин.

В 80-е годы прошлого столетия ленинградскую школу возглавила профессор нашего университета Татьяна Анатольевна Глазенко, действительный член Электротехнической академии Российской Федерации, разработавшая теорию полупроводниковых преобразователей для систем приборного электропривода постоянного и переменного тока. Высокий уровень теоретических работ и практических разработок, проводимых в ИТМО, позволил открыть в 1970 году первый в СССР специализированный совет К 053.26.06 по защите диссертаций по специальности 05.09.12 "Электрические полупроводниковые преобразователи электрической энергии" и объединить в начале 80-х годов усилия специалистов более чем 45 вузов страны, многих НИИ и предприятий по решению проблемы создания высокоэффективных полупроводниковых преобразователей для систем электропривода и электротехнологий в рамках программы Минвуза СССР "Оптимум".

Поэтому постановку данного доклада на юбилейной научно-технической конференции, посвященной 300-летию Санкт-Петербурга, именно в стенах нашего университета следует считать своевременной и вполне оправданной.

Последнее десятилетие прошлого столетия характеризовалось дальнейшим расширением номенклатуры систем с полупроводниковыми преобразователями для самых различных отраслей техники [3–5].

Характерными особенностями этих систем являются:

- использование современной полупроводниковой техники – полевых транзисторов, транзисторов IGBT и программируемых контроллеров в системе управления;
- электромагнитная совместимость с питающей сетью и высокие показатели качества потребляемой из сети энергии;
- малые удельные значения массы и объема на единицу мощности;
- возможность сопряжения с различными системами автоматизации и управления на базе персональных компьютеров;
- встроенная самодиагностика, сводящая к минимуму техническое обслуживание и простой технологического оборудования.

Следует отметить тесную взаимосвязь первых двух особенностей современных систем с полупроводниковыми преобразователями электрической энергии, так как только с появлением мощных, полностью управляемых приборов появилась возможность с помощью самих же преобразователей, работающих на стороне переменного тока с импульсной модуляцией на высоких частотах, активно влиять на показатели качества потребляемой ими электроэнергией [5, 6].

Несмотря на эти преимущества силовой электроники, уровень преобразования электрической энергии в России систематически снижается и сейчас оценивается

величиной в 20% против 38% в 1978 году. Особенно резкое отставание имеется в области вентильного электропривода переменного тока. При доле электропривода переменного тока в энергопотреблении по стране в 45% доля регулируемого электропривода переменного тока не превышает 2% существующего парка электроприводов. Использование полупроводниковых преобразователей только для систем регулируемого электропривода позволило бы снизить потребление электроэнергии в России от 10 до 25%.

В то же время в США доля регулируемого электропривода составляет более 50%, что дает экономию электрической энергии в промышленности 190 млрд кВт·ч, в быту 100 млрд кВт·ч в год. Важнейшее направление энергосбережения в Германии – применение вентильного электропривода: в 1983 году доля регулируемого электропривода была лишь 5%, а к 2000 году выросла до 60%.

Наше отставание по промышленному использованию полупроводниковых преобразователей объясняется взаимосвязанными причинами – относительной дешевизной электрической энергии, а также относительной сложностью и дороговизной энергосберегающих мероприятий.

Структурные схемы импульсных полупроводниковых преобразователей и виды модуляции

Особенность большинства преобразователей приборных систем – силовое импульсное воздействие с прерывистой посылкой отдельных порций энергии к объекту регулирования посредством модуляции того или иного вида. Такой способ подвода энергии позволяет за счет дозировки длительности и интенсивности воздействия существенно повысить плотность подводимой к нагрузке энергии и реализовать оптимальные способы управления нестационарными и стационарными процессами в электромеханических, электронно-оптических, электротехнологических и других устройствах приборных комплексов нового поколения.

Электротехнические комплексы и системы на базе полупроводниковых импульсных преобразователей электрической энергии разделяются на две подсистемы: энергетическую и информационную [4].

Энергетическая подсистема включает в себя силовые цепи первичного источника питания, полупроводникового и электромеханического преобразователей и осуществляет двухсторонний обмен энергией между первичным источником питания и электрической машиной посредством коммутации силовых ключей.

Информационная подсистема включает в себя систему управления полупроводниковым преобразователем с информационно-измерительной частью и осуществляет реализацию заданного алгоритма регулирования координат [5, 6].

Требования, предъявляемые к энергоподсистемам импульсных полупроводниковых преобразователей приборных систем, весьма различны, что предопределяет использование большого числа типов преобразовательных устройств, классификация которых приведена на рис. 1.

Преимущественное распространение в них получили выпрямители (В), широтно-импульсные преобразователи (ШИП) постоянного напряжения (тока), автономные инверторы напряжения (АИН) и тока (АИТ) на основе полумостовых и мостовых однофазных и трехфазных транзисторных схем, импульсные преобразователи постоянного напряжения с реактивными накопителями энергии [2, 7, 8]. Ужесточение требований к качеству выходной электрической энергии и диапазону ее регулирования приводит к необходимости использования схем как с однократным, так и с многократным преобразованием энергии, в которых с помощью системы управления

реализуются различные виды линейной (ЛМ) и импульсной (ИМ) модуляции: амплитудная (АМ), фазовая (ФМ), частотно-импульсная (ЧИМ), широтно-импульсная (ШИМ), амплитудно-импульсная (АИМ), многозонная импульсная (МИМ) [9], комбинированная (КМ) и др.

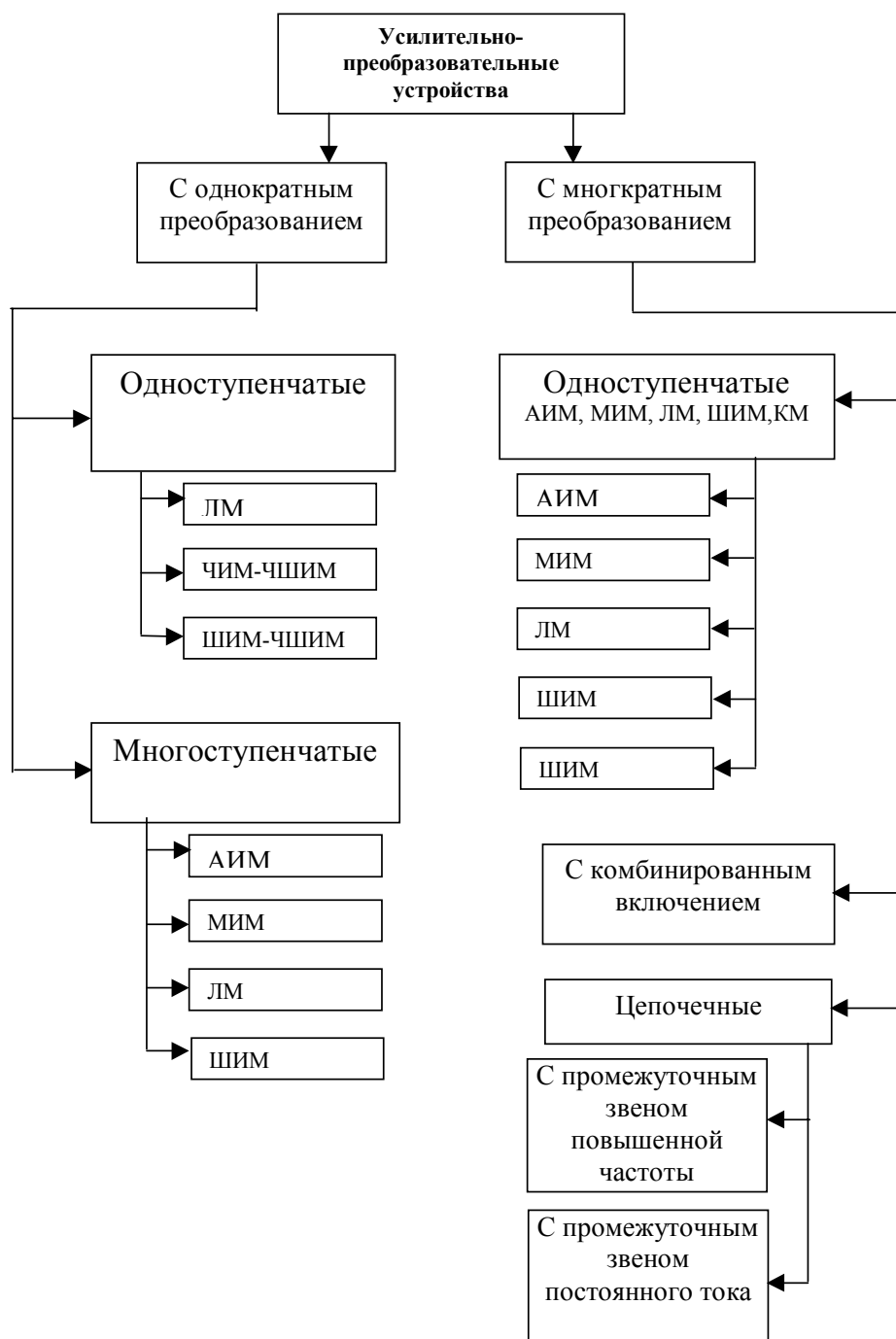


Рис. 1. Классификация типов преобразовательных устройств

Модуляционные источники вторичного питания (ИВЭ) с однократным преобразованием энергии, питаемые от одного источника напряжения (одноступенчатые), выполняются, как правило, однойчейковыми, содержат минимальное число полупроводниковых ключей, весьма экономичны и надежны. Однако в них могут применяться лишь простейшие виды модуляции. Питание от нескольких изолированных источников напряжения (многоступенчатый

многоячейковый ИВЭ) позволяет реализовать многозонную импульсную модуляцию (МИМ) - сочетание амплитудной и непрерывно-импульсной модуляции в одной ступени питающего напряжения (рис. 2).

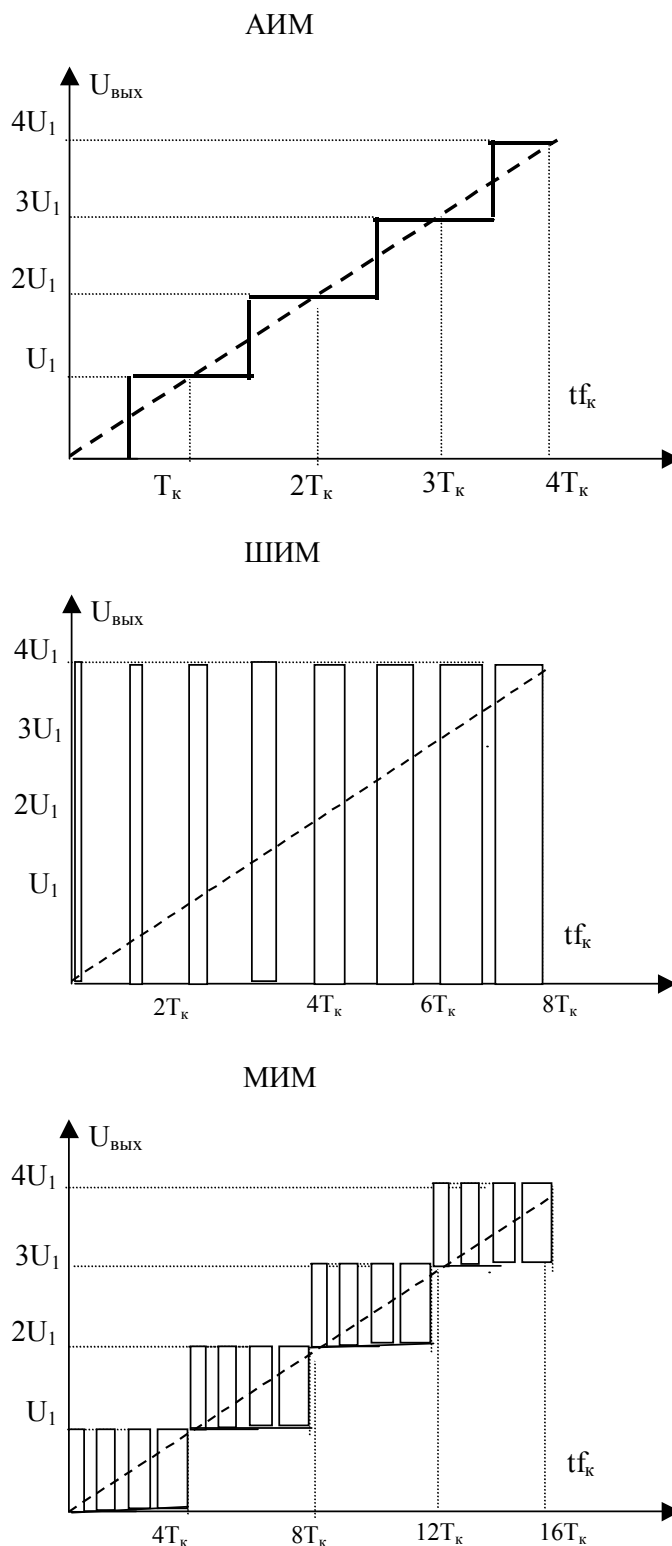


Рис. 2. Схемы импульсной модуляции

В преобразователях с МИМ диапазон изменения выходной величины $U_{\text{ВЫХ}}(t)$ разделен на ряд ступеней – зон. Модулируемый параметр в каждой зоне изменяется по полному циклу. Окончание цикла является условием перехода из зоны в зону.

Сравнение трех видов модуляции (рис. 2) при линейно возрастающем входном сигнале (штриховая линия) показывает, что амплитудная (поступенчатая) модуляция с ограниченным числом зон (n) дает наибольшее отклонение формы выходного напряжения от заданной, а частота включения ступеней зависит от скорости изменения входного сигнала.

Многоступенчатая модуляция обеспечивает наименьшую погрешность воспроизведения энергетическим каналом преобразователя заданной формы управляющего напряжения на входе информационного канала преобразователя и наименьшие коммутационные потери мощности (так как высокочастотная ШИМ имеет место лишь в одной ступени), а также улучшает спектр выходного напряжения, чем облегчаются условия ЭМС.

Кроме того, МИМ наиболее органично сочетается с прямым цифровым управлением, и такой МИВЭ может использоваться как силовой цифро-аналоговый преобразователь [10]. Однако необходимо учитывать большую установленную мощность электротехнического оборудования в МИВЭ при МИМ.

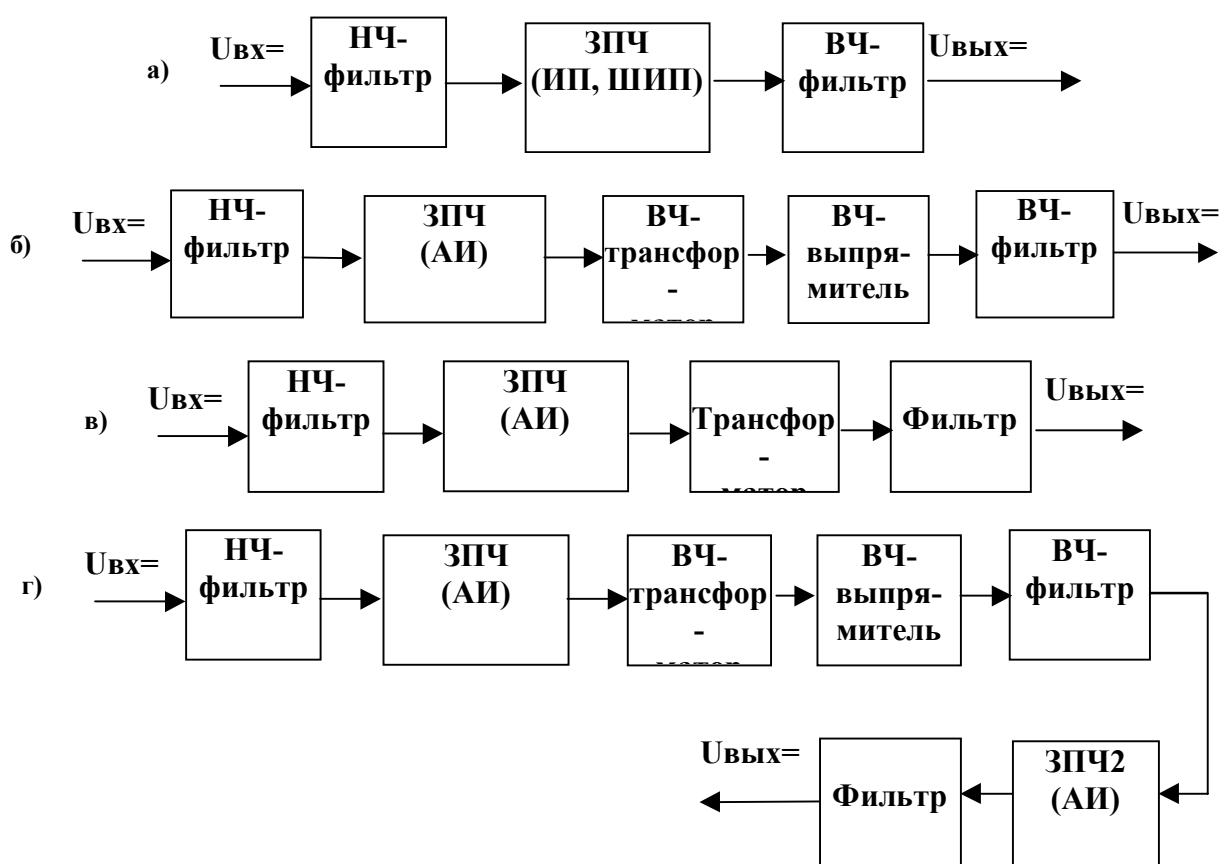


Рис. 3. Варианты цепочечных структур со звеном повышенной частоты

Большими функциональными возможностями и гибкостью управления при сравнительно высоких технико-экономических показателях обладают ИВЭ с многократным преобразованием, построенные по схеме цепочечного или комбинированного включения элементарных преобразователей (В, ШИП, АИ), фильтров и трансформаторов. Варианты цепочечных структур со звеном повышенной частоты, в последние годы получившие распространение в приборных системах электропривода, источниках бесперебойного питания и в электротехнологических установках, приведены на рис. 3.

В преобразователях со звеном повышенной частоты (ЗПЧ), которое представляет собой промежуточный вентильный преобразователь, при бестрансформаторном входе (рис. 3а) существенно улучшаются массо-габаритные показатели трансформаторов ЗПЧ и фильтров по сравнению с их аналогами, работающими на частоте 50 Гц. Здесь необходимо напомнить, что габариты трансформаторов обратно пропорциональны корню четвертой степени от частоты, а габариты реактивных элементов сглаживающих фильтров обратно пропорциональны квадрату частоты. Такие преобразователи выполняют также функции регулирования или стабилизации, подавляют низкочастотные пульсации.

Цепочечные схемы с ЗПЧ менее чувствительны к характерным для электротехнологических устройств и приборных электроприводов резким изменениям нагрузки, которые могут компенсироваться с помощью регулятора напряжения звена постоянного тока.

В преобразователях-регуляторах постоянного напряжения ЗПЧ может быть реализовано в виде АИ с ШИМ и выходным трансформатором, выпрямителем и высокочастотным фильтром (рис. 3б).

Структурные схемы цепочечных инвертирующих преобразователей с ЗПЧ (рис. 3в) обычно содержат высокочастотный АИ с выходным трансформатором, совмещающим процессы преобразования на основной и повышенной частоте посредством гармонической модуляции выходного напряжения на высокой (несущей) частоте.

Преобразователь с инвертированием на повышенной частоте и модуляцией выходного напряжения на основной частоте наиболее прост по структуре (содержит минимальное число звеньев), имеет хорошие энергетические характеристики и позволяет улучшить массо-габаритные и динамические характеристики системы. Выходной согласующий трансформатор, работающий на основной частоте выходного напряжения, несколько ухудшает общие массогабаритные показатели цепочечного преобразователя в целом.

При значительной разнице в величинах входного и выходного напряжений рационально использовать цепочечную схему (рис. 3г). Здесь трансформаторная развязка осуществляется в высокочастотном звене вентильного блока ЗПЧ₁, на который возлагаются и функции регулирования выходного напряжения. Выпрямленное и сглаженное высокочастотным фильтром напряжение затем вновь инвертируется блоком ЗПЧ₂, работающем также на повышенной частоте с модуляцией по заданному закону, после чего высокочастотная составляющая выходного напряжения отфильтровывается. Разделение функций регулирования и модуляции между блоками ЗПЧ улучшает технико-экономические показатели цепочечного преобразователя, так как все звенья работают на повышенной частоте.

Уменьшить помехи, создаваемые цепочечными преобразователями, и облегчить условия коммутации транзисторов можно, используя высокочастотные резонансные инверторы (с обратными диодами и без них), в которых транзисторы переключаются в моменты времени, соответствующие нулевому значению тока в колебательном контуре [4, 11–13].

Информационная подсистема современных электроприводов строится на базе микроконтроллеров [3, 4, 14], разрабатываемых такими ведущими фирмами, как ABB, INTEL, MOTOROLA, TEXAS INSTRUMENTS, SIEMENS AG, ANALOG DEVICES, ядром которых является процессор с мощной системой команд, имеющий в своем составе большой набор периферийных устройств: порты ввода-вывода, таймеры-счетчики, аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи, широтно-импульсные модуляторы и т.д. Это позволяет обрабатывать сигналы с датчиков обратной связи, реализовывать сложные законы управления в режиме реального

времени и вырабатывать управляющие сигналы для силового блока преобразователя. На микроконтроллер возлагаются также функции контроля, защиты и диагностики отдельных элементов и всей системы в целом.

В случае проектирования прецизионных систем с большим диапазоном регулирования и высоким быстродействием целесообразно использовать микроконтроллеры ADMC300 фирмы ANALOG DEVICES и TMS320F240 фирмы TEXAS INSTRUMENTS. Это представители последнего поколения вычислительных управляющих устройств, обладающих повышенной вычислительной производительностью и специально адаптированных для задач управления системами электропривода с полупроводниковыми преобразователями. Оба этих микроконтроллера принадлежат к новым развивающимся семействам, что обеспечивает надежность вложений и перспективу дальнейшего усовершенствования разрабатываемых изделий при минимальных затратах.

В табл. 1 представлены основные характеристики нескольких типов контроллеров различных фирм-производителей, организация которых наиболее адаптирована для реализации регулируемых электроприводов различного назначения.

Контроллер	Фирма-производитель	Год выпуска	Разрядность, бит	Память Кбайт	Быстродействие, млн. опер. в сек.	Периферийные устройства	Цена, USD
87C196MC	Intel	1994	16	16 ПЗУ	1	ШИМ-генератор на 6 каналов, 13 каналов АЦП на 10 разрядов, 2 таймера на 16 разрядов	35
SAB80C167CR	Siemens	1996	16	128 ПЗУ	10	2 16-разрядных блока «сравнения-фиксации» с возможностью ШИМ, 5 таймеров на 16 разрядов, 16 каналов АЦП на 10 разрядов, последовательный порт, интерфейс CAN	50
ADMC300	Analog Devices	1998	16	14 ОЗУ	25	ШИМ-генератор на 6 каналов, 5 полных АЦП на 16 разрядов, интерфейс с инкрементальным датчиком, 2-х канальный таймер событий, последовательный порт	25
TMS320F240	Texas Instruments	1998	16	32 Flash	20	12 каналов ШИМ, 3 таймера на 16 разрядов, 4 модуля «фиксации» с возможностью подключения инкрементального датчика, 2 полных 10-разрядных АЦП на 8 каналов каждый, последовательный порт	25
ADSP-21990	Analog Devices	2003	16	40 ОЗУ	160	ШИМ-генератор на 6 каналов, 8 каналов АЦП на 14 разрядов, 3 таймера на 32 разряда, интерфейс с инкрементальным датчиком, последовательный порт	25

Таблица 1. Сравнительная характеристика микроконтроллеров

Для школы профессора Т.А. Глазенко всегда был характерен системный подход к исследованию и проектированию электромеханических и электротехнологических комплексов и систем с высокоэффективными полупроводниковыми преобразователями, когда разработка критериев оценки и методики выбора законов и способов коммутации полупроводниковых коммутаторов, типа коммутирующего

прибора, частоты коммутации, вида модуляции, а также расчет электромагнитных нагрузок и синтез параметров элементов проводится с учетом свойств и особенностей всех составляющих энергетической и информационной подсистем [3–5, 7, 8, 11–13, 15, 16]. Поэтому научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы проводились на кафедре по следующим направлениям.

I. Исследование и разработка методов и аппаратуры для неразрушающих режимных испытаний полупроводниковых приборов и системы параметров, характеризующих области безопасной работы полупроводниковых приборов.

II. Исследование коммутационных процессов в полупроводниковых преобразователях, определение электромагнитных нагрузок на элементах, разработка защищенных (интеллектуальных) транзисторных ключей и устройств защиты и диагностики систем с преобразователями.

III. Исследование и разработка новых схемных структур полупроводниковых преобразователей и систем электропривода постоянного и переменного тока с улучшенными динамическими показателями и расширенным диапазоном регулирования.

IV. Разработка методов анализа, синтеза, автоматизированного расчета и проектирования полупроводниковых преобразователей и систем на их основе.

Теоретические и экспериментальные исследования, проведенные по второму и третьему направлениям в 70-х годах под руководством проф. Т.А. Глазенко, позволили впервые сформулировать концепцию построения унифицированного обратимого ШИП с несимметричным законом и поочередной коммутацией на основе защищенных транзисторных ключей из условия полного использования транзисторов по напряжению и току, с защитами от короткого замыкания цепи нагрузки, от исчезновения питания цепей управления, от выхода из строя датчиков координат замкнутой САР и от перегрева или выхода из строя одного или нескольких силовых ключей, обеспечивающего работу электрической машины во всех четырех квадрантах плоскости механических характеристик [7, 8, 12, 13]. Все это позволило к концу 80-х годов создать базовый унифицированный транзисторный инвертор напряжения, предназначенный для обеспечения заданных статических и динамических показателей различных по своему назначению САР [15].

Перспективность предложенных и защищенных авторскими свидетельствами решений по построению ШИП и силового транзисторного ключа была впоследствии подтверждена практикой проектирования силовой электроники для систем управления в СССР и за рубежом [1–3].

Решение проблемы построения транзисторного силового ключа и базового ШИП позволило впоследствии сосредоточить усилия ученых кафедры на решении вопросов анализа, синтеза и практической реализации систем управления, статические и динамические характеристики которых определяются в конечном итоге спецификой и быстродействием транзисторных и тиристорных инверторов напряжения и тока. Были сформулированы основные требования к законам и способам коммутации как тиристорных, так, позднее, и транзисторных ШИП из условия обеспечения устойчивости систем автоматического регулирования, построенных на базе этих преобразователей, и достижения такими системами максимальных динамических показателей [15].

Полупроводниковые преобразователи как элемент замкнутой системы регулирования приборных систем, методика их расчета и проектирования

В приборных системах к качеству выходной ЭЭ преобразователя предъявляются достаточно жесткие требования. Преобразователь должен обеспечивать:

- высокую точность стабилизации и низкий уровень пульсаций при широком диапазоне регулирования;
- высокую точность системы многофазных гармонических напряжений (токов), создающих равномерно вращающиеся магнитные поля;
- заданную форму импульсов выходного напряжения (тока), в некоторых случаях с достаточно крутым фронтом и срезом;
- возможность согласования внешней характеристики ИВЭ с нелинейной и изменяющейся в зависимости от режима работы характеристикой нагрузки.

Поэтому полупроводниковые преобразователи в приборных комплексах работают в составе замкнутых систем автоматического управления (САУ), содержащих энергетический и информационный каналы. На САУ приборных систем могут быть возложены следующие функции: подавление автоколебательных режимов на субгармонических частотах, повышение быстродействия и обеспечение устойчивости системы, а также решение некоторых проблем ЭМС преобразователя с питающей сетью [4–6, 16].

Приборные комплексы с полупроводниковыми преобразователями представляют собой нелинейные импульсные системы, статические и динамические свойства которых в значительной степени определяются электромагнитными процессами в энергетическом канале преобразователя и режимами работы нагрузки [4, 7, 8].

Проектирование преобразователей состоит обычно из нескольких этапов, на которых в зависимости от решаемой задачи используются различные электрические модели силовой цепи [4, 11, 12].

1. Расчет электромагнитных процессов в энергетическом канале при разных режимах работы исполнительного устройства с целью выявления наиболее тяжелого режима, для которого следует проектировать силовую цепь преобразователя. На этом и последующих этапах используются ключевые модели полупроводниковых приборов и простейшие электрические схемы замещения реактивных элементов.

2. Выявление структуры силовой цепи при выбранном алгоритме переключения вентилей, определяющих класс электрической модели преобразователя и методы ее расчета:

- класс I. Силовая цепь с неизменной структурой и параметрами, электромагнитные процессы в которой описываются линейным дифференциальным уравнением и характеризуются эквивалентным дискретно-изменяющимся периодическим возмущением;
- класс II. Силовая цепь с переменной структурой и фиксированными моментами ее изменения на периоде коммутации; процессы в цепи описываются системами линейных дифференциальных уравнений с дискретно изменяющимися в фиксированные моменты времени коэффициентами;
- класс III. Силовая цепь с переменной структурой, изменяющейся в моменты времени, зависящие от напряжений или токов в ветвях с вентилями.

3. Исследование нестационарных и квазистационарных процессов в силовой цепи преобразователя.

Преобразователи I класса (с неизменной структурой) исследуются применением аналитических или численно-аналитических методов расчета линейных электрических цепей.

При расчете реакции на сложные и знакопеременные возмущения целесообразно использовать принцип наложения.

Анализ устойчивости в малом приборных САУ с преобразователями I класса может быть выполнен линейными методами теории автоматического регулирования.

Области устойчивости САР с преобразователем исследуются далее на ПЭВМ с применением численного интегрирования при различных законах изменения входного сигнала во времени (линейный, гармонический или ступенчатый) и типах регуляторов. Вычислительные процедуры могут быть выполнены в аппарате символьных преобразований и матричных представлений.

Наиболее общим методом расчета электромагнитных процессов в силовой цепи преобразователей II и III классов является метод переменных состояний в сочетании с методом сшиваия решений на границах расчетных интервалов, соответствующих интервалам постоянства структуры и параметров цепи [17]. Преимущества такого подхода состоят в возможности формирования системы кусочно-линейных уравнений минимального порядка.

Результатом третьего этапа является расчет мгновенных, средних и действующих значений тока, напряжения и рассеиваемой мощности во всех элементах энергетического канала преобразователя для квазистационарного и типовых переходных режимов.

4. Расчет обобщенных статических (регулирующих, пульсационных и энергетических) и динамических характеристик модуляционных преобразователей, определяющих их регулировочные, нагрузочные, пульсационные, энергетические и инерционные свойства.

К регулировочным характеристикам автономных преобразователей с ШИМ относятся зависимости относительного среднего входного тока I_{Lcp} и выходного напряжения U_{Ccp} от относительной продолжительности включения нагрузки в цепь источника питания U_{II} на периоде коммутации:

$$\bar{I}_{BX_{CP}} = \bar{I}_{L_{CP}} = \frac{I_L \cdot r}{U_{II}} = f(\gamma), \quad \bar{U}_{BЫX_{CP}} = \bar{U}_{C_{CP}} = \frac{U_{C_{CP}}}{U_{II}},$$

для постоянных силовой цепи $\beta_L = T/\tau_L, \beta_C = T/\tau_C, \bar{R} = r/R_H$.

Пульсационные характеристики представляют собой относительный размах пульсаций тока и напряжения на входе и выходе преобразователя как функции регулирующего параметра:

$$\Delta \bar{I}_{BX} = \Delta \bar{I}_L = \frac{I_{L_{max}} - I_{L_{min}}}{I_{L_{cp}}} = f(\gamma), \quad \Delta \bar{U}_{BЫX} = \Delta \bar{U}_C = \frac{U_{C_{max}} - U_{C_{min}}}{U_{C_{cp}}}$$

при $\beta_L, \beta_C, \bar{R} = const$.

Энергетические характеристики позволяют оценить результирующие относительные потери мощности в энергетическом канале преобразователя, и следовательно, КПД:

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{U_{C_{cp}}^2}{R_H \cdot U_{II} \cdot I_{L_{cp}}} = f(\gamma)$$

при $\beta_L, \beta_C, \bar{R} = const$.

Динамические характеристики определяются как совокупность относительных переходных реакций на ступенчатое входное возмущение $\gamma(t) = \gamma \cdot \delta(t)$ [18] и позволяют оценить длительность переходных процессов, максимальные перенапряжения и броски тока, а также скорректировать выбранные параметры силовой цепи.

В конечном итоге совокупность переходных характеристик закладывается в основу приближенного представления преобразователя некоторым типовым звеном САУ (нелинейным или линейным с насыщением, аperiodическим с запаздыванием,

колебательным и др). Эти семейства характеристик устанавливают связи между основными свойствами преобразователя и параметрами его силовой цепи, что позволяет в дальнейшем перейти к оптимизационным задачам выбора параметров силовой цепи по тому или иному критерию.

5. Выбор стандартных и проектирование нестандартных магнитных элементов, работающих в специфичных условиях элементов.

Транзисторы выбираются на основании расчета процессов в элементарном переключающем звене преобразователя с использованием уточненных кусочно-линейных схем замещения, учитывающих паразитные параметры [11, 12]. При этом проверяется расположение (внутри или вне области безопасной работы) траектории переключения рабочей точки транзистора и при необходимости применяется демпфирующая цепь.

Практические разработки электрических комплексов и систем с полупроводниковыми преобразователями

Несмотря на большой спектр работ на кафедре, традиционными для нее являются работы по построению систем управления прецизионными комплексами позиционирования и слежения телескопов траекторных измерений (ТТИ) и лабораторных источников тока программируемой формы для нужд нестационарного электролиза.

Комплексы позиционирования и слежения предназначены для преобразования кодов задания траекторий движения оптической оси станции, поступающих от центральной ЭВМ, в углы поворота следящих осей по двум координатам – углу места α и азимуту β [19].

Структурно комплексы как электромеханотронные системы, как было отмечено выше, содержат энергетические и информационные подсистемы, отличающиеся разнообразием как инфраструктур и элементной базы, так и внешних связей. Точность традиционных систем, построенных на базе коллекторных двигателей с согласующими редукторами, ограничена, и в современных условиях наиболее перспективными являются приводы на основе бесколлекторных высокомоментных электромеханических преобразователей с транзисторными усилительно-преобразовательными устройствами, цифровыми датчиками координат и регуляторами [19].

При построении оптических комплексов слежения возникает широкий круг задач, связанных с необходимостью точного позиционирования и слежения, сопровождающегося вращением следящей оси с инфранизкими скоростями при значительных величинах моментов статического сопротивления и маховых масс на валу и возможном широком диапазоне их изменения. Обычно к таким системам предъявляются высокие требования по статическим, динамическим, энергетическим, надежностным и другим показателям.

Системами наведения, спроектированными и разработанными специалистами нашей кафедры, оснащены ТТИ нового поколения, осуществляющие траекторные измерения и проводку спутников на Кавказе, в Подмосковье и на Алтае. Сегодня ведется эскизное проектирование системы наведения для самого крупного в России ТТИ с диаметром зеркала в 3,12 м для Алтайского оптико-лазерного центра.

Разработанные системы обеспечивают движение следящей оси α в диапазоне углов от 0 до 180 град с угловыми скоростями и ускорениями в диапазонах соответственно от 2"/с до 30 град/с и от 0 до 6 град/с² и позиционирование с точностью не хуже 1" при статическом моменте нагрузки на оси до 20 Нм и моменте инерции, меняющемся в диапазоне от 250 до 500 кгмс².

С 2000 года СПбГИТМО (ТУ) в лице кафедры ЭТ и ПЭМС является головным предприятием Российского авиационно-космического агентства (РАКА) в кооперации с ФГУП "НИИ ПП" в части создания электросиловых приводов квантово-оптических систем нового поколения.

На пятом международном авиасалоне "МАКС-2001" в августе 2001 года экспонировался оптико-лазерный комплекс траекторных измерений с системой наведения, разработанной на кафедре ЭТ и ПЭМС.

В 80-х годах на кафедре электротехники начались исследовательские и проектные работы в части применения транзисторных ШИП в источниках электропитания для установок импульсного электролиза – наиболее перспективного и надежного средства простого и эффективного управления структурой и свойствами функциональных покрытий, особенно сплавов.

Для технического обеспечения указанного направления требуются специальные высокоточные импульсные источники электропитания, обладающие по сравнению с непрерывными дополнительными регулируемыми параметрами, такими как частота следования импульсов, их амплитуда и длительность, длительности фронтов самих импульсов. Обеспечение заданных и регулируемых величин этих параметров потребовали использования новых структурных и схемных решений и новой элементной базы [20].

К источникам электропитания, обеспечивающим процесс электроосаждения импульсным током, предъявляются следующие требования:

- возможность формировать выходной параметр в виде импульсов заданной произвольной формы
- широкий диапазон регулирования среднего напряжения и тока в нагрузке;
- высокая точность стабилизации выходных параметров источника в условиях изменяющихся параметров нагрузки, малые пульсации выходного параметра;
- обеспечение работы источника по программам, определяющим технологические режимы покрытий, контроль и индикация выходного параметра;
- выход на ЭВМ высокого уровня для работы в составе АСУ;
- возможность наращивания выходной мощности за счет организации параллельной работы на общую нагрузку однотипных источников;
- высокие энергетические показатели, минимальные габариты и вес и др.[20].

Применение импульсного регулирования остро поставило проблему сглаживания пульсирующей составляющей тока в нагрузке, которая оказывает негативное влияние на качество покрытий и требует установки сглаживающих фильтров, значительно снижающих предельные динамические свойства источников при ограниченной частоте коммутации силовых ключей и точность воспроизведения в нагрузке тока заданной амплитуды, частоты и формы.

Существенного расширения этих возможностей удалось достичь за счет применения усилительно-преобразовательных устройств многомодульного типа, что потребовало разработки соответствующих методов синтеза энергетических и информационных подсистем источников [21, 22].

На второй международной выставке "ТЕХНОХИМИЯ-98" экспонировался технологический комплекс для электрохимической обработки металлов, включающий универсальный источник электропитания с микропроцессорной системой управления, позволяющий воспроизвести в гальванической ванне ток или напряжение любой заданной формы, а также осуществить его задание в графическом виде на экране дисплея и визуальный контроль электрохимических процессов в гальванованне с применением современных виртуальных технологий, выполненный по заказу НИИ ювелирной промышленности и АО "Русские самоцветы".

Перспективы развития полупроводниковой преобразовательной техники и электротехнических комплексов и систем на ее основе

Создание современных методов анализа и синтеза прецизионных электроприводов и мощных источников электропитания с программируемой формой выходного параметра для электротехнологических установок, основанных на последних достижениях силовой электроники и компьютерной техники, является серьезной научно-технической проблемой в области энергетической электроники. Эта проблема включает такие вопросы, как:

1. разработка математических моделей, способствующих расширению и углублению представлений о характере электромагнитных и информационных процессов в системах управления с усилительно-преобразовательными устройствами на основе транзисторных инверторов;

2. разработка структур, алгоритмов функционирования и конкретных схем систем управления электроприводов и источников электропитания с программируемой формой выходного параметра с транзисторными ШИП в контурах управления, позволяющих реализовать системы с заданными статическими и динамическими характеристиками при сохранении высоких показателей качества потребляемой электроэнергии;

3. разработка инженерных методик расчета электромагнитных нагрузок на элементы энергоподсистемы и синтеза САУ с импульсными преобразователями в контурах управления с учетом цикличности и разрядности датчиков координат и микропроцессорных контроллеров;

4. разработка принципов реализации алгоритмов прямого цифрового управления силовыми ключами транзисторных инверторов на основе однокристальных процессоров DSP из условия обеспечения заданных статических и динамических характеристик системы управления.

Научная новизна предполагаемых работ состоит в развитии теории расчета и проектирования систем управления с импульсными полупроводниковыми преобразователями применительно к прецизионным электроприводам постоянного и переменного тока и источникам тока программируемой формы.

В последние годы особый интерес у разработчиков систем электропривода с полупроводниковыми преобразователями приобрел "мехатронный подход" к проектированию. При таком подходе одним из основных требований к полупроводниковым преобразователям становится возможность их встраивания непосредственно в корпус механизма, в связи с чем появляется тенденция к созданию высокоинтегрированных модулей. При этом электропривод и механизм проектируются как единое целое, с учетом специфических свойств друг друга, чем обеспечиваются наилучшие конструктивно-технологические и массо-габаритные показатели. Этот подход оказался эффективен при создании поворотных столов и опорно-поворотных устройств, мотор-колес для транспортных средств, электроинструмента и других механизмов.

Нельзя также не отметить возросший интерес у разработчиков электротехнических комплексов и систем к использованию сетевых технологий для целей дальнейшей автоматизации. С точки зрения рассмотренных в докладе и разработанных на кафедре систем управления квантово-оптическими комплексами нового поколения, сетевые технологии позволят реализовать централизованное управление всеми телескопами организации или ведомства. При подключении телескопов к единой компьютерной сети и переводе программного обеспечения на технологию "клиент – сервер" у наблюдателя появляется реальная возможность

работать с любым инструментом независимо от его географического положения. При таком централизованном управлении реализуется целый ряд преимуществ перед традиционными способами:

- одновременная работа с несколькими телескопами (используя многозадачную операционную систему, не составляет никаких трудностей запуск двух и более программ-клиентов, каждая из которых будет подключаться к "своему" серверу, предоставляя доступ к очередному телескопу);
- возможность работы нескольких операторов из разных географических мест одновременно;
- возможность создания единой базы результатов всех наблюдений и справочных материалов;
- оперативное решение проблем с программным обеспечением.

Литература

1. История и перспективы развития полупроводниковой преобразовательной техники и систем электропривода на ее основе / А.Е.Козярук, В.С.Томасов. // Изв. вузов. Приборостроение. 1998. Т. 41. № 1–2. С. 85–93.
2. Розанов Ю.К. Основы силовой электроники. М: Энергоатомиздат, 1992.
3. Электрические комплексы и системы с полупроводниковыми преобразователями / В.С.Томасов, В.А.Толмачев // Изв. вузов. Приборостроение. 2000. Т. 43/ № 1–2. С. 70–75.
4. Состояние и перспективы применения полупроводниковых преобразователей в приборостроении. / Т.А.Глазенко, В.С.Томасов // Изв. вузов. Приборостроение. 1996. Т.39. № 3. С. 5–12.
5. Электромагнитные процессы в силовой цепи источника питания транзисторного ШИП, работающего в замкнутой системе электропривода / В.С.Томасов, С.А.Серебряков, П.А.Борисов // Изв. вузов. Приборостроение. 2002. Т.45. № 8. С. 42–50.
6. Ефимов А.А., Шрейнер Р.Т. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока / Под общей редакцией д.т.н., проф. Р.Т.Шрейнера. Новоуральск: Изд-во НГТИ, 2001. 250 с.
7. Глазенко Т.А., Пискарев А.Н., Сеницын В.А., Томасов В.С. Полупроводниковые широтно-импульсные преобразователи для быстродействующих следящих электроприводов постоянного тока. Л.: ЛДНТП, 1974. 32 с.
8. Глазенко Т.А. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока. Л.: Энергия, 1973.
9. Кобзев А.В., Лебедев Ю.М., Михальченко Г.Я. Стабилизаторы переменного напряжения с высокочастотным широтно-импульсным регулированием. М.: Энергоатомиздат, 1986.
10. Глазенко Т.А., Эздрин Г.С. Принципы построения силовых преобразователей "код-напряжение". // Тез. докладов VII Всесоюзной конференции "Современные задачи преобразовательной техники". Киев. 1975. Вып.4. С.44–47.
11. Режимы работы и способы повышения надежности транзисторных ключей в преобразователях систем электропривода / Т.А.Глазенко., В.А. Сеницын, В.С. Томасов, Г.С. Эздрин. Киев. 1979. Препринт. / ИЭД АН УССР. 202.
12. Глазенко Т.А., Сеницын В.А., Томасов В.С. Коммутационные процессы и принципы построения силовых каскадов ШИП и АИН систем электропривода на защищенных транзисторных ключах. // Электротехника. 1983. № 3. С.11–18.

13. Глазенко Т.А., Сеницын В.А., Толмачев В.А. Выбор частоты коммутации силовых ключей замкнутых систем автоматического регулирования с транзисторными ШИП. // Электротехника. 1988. №10. С.64–68.
14. Проблемы реализации микропроцессорных систем управления источников тока программируемой формы / К.М.Денисов, В.А.Толмачев // Изв. вузов. Приборостроение. 2000. Т.43. № 1–2. С.75–80.
15. Глазенко Т.А., Сеницын В.А., Толмачев В.А. Сравнительный анализ динамических характеристик транзисторных широтно-импульсных преобразователей. // Электротехника. 1988. №3. С.23–39.
16. Глазенко Т.А., Сеньков В.И. Схемотехнические и конструктивные методы обеспечения электромагнитной совместимости транзисторных преобразователей постоянного напряжения. // Электричество. 1989. №2. С.37–43.
17. Цыпкин Я.З., Попков Ю.С. Теория нелинейных импульсных систем. М.: Наука. 1973.
18. Глазенко Т.А., Томасов В.С. Методика анализа переходных процессов в выпрямителях с г-С фильтрами. // Изв. вузов. Приборостроение. 1994. Т.37. № 11–12. С.45–53.
19. Системы управления комплексом позиционирования и слежения / В.А.Сеницын, В.А.Толмачев, В.С.Томасов // Изв. вузов. Приборостроение. 1996. Т.39. № 3. С.22–27.
20. Принципы построения и пути совершенствования технических характеристик мощных источников электропитания с произвольной формой выходного параметра / В.А.Сеницын, В.А.Толмачев, В.С.Томасов // Изв. вузов. Приборостроение. 1996. Т. 39. № 4. С. 47–54.
21. Синтез системы управления многомодульного источника тока с индуктивным фильтром / Толмачев В.А. // Изв. вузов. Приборостроение. 2001. Т.44. №3. С.16–22.
22. Синтез системы управления многомодульного источника тока с индуктивно-емкостным фильтром / Толмачев В.А.. // Изв. вузов. Приборостроение. 2002. Т.45. №4. С.33–39.

ОБРАБОТКА ГОЛОГРАФИЧЕСКИХ ИНТЕРФЕРОГРАММ
И СПЕКЛОГРАММ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ
ДВУХЧАСТОТНОГО ЛАЗЕРА

О.П. Большаков, И.Р. Котов, Е.Е. Майоров, В.В. Хопов

В работе рассмотрено применение метода гетеродинной интерферометрии для исследования напряженно-деформированного состояния диффузно отражающих объектов. Рассмотрено устройство, в котором для реализации принципа гетеродинирования предложено использовать двухчастотный лазер. Показано, что с помощью интерферометра сдвига можно производить расшифровку спеклограмм с использованием двухчастотного излучения.

При исследовании напряженно-деформированного состояния диффузно отражающих объектов широко используются методы голографической и спекл-интерферометрии [1]. Реализация принципа гетеродинирования в интерферометрии позволяет сформировать электрический сигнал и, таким образом, производить измерения с помощью электронной техники. Метод гетеродинной голографической интерферометрии известен как наиболее точный метод измерения смещений диффузной поверхности. Однако сложность регистрации и расшифровки интерферограмм, повышенные требования к виброустойчивости оптической схемы делают применение указанного метода достаточно сложным и не всегда возможным. Метод спекл-фотографии отличается своей простотой и свободен от этих недостатков. Поэтому развитие принципа гетеродинирования на область спекл-фотографии позволяет совместить высокую точность гетеродинной интерферометрии и простоту регистрации интерферограмм. Однако эксплуатация известных систем связана с высокими требованиями к термостабилизации [2] и к юстировке оптических элементов [3].

Гетеродинная схема расшифровки предполагает наличие разностной частоты интерферирующих световых пучков. В настоящей работе для реализации принципа гетеродинирования в спекл-фотографии исследована возможность использования двухчастотного лазера [4, 5], в котором сдвиг частот осуществляется за счет зеемановского расщепления линии генерации. Излучение такого лазера характеризуется наличием света с двумя различными частотами и поляризациями: левая круговая и правая круговая.

На рис. 1 изображена принципиальная схема устройства. Излучение лазера 1 содержит два циркулярно поляризованных колебания E_{v_1} и E_{v_2} с различными частотами ν_1 и ν_2 , электрические векторы которых вращаются в противоположных направлениях. За выходным окном лазера расположена четвертьволновая пластинка 2, которая преобразует циркулярно поляризованные колебания в линейно поляризованные, причем плоскости этих колебаний взаимно перпендикулярны (рис. 2а).

Пучок света, пройдя плоскопараллельную пластинку 3 (и частично отразившись от нее для формирования сигнала опорного канала), освещает спекл-фотографию 4, на которой зарегистрирована спекл-структура двух положений исследуемого объекта: до и после смещения. Свет, дифрагированный на спекл-структуре фотопластинки, распространяется через интерферометр сдвига 5, в одном из плеч которого установлена полуволновая пластинка 6. Последняя ориентирована таким образом, что

ее ось MM' (рис. 2б) параллельна оси OO' четвертьволновой пластинки 2. Поэтому плоскости колебаний E_{v1}^I и E_{v2}^I светового пучка I, пройдя полуволновую пластинку, поворачиваются на 90° . Плоскости колебаний E_{v1}^{II} и E_{v2}^{II} светового пучка II не изменяются. Ось NN' поляроида 7 ориентирована под углом 45° к оси четвертьволновой пластинки (рис. 2в). Поляризатор пропускает лишь те колебания, плоскости которых параллельны его оси. Поэтому на выходе поляроида остаются только E_{v2}^I и E_{v1}^I , которые интерферируют. Сигнал на выходе фотоприемника 9 $U \sim \cos(\omega t + \Phi_k)$ изменяется с частотой $\omega = \nu_1 - \nu_2$. В фазе сигнала Φ_k содержится информация о величине вектора смещения.

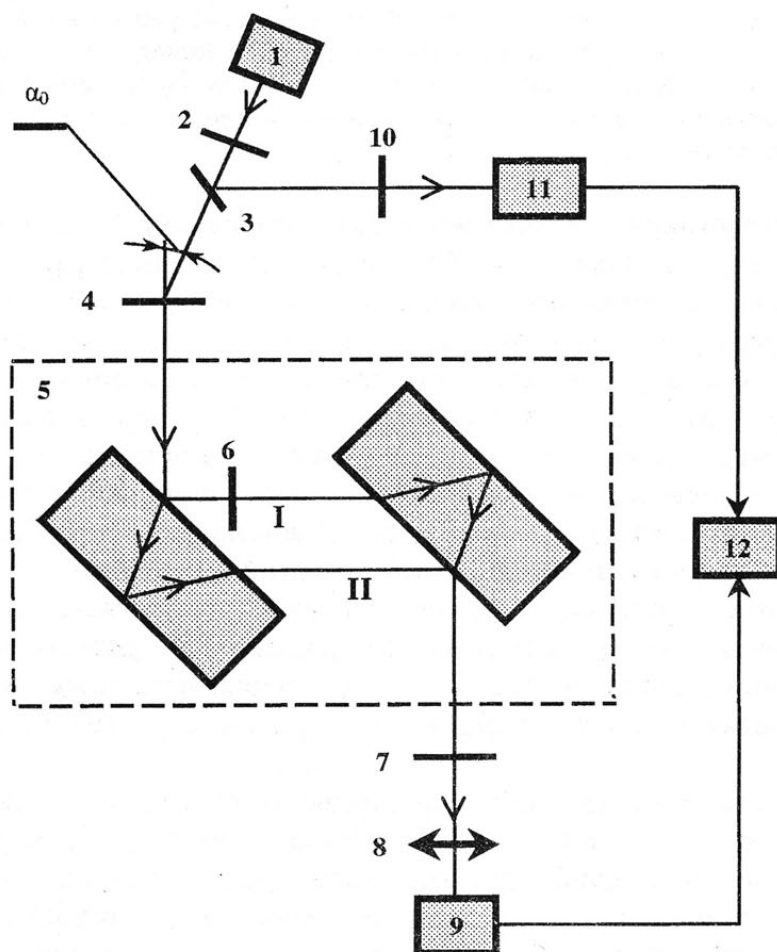


Рис.1. Принципиальная схема устройства. 1 – лазер; 2 – пластинка $\lambda/4$; 3 – светоделитель; 4 – спеклограмма; 5 – интерферометр сдвига; 6 – пластинка $\lambda/2$; 7, 10 – поляризаторы; 8 – объектив; 9, 11 – фотоприемники, 12 – фазометр.

Поляризатор 10, расположенный в опорном канале за плоскопараллельной пластиной 3, установлен таким образом, что его ось PP' (рис. 2г) параллельна оси четвертьволновой пластинки. На выходе поляризатора присутствуют лишь компоненты колебаний E_{v1}'' и E_{v2}'' , параллельные его оси, которые интерферируют, и фотоприемник опорного канала 11 регистрирует изменяющуюся во времени с частотой $\omega = \nu_1 - \nu_2$ интенсивность светового потока опорного канала. Фаза сигнала Φ_0 на выходе фотоприемника 11 постоянна.

Сигналы фотоприемников 9 и 11 поступают на входы измерителя разности фаз 12.

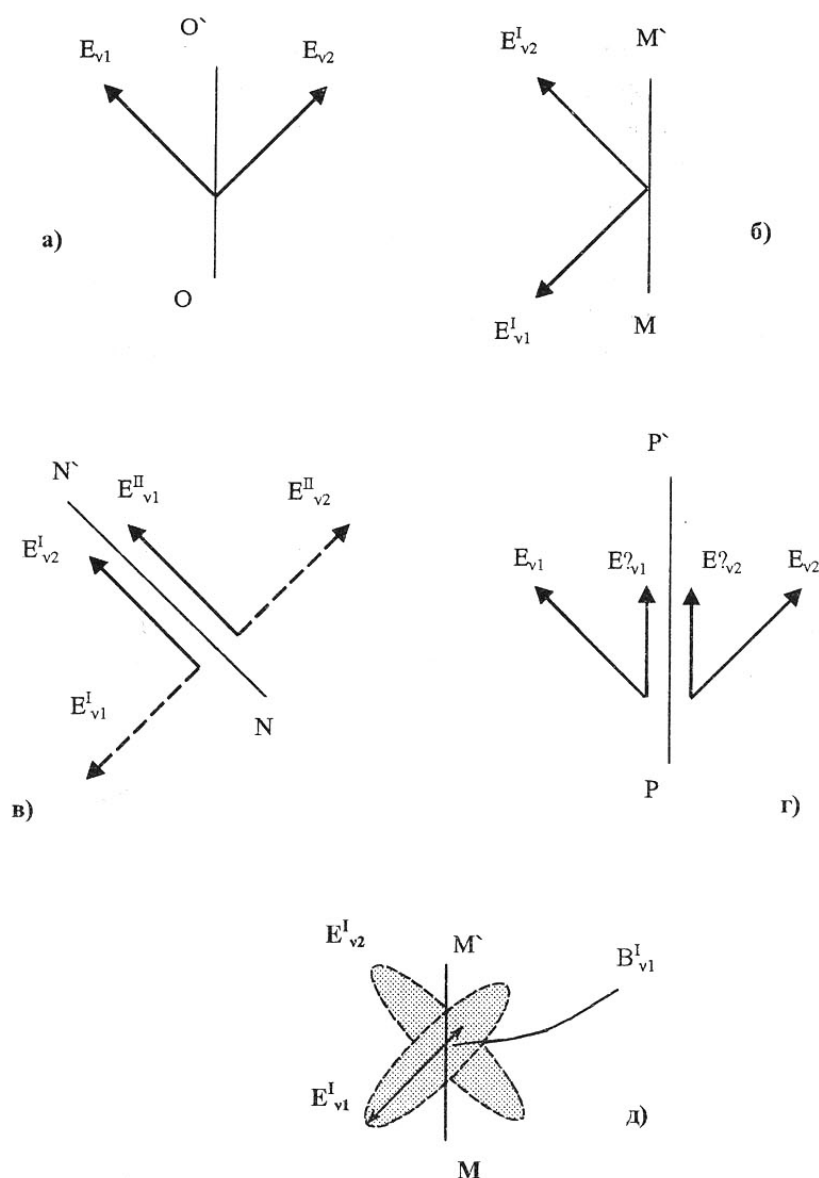


Рис. 2. Векторные диаграммы поляризации интерферирующих лучей

Предлагаемое устройство позволяет измерять относительную величину смещения исследуемых точек поверхности объекта $\Delta \mathbf{d}$, а при выборе начала отсчета от точки, не претерпевшей смещение, – абсолютную величину. С этой целью осуществляется перемещение фотопластинки относительно лазерного луча в плоскости, в которой она установлена. При этом фаза сигнала измерительного канала Φ_k (на выходе фотоприемника 9) изменяется в соответствии с изменением величины вектора смещения $\mathbf{d}$, фаза сигнала опорного канала Φ_0 остается постоянной. Для каждого положения фотопластинки измеритель разности фаз дает показание

$$\Delta \Phi_k = \Phi_k - \Phi_0,$$

где $k = 1, 2, 3, \dots$

Изменение величины вектора смещения $\Delta \mathbf{d}$ между k -ой точкой и $(k-1)$ -ой точкой определяется из следующей формулы (частный случай уравнения Александрова и Бонч-Бруевича [6]):

$$\Delta \Phi_k - \Delta \Phi_{k-1} = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta \mathbf{d} \sin \alpha,$$

где λ – длина волны лазерного излучения; $\Delta \mathbf{d}$ – изменение вектора смещения при перемещении фотопластинки из k -ой точки в $(k-1)$ -ую точку, α – угол дифракции луча света на спекл-структуре фотопластинки.

В качестве интерферометра сдвига в устройстве используется интерферометр Жамена, образованный из двух идентичных плоскопараллельных пластин.

Поскольку свет, рассеянный спеклограммой, распространяется в апертурном угле порядка $0.1 - 0.15$ рад, настроить полуволновую пластину 6 (рис. 1) для всех лучей из этого апертурного угла невозможно. Поэтому основная погрешность измерения связана с отличием толщины h полуволновой пластинки 6 от величины h_0 , необходимой для поворота плоскости поляризации без изменения вида поляризации, т.е. сохранения при этом колебания линейно поляризованным. Толщина пластинки h_0 , удовлетворяющая этому требованию, определяется следующим выражением:

$$h_0 = \frac{\lambda}{2} \frac{1}{n_0 - n_e} + \frac{m\lambda}{n_0 - n},$$

где m — целое число, λ — длина волны излучения, n_0 и n_e — показатель преломления для обыкновенного и необыкновенного лучей соответственно.

В случае отличия реальной толщины пластинки h от h_0 колебание на выходе полуволновой пластинки становится эллиптически поляризованным. При этом к интерферирующим колебаниям E_{v2}^I и E_{v1}^{II} добавляется $B_{\omega 1}^I$ (рис. 2 д).

Наличие составляющей B_{v1}^I приводит к ошибке $\delta\Phi$ в определении фазы сигнала Φ . В худшем случае, когда сигнал B_{v1}^I сдвинут по фазе относительно E_{v1}^{II} на $\pi/2$, ошибка будет равна

$$\delta\Phi = \arctg \frac{B_{v1}^I}{E_{v1}^{II}}.$$

Так как E_{v1}^{II} и B_{v1}^I — полуоси эллипса и $E_{v1}^I \approx E_{v1}^{II}$, то

$$\frac{B_{v1}^I}{E_{v1}^{II}} = \frac{\operatorname{tg} \left[\frac{2\pi}{\lambda} \delta h (n_0 - n_e) \right]}{2},$$

и

$$\delta\Phi = \frac{\pi}{\lambda} \delta h (n_0 - n_e),$$

где $\delta h = h - h_0$. Так, при $\delta h = 4\lambda$ ($n_0 - n_e = 0,005$ для слюды) $\delta\Phi = 0,01 \cdot 2\pi$.

Таким образом, при указанных параметрах предлагаемое устройство позволяет производить измерения с погрешностью не более $0,01 \cdot 2\pi$ рад.

Результаты, приведенные в статье, могут быть использованы при разработке автоматизированных систем для исследования напряженно-деформированного состояния диффузно отражающих объектов, расшифровки интерферограмм. Следует отметить, что рассмотренное в работе устройство может быть также использовано и при оптической обработке голографических интерферограмм.

Литература

1. Ч.Вест. Голографическая интерферометрия М.: Мир, 1982.
2. Smith G.B., Stetson K.A. Heterodyne readout of speckle-gram halo interference fringes // Appl. Opt. 1984. V.23. №6. P.920.
3. Хопов В.В. Гетеродинная спекл-интерферометрия // Опт. и спектр. 1983. Т. 55. №4. С.762.
4. Котов И.Р. и др. Устройство для измерения вектора смещения. А.с. № 1342180.
5. Коронкевич В.П., Соболев В.С. Лазерная интерферометрия. Новосибирск: Наука, 1983.
6. Александров Е.Б., Бонч-Бруевич А.Н. Исследование поверхностных деформаций тел с помощью голограммной техники. // ЖТФ. 1967. Т.37. №2. С.360-367.

ОСОБЕННОСТИ ГЕНЕРАЦИИ МОЩНОГО ЛАЗЕРА НА НЕОДИМОВОМ СТЕКЛЕ В ЧАСТОТНО-ИМПУЛЬСНОМ РЕЖИМЕ

**В.Б. Карасев, В.В. Крамник, В.В. Назаров, А.А. Солунин, Н.А. Солунин,
Л.М. Студеникин, Л.В. Хлопонин, В.Ю. Храмов**

Исследованы термооптические неоднородности, возникающие в активных элементах мощного лазера на неодимовом стекле при накачке серией импульсов. В ходе проведения численных и экспериментальных исследований определены величина и точность установки температуры хладагента при реализации режима охранного подогрева активного элемента лазера на неодимовом стекле, что позволило оптимизировать угловые характеристики излучения генерации в неустойчивом резонаторе.

1. Введение

Внутреннее тепловыделение в активном элементе является одной из важнейших особенностей твердотельного лазера [1-10]. Основными источниками нагрева являются поглощение излучения ламп накачки матрицей активного элемента, стоковые потери в атомах активатора, поглощение излучения как накачки, так и непосредственно лазерной генерации различными примесными и поглощающими центрами, в том числе и динамически наводимыми в активной среде в процессе накачки. Уровень воздействия излучения ламп накачки может быть в значительной мере уменьшен при использовании разнообразных методов фильтрации и спектрального преобразования вредного излучения. Среди наиболее удачных методов следует отметить реализацию принципа "светового котла", применение специальных люминесцентных переизлучающих светофильтров, нанесение селективно отражающих диэлектрических покрытий на поверхности колб ламп накачки и прозрачных деталей осветителя и т.д. [3, 4, 11, 12]. Кардинальным способом уменьшения степени нагрева активных элементов является применение в качестве селективного источника накачки излучения полупроводниковых лазеров [8, 13].

Нагрев активной среды может непосредственно уменьшить эффективность лазерной генерации за счет влияния на спектрально-люминесцентные характеристики активатора. Кроме того, нагрев, особенно неоднородный, приводит к существенному увеличению величины оптических aberrаций оптических элементов, находящихся в резонаторе лазера. Ухудшение оптического качества приводит как к снижению эффективности лазера, так и к значительному ухудшению качества волнового фронта выходного излучения. Последнее обстоятельство может привести к значительным дополнительным потерям лазерного излучения в оптических системах формирования и доставки излучения на мишени.

Ввиду очевидной важности очерченной проблемы вопросам исследования термоиндуцированных aberrаций, наводимых в твердотельных активных элементах, уделялось пристальное внимание с момента создания твердотельного лазера [14, 15]. По отношению к случаю оптических неоднородностей, наводимых в изотропных цилиндрических активных элементах, исследованию которых посвящена данная работа, задача является канонической.

В настоящей работе проводится численный анализ термооптических искажений, возникающих в активных элементах мощного лазера на неодимовом стекле при накачке серией из трех импульсов, а также проводится численная оптимизация угловых характеристик излучения генерации, полученного в неустойчивом резонаторе при наличии термооптических неоднородностей в активном элементе.

2. Моделирование термооптических неоднородностей в активном элементе

Достаточно подробные исследования твердотельных активных элементов для различных временных режимов генерации лазеров приведены в [9, 16]. Поэтому мы сразу запишем уравнения, которые применялись в настоящей работе для анализа теплового режима активных элементов для импульсно-периодического режима работы лазера в условиях радиальной неоднородной накачки с прямоугольным временным профилем.

Введем предварительно следующие величины: $Bi = \frac{\alpha \cdot R}{k}$ – число Био, безразмерный комплекс, характеризующий эффективность теплообмена активного тела с окружающей средой; $Fo = \frac{a \cdot t}{R^2}$ – число Фурье, безразмерный комплекс, представляющий время протекания процессов, $r1 = \frac{r}{R}$ – безразмерный текущий радиус, μ_n – корни характеристического уравнения $Bi \cdot J0(\mu) = \mu \cdot J1(\mu)$, $A_n = \frac{2 \cdot Bi}{(\mu_n)^2 \cdot J0(\mu_n) \cdot (\mu_n^2 + Bi^2)}$ – коэффициенты, зависящие от числа Био, $J0(\mu)$, $J1(\mu)$ – цилиндрические функции Бесселя первого рода.

Для описания импульсно-периодического режима зададим период повторения импульсов Tf (в безразмерном виде $fot = \frac{a}{R^2} \cdot Tf$), длительность импульса накачки tp (в безразмерном виде $fop = \frac{a}{R^2} \cdot tp$), длительность промежутка охлаждения $tc = Tf - tp$ (в безразмерном виде $foc = \frac{a}{R^2} \cdot (Tf - tp)$). Символом s будем обозначать номер импульса накачки или следующего за ним соответствующего промежутка охлаждения в последовательности импульсов.

Средняя плотность поглощенной мощности накачки $q0$ может быть записана в виде

$$q0 = \frac{Wp \cdot \eta}{\pi \cdot R^2 \cdot lar}, \quad (1)$$

где Wp – мощность накачки, η – параметр эффективности поглощения мощности накачки, произведение $Wp \cdot \eta$ – полная мощность источников тепловыделения в активной среде, lar – длина активной среды. Для описания процессов неоднородного тепловыделения введем следующие параметры:

$$qm(r) = \frac{2 \cdot \int_0^r r1 \cdot q(r1) \cdot dr1}{r^2}, \quad (2)$$

где $q(r/R)$ – исходная ненормированная радиальная зависимость плотности мощности тепловыделения. Параметр $qm(r)$ представляет собой относительную среднюю плотность мощности тепловыделения в объеме, ограниченным радиусом r :

$$q0i = \frac{q0}{qm(1)}, \quad (3)$$

$$qm2(r) = \int_r^1 r1 \cdot [qm(r1) - qm(1)] dr1, \quad (4)$$

$$q2(n) = \frac{q0i \cdot R^2 \cdot (\mu_n)^4}{Bi \cdot J0(\mu_n) \cdot a \cdot c \cdot \rho \cdot 2} \int_0^1 r1 \cdot J(m_n \cdot r1) \cdot qm2(r1) \cdot dr1. \quad (5)$$

Решение сформулированной выше тепловой задачи может быть представлено в виде бесконечного ряда [9], запись членов которого выглядит весьма громоздко. Предварительно введем для промежутков накачки и охлаждения следующие параметры:

$$Fp(n, s) = 1 - \frac{[1 - \exp[-(\mu_n)^2 \cdot fot \cdot (s-1)]]}{[1 - \exp[-(\mu_n)^2 \cdot fot]]} \cdot [\exp[-(\mu_n)^2 \cdot foc] - \exp[-(\mu_n)^2 \cdot fot]] \quad (6)$$

$$Fc(n, s) = \frac{[1 - \exp[-(\mu_n)^2 \cdot fot \cdot s]]}{[1 - \exp[-(\mu_n)^2 \cdot fot]]} \cdot [1 - \exp[-(\mu_n)^2 \cdot fop]] \quad (7)$$

С учетом всех вышеприведенных параметров выражения для температуры активного элемента на s промежутках накачки $TP(s, r1, fo)$ и охлаждения $TC(s, r1, fo)$ могут быть записаны в виде:

$$TP(s, r1, fo) = T0 + \sum_n A_n J0(\mu_n \cdot r1) \cdot [1 - Fp(n, s) \cdot \exp[-(\mu_n) \cdot fo]] \cdot q2(n) + \quad (8)$$

$$+ \frac{q0 \cdot R^2}{a \cdot c \cdot \rho} \cdot \sum_n A_n \cdot J0(\mu_n \cdot r1) \cdot [1 - Fp(n, s) \cdot \exp[-(\mu_n)^2 \cdot fo]]$$

$$TC(s, r1, fo) = T0 + \sum_n A_n J0(\mu_n \cdot r1) \cdot Fc(n, s) \cdot \exp[-(\mu_n) \cdot fo] \cdot q2(n) + \quad (9)$$

$$+ \frac{q0 \cdot R^2}{a \cdot c \cdot \rho} \cdot \sum_n A_n \cdot J0(\mu_n \cdot r1) \cdot Fc(n, s) \cdot \exp[-(\mu_n)^2 \cdot fo]$$

Найденные радиальные распределения температуры в дальнейшем использовались для определения радиальной зависимости радиальной и тангенциальной компонент показателя преломления $n_{r, \phi}$ изотропных сред по известным формулам (см., например, [2]):

$$n_{r, \phi}(s, r1, fo) = n0 + P \cdot [TP(s, r1, fo) - \overline{TP}(s, 1, fo)] \pm Q \cdot [TP(s, r1, fo) - \overline{TP}(s, r1, fo)],$$

где

$$\overline{TP}(s, r1, fo) = \frac{2 \cdot \int_0^{r1} TP(s, r, fo) \cdot r \cdot dr}{r1^2} \quad (10)$$

– средняя температура среды в прилегающей к оси зоне радиуса $r1$,

$$P = \beta - \frac{\alpha \cdot E}{2 \cdot (1 - \nu)} \cdot (C1 + 3 \cdot C2), \quad (11)$$

$$Q = \frac{\alpha \cdot E}{2 \cdot (1 - \nu)} \cdot (C1 - C2), \quad (12)$$

– введенные в [17] лазерные термооптические постоянные. Величина P характеризует изменения показателя преломления, усредненные по обеим поляризациям, величина Q – наведенное двулучепреломление.

В формулах (11) и (12) $\beta = \frac{dn}{dT}$ – температурный коэффициент абсолютного изменения показателя преломления среды в отсутствии напряжений, α – коэффициент линейного расширения, E – модуль Юнга, ν – коэффициент Пуассона, $C1$ и $C2$ – фотоупругие константы среды.

3. Результаты численных расчетов и экспериментальные данные

Данные тепловые модели были использованы при оптимизации режимов работы мощного лазера на неодимовом стекле. Хорошо известно, что одним из эффективных способов уменьшения величины термооптических неоднородностей при импульсно-периодической накачке сериями редко повторяющихся импульсов является применение в лазерных установках систем так называемого охранного нагрева. В этих системах производится нагрев хладагента в соответствии с ростом температуры АЭ, обусловленного внутренним тепловыделением. В лазерах с охранным нагревом обеспечивается квазиadiaбатическое функционирование АЭ, за счет чего температурные перепады в нем существенно меньше, чем при охлаждении жидкостью с постоянной температурой. Нагрев хладагента в таких системах может производиться по линейному закону [6] $T = T_0 + h \cdot t$, где T_0 – начальная температура жидкости, h – скорость ее нагрева, определяемая из условия минимальности перепада температуры в АЭ. Следует отметить, что охранный нагрев является разновидностью методов теплоизоляции активной среды, при которых стремятся уменьшить до минимума влияние теплоотвода на структуру теплового состояния активной матрицы.

К сожалению, для рассматриваемой в настоящей работе лазерной системы на неодимовом стекле мощность нагревателей, необходимая для реализации линейного нагрева хладагента, оказалась недопустимо большой. По этой причине линейный нагрев хладагента был заменен ступенчатым, при котором использовалось несколько отдельных теплоизолированных резервуаров, в каждом из которых хладагент был нагрет предварительно до требуемой температуры. В процессе работы лазера в промежуток времени между импульсами накачки одной серии осуществлялось быстрое переключение резервуаров, из которых нагретый хладагент поступал в жидкостные каналы квантрона активного элемента. Такая процедура быстрой смены хладагента практически эквивалентна режиму ступенчатого нагрева хладагента и не требует применения систем сверхмощных проточных нагревателей.

В настоящей работе изложенные выше модели для термооптических расчетов твердотельных активных элементов были применены для определения необходимой температуры хладагента в накопительных баках системы охлаждения лазера и допуска на точность поддержания этой температуры. В дальнейшем для краткости любые жидкостные системы, обеспечивающие как режим охранного нагрева и последующего охлаждения, так и стандартные режимы охлаждения активных элементов до исходной температуры, будем называть всегда просто системами охлаждения. Для расчетов выбраны следующие исходные данные: активная среда – неодимовое стекло ГЛС-6, диаметр активного элемента 45 мм, длина активной среды 960 мм, внешний диаметр канала протока хладагента 52 мм, энергия накачки для одного импульса 600 кДж, количество импульсов в серии – 3, эффективность поглощения $\eta = 0.07$, длительность импульса накачки 10 мс, временной интервал между импульсами накачки 8 с, скорость протока хладагента (4–5) л/мин (параметр Био $Bi = 50$), коэффициент увеличения неустойчивого резонатора $M = 3$.

Критерием для определения допустимой зоны рабочей температуры хладагента было выбрано условие уменьшения эффективного числа Штреля для оптического резонатора на двадцать процентов. Эффективное число Штреля для резонатора лазера определялось наподобие определения числа Штреля для оптической системы, а именно, как отношение осевой интенсивности выходного излучения лазера с неоднородным активным элементом к осевой интенсивности излучения лазера с идеальным активным элементом. Расчет осевой интенсивности проводился в геометрооптическом приближении, что, как известно [2], для случая неустойчивых резонаторов вполне допустимо, особенно для первичных оценочных расчетов.

В случае выполнения тепловых расчетов, когда температура охлаждающей жидкости меняется, уравнения (8) и (9) непосредственно применять нельзя, так как при выводе этих уравнений предполагалось, что тепловая релаксация среды в каждом импульсе осуществляется до одного уровня – уровня начальной температуры охлаждающей жидкости T_0 . Однако в настоящей работе было найдено, что, если выполнить операцию перенормировки параметра q_0 , входящего в эти уравнения, то их можно по-прежнему использовать в расчетной схеме, если только заменить постоянный параметр температуры охлаждающей жидкости T_0 на переменный $T_0(s)$, зависящий уже от номера импульса накачки и задающий температуру хладагента сразу после действия s -импульса накачки, а значение параметра $q_0(\text{new})=q_{0n}$ вычислять по следующей формуле:

$$q_{0n} = [T_m - T_0(s)] \cdot \frac{c \cdot \rho}{tp} = q_0 - T(s) \cdot \frac{c \cdot \rho}{tp}, \quad (13)$$

где параметр $T_m = \frac{q_0 \cdot tp}{c \cdot \rho}$ определяет среднюю температуру активной среды в конце

импульса накачки, а величина q_0 рассчитывается по формуле (1). Видно, что в зависимости от разности температур $[T_m - T_0(s)]$ величина параметра q_{0n} может быть теперь как положительной, так и отрицательной. Обратим внимание на то, что схема вычисления коэффициентов $q_2(n)$, определяющих влияние неоднородности накачки, остается неизменной.

Момент времени	Тепловые параметры	Радиальная функция тепловыделения $q(r1)=1+a2*(r1)^2+a4*(r1)^4$					
		$a2=0$ $a4=0$	$a2=0.1$ $a4=0$	$a2=0.2$ $a4=0$	$a2=0.4$ $a4=0$	$a2=0.1$ $a4=0.1$	$a2=0.2$ $a4=0.2$
Начало 2 импульса накачки	$T_{sur}, ^\circ\text{C}$	40.1	41.1	42.0	43.5	42.3	44.2
	dTH, K	+0.4	+0.6	+0.8	+1.1	-0.6	-0.8
	dTL, K	-0.4	-0.2	0	+0.3	-1.4	-2.2
	Оптимальная температура хладагента $T_0(2), ^\circ\text{C}$	40.1	41.3	42.4	44.2	41.3	42.7
Начало 3 импульса накачки	$T_{sur}, ^\circ\text{C}$	60.3	62.2	64.0	67.0	64.6	68.3
	dTH, K	+0.2	+0.4	+0.6	+1.0	-0.8	-1.5
	dTL, K	-0.2	0	+0.2	+0.6	-1.2	-1.9
	Оптимальная температура хладагента $T_0(3), ^\circ\text{C}$	60.3	62.4	64.3	67.8	63.6	66.5

Таблица 1. Верхняя dTH и нижняя dTL границы диапазонов отклонения температуры хладагента от температуры поверхности активной среды T_{sur} для лазера на неодимовом стекле, работающего в режиме ступенчатого охранного нагрева. Оптимальная температура хладагента $T_0(s)$ соответствует середине допустимого диапазона отклонения

Радиальная функция распределения объемной плотности источников тепловыделения задавалась в виде $q(r1) = 1 + a2 \times (r1)^2 + a4 \times (r1)^4$. В ходе вычислений для моментов времени, соответствующих началу второго или третьего импульса, определялся допустимый диапазон отклонений температуры хладагента от

температуры поверхности активного элемента dT_x , при котором эффективное число Штреля Str для резонатора будет не меньше 0.8. Результаты вычислений приведены в табл. 1. На рис. 1 приведен пример интегральных угловых распределений относительной доли полной мощности выходного излучения $W(\theta)$ неустойчивого резонатора, полученные при значении $a_2 = a_4 = 0.1$, $s = 3$, $dT_x = (-0.8)$ К.

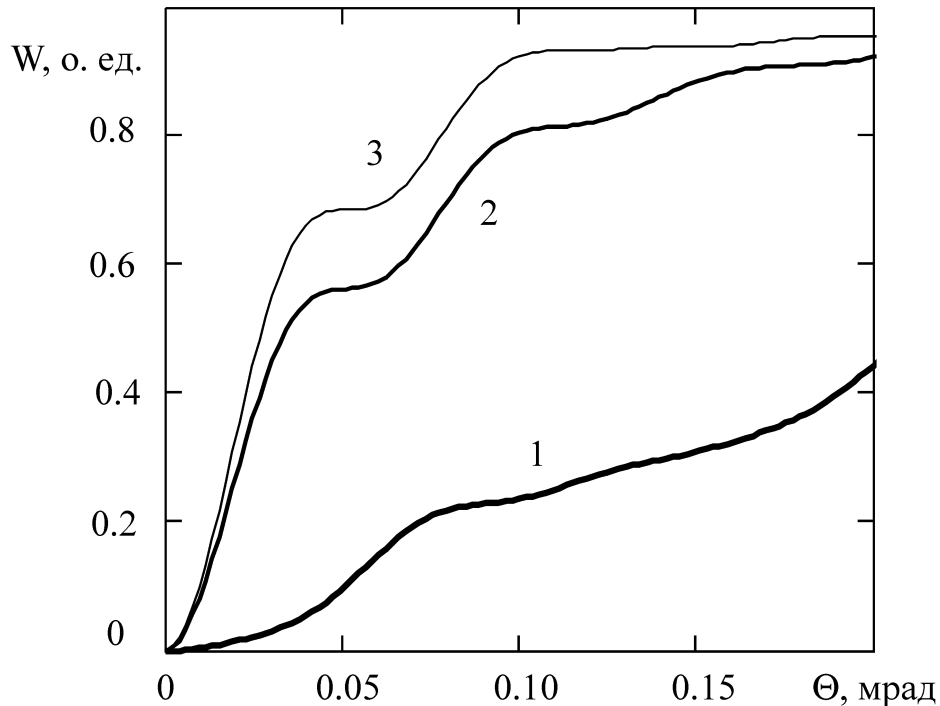
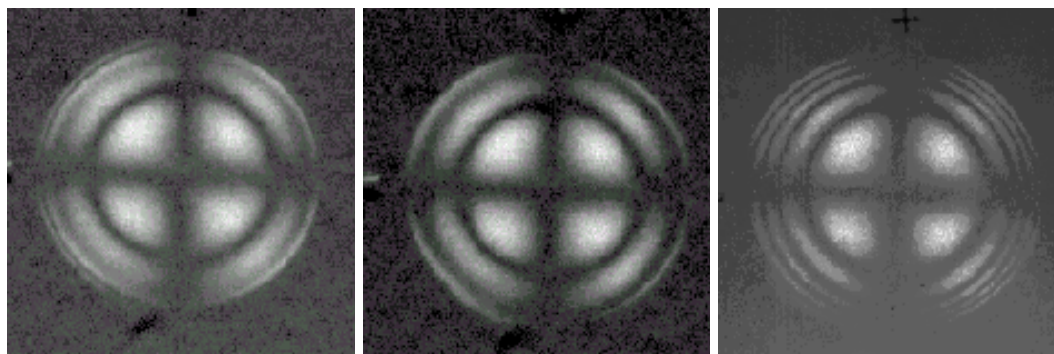


Рис. 1. Распределение относительной доли мощности выходного излучения $W(\theta)$ неустойчивого резонатора, содержащейся в центральном конусе с полным плоским углом при вершине θ . Функция распределения источников тепловыделения: $q(r_1) = 1 + a_2 \cdot (r_1)^2 + a_4 \cdot (r_1)^4$ ($a_2 = 0.1$, $a_4 = 0.1$). Момент времени непосредственно предшествует началу 3 импульса накачки ($s = 3$). Разность температур хладагента и поверхности активной среды: $dT_x = (-0.8)$ К.
1 — распределение без коррекции сферической составляющей волнового фронта, 2 — распределение с коррекцией сферической составляющей волнового фронта, 3 — распределение для идеального неустойчивого резонатора.

Результаты расчета показывают, что величины допустимого диапазона отклонений температуры хладагента от оптимальной температуры $T_0(s)$ практически не зависят от значений параметров a_2 и a_4 , определяющих вид функции $q(r_1)$, и составляют ± 0.4 К и ± 0.2 К для второй и третьей ступеней температур хладагента. Данные интервалы точности установки температуры хладагента в резервуарах несомненно достижимы для практической реализации системы ступенчатого охранного нагрева активного элемента неодимового лазера. Заметим все же, что проблема построения системы ступенчатого охранного нагрева не является тривиальной, хотя бы в силу наличия трудно контролируемых источников выделения и потерь тепла в системе охлаждения, что может привести к существенным изменениям температуры хладагента при его движении от накопительного резервуара к системе каналов охлаждения квантрона. Особенно это касается случая третьего импульса накачки, когда требуется обеспечить точность ± 0.2 К при существенно большей абсолютной температуре хладагента.

В настоящей работе проведены эксперименты по нахождению параметров системы ступенчатого охранного нагрева лазера. Измерения проводились для энергии накачки 53 кДж с длительностью 2.5 мс. Характерные поляриграммы приведены на рис. 2. Было найдено, что температура хладагента после вспышки должна быть на 4.5–4.8 К выше температуры активных элементов до вспышки. Этот результат хорошо согласуется с результатами математического моделирования теплового режима активного элемента, проведенного выше.

а)

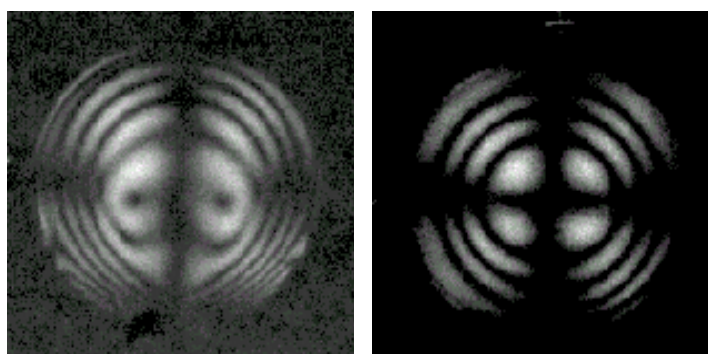


$\Delta T_{21}=20 \text{ K}$

$\Delta T_{21}=22.5 \text{ K}$

$\Delta T_{21}=30 \text{ K}$

б)



$\Delta T_{32}=22 \text{ K}$

$\Delta T_{32}=22.5 \text{ K}$

Рис. 2. Характерные поляриграммы, зафиксированные при изменении разницы температур хладагента до и после выстрела: а – 8 с после первого импульса накачки, б – 8 с после второго импульса накачки

4. Заключение

Рассмотренная в настоящей работе математическая модель, позволяющая проводить расчет распределения температуры в твердотельных активных элементах в условиях неоднородного тепловыделения, была использована для анализа термооптических искажений в активных элементах мощного лазера на неодимовом стекле в условиях частотно-импульсной накачки. На основании проведенных расчетов были определены точные температуры хладагента для реализации режима охранного подогрева, позволившего оптимизировать угловые характеристики излучения генерации лазера с неустойчивым резонатором при накачке серией из трех импульсов. Полученные в результате численного моделирования оптимальные значения температур хладагента соответствуют данным, полученным в ходе эксперимента по определению параметров системы ступенчатого охранного подогрева активных элементов.

Работа выполнена при поддержке Министерством образования Российской Федерации (программа "Государственная поддержка региональной научно-технической политики высшей школы и развитие ее научного потенциала", подпрограмма "Международное научное и научно-техническое сотрудничество высшей школы России", раздел 1 "Международные проекты, направленные на развитие вузовской науки, ее интеграцию в мировую систему фундаментальных и прикладных исследований, укрепление экспортного потенциала регионов").

Литература

1. Справочник по лазерам.// Под ред. А.М. Прохорова. В 2-х томах. Т.1. М.: Сов. радио, 1978, 504с. Т.2. М.: Сов. радио, 1978. 400с.
2. Ананьев Ю.А. Оптические резонаторы и лазерные пучки. М.: Наука, 1990. 264с.
3. Мак А.А., Сомс Л.Н., Фромзель В.А., Яшин В.Е. Лазеры на неодимовом стекле. М.: Наука, 1991.
4. Мезенов А.В., Сомс Л.М., Степанов А.И.. Термооптика твердотельных лазеров. Л.: Машиностроение, 1986. 199 с.
5. Зверев Г.М., Голяев Ю.Д., Шалаев Е.А., Шокин А.А.. Лазеры на алюмоиттриевом гранате с неодимом. М.: Радио и связь, 1985. 144с.
6. Зверев Г.М., Голяев Ю.Д.. Лазеры на кристаллах и их применение. М.: Рикел, Радио и связь, 1994б. 312с.
7. Алексеев Н.Е., Гапонцев В.П., Жаботинский М.Е. и др. Лазерные фосфатные стекла. М.: Наука, 1980. 352с.
8. Koechner W. Solid-state laser engineering. Fourth extensively revised and updated edition. Springer, 1996. 708p.
9. Белостоцкий Б.Р., Рубанов А.С.. Тепловой режим твердотельных оптических квантовых генераторов. М.: Энергия, 1973. 168с.
10. Методы расчета оптических квантовых генераторов. В 2-х томах, т.1 / Под ред. Степанова Б.И. Минск, Наука и техника, 1968. 654 с.
11. Мак А.А., Фромзель В.А., Щербаков А.А. и др. Влияние свойств "светового котла" на эффективность лазера. // ОМП. 1983. №1. С.58.
12. Балашов И.Ф., Березин Б.Г., Крыжановский Б.П. и др. Твердотельный лазер с отражателем, пропускающим ИК и УФ излучение. // ОМП. 1982. №8. С.28.
13. Куратов И.И., Цветков Ю.В. Неодимовые излучатели с лазерной диодной накачкой. // Известия академии наук СССР, серия физическая. 1990. Т.54. №10. С.1994–2001.
14. Baldwin G.D., Riedel E.P. Measurements of dynamic optical distortion in Nd-doped glass laser rods. // J. of Applied Physics. 1967. V.38. №7. P.2726–2738.
15. Sticley C.M. Laser brightness gain and mode control by compensation for thermal distortion. // IEEE J. of Quant. Electr. 1968. QE-2. P.511.
16. Белостоцкий Б.Р., Любавский Ю.В., Овчинников В.М. Основы лазерной техники. Твердотельные лазеры.// Под ред. акад. А.М. Прохорова. М.: Сов. радио, 1972. 408 с.
17. Ананьев Ю.А., Гришманова Н.И. Деформация активных элементов интерферометров и термооптические постоянные неодимового стекла.// ЖПС. 1970. Т.12. С.668.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ В ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВАХ

С. М. Латыев, С. А. Сухопаров, С. С. Митрофанов, И. Н. Тимошук

Во многих операциях контроля и юстировки фотоэлектрических устройств (ФУ) производится фокусировка, которая выполняется наиболее простым способом – непосредственным наведением на резкость изображения. Однако чувствительность этого способа невелика.

Чувствительность операции фокусировки может быть повышена различными способами, в том числе способами фотоэлектрической индикации.

Один из них рассмотрен в [1]. Способ основан на использовании позиционно-чувствительных фотоприемников типа "мультискан". Недостатком этого способа является высокая стоимость фотоприемников.

Ниже будет показана возможность и эффективность использования дешевых фотоприемников, чувствительных к изменению интегрального лучистого потока.

В основу способа также положено преобразование расфокусировки в разность освещенностей расфокусированных изображений.

При расфокусировке изображений относительная яркость в центре дифракционного пятна определяется по формуле [2]:

$$y = \frac{E}{E_o} = \frac{\sin^2 x}{x^2}, \quad (1)$$

где $x = \frac{\pi \cdot \Delta}{\Delta_1}$, Δ – величина перемещения, $\Delta_1 = 8\lambda \cdot \left(\frac{f_{ia}}{D} \right)^2$, $f_{об}$ – фокусное расстояние,

D – диаметр зрачка входа.

Максимальная скорость изменения интенсивности при расфокусировке имеет место тогда, когда первая производная максимальна, а вторая производная равна нулю.

После двукратного дифференцирования выражения (1) по x получим

$$y' = 0,54017, y = 0,548.$$

При индикации расфокусировки глаз будет сравнивать интенсивности изображений и добиваться их равной величины. Учитывая, что глаз может обнаружить разность освещенностей двух изображений в 5%, получаем следующее условие для оценки чувствительности фокусировки:

$$\Delta y_{\max} = y', \quad \Delta x_{\max} = \frac{K}{2} = 0,025, \quad (2)$$

где K – контрастная чувствительность глаз.

Для оценки чувствительности фокусировки ФУ будем исходить также из контрастной чувствительности $K_{пр}$.

Преобразуем формулу для контраста изображения (2) к виду

$$K_{пр} = \frac{E_{\max} - E_{\min}}{E_{\max} + E_{\min}}$$

и получим

$$I_o = \frac{I_T (1 + K_{пр})}{1 - K_{пр}},$$

где $K_{пр}$ – контрастная чувствительность фотоприемника, I_o – ток фотоприемника, I_T – темной ток.

Для вычисления E_o воспользуемся выражением

$$E_o = \frac{I_T (1 + K)}{1 - \hat{E}}. \quad (3)$$

Выбрав из [3] данные для фотоприемников величины фототоков I и интегральной чувствительности $S_{\text{инт}}$ и приняв $K = 0.01$, получим для ФД-19 КК $E_o = 6$ лк, для ФД-20 КП $E_o = 1,5$ лк и ФД-256 $E_o = 0,25$ лк.

Из формул (1) и (2) получим выражение для определения предела чувствительности индикации:

$$\Delta S' = \frac{8\lambda \cdot K \cdot f^2}{2y' \cdot \pi \cdot D^2} = 2 \cdot 36 \cdot 10^{-2} \lambda \cdot \left(\frac{f}{D}\right)^2. \quad (4)$$

При контрастной чувствительности $K = 0.01$ предел чувствительности при $\frac{f}{D} = 10$ составит 1,3 мкм, а фокусность пучка (при $f = 250$ мм) будет равна 48,1 км.

При относительном отверстии 1 : 3 предел чувствительности достигнет величины 0,13 мкм.

Оптическая схема для реализации фотоэлектрического устройства приведена на рис. 1.

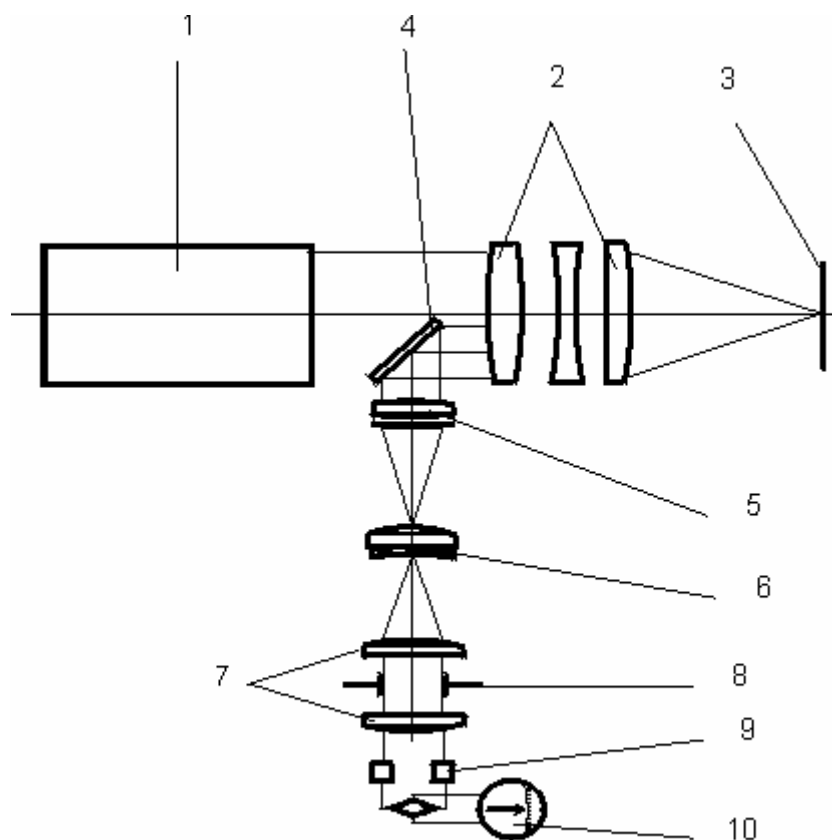


Рис. 1. Оптическая схема для реализации фотоэлектрического устройства

Она состоит из коллиматора 1, юстируемого или контролируемого объектива 2, зеркала 3, диагонального зеркала 4, занимающего половину пучка лучей, объектива 5, коллектива 6, выполненного заодно с бипризмой, оборачивающих линз 7, апертурной диафрагмы 8, фотодиодов 9 и электрической схемы с индикатором 10.

Объектив 5, коллектив 6, оборачивающие линзы 7 фотодиоды 9 образуют оптический индикатор.

Коллиматор 1 содержит сетку – пластинку со штрихами, смещенными вдоль оптической оси на величину P , определяемую по формуле [4]

$$P = 3,32 \cdot \left(\frac{f}{D} \right)^2. \quad (5)$$

Штрихи сетки могут быть нанесены на двух сторонах пластинки с толщиной $d = 2P$. Расположение штрихов сетки показано на рис. 2.

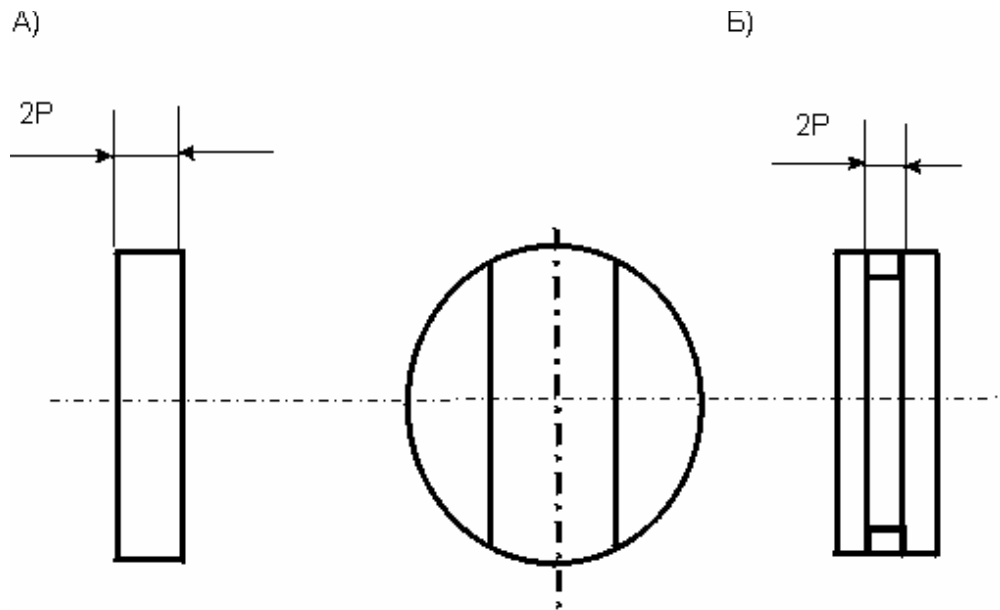


Рис. 2. Расположение штрихов сетки

При больших относительных отверстиях толщина пластинки может оказаться весьма малой, и тогда штрихи сетки следует нанести на двух пластинках, разнесенных вдоль оси на величину $2P$.

Предпочтительней, чтобы штрихи были светящимися.

Бипризма на коллективе и апертурная диафрагма служат для разведения выходных зрачков, так чтобы лучистые потоки от расфокусированных штрихов не смешивались на фотоприемниках. Диаметр апертурной диафрагмы должен быть равен половине диаметра выходного зрачка оптической системы индикатора, а угол бипризмы – половине апертурного угла оптического индикатора.

Фотоэлектрический прибор для индикации фокусировки (рис. 1) действует следующим образом.

Лучи от светящихся штрихов коллиматора 1 проходят объектив 2, отражаются от зеркала 3, вновь проходят объектив 2, отражаются зеркалом 4 в объектив 5 и в плоскости коллектива и бипризмы 6 образуют расфокусированные изображения сеток коллиматора. Далее оборачивающие линзы 7 переносят изображения штрихов коллиматора в плоскость приемников 9. Затем сигналы приемников 9 попадают в электронный блок 10. При расфокусировке на фотоприемниках возникает разность токов, которая усиливается электронным блоком и регистрируется индикатором.

Электронный блок может быть построен по схеме, приведенной на рис. 3, в котором использованы операционные усилители КУТ/401Б с коэффициентом усиления 100 и напряжением питания 12,6 В.

Сопротивление нагрузки при пороговой освещенности ФД-256, равной 0,25 лк, составит:

$$R_i = \frac{V}{I_T + S_o \cdot S_{\text{инт}}} = \frac{12,6}{5 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 10^{-2} \cdot 0,25} = 50,4 \cdot 10^4 \text{ Ом} = 504 \text{ КОм}$$

При этом предел вольтовой чувствительности составит

$$\delta V_{\min} = 2 \cdot 10^{-2} \cdot 5,04 \cdot 10^3 = 100,8 \text{ В/лм.}$$

Столь высокая чувствительность может быть использована в лазерной и микроэлектронной технологии, где продольные отрезки при фокусировке измеряются нанометрами. При этом высокая точность здесь достигается более простыми средствами.

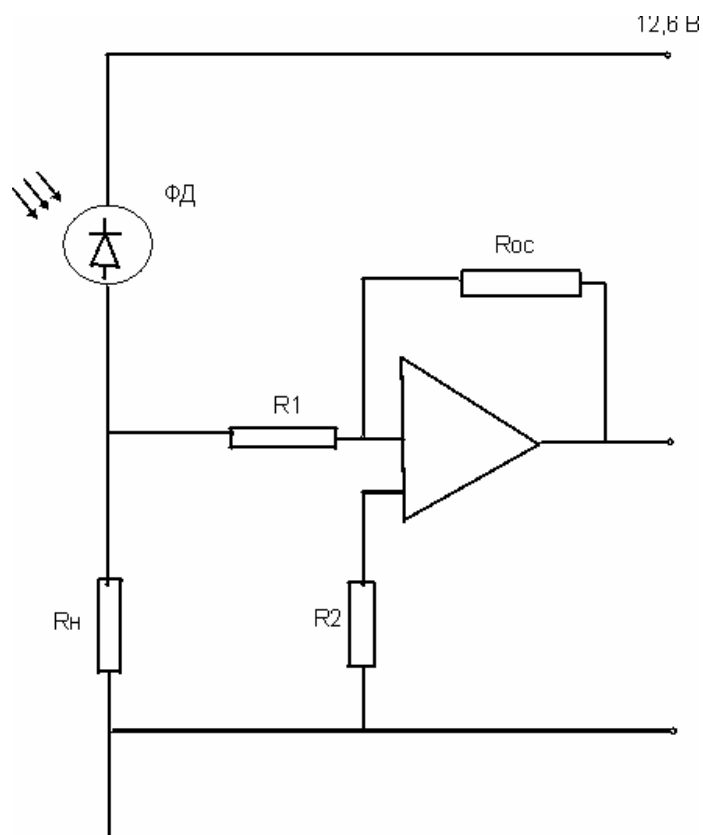


Рис. 3. Электрическая схема включения фотоприемника

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта № 40049 по фундаментальным исследованиям в области естественных и точных наук по разделу "Геодезия".

Литература

1. Латыев С.М., Сухопаров С.А., Митрофанов С.С., Тимошук И.Н. Эффективность совмещенного способа индикации фокусировки. // Приборостроение. №3. 2002.
2. Максutow Д.Д. Астрономическая оптика. ОГИЗ, 1946.
3. Ишанин Г.Г. Приемники излучения оптических и оптико-электронных приборов. Л.: Машиностроение, 1986.
4. Сухопаров С.А. Авторское свидетельство на изобретение №65396, 1942.

ИССЛЕДОВАНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННО-ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВНУТРИРЕЗОНАТОРНОГО ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ГЕНЕРАТОРА СВЕТА

В.В. Назаров, Л.В. Хлопонин, В.Ю. Храмов

Разработана численная модель лазера с внутрирезонаторным параметрическим генератором света (ПГС) для исследования особенностей формирования импульсов параметрической генерации с учетом процессов усиления и дифракции излучения сигнальной и холостой волн в резонаторе ПГС. Проведена оптимизация резонатора ПГС, по результатам численного исследования выбрана конфигурация резонатора, позволяющая получить 40% эффективность параметрического преобразования.

1. Введение

В настоящее время при создании систем оптической накачки и лидарных систем с высокими пространственными характеристиками излучения широко используются лазеры на основе параметрических генераторов света (ПГС), генерирующие в диапазоне 1.5–2 мкм [1–3]. Как правило, при построении ПГС используются схемы их размещения вне резонатора лазера накачки, при этом средняя мощность излучения ПГС обычно не превышает нескольких сотен милливатт. В случае оптической накачки или лидарных систем требуются источники ИК излучения, имеющие частоту повторения импульсов в диапазоне 1–3 кГц и среднюю мощность генерации > 1 Вт, что может быть реализовано путем размещения ПГС внутри резонатора лазера, генерирующего излучение накачки в квазинепрерывном режиме, хотя подобная схема применяется сравнительно редко из-за возможного обратного сильного воздействия ПГС на условия генерации излучения накачки [4].

В настоящей работе рассматривается вариант создания лазерной системы, использующей размещение ПГС внутри резонатора лазера накачки, а также приводятся результаты исследований пространственно-энергетических характеристик излучения внутрирезонаторной параметрической генерации на длине волны 1.54 мкм. Проводятся численные исследования различных конфигураций резонатора ПГС с целью оптимизации пространственно-энергетических характеристик параметрической генерации.

2. Схема резонатора лазера накачки с внутрирезонаторным ПГС

Для проведения экспериментальных и численных исследований внутрирезонаторной параметрической генерации была разработана схема лазера с непрерывной ламповой накачкой на основе YLF:Nd и с акустооптическим модулятором добротности, позволяющая получить квазинепрерывное излучение накачки на длине волны генерации 1.047 мкм с частотой следования импульсов 2 кГц. Внутрирезонаторный ПГС на базе кристалла КТР обеспечивал генерацию излучения сигнальной (1.54 мкм) и холостой (3.27 мкм) волн. Два активных элемента YLF:Nd обеспечивают необходимую для параметрического преобразования плотность излучения накачки внутри резонатора в совокупности с требуемым качеством пучка. Использование в качестве активных элементов кристаллов YLF позволило минимизировать термонаведенное двулучепреломление в активных элементах и существенно улучшить пространственные характеристики излучения накачки [5].

Схема оптического резонатора лазерной системы представлена на рис. 1. Резонатор образован задним сферическим зеркалом с радиусом кривизны -0.5 м и выходным сферическим зеркалом с радиусом кривизны $+0.5$ м, база резонатора равна 1.4 м. Выходное зеркало имеет коэффициент отражения 99 % на длине волны излучения накачки 1.047 мкм и полностью прозрачно для длин волн 1.54 мкм и

3.27 мкм. Для компенсации анизотропии наведенной в кристаллах YLF тепловой линзы между активными элементами установлена сферо-цилиндрическая линза с фокусными расстояниями $f_x = 25$ см, $f_y = 35$ см. Диффрагма 6 диаметром 1.7 мм обеспечивала дополнительную селекцию поперечных мод и позволила получить квазиодномодовое излучение накачки. Данные параметры резонатора лазера накачки были определены в результате численной оптимизации с использованием аппарата лучевых матриц. Целью оптимизации являлось обеспечение стабильности каустики квазиодномодового пучка излучения накачки в плече резонатора, содержащем ПГС, при изменении тепловых линз в границах рабочего диапазона мощностей накачек [5]. Для обеспечения коллинеарной схемы трехволнового взаимодействия и достижения необходимой для возбуждения ПГС плотности мощности накачки внутрирезонаторный ПГС размещался вблизи перетяжки каустики пучка накачки.

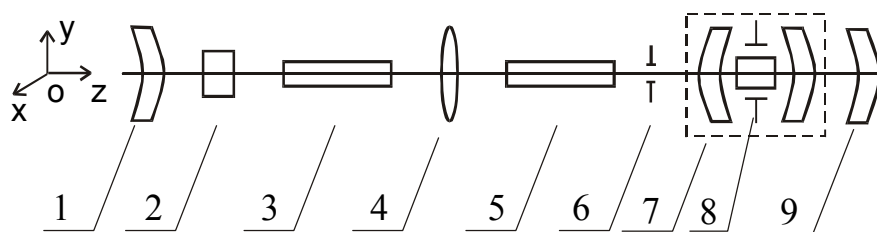


Рис. 1. Схема резонатора лазера накачки с внутрирезонаторным ПГС: 1 – зеркало $R_{1.047} > 0.998$; 2 – акустооптический модулятор добротности; 3, 5 – активные элементы YLF:Nd; 4 – сфероцилиндрическая линза; 6 – диффрагма; 7 – резонатор ПГС; 8 – диффрагма резонатора ПГС; 9 – зеркало $R_{1.047} = 0.99$

3. Численная модель лазера накачки с внутрирезонаторным ПГС

Для описания внутрирезонаторного поля лазера накачки была применена модель устойчивого резонатора в режиме модулированной добротности с учетом дифракции излучения внутрирезонаторного поля и динамики изменения плотности инверсной населенности в активной среде лазера в процессе генерации.

Пространственное распределение внутрирезонаторного поля излучения накачки считалось радиально симметричным, пространственное преобразование внутрирезонаторного поля накачки определялось с учетом процесса дифракции и рассчитывалось с учетом процесса дифракции при помощи дифракционного интеграла [6]. В терминах числа Френеля и безразмерных радиальных координат дифракционный интеграл имеет вид:

$$x_2 u_2(a_2 x_2) = j \exp(-j 2\pi \frac{N_F}{2} x_2^2) \times \int_0^1 u_1(a_1 x_1) \exp(-j 2\pi \frac{N_F}{2} x_1^2) \cdot 2\pi N_F x_1 x_2 \cdot J_0(2\pi N_F x_1 x_2) dx_1, \quad (1)$$

где $u_1(a_1 x_1)$ и $u_2(a_2 x_2)$ – радиальные распределения комплексных амплитуд поля в излучающей и принимающей плоскостях соответственно; L – расстояние между плоскостями; a_1, a_2 – радиусы излучающей и принимающей апертур; $N_F = a_1 a_2 / \lambda L$ – число Френеля; $J_0(x)$ – функция Бесселя; $x_1 = r_1 / a_1$ и $x_2 = r_2 / a_2$ – безразмерные радиальные координаты.

При использовании трансформации Гарднера ($x_1 = \rho_1 \exp(\alpha x), x_2 = \rho_2 \exp(\alpha y)$) выражение (1) приобретает вид

$$\psi_2(y) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x)g(x+y)dx,$$

где

$$\psi_2(y) = \rho_2 \exp(\alpha y) \cdot u_2(a_2 \rho_2 \exp(\alpha y)) \cdot \frac{1}{j} \exp(j2\pi \frac{N_F}{2} \rho_2^2 (\exp(\alpha y))^2), \quad (2)$$

$$f(x) = \rho_1 \exp(\alpha x) \cdot u_1(a_1 \rho_1 \exp(\alpha x)) \cdot \exp(-j2\pi \frac{N_F}{2} \rho_1^2 (\exp(\alpha x))^2),$$

$$g(x+y) = \alpha \cdot [2\pi N_F \rho_1 \rho_2 \exp(\alpha(x+y))] \cdot J_0(2\pi N_F \cdot \rho_1 \rho_2 \exp(\alpha(x+y))).$$

Значения функции $\psi_2(y)$ для дискретных переменных $x = n$ и $y = m$ можно определить при помощи следующего алгоритма на основе быстрого преобразования Фурье FFT [6]:

$$f(n) \rightarrow \text{FFT} \rightarrow F(n); \quad g(n) \rightarrow \text{FFT} \rightarrow G(n)$$

$$\Psi_2(n) = F(n) \cdot G^*(n); \quad \Psi_2(n) \rightarrow \text{FFT} \rightarrow \psi_2(n)$$

Искомая функция $u_2(a_2 \rho_2 \exp(\alpha y))$ легко определяется из выражения (2).

Для моделирования процесса усиления излучения накачки в среде с инверсной населенностью используется представление внутрирезонаторного поля в виде последовательности импульсов излучения равной длительности, в пределах которых распределение поля считается независимым от продольной координаты.

Изменение радиального распределения плотности энергии импульсов $W(r) = I(r) \cdot dt$ (где $I(r)$ – интенсивность излучения, dt – длительность импульса) при их прохождении через активный элемент на i -том шаге оценивается выражением [7]:

$$W_2(r) = W_s \ln(1 + K_i(r)(\exp(\frac{W_1(r)}{W_s}) - 1)), \quad (3)$$

где W_1 и W_2 – плотности энергии соответственно на входе и на выходе среды; W_s – плотность энергии насыщения активной среды; $K_i(r) = \exp(L_a \sigma U(r))$ – коэффициент усиления слабого сигнала (L_a – длина активной среды, σ – поперечное сечение вынужденного перехода, U – плотность инверсной населенности). После прохождения импульса в среде устанавливается новое распределение коэффициента усиления

$$K_{i+1}(r) = K_i(r) \exp(\frac{W_1(r) - W_2(r)}{W_s}). \quad (4)$$

На основе уравнений (3) и (4) последовательно рассчитывается прохождение через активный слой одного импульса, распространяющегося в прямом направлении (к выходному зеркалу), и одного в обратном направлении.

В процессе генерации моноимпульса накачки усиление излучения параметрической генерации осуществляется за счет взаимодействия импульсов малой длительности сигнальной и холостой волн и излучения накачки при прохождении нелинейного кристалла в прямом (к выходному зеркалу) и обратном (к заднему зеркалу) направлениях. Изменение абсолютных величин амплитуд взаимодействующих волн в каждой точке поперечного сечения находится путем решения укороченных уравнений [8], описывающих процесс параметрического коллинеарного взаимодействия волн в нелинейной квадратичной среде, которые в приближении оптимальной фазовой расстройки имеют вид

$$\begin{aligned} da_1/dz + \delta_1 a_1 - \sigma_1 a_2 a_3 &= 0, \\ da_2/dz + \delta_2 a_2 - \sigma_2 a_1 a_3 &= 0, \\ da_0/dz + \delta_0 a_3 + \sigma_0 a_1 a_2 &= 0, \end{aligned} \quad (5)$$

где a_i – абсолютные величины амплитуд взаимодействующих волн, δ_i – коэффициенты диссипативных потерь, σ_i – коэффициенты нелинейной связи. Индексы 0,1,2 относятся к волнам накачки, сигнала и холостой волне соответственно.

Данная численная модель лазера с внутрирезонаторным ПГС, учитывающая процессы дифракции и изменения инверсной населенности активной среды лазера накачки в режиме модуляции добротности, была использована при исследовании энергетических и временных характеристик моноимпульса параметрической генерации на частоте сигнальной волны [9]. Наряду с энергетическими и временными характеристиками большой интерес представляют пространственные характеристики излучения сигнальной волны, позволяющие оценить качество пучка выходного излучения. Для этого описанная выше методика была дополнена численной моделью, позволяющей учитывать процессы дифракции сигнальной и холостой волн при распространении излучения в резонаторе ПГС.

Схема резонатора ПГС, используемая в численной модели, приведена на рис. 1. Схема резонатора является симметричной относительно плоскости расположения диафрагмы 8, перпендикулярной к направлению распространения излучения и проходящей через центр резонатора. Выходное и заднее зеркала резонатора ПГС имели одинаковый радиус кривизны, величина которого в ходе численных расчетов варьировалась. Оба зеркала резонатора имеют минимальный коэффициент отражения для излучения накачки, коэффициент отражения R_i для холостой волны выбирался равным 0.3 для получения однорезонаторного режима параметрической генерации. На частоте сигнальной волны заднее и выходное зеркала резонатора имеют максимальный коэффициент отражения и коэффициент отражения R_s , соответственно, который в процессе проведения расчетов варьировался. Поперечные распределения комплексных амплитуд сигнальной и холостой волн рассчитываются с использованием соотношений (1)–(2), описывающих распространение излучения в каждой из половин резонатора ПГС. При проведении дифракционного расчета нелинейно-оптический кристалл считается сконцентрированным в тонком слое, расположенном в плоскости расположения диафрагмы 8.

4. Результаты численных расчетов

В ходе численных расчетов были получены энергии моноимпульса выходного излучения на частоте накачки, сигнальной и холостой волн, временные формы импульсов сигнальной волны и накачки, поперечные распределения интенсивностей взаимодействующих волн на выходе нелинейного кристалла, расходимость и диаметр пучка излучения сигнальной и холостой волн.

Расчеты были проведены для трех вариантов конфигурации резонатора ПГС: плоский резонатор (P1), резонаторы с радиусами кривизны зеркал +3 м (P2) и +0.5 м (P3). Для резонатора P2 каустика квазиодномодового излучения в области расположения резонатора ПГС полностью совпадает с каустикой собственного решения резонатора ПГС на длине волны накачки. Таким образом, в области расположения резонатора ПГС собственная мода резонатора накачки (1.047 мкм) и собственные моды резонатора ПГС на сигнальной (1.54 мкм) и холостой (3.27 мкм) длинах волн можно назвать согласованными в том смысле, что все три моды имеют одинаковый конфокальный параметр. Находящийся на границе устойчивости резонатор P1 соответствует предельному случаю резонатора ПГС, поперечная структура поля сигнальной и холостой волн в этом варианте резонатора формируется исключительно за счет процессов дифракции при распространении излучения в резонаторе и процесса усиления в нелинейном кристалле. Резонатор P3 соответствует случаю сильной фокусировки излучения сигнальной и холостой волн, за счет чего достигается наиболее

высокая среди трех рассмотренных вариантов резонатора плотность излучения внутри нелинейного кристалла.

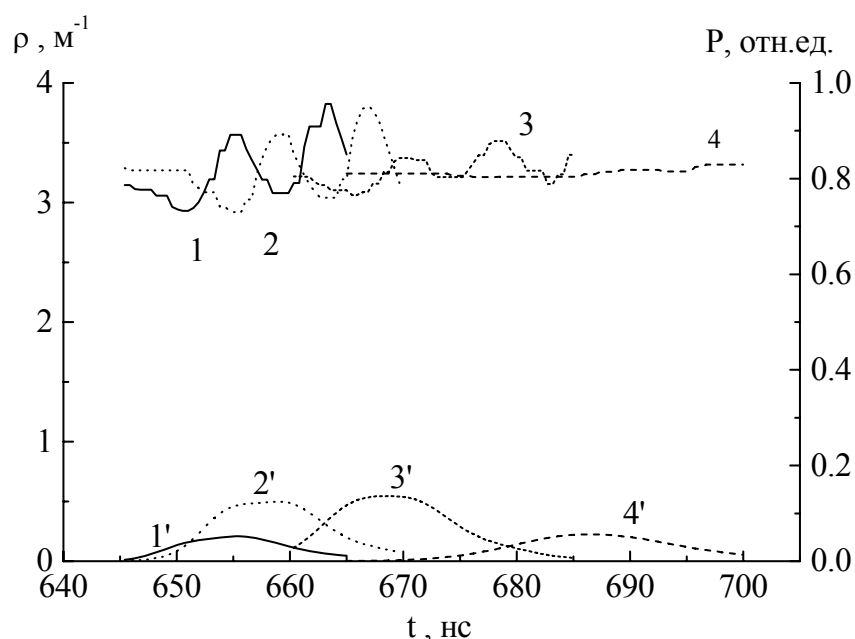


Рис. 2. Временные зависимости кривизны волнового фронта ρ (верхние кривые) и выходной мощности параметрической генерации P (нижние кривые), полученные для варианта плоскопараллельного резонатора ПГС, при различных значениях коэффициента отражения выходного зеркала ПГС для сигнальной волны $R_s=0.985(1-1')$, $0.95(2-2')$, $0.9(3-3')$, $0.86(4-4')$

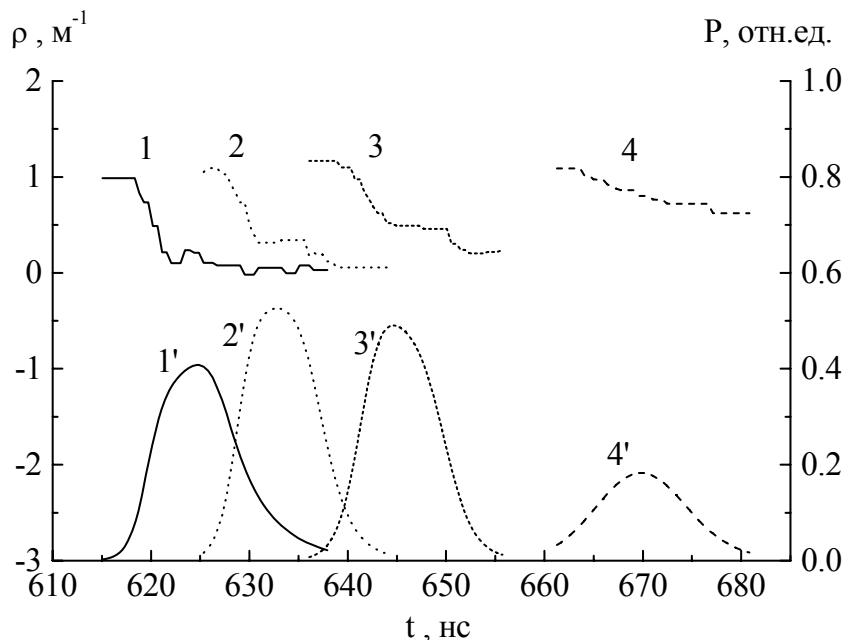


Рис. 3. Временные зависимости кривизны волнового фронта ρ (верхние кривые) и выходной мощности параметрической генерации P (нижние кривые), полученные для варианта резонатора ПГС, образованного сферическими зеркалами с радиусами кривизны 3 м, при различных значениях коэффициента отражения выходного зеркала ПГС для сигнальной волны $R_s=0.9(1-1')$, $0.8(2-2')$, $0.7(3-3')$, $0.6(4-4')$

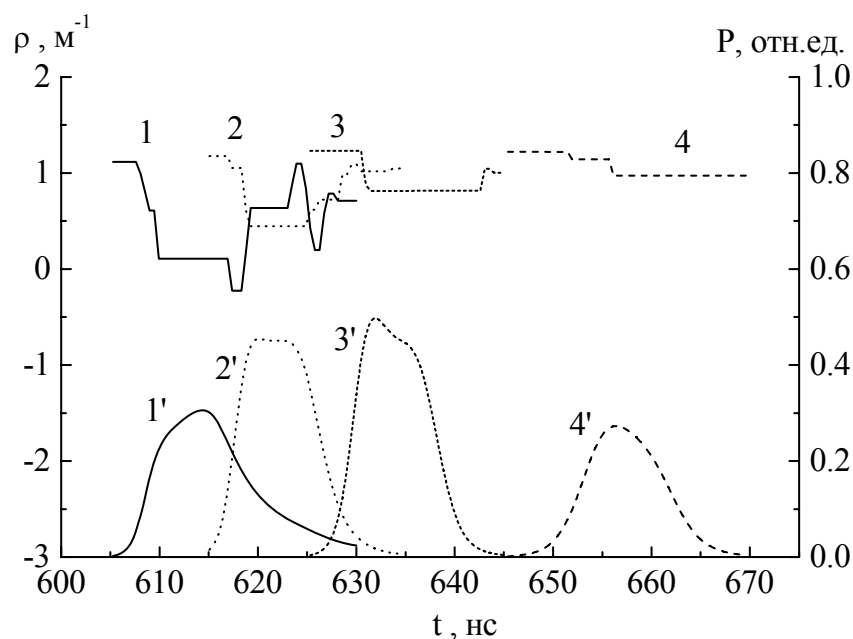


Рис. 4. Временные зависимости кривизны волнового фронта ρ (верхние кривые) и выходной мощности параметрической генерации P (нижние кривые), полученные для варианта резонатора ПГС, образованного сферическими зеркалами с радиусами кривизны 0.5 м, при различных значениях коэффициента отражения выходного зеркала ПГС для сигнальной волны $R_s=0.9(1-1'), 0.75(2-2'), 0.6(3-3'), 0.45(4-4')$

На рис. 2–4 представлены зависимости кривизны волнового фронта ρ и выходной мощности P сигнальной волны на выходе нелинейного кристалла от времени развития генерации t для различных значений R_s для резонаторов плоскопараллельного (P1), с радиусами кривизны зеркал +3 м (P2) и +0.5 м (P3), соответственно. Время t отсчитывается от момента начала включения затвора. Время включения затвора выбиралось равным 600 нс, что соответствовало экспериментальным данным. Для резонатора P3 кривизна волнового фронта на переднем фронте моноимпульса изменяется от $+1 \text{ м}^{-1}$ до $+0.5 \text{ м}^{-1}$, в районе максимума мощности моноимпульса достигает минимума и на заднем фронте несколько увеличивается. Для резонатора P2 кривизна волнового фронта монотонно изменяется в течение всего импульса от значений $+1 \text{ м}^{-1}$ до 0.5 м^{-1} . Такое поведение в двух устойчивых резонаторах, по всей видимости, объясняется нелинейным характером процесса усиления, при котором параметрическая генерация начинает развиваться в центре пучка накачки, затем в процессе развития моноимпульса сигнала в нелинейный процесс усиления вовлекаются точки поперечного сечения, находящиеся ближе к периферии пучка, в результате кривизна волнового фронта уменьшается. Отличие в поведении радиуса кривизны волн фронта в резонаторах P3 и P2, по-видимому, можно объяснить тем, что в случае P3 на заднем фронте моноимпульса при превышении общих потерь над усилением для сигнальной волны в центре резонатора продолжает сохраняться условие превышения над порогом благодаря более сильной фокусировке зеркалами резонатора. В случае резонатора P1 формирование пучка излучения сигнальной волны определяется, главным образом, процессами дифракции и нелинейного усиления. Изменение радиуса кривизны пучка в связи с этим носит осциллирующий характер. Более высокие по сравнению с устойчивыми резонаторами значения кривизны волнового фронта для P1 можно объяснить тем, что в случае резонаторов P2 и P3 при каждом отражении от зеркал к положительной величине кривизны, соответствующей расходящемуся

волновому фронту добавляется отрицательная фиксированная добавка, соответствующая отражению от зеркал.

В результате численного моделирования установлено, что поперечный размер пучка излучения сигнальной волны испытывает незначительные изменения в течение времени генерации моноимпульса сигнала и слабо зависит от величины параметра R_s . Для резонатора P1 диаметр пучка сигнальной волны в плоскости расположения кристалла примерно в 1.5–2 раза превышает диаметр пучка накачки. В случае резонатора P2 диаметр пучка излучения сигнальной волны примерно равен диаметру пучка накачки, что на 20 % меньше, чем диаметр собственного основного типа колебаний сигнальной волны резонатора ПГС, рассчитанного с использованием аппарата ABCD-матриц, что можно объяснить колоколообразным поперечным профилем коэффициента усиления в нелинейном кристалле, создаваемым излучением накачки, а также нелинейным характером процесса усиления сигнальной и холостой волн в кристалле. Для резонатора P3 диаметр пучка излучения сигнальной волны составляет 0.5 диаметра пучка накачки.

Результаты численных исследований показали, что расходимость моноимпульсного излучения на частоте сигнальной волны слабо зависит от величины R_s и составляла 3.8, 2.0, 4.5 дифракционных пределов для плоскопараллельного резонатора, резонаторов с радиусом кривизны зеркал +3 м и + 0.5 м, соответственно. Величина M^2 , характеризующая качество пучка, также слабо зависела от параметра R_s и принимала значения 2.7, 1.2, 1.1 для резонаторов P1, P2, P3 соответственно.

На рис. 5 приведены зависимости эффективности генерации моноимпульса на частоте сигнала от значения R_s . Значения выходной энергии сигнала нормированы на величину выходной энергии моноимпульса накачки в отсутствие параметрической генерации, полученную при оптимальном значении коэффициента отражения выходного зеркала R_p . Из рисунка видно, что самой низкой эффективностью из всех трех рассмотренных схем резонаторов обладает плоскопараллельный резонатор (эффективность не превышает 20%). Из двух вариантов устойчивых резонаторов самой большей эффективностью обладает резонатор с радиусом кривизны зеркал +3 м (эффективность достигает 40%).

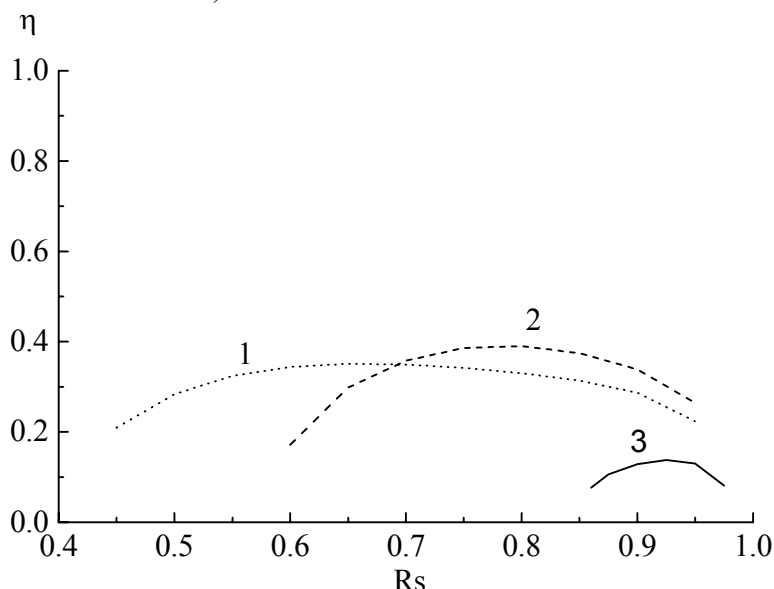


Рис. 5. Зависимость эффективности параметрического преобразования излучения η в плоскопараллельном резонаторе (3) и резонаторах, образованных сферическими зеркалами с радиусами кривизны 3 м (2) и 0.5 м (1) от коэффициента отражения выходного зеркала ПГС для сигнальной волны R_s

Результаты компьютерного моделирования были использованы при экспериментальной оптимизации параметров лазера. Лазерная система была собрана в соответствии с оптической схемой (рис. 1). Средняя выходная мощность излучения ПГС составила величину 1.5 Вт при частоте следования импульсов 2 кГц и коэффициенте отражения выходного зеркала ОПГС для сигнальной волны $R_s = 70\%$. Значение параметра качества пучка M^2 для излучения накачки не превосходило 1.9. Длительность импульсов генерации ОПГС на длине волны 1.54 мкм составила 15 нс по уровню 0.5 от пиковой мощности, что близко к полученной в ходе численного моделирования длительности импульса (~14–18 нс).

5. Заключение

Представленная в данной работе численная модель лазера с внутриврезонаторным ПГС учитывает процессы дифракции сигнальной и холостой волн, а также волны накачки и изменения инверсной населенности активной среды лазера накачки в режиме модуляции добротности. Результаты численных исследований различных вариантов резонаторов ПГС позволяют выбрать конфигурацию, обеспечивающую наиболее высокие угловые и энергетические характеристики излучения. Сравнение результатов численных исследований с экспериментальными данными позволяет сделать вывод, что предложенная численная модель достаточно адекватно описывает динамические и пространственно-энергетические характеристики излучения на частоте сигнальной волны и может быть использована при оптимизации параметров внутриврезонаторных ПГС.

Литература

1. Larry R. Marshall, A. Kaz. Eye-safe output from noncritically phase-matched parametric oscillators. // J.Opt.Soc.Am.B. 1993. V.10. №9. P.1730–1736.
2. Ch. Grasser, D. Wang, R. Beigang, R. Wallenstein. Singly resonant optical parametric oscillator of KTiOPO₄ synchronously pumped by the radiation of continuous-wave mode-locked Nd:YLF laser // J.Opt.Soc.Am.B. 1993. V.10. №11. P.2219–2221.
3. J. Chung, A.E. Siegman. Singly resonant continuous-wave mode-locked KTiOPO₄ optical parametric oscillator pumped by a Nd:YAG laser // J.Opt.Soc.Am.B. V.10. №11. 1993. P.2201–2210.
4. V.L. Naoumov, A.M. Onischenko, A.S. Podstavkin, Miniature optical parametric 1064/1573 nm converter // Proceedings of X Conference on Laser Optics, St-Petersburg, Russia, 2000.
5. Калинин А.Г., Назаров В.В., Хлопонин Л.В., Храмов В.Ю. Исследования квазинепрерывного внутриврезонаторного пгс с длиной волны генерации 1.54 мкм // Оптические и лазерные технологии: Сборник статей. СПб: СПбГИТМО(ТУ), 2001, 251 с.
6. W.D. Murphy, M.L. Bernabe Numerical procedures for solving nonsymmetric eigenvalue problems associated with optical resonators // Applied Optics. 1978. V.17. P.2358–2365.
7. Franz L.M., Nodvik J.S. // J.Appl.Phys. 1963. V. 34. P. 2346.
8. Дмитриев В.Г., Тарасов Л.В. Прикладная нелинейная оптика: Генераторы второй гармоники и параметрические генераторы света. М.: Радио и связь, 1982. 352 с.
9. Калинин А.Г., Назаров В.В., Хлопонин Л.В., Храмов В.Ю. Исследование динамики внутриврезонаторной параметрической генерации на длине волны 1.54 мкм. // Оптический журнал. 2002. №3. Т.69. С.54–58.

ОПТИЧЕСКИЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ДЕНТИНА

В.М. Золотарев

В рамках лучевой модели исследованы особенности распространения света в пучке анизотропных волокон. Полученные результаты применены для исследования структурной организации дентиновых трубочек в коронке зуба.

Введение

В последние годы значительное внимание уделяется теоретическим и прикладным вопросам, связанным с использованием оптических методов для изучения биологических объектов [1–2]. Однако эти исследования преимущественно сосредоточены на изучении задач офтальмологии, т.е. относительно прозрачных глазных сред или рассеивающих клеточных взвесей [3]. Вместе с тем изучение сильно рассеивающих анизотропных сред, каким является дентин зуба, наталкивается на значительные сложности, хотя попытки применения оптических методов для его изучения в последние годы заметно возросли [4, 5].

Считается [4, 5], что оптические свойства дентина можно промоделировать в виде совокупности двух подсистем, образованных диффузно рассеивающей средой (матрикс) и системой трубочек, пронизывающих эту среду и расходящихся веером в направлении к дентиноэмальевому соединению (ДЭС). Во всех работах, моделирующих оптические свойства дентина, принято допущение, что в тонком слое шлифа трубочки расположены параллельно друг другу и более-менее равномерно распределены по сечению зуба. Вместе с тем данные работы [6] свидетельствуют о более сложном строении дентина. Поэтому важно было попытаться системно изучить эти структурные особенности строения дентина в локальных областях коронковой части зуба более тонкими оптическими методами.

1. Строение и оптические свойства дентина

На особенности распространения излучения света в дентине впервые было обращено внимание в работе [7]. Трубочки, согласно [7], работают как световоды, причем свет может распространяться как внутри трубочек путем френелевского отражения от внутренней поверхности трубочки (схема "световой трубки"), так и в слое, ограниченном внешним и внутренним диаметром трубочек, т.е. в слое перитубулярного дентина (схема "световолокна"). Вместе с тем в работах [6, 7] не поясняются причины, почему шлифы в разных зонах различаются способностью увеличивать-уменьшать изображение тест-объекта.

Охарактеризуем физические свойства дентина. Дентин зуба состоит из трех основных компонент: органического вещества на основе коллагена (матрикс), минералов (по преимуществу гидроксиапатита) и дентиновых трубочек, пронизывающих весь объем дентина. У дентина размеры гексагональных кристаллов гидроксиапатита $(\text{HAP})-\text{Ca}_{10}(\text{PO}_4)_6(\text{OH})_2$ [8, 9] намного меньше, чем у эмали, длина кристалликов различается от 10 до 90 нм при средней длине 36 нм, а толщина 4–17 нм при средних размерах 10 нм. Среднее значение показателя преломления гидроксиапатита разных месторождений $n = 1.632\text{--}1.642$, двулучепреломление $\Delta n = n_e - n_o \approx - (0.003\text{--}0.005)$. Матрикс образован из неупорядоченно расположенных волокон-фибрилл диаметром 50–150 нм и образует каркас, заполненный мелкими кристалликами НАР. Количество трубочек в дентине, по данным разных авторов, колеблется в пределах $(15\text{--}65) \times 10^3/\text{мм}^2$ при средних значениях $35 \times 10^3/\text{мм}^2$. Диаметр трубочек уменьшается в направлении от пульпы, где он составляет 2–3 мкм, в направлении к

дентино-эмалевому соединению (0.5–1мкм). Промежуток между внутренней стенкой трубочки заполнен жидкостью, которая по составу близка к плазме крови.

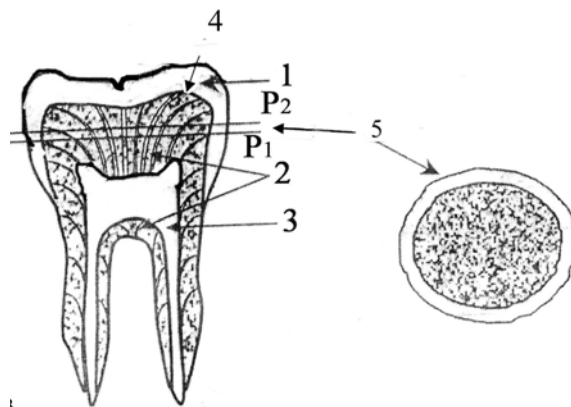


Рис.1а. Схема строения зуба моляра: 1 – эмаль, 2 – дентин, 3 – пульпа, 4 – дентино-эмалевый слой, 5 – горизонтальный шлиф, 6 – нервное волокно, P₁ и P₂ – плоскости шлифа.

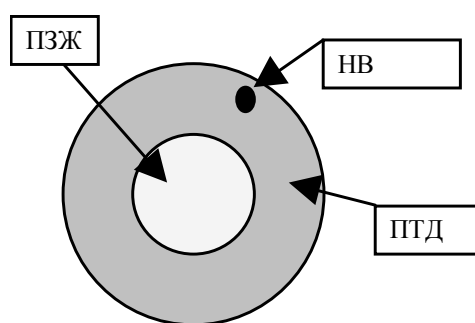


Рис.1б. Схема строения дентиновой трубочки: ПЗЖ – полость, заполненная дентиновой жидкостью ($n_e \approx 1.33$); ПТД – перитубулярный дентин ($n_{кр} \approx 1.59$); НВ – нервное волокно.

Дентин, занимающий пространство между трубочками, принято называть интертубулярным, а дентин, формирующий стенки трубочек – перитубулярным. Перитубулярный дентин отличается от интертубулярного более высоким содержанием минеральной компоненты. Трубочки отходят от пульпы зуба и веером расходятся границе дентино-эмалевого соединения (рис. 1). Важно отметить, что ось с кристалликов НАР, которая совпадают с оптической осью, ориентирована в перитубулярном дентине параллельно оси трубочки. При этом их длинники будут преимущественно ориентированы вдоль оси трубочки, следовательно, трубочки также будут иметь свойства одноосного кристалла.

2. Оптическая модель дентина

Распространение света в анизотропных волокнах. В рамках лучевой оптики проанализируем свойства анизотропных волокон, у которых диаметр D превышает длину световой волны λ (рис. 2 [10]). Допустим, что волокна распределены в прозрачной среде (матрикс) с показателем преломления n_m и обладают свойствами одноосных кристаллов ($n_{кр}$, $\Delta n_{макс} = n_e - n_o$), у которых оптическая ось совпадает с осью волокна. Волокна могут быть сплошными или трубчатыми. Система волокон, когда $n_{кр} > n_m$, при ее подсветке со стороны торцов способна обеспечивать транспортировку света по волокну с помощью явления полного внутреннего отражения (см. рис. 2). В

результате пучок линейно-поляризованного света в анизотропном волокне разделится на две ортогональные компоненты S_o и S_e , которые на выходе из волокна будут иметь некоторую разность фаз. Результирующая разность фаз зависит от длины волокна, угла падения φ светового луча на границе среда-волокно, значений величины относительных показателей преломления $n_1 = n_m/n_{кр}$ и $n_2 = n_v/n_{кр}$, величины двулучепреломления Δn_φ и числа отражений N .

Рис. 2. Схема распространения света в анизотропном волокне: d – толщина шлифа, φ – угол наклона оси пучка волокон, φ_1 – угол створа пучка, о.о. – оптическая ось поликристаллического волокна, S_o – обыкновенный луч, S_e – необыкновенный луч

Разность фаз, возникающая между лучами S_o и S_e , при прохождении волокна, для его главных сечений может быть представлена в виде аддитивной суммы [10]:

$$\delta = \delta_1 + N\delta_2. \quad (1)$$

В таком приближении составляющая δ_1 разности фаз δ , обусловленная прохождением света в толще образца, может быть для главных сечений волокна вычислена из уравнения [10]:

$$\delta_1 = (\delta_e - \delta_o) = \frac{2\pi}{\lambda} d(n'_e - n'_o), \quad (2)$$

где $\delta_e - \delta_o$ – разность фаз между лучами S_o и S_e , возникшая в результате прохождения света анизотропной пластинки, d – толщина пластинки, n'_e и n'_o – показатели преломления для произвольного направления лучей S_o и S_e в волокне, соответственно.

Другая составляющая δ_2 , обусловленная полным внутренним отражением лучей S_o и S_e от границы волокна, может быть вычислена из уравнения:

$$\operatorname{tg} \frac{1}{2} \delta_2 = \operatorname{tg} \frac{1}{2} (\delta_e - \delta_o) = \frac{\cos \varphi \sqrt{\sin^2 \varphi - n^2}}{\sin^2 \varphi}. \quad (3)$$

Соответствующая величина должна быть домножена на фактор N – число отражений света в волокне. Если волокно трубчатое, то для главных его сечений при расчете следует учитывать, что $N/2$ отражений совершается на границе с относительным показателем преломления $n \equiv n_1 = n_m/n_{кр}$, а другая часть отражений $N/2$ происходит на границе, где $n \equiv n_2 = n_v/n_{кр}$. Таким образом, величина разности фаз на выходе из трубчатого волокна будет определяться формулой [11]:

$$\delta = \delta_1 + N\delta_2 = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{d}{\sin \varphi} (n'_e - n'_o) + \frac{2d}{D_{\text{наружн}} - D_{\text{внутр}}} \operatorname{tg} (90^\circ - \varphi) \times \\ \times \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{\cos \varphi \sqrt{\sin^2 \varphi - \left(\frac{n_i}{n_{\delta\delta}} \right)^2}}{\sin^2 \varphi} \right) + \operatorname{arctg} \left(\frac{\cos \varphi \sqrt{\sin^2 \varphi - \left(\frac{n_a}{n_{\delta\delta}} \right)^2}}{\sin^2 \varphi} \right) \right] + \pi. \quad (4)$$

Если взять образец, внутри которого волокна конусообразно расходятся от центра к краям образца в направлении верхней плоскости, такая система будет обнаруживать радиальную зависимость разности фаз лучей S_o и S_e на выходе из отдельно взятого волокна. Если волокна будут симметрично отклоняться от некой оси, расположенной в центре образца, то соответствующие изменения фазовых соотношений между лучами S_o и S_e , распространяющимися в каждом отдельном волокне, также будут следовать правилам радиальной симметрии. В общем случае лучи, выходящие из отдельных волокон, будут эллиптически поляризованы, форма поляризации таких лучей будет зависеть от конкретного расположения в совокупном пучке волокон каждого отдельного волокна. Это зависит от параметров d , φ , n , Δn , N и азимута поляризации падающего света. В результате даже при освещении образца монохроматическим параллельным пучком линейно поляризованного света, если поляризатор и анализатор развернуты под углом 90° , можно наблюдать в центре образца темный крест, вокруг которого расположены светлые и темные концентрические кольца. Первому от центра креста светлomu кольцу отвечает разность фаз 2π , состоящая из разности фаз, возникающей после прохождения света через волокно, и разности фаз π , связанной со скрещенным положением поляризаторов. Первому темному кольцу соответствует разность фаз $2\pi + \pi$, и т.д. Светлые кольца имеют наибольшую яркость в направлениях, расположенных по диагоналям темного креста. Появление темного креста связано с тем, что каждый луч, проходящий через отдельное волокно, совершает колебания в плоскости колебаний одного из поляризаторов (никелей). Такие лучи, распространяясь

вдоль главного сечения волокна, не претерпевают двойного преломления и поэтому не пропускаются последующим поляризатором.

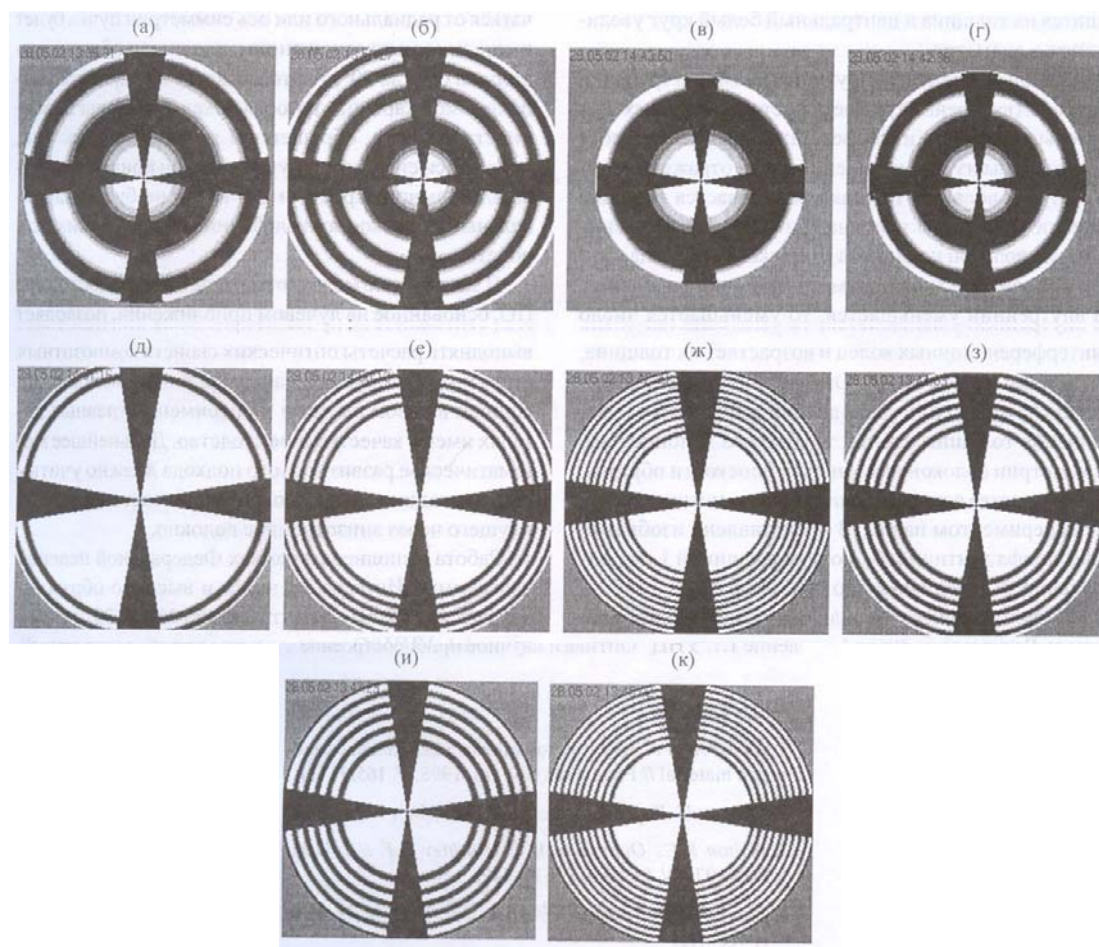


Рис. 3. Вид интерференционной картины для условий моделирования: толщины образца (а, б) $d=0,5\text{мм}$ (а), 1мм (б); $D_n=3,5\text{мкм}$, $D_e=1,5\text{мкм}$, углы $\varphi=0^\circ$, $\varphi_1=10^\circ$; ширины створа пучка волокон (в, г) $\varphi_1=5^\circ$ (в), 7° (г); $\varphi=0^\circ$, $d=1\text{мм}$, $D_n=3,5\text{мкм}$, $D_e=1,5\text{мкм}$; угла наклона оси пучка волокон (д, е) $\varphi=11^\circ$ (д), $\varphi=12,5^\circ$ (е); $d=1\text{мм}$, $D_n=3,5\text{мкм}$, $D_e=1,5\text{мкм}$, $\varphi_1=2,5^\circ$; наружного диаметра волокна (ж, з) $D_n=3,5\text{мкм}$, $4,5\text{мкм}$ (з); $d=1\text{мм}$, $D_e=1,5\text{мкм}$, $\varphi=10^\circ$, $\varphi_1=10^\circ$; внутреннего диаметра волокна (и, к) ($D_e=0,1$ (и), $1,5\text{мкм}$ (к); $d=1\text{мм}$, $D_n=3,5\text{мкм}$, $\varphi=10^\circ$, $\varphi_1=10^\circ$)

б) Влияние структурной организации волокон в пучке на оптические свойства. Разработано программное обеспечение, позволяющее в лучевом приближении выполнять расчеты интерференционно-поляризационных картин, образующихся в шлифах зуба [11]. Программа учитывает оптические свойства окружающей среды (матрикса), самого волокна, его формы, размеров, а также наклон волокна. Интерференционные картины, возникающие при прохождении светом системы анизотропных трубчатых волокон, упорядоченных по закону осевой симметрии, приведены на рис. 3. При расчете фиксируются некоторые условия и параметры композитной системы: D_n , D_e , φ , φ_1 , (рис. 2), $\lambda=0,5\text{мкм}$, d , $n_{кр}=1,59$ [5,12], $n_m=1,45-1,5$ [5], $n_b=1,33$ [9]. В качестве переменных варьировались: толщина образца (см. рис. 3 а, б), угловая ширина створа пучка волокон (см. рис. 3 в, г) и угол наклона оси пучка (см. рис. 3 д, е), а также внешний и внутренний диаметры трубчатого волокна (см. рис. 3 ж, к).

Из рассмотрения рисунков можно сделать следующие выводы:

- ось симметрии волокон перпендикулярна плоскости образца. Интерференционная картина будет иметь вид рис. 3 в, г, а если ось симметрии наклонена к плоскости образца, то рис. 3 д, е;
- ось симметрии волокон наклонена к плоскости образца. При увеличении наружного диаметра дентиновой трубочки число интерференционных колец уменьшается и толщина колец растёт (рис. 3 ж, з);
- ось симметрии волокон наклонена к плоскости образца. Если наружный диаметр трубочки постоянен, а внутренний уменьшается, то уменьшается число интерференционных колец и увеличивается их толщина (рис. 3 и, к).

3. Интерференционно-поляризационный метод исследования

На кафедре физической оптики и спектроскопии СПбГУ ИТМО был разработан и изготовлен прибор [13] (см. рис. 4), на котором выполнена часть интерференционно-поляризационных исследований шлифов зубов человека и животных. Образцы шлифов были отполированы в ГОИ им. С.И. Вавилова. Более детальный анализ дентина затем проводился на оптическом микроскопе при большом увеличении. Объект (шлиф) находился в специальной камере с постоянной влажностью.

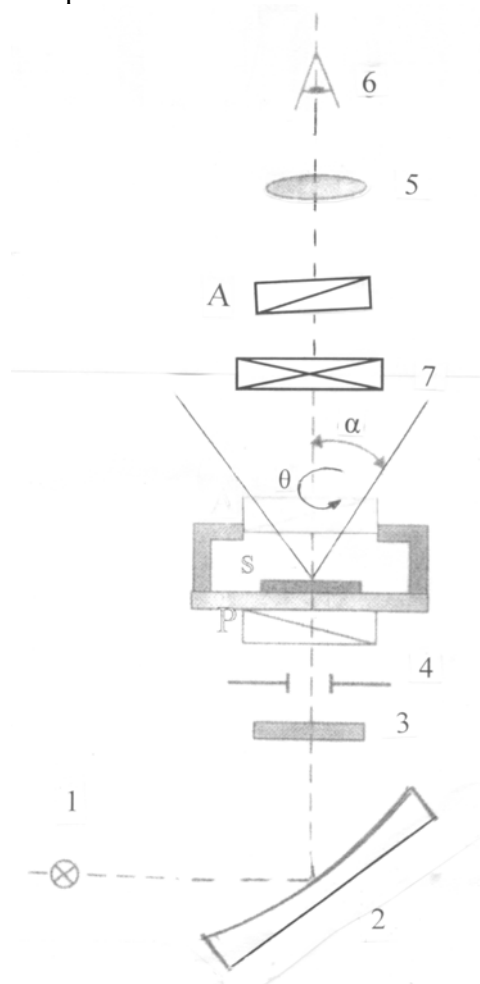


Рис. 4. Схема установки для поляризационных исследований: 1 – источник света, 2 – осветительное зеркало, 5 – окулярная линза; П – поляризатор, А – анализатор, 3 – светофильтр, 4 – диафрагма, 5 – камера с образцом, 6 – приемник (глаз, фотодетектор), 7 – фазочувствительная пластинка, α – угол наклона оси визирования приемника, θ – угол поворота образца на предметном столике

4. Исследования топографии дентиновых трубочек в коронке зуба

Модельные расчеты позволили интерпретировать с единых позиций вид качественно различных экспериментальных интерференционно-поляризационных картин, образующихся в шлифах зуба человека и свиньи. Вместе с тем, выявленные детали интерференционно-поляризационных картин у зуба свиньи качественно хорошо описывались модельным расчетом, но для других параметров (число локальных пучков трубочек, наклон оси пучка трубочек, угол створа пучка трубочек).

а) Распределение трубочек в центральной части коронки зуба. Наиболее интересные результаты удалось получить для шлифов моляров и премоляров (рис. 5). Наблюдался весь шлиф, причем область дентина, примыкающая к дентино-эмалевому слою (ДЭС), выглядела в виде темной каймы, и по четырем скругленным углам шлифа на сером фоне вблизи границы ДЭС видны яркие светящиеся кружки, внутри которых четко различаются темные фигуры по преимуществу наподобие крестиков. У отдельных образцов в центре шлифа просматривался большой темный слабоконтрастный крест, окруженный темными концентрическими окружностями. Описываемая картина наблюдается на светлом фоне, обусловленном диффузным рассеянием органического матрикса. Замечено, что крестики располагаются вблизи выступов или закругленных углов сагиттальных шлифов. Появление описанных фигур свидетельствует о высокой упорядоченности структуры зуба в окрестности коронки.

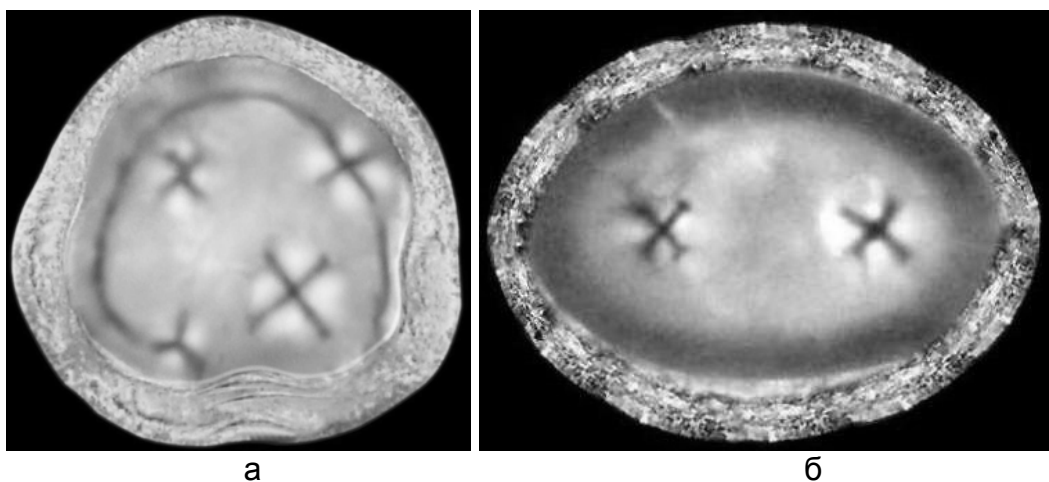


Рис. 5. Фото шлифов: а – моляра. б – премоляра. Поляризаторы П и А скрещены

б) Структурная организация трубочек вблизи дентино-эмалевого слоя. Интерференционные картины, наблюдаемые вблизи ДЭС, указывают на отличие расположения трубочек в этой зоне от их ориентации в центре шлифа. Вблизи ДЭС трубочки ориентированы перпендикулярно ДЭС, т.е. лежат в плоскости шлифа. Обнаружена темная линия, разделяющая центральную часть шлифа и пристеночную часть, граничащую с ДЭС (см. рис. 5). Вычислена толщина этой линии (≈ 0.2 мм), ее оптические свойства (показана ее изотропность) и расстояние от ДЭС ($\approx 0.2-0.5$ мм). Между этой темной линией и ДЭС трубочки расположены преимущественно в плоскости шлифа или, точнее, составляют небольшой угол α с плоскостью шлифа (см. рис. 4). Эта область при наблюдении сверху выделяется в виде темной каймы, примыкающей к ДЭС (см. рис. 5, 6). При наблюдении при углах $\alpha = 60-80^\circ$ яркость этой каймы становится сравнимой с яркостью центра шлифа вблизи углов $\alpha = 0-10^\circ$.

Полученные данные, касающиеся ориентации трубочек вблизи ДЭС, подтверждены дополнительными цветовыми измерениями [9] на приборе [13] с использованием стандартной фазово-чувствительной пластинки, входящей в комплект поляризационного микроскопа ПОЛАМ (см. рис. 6). На рис. 6 слева представлена схема измерений с использованием фазово-чувствительной (ФП) пластинки, а также обозначены ориентация электрического вектора света E и направление оптической оси (о.о.) анизотропного объекта, в центре показаны цветовые поля (1 – серо-стальное, 2 – сине-зеленое, 3 – желтое), которые появляются при соответствующей ориентации объекта и поляризатора Π , а справа показана общая схема шлифа, которую видит наблюдатель в поле зрения прибора [13]. Серо-стальной цвет свидетельствует о том, что разность хода между интерферирующими лучами практически отсутствует. Этот результат прямо подтверждает перпендикулярное расположение трубочек в центре шлифа.

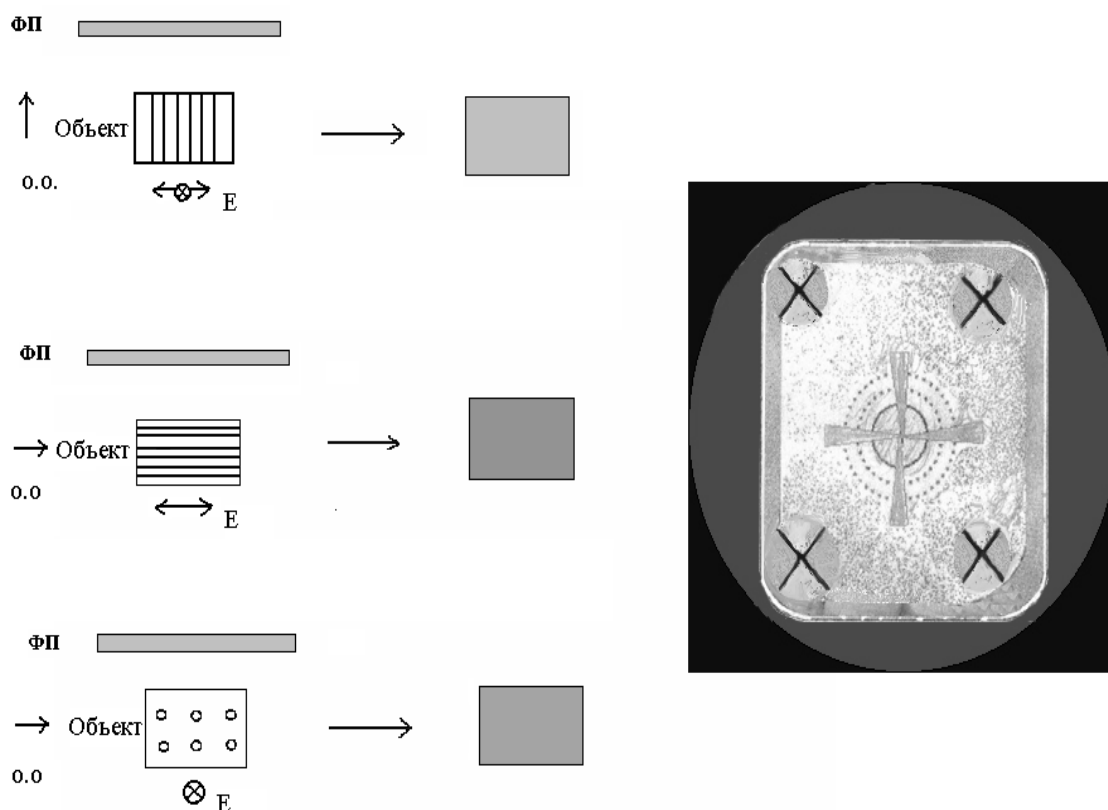


Рис. 6. Схема наблюдения интерференции поляризованных лучей в анизотропном объекте с использованием фазочувствительной пластинки (ФП). Обозначения: слева – электрический вектор E , о.о.- оптическая ось анизотропного объекта; в центре – цветовые поля для соответствующих ориентаций объекта и электрического вектора E (поле 1 – серо-стальное, 2 – сине-зеленое /с-з/, 3 – желтое /ж/); справа – схема поля зрения полярископа [10] для зуба моляра

в) Структурная организация трубочек в локальных зонах коронки зуба. Установлено, что оптические оси всех локальных световодов сходятся в некой небольшой области, расположенной над шлифом. Эта область совпадает с областью пульпы зуба [8, 9, 14]. Направление световодов в противоположном от пульпы направлении будет совпадать с областью центров бугров коронки зуба.

Установлено, что число локальных световодных каналов определяется числом бугров на коронке зуба. Замечено, что по мере смещения изучаемых горизонтальных

шлифов в направлении моляр – премоляр – клык - резец число локальных световодных каналов уменьшается (см. рис. 5).

Таким образом, установлено, что дентин в его коронковой области имеет более сложную структурную организацию, чем считалось ранее в специальной оптической и биологической литературе.

5. Классификация организации трубочек в коронке зуба

На примере исследования интерференционно-поляризационных картин для моляров установлена корреляция оптических свойств локальных зон, где находятся кресты (яркость, размеры креста) с формой и величиной отдельных бугров коронки зуба человека и животных [8,9]. На этой основе выполнена классификация типов распределения трубочек в дентине зубов разного типа. Выделено три класса структурной организации (распределения) трубочек в дентине (см. рис. 7).

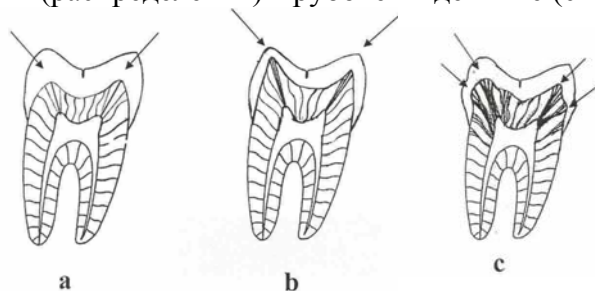


Рис. 7. Схема распределения трубочек для вертикальных сечений моляров. Плотность трубочек на единицу площади сечения шлифа: а – “равномерная”, б – моноподвижная, в – древесная. Стрелками показаны оси пучков дентиновых трубочек

Тип равномерного распределения трубочек, приведенный на рис. 7а, наиболее соответствует традиционным представлениям современной биологической литературы. Однако на практике нам чаще встречались случаи, представленные на рис. 7б и рис. 7в. Типы распределения трубочек в дентине зуба, представленные на рис. 7а, 7в, проявляются при рассмотрении такого рода объектов для горизонтальных шлифов в виде локальных зон с крестами, яркость и размеры зон растут по мере следования от рис. 7а в направлении рис. 7в. Характер распределения трубочек в дентине находит свое отражение при формировании особенностей формы и рельефа строения коронки зуба. Для образцов, представленных на рис. 7а, форма коронки и ровный слой эмали наиболее соответствуют существующим в биологической литературе представлениям о норме [15, 16]. У образцов, представленных на рис. 7б, бугры более рельефны и трубочки глубоко внедряются в слой эмали, иногда выходя на ее поверхность. В случае рис. 7в на поверхности коронки, в тех ее участках, куда подходят пучки трубочек, образуются выпуклости. Это свидетельствует о том, что трубочки для образцов, имеющих распределение по типу рис. 7б, расположены в более широком угловом створе.

Показано, что оптические интерференционно-поляризационные свойства дентина зуба можно описать в рамках приближения лучевой оптики. На этой основе исследована структурная организация трубочек в локальных зонах шлифа, приготовленного из горизонтального сечения коронки зуба.

Литература

1. Жевандров Н. Д. // Успехи физических наук. 1995. Т.165. №10. С.1193.

2. Тучин В. В. // Успехи физических наук. 1997. Т.167. №5. С.517–539.
3. Лопатин В. Н., Сидько Ф.Я. Введение в оптику взвесей клеток. Новосибирск. Наука, 1988.
4. Zijp J.R., ten Bosch J.J. //Appl. Opt.1993. V.32. №4. P. 411–415.
5. Xiao-Jun Wang, et al.//Appl. Opt. 1999. V.38. №10. P. 2092-2096.
6. Альтшулер Г.Б., Грисимов В.Н. // ДАН СССР.1990. Т.310. № 5. С. 1245–1248.
7. Walton R.E., Outhwaite W.C., Pashley D.F.// J. Dent. Res. 1976. V.55. №4. P.639–642.
8. Золотарев В.М., Грисимов В.Н. // Оптика и спектр. 2001. Т.90. №5. С.753–759.
9. Золотарев В.М., Тулин Д.В., Орешков А.Б. и др.// Оптич. журн. 2002. Т.69. №3. С.15–20.
10. Золотарев В.М. // Оптич. журн. 2002. Т.69. №3. С.10–14.
11. Кожухов С.С., Золотарев В.М. // Оптич. журн. 2003. Т.70. №1. С.12–17.
12. Грисимов В.Н. // Оптика и спектр. 1994. Т.77. №2. С.272–273.
13. Царева Л.В, Маракушин Н.Ф., Вангонен А.И. // Оптич. журн. 2002. Т.69. №3. С.81–82.
14. Золотарев В.М., Тулин Д.В., Волчек Б.З. и др. // Оптические технологии в фундаментальных и прикладных исследованиях. Разработки УНЦ "Оптика и научное приборостроение". Сб. статей под ред. В.Н. Васильева, СПбГИТМО, 2001.
15. Боровский Е.В., Леонтьев В.К. Биология полости рта. М.: Медицина. 1991. 302 с.
16. Быков В.Л. Гистология и эмбриология органов полости рта человека. СПб: Спец. литература, 1999. 247с.

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ РАЗРЯДНЫЙ МОДУЛЬ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО МОЩНОСТИ ДЛЯ СИСТЕМ НАКАЧКИ ТВЕРДОТЕЛЬНЫХ ЛАЗЕРОВ

В.В. Тогатов, П.А. Гнатюк

Разработан разрядный модуль, позволяющий формировать в лампе накачки импульсы мощности произвольной формы длительностью до 1 секунды с энергией в импульсе в несколько килоджоулей. Проведен анализ переходных процессов в схеме и определены основные параметры преобразователя при заданной энергии в импульсе. Рассмотрены особенности работы высокочастотного преобразователя с обратной связью по мощности на нелинейную нагрузку в условиях снижения напряжения на накопителе в несколько раз. Предложена схема управления ключевым регулятором мощности, поддерживающая неизменной относительную величину пульсаций мощности в лампе.

Введение

При использовании твердотельных лазеров в современных технологических комплексах, приборах лазерной медицины и ряде других применений энергия импульса накачки достигает нескольких килоджоулей. При этом длительность импульса может составлять десятки и сотни миллисекунд, что по существу близко к непрерывному режиму работы лазера. Построение эффективных схем накачки лазеров, работающих в указанных режимах, представляет серьезные трудности и связано с разработкой новых принципов формирования импульсов накачки.

Основой традиционных схем накачки твердотельных лазеров является колебательный *LC*-контур, коммутируемый высоковольтным тиристором [1]. Подобные схемы обладают низким КПД, так как значительная часть полусинусоидального импульса тока накачки неэффективна для генерации. Кроме того, невозможность независимой регулировки амплитуды и длительности импульса в этих схемах затрудняет оптимизацию режима накачки. Наконец, с помощью таких схем невозможно формировать длинные импульсы накачки, так как габариты узла накачки становятся неприемлемо большими.

Более совершенными являются появившиеся в последнее время схемы накачки, построенные по принципу модулятора с частичным разрядом накопительной емкости, в которых коммутирующим элементом является транзистор [2, 3]. Такие схемы позволяют формировать практически прямоугольные импульсы тока, независимо регулируемые по амплитуде, длительности и частоте повторения. В определенном диапазоне энергий и длительностей накачки эти схемы обеспечивают высокий КПД и приемлемые габариты узла накачки.

Вместе с тем подобные схемы имеют принципиальные ограничения. Прежде всего, это большая избыточная энергия накопителя, обусловленная тем, что за время импульса в лампу накачки передается не более трети запасенной в конденсаторе энергии. При этом мощность, поступающая в лампу, к концу импульса уменьшается вдвое, вызывая соответствующее снижение интенсивности излучения лампы накачки [3]. Ослабление этого эффекта за счет увеличения емкости накопителя приводит к росту габаритов узла накачки.

Другое ограничение схемы связано с невозможностью ее использования в режиме программируемого источника тока. Например, при формировании пакета импульсов тока с разной амплитудой схема должна обеспечивать быструю смену режима работы. Схемы, построенные по принципу модулятора с частичным разрядом накопительной емкости, для этого не пригодны из-за наличия заряженного конденсатора большой емкости, который непосредственно подключается к лампе.

Еще одно ограничение, экспериментально обнаруженное нами, проявилось в нестабильности работы лампы накачки в этих схемах при низких напряжениях на

накопительном конденсаторе. Большой разброс амплитуды и времени формирования фронта импульса в таких режимах затрудняет стабилизацию энергии в импульсе и синхронизацию работы лампы с другими компонентами лазера.

В работе [4] предложена схема высокочастотного разрядного модуля с обратной связью по току, которая свободна от перечисленных ограничений. Вместе с тем, обладая значительными преимуществами по сравнению с существующими схемами накачки импульсных ламп, разработанная схема имеет следующий недостаток.

В процессе формирования импульса тока накачки происходит изменение параметров вольт-амперной характеристики лампы, а именно снижение характеристического импеданса лампы k_0 . Аналогичное изменение вольт-амперной характеристики имеет место и в процессе эксплуатации лампы. Это приводит к снижению мощности в лампе даже при поддержании постоянного тока через лампу. На рис. 1 приведены экспериментальные временные зависимости мощности, поступающей в лампу, напряжения на лампе и относительной величины светового излучения лампы при постоянном токе накачки. Очевидно, что отмеченное изменение режима снижает эффективность накачки, затрудняет стабилизацию энергии накачки и приводит к сокращению срока службы лампы в составе разрядного модуля.

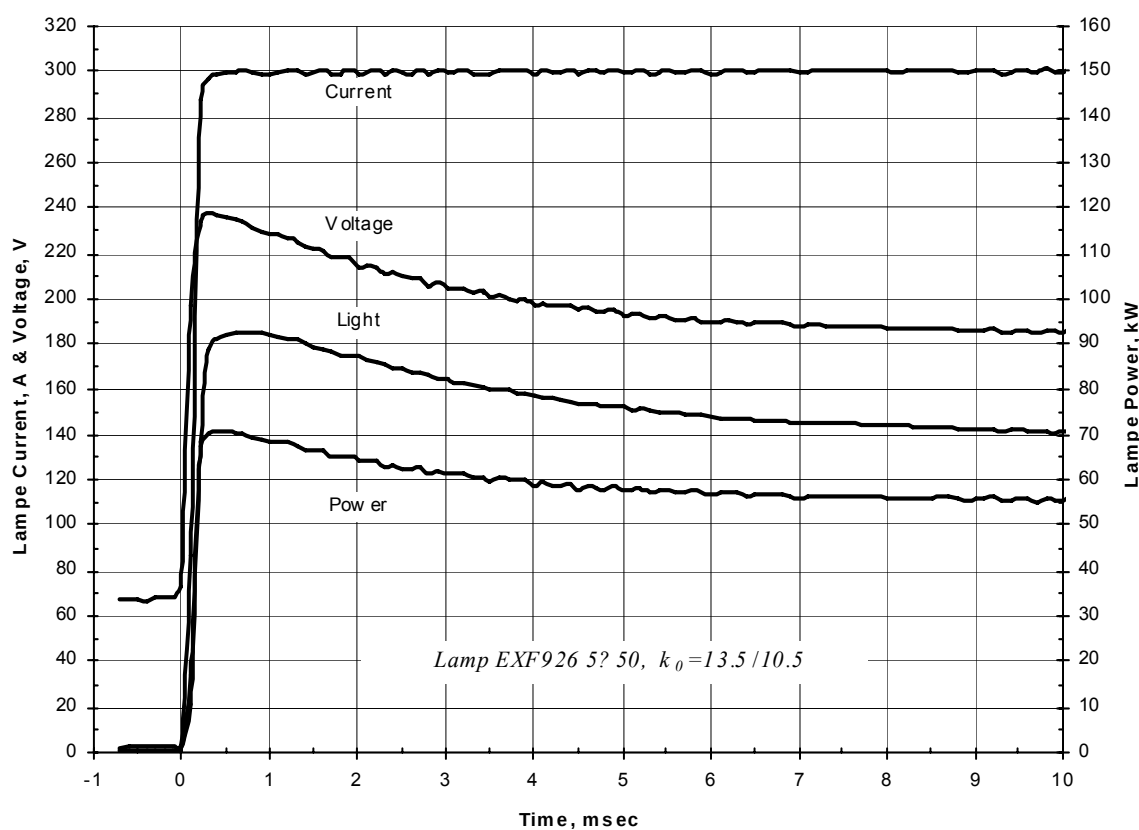


Рис. 1. Осциллограмма импульса накачки в схеме с обратной связью по току

Для устранения указанного недостатка в работе предложена схема, в которой реализован режим постоянной мощности, т.е. вместо обратной связи по току организована обратная связь по мощности в лампе.

Анализ схемы высокочастотного разрядного модуля с обратной связью по мощности

Силовая часть схемы высокочастотного разрядного модуля с обратной связью по мощности, показанная на рис. 2, практически не отличается от силовой схемы разрядного модуля с обратной связью по току [4]. Различие в схемотехнике обоих разрядных модулей определяется различием их схем управления.

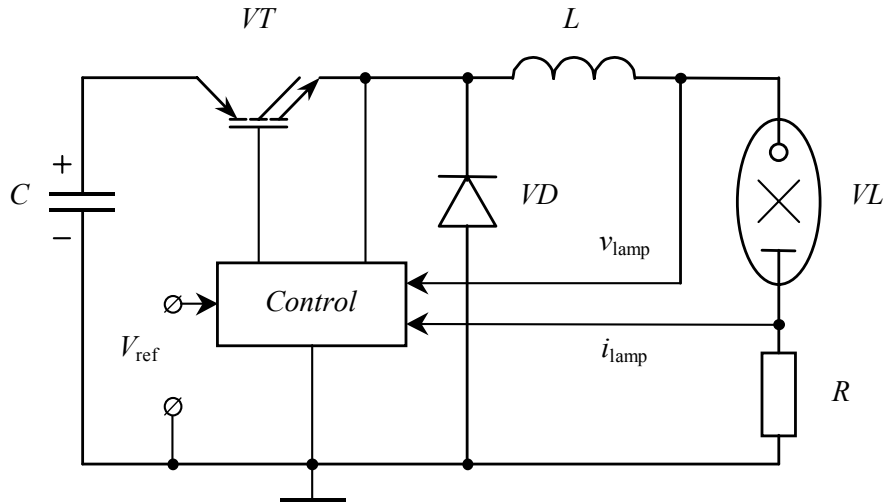


Рис. 2. Схема силовой части разрядного модуля

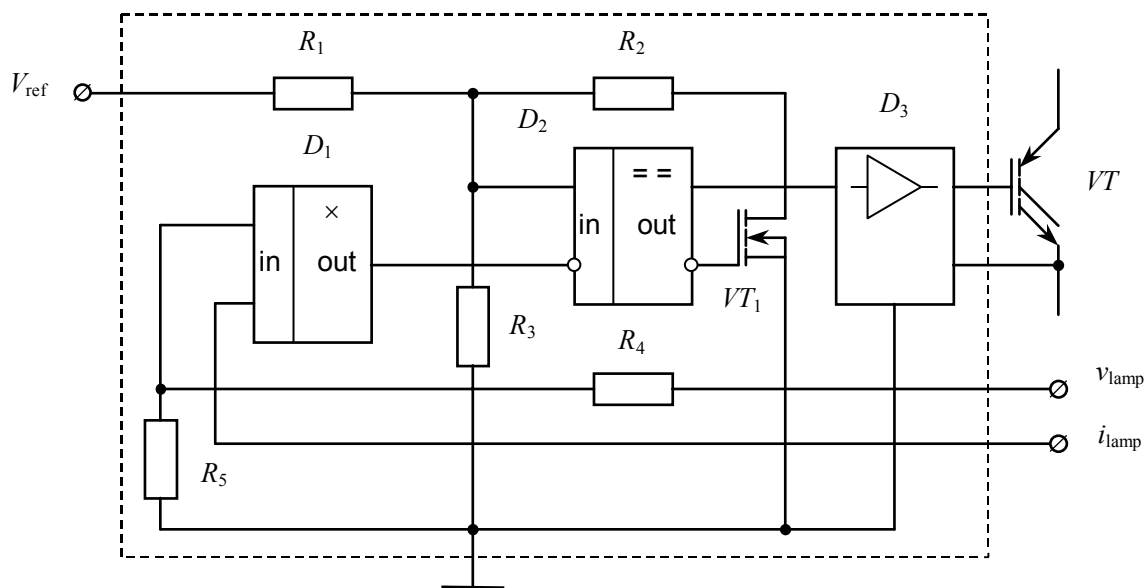


Рис. 3. Схема управления разрядного модуля

В наиболее простом исполнении схема управления разрядного модуля с обратной связью по мощности показана на рис. 3. Она состоит из аналогового перемножителя D_1 , компаратора D_2 , драйвера с потенциальной развязкой D_3 и вспомогательного транзистора VT_1 . На входы перемножителя D_1 подаются сигналы, пропорциональные току через лампу и напряжению на лампе, а с выхода снимается напряжение, пропорциональное текущему значению мощности в лампе. С выхода перемножителя напряжение, пропорциональное текущему значению мощности, подается на инвертирующий вход компаратора D_2 , где оно сравнивается с установленным значением опорного напряжения на неинвертирующем входе. В компараторе D_2 с помощью вспомогательного транзистора VT_1 устанавливается заданный гистерезис

напряжения переключения $V_{\min} - V_{\max}$, определяющий величину пульсаций мощности в лампе $P_{\min} - P_{\max}$. Напряжение с выхода компаратора подается на драйвер D_3 , который, во-первых, осуществляет потенциальную развязку компаратора и цепи затвора транзистора и, во-вторых, усиление выходного сигнала компаратора по мощности.

При высокой частоте коммутации за счет инерционности схемы перемножителя становится заметным запаздывание сигнала обратной связи, подаваемого на затвор транзистора. Это приводит к тому, что амплитудное значение тока, при котором происходит выключение транзистора, оказывается выше установленного значения. Соответственно возрастает и величина средней мощности, снимаемой с выхода перемножителя. При разряде накопительного конденсатора влияние запаздывания сигнала обратной связи уменьшается. Поэтому в процессе формирования импульса накачки величина средней мощности к концу импульса падает.

С целью стабилизации режима накачки между выходом аналогового перемножителя D_1 и неинвертирующим входом компаратора D_3 включается усилитель ошибки D_2 (рис. 4).

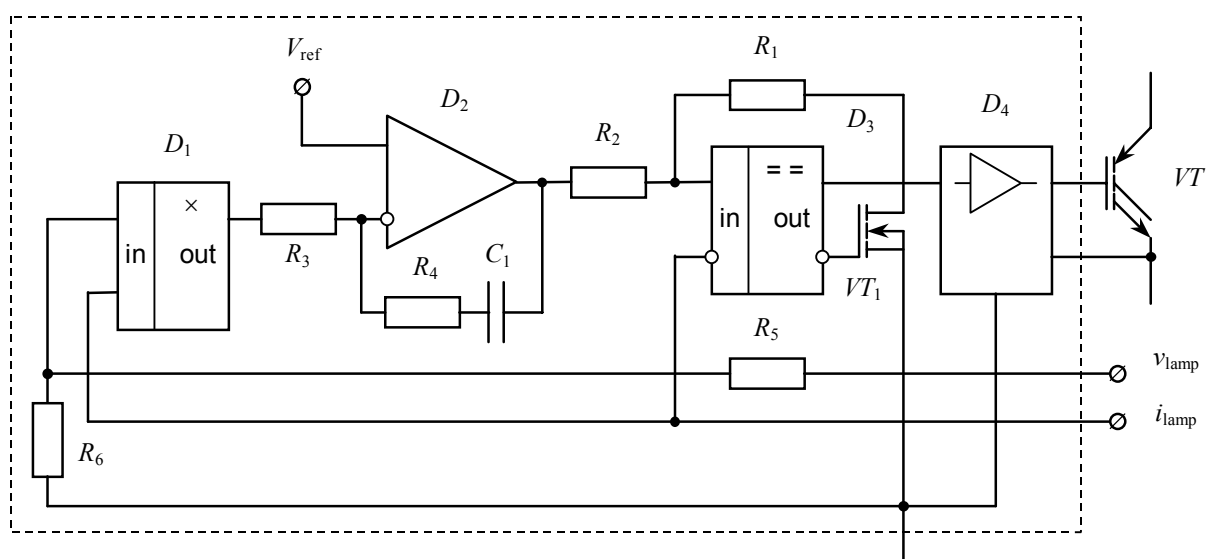


Рис. 4. Схема управления с усилителем ошибки

На его неинвертирующий вход подается опорное напряжение V_{ref} , пропорциональное заданному значению мощности в лампе, а на инвертирующий вход – сигнал, пропорциональный текущему значению мощности и сигнал местной обратной связи через конденсатор C_1 . Емкость конденсатора выбирается такой, чтобы скорость изменения сигнала на выходе усилителя ошибки D_2 была заведомо ниже скорости изменения сигнала на выходе аналогового умножителя. На инвертирующий вход компаратора D_3 подается сигнал дополнительной обратной связи по току, снимаемый с датчика тока R (рис. 2). Как и в схеме на рис. 3, сигнал с выхода компаратора подается на затвор коммутирующего транзистора через драйвер D_4 , осуществляющий потенциальную развязку компаратора и транзистора, а также усиление выходного сигнала компаратора на мощности. Напряжение, снимаемое с выхода усилителя ошибки, выполняет функцию опорного напряжения компаратора, с которым сравнивается напряжение, пропорциональное текущему значению тока в лампе. Усилитель ошибки выставляет такую величину выходного напряжения, чтобы напряжение на его инвертирующем входе сравнялось с величиной опорного напряжения V_{ref} , пропорционального заданной величине средней мощности в лампе. Это реализуется за счет соответствующего режима переключения транзистора, задаваемого компаратором.

В отличие от традиционной схемы понижающего преобразователя, управляемого ШИМ-контроллером с обратной связью по напряжению на нагрузке, в предлагаемой схеме реализуется обратная связь непосредственно по мощности, поступающей в лампу накачки. Кроме того, входное напряжение преобразователя (на накопительном конденсаторе C) в процессе формирования импульса накачки не остается постоянным, а снижается к концу импульса в несколько раз. Принципиально иным является и закон регулирования в схеме. Он организован таким образом, что при любом выставленном среднем значении мощности в лампе P_0 поддерживается заданная относительная величина пульсаций мощности

$$\frac{\Delta P}{P_0} = \frac{P_{\max} - P_{\min}}{0,5 \cdot (P_{\max} + P_{\min})} = \text{const}.$$

В этом выражении $P_{\min}$ и $P_{\max}$ – мощности, при которых происходит соответственно включение и выключение транзистора. При изменении мощности накачки в широком диапазоне такой закон регулирования позволяет на порядок и более уменьшить габариты дросселя.

По сравнению с существующими схемами, в которых формирование импульса накачки осуществляется за счет однократного подключения накопительного конденсатора к лампе, высокочастотный разрядный модуль с обратной связью по мощности обладает всеми преимуществами, свойственными разрядному модулю по току.

1. В процессе разряда накопительного конденсатора, происходящего по закону

$$V_c(t) = \sqrt{E^2 - \frac{2P_0}{C}t},$$

среднее значение мощности в лампе P_0 остается строго постоянным до тех пор, пока выполняется условие

$$E^2 - V_0^2 > \frac{2P_0}{C}t_p.$$

В приведенных выражениях E – начальное напряжение на конденсаторе, t_p – длительность импульса накачки, V_0 – напряжение на лампе, соответствующее мощности P_0 .

2. За счет установки соответствующей величины напряжения на накопительном конденсаторе E максимальная энергия, которая может быть передана за время импульса в лампу без снижения мощности, близка к энергии, запасенной в конденсаторе.
3. При реальных частотах коммутации, имеющих порядок 100 кГц, рассматриваемый разрядный модуль выполняет функцию программируемого источника мощности.

Основным преимуществом рассматриваемого разрядного модуля перед разрядным модулем с обратной связью по току является строгое поддержание заданной мощности в импульсной лампе даже при изменении параметров ее вольт-амперной характеристики.

Так как при переходе от обратной связи по току к обратной связи по мощности принцип работы высокочастотного разрядного модуля не меняется, то сохраняется и характер временных зависимостей тока в индуктивности и напряжения на конденсаторе [4].

Для количественного описания процессов в данном разрядном модуле сохраним подход, развитый нами при анализе схемы с обратной связью по току [4]. Различие в расчете обеих схем заключается в том, что в разрядном модуле с обратной связью по мощности в лампе формируется импульс средней мощности произвольной формы, а не тока. При этом напряжение на накопительном конденсаторе в процессе формирования импульса накачки изменяется по закону

$$V_c(t) = \left[V_c^2(0) - \frac{2}{\eta \cdot C} \int_0^t p(t) dt \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (1)$$

Чтобы определить закон изменения частоты коммутации в процессе формирования импульса тока накачки, необходимо определить времена включенного и выключенного состояний транзистора

$$t_{\text{вкл}} = \frac{\Delta I \cdot L}{V_c(t) - V},$$

$$t_{\text{выкл}} = \frac{\Delta I \cdot L}{V}.$$

Так как в схеме поддерживается мощность, а не ток, то величину ΔI нужно выразить через амплитуду пульсаций мощности ΔP . Рассмотрим очевидное равенство

$$P + \Delta P = (V + \Delta V)(I + \Delta I) = VI + V \cdot \Delta I + I \cdot \Delta V + \Delta V \cdot \Delta I,$$

учитывая, что $P = V \cdot I$ и пренебрегая величиной $\Delta V \cdot \Delta I$, получим

$$\Delta P = V \cdot \Delta I + I \cdot \Delta V. \quad (2)$$

Из выражения вольт-амперной характеристики лампы следует

$$V^2 + 2V \cdot \Delta V + (\Delta V)^2 = k_0^2 \cdot I + k_0^2 \cdot \Delta I$$

Имея в виду, что $V^2 = k_0^2 \cdot I$ и пренебрегая величиной $(\Delta V)^2$, найдем

$$\Delta V = \frac{k_0^2 \cdot \Delta I}{2V}. \quad (3)$$

Подставляя (3) в (2) и преобразуя, получим

$$\Delta I = \frac{2}{3} \cdot \frac{\Delta P}{V}. \quad (4)$$

С учетом (4) времена включенного и выключенного состояний транзистора принимают вид

$$t_{\text{вкл}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{\Delta P \cdot L}{V} \left\{ \left[U_c^2(0) - \frac{2}{\eta \cdot C} \int_0^t p dt \right]^{\frac{1}{2}} - V \right\}^{-1}, \quad (5)$$

$$t_{\text{выкл}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{\Delta P \cdot L}{V^2}. \quad (6)$$

Складывая (5) и (6), определим период коммутации и соответствующую ему частоту

$$T = t_{\text{вкл}} + t_{\text{выкл}} = \frac{2}{3} \cdot \frac{\Delta P \cdot L}{V^2} \left[V_c^2(0) - \frac{2}{\eta \cdot C} \int_0^t p dt \right]^{\frac{1}{2}} \left\{ \left[V_c^2(0) - \frac{2}{\eta \cdot C} \int_0^t p dt \right]^{\frac{1}{2}} - V \right\}^{-1}, \quad (7)$$

$$f = \frac{1}{T} = \frac{3}{2} \cdot \frac{V^2}{\Delta P \cdot L} \left\{ 1 - V \left[V_c^2(0) - \frac{2}{\eta \cdot C} \int_0^t p dt \right]^{\frac{1}{2}} \right\}. \quad (8)$$

Наконец, имея в виду, что при обратной связи по мощности заданным является закон изменения мощности в лампе, выразим в (8) среднее напряжение V через заданную среднюю мощность P_0 :

$$V = (P_0 \cdot k_0^2)^{\frac{1}{3}},$$

$$f = \frac{3P_0 \cdot k_0^2}{2L \cdot \Delta P} \left\{ \left(P_0 \cdot k_0^2 \right)^{\frac{1}{3}} - \left[V_C^2(0) - \frac{2}{\eta \cdot C} \int_0^t p dt \right]^{\frac{1}{2}} \right\}. \quad (9)$$

Множитель $\Delta P \cdot L$ в (9) имеет тот же смысл, что и множитель $\Delta I \cdot L$ в [4]. Следовательно, из тех же соображений, что и при обратной связи по току в данном случае целесообразно поддерживать постоянной относительную величину пульсаций мощности, а не абсолютную. При этом большим мощностям соответствует низкая частота, а малым – высокая. Таким образом поддерживается примерное постоянство коммутационных потерь во всем диапазоне изменения мощности.

Если импульс мощности имеет прямоугольную форму, то выражения (1) и (9) преобразуются к виду

$$V_C(t) = \left[V_C^2(0) - \frac{2P_0}{\eta \cdot C} t \right]^{\frac{1}{2}},$$

$$f = \frac{3P_0 \cdot k_0^2}{2L \cdot \alpha} \left\{ \left(P \cdot k_0^2 \right)^{\frac{1}{3}} - \left[V_C^2(0) - \frac{2P_0}{\eta \cdot C} t \right]^{\frac{1}{2}} \right\};$$

где $\alpha = \Delta P / P_0 = \text{const}$ – относительная величина пульсаций мощности в лампе.

Как следует из рис. 4, усилитель ошибки одновременно выполняет функцию интегрирующего звена, что ограничивает скорость нарастания тока накачки. При коротких импульсах накачки это ограничение может оказаться неприемлемым. Чтобы оценить пределы применимости рассмотренной схемотехники, необходимо проанализировать реакцию схемы на скачок опорного напряжения, т.е. получить переходную характеристику тока. С этой целью обратимся к рис. 5 и рассмотрим работу усилителя ошибки при подаче на его неинвертирующий вход ступенчатого импульса опорного напряжения V_{ref} .

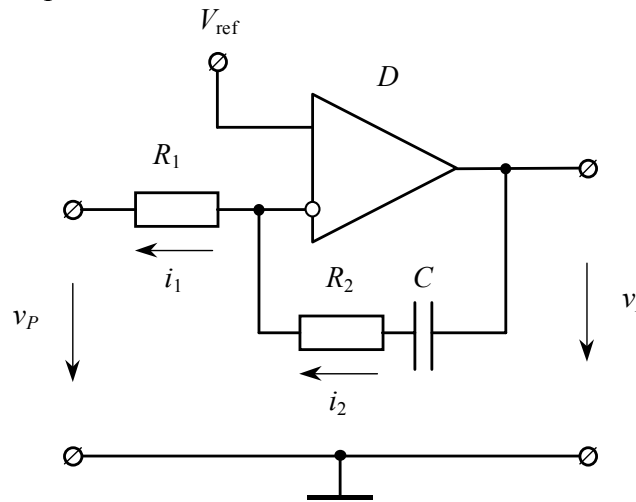


Рис. 5. Схема усилителя ошибки

Величина опорного напряжения V_{ref} пропорциональна заданному значению средней мощности в лампе P_0 . Величина напряжения v_P , снимаемого с выхода аналогового перемножителя пропорциональна текущему значению мощности p . С учетом масштабных коэффициентов тока k_I , напряжения k_V и мощности k_P выражения V_{ref} и v_P имеют вид

$$V_{\text{ref}} = k_I I_0 \cdot k_V V_0 \cdot k_P = k_I k_V k_P P_0, \quad (10)$$

$$v_P = k_I i \cdot k_V v \cdot k_P = k_I k_V k_P p. \quad (11)$$

Согласно законам Кирхгофа

$$i_2 = i_1 = \frac{V_{\text{ref}} - v_P}{R_1}, \quad (12)$$

$$v_I - V_{\text{ref}} = R_2 i_2 + \frac{1}{C} \int i_2 dt. \quad (13)$$

Подставим (12) в (13), после чего продифференцируем (13) по времени. При этом будем иметь в виду, что $V_{\text{ref}} = \text{const.}$

$$\frac{dv_I}{dt} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{dv_P}{dt} - \frac{v_P}{R_1 C} + \frac{V_{\text{ref}}}{R_1 C}. \quad (14)$$

Напряжение v_I подается на вход компаратора, который поддерживает неизменной относительную величину пульсаций тока в лампе (рис. 6).

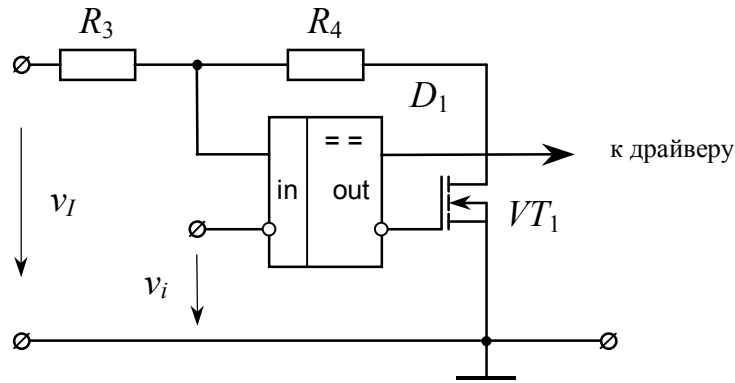


Рис. 6 Схема ШИМ на базе компаратора

В работе [4] было показано, что в этом режиме напряжение v_I связано с током через лампу соотношением

$$v_I = \alpha \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) k_I I, \quad (15)$$

где $\alpha = \frac{\Delta I}{I}$ – относительная величина пульсаций тока. Дифференцируя (15) по времени и подставляя в (14), получим

$$\alpha \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) k_I \frac{dI}{dt} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{dv_P}{dt} - \frac{v_P}{R_1 C} + \frac{V_{\text{ref}}}{R_1 C}. \quad (16)$$

Чтобы из (16) получить уравнение, определяющее переходную характеристику тока через лампу, необходимо задаться вольт-амперной характеристикой лампы. В качестве первого приближения будем считать напряжение на лампе постоянным: $V = \text{const.}$ В этом случае уравнение (16) приводится к линейному дифференциальному уравнению с постоянными коэффициентами

$$\left[\alpha \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \frac{k_I}{k} + \frac{R_2}{R_1} V \right] \frac{dI}{dt} + \frac{V}{R_1 C} I - \frac{P_{\text{st}}}{R_1 C} = 0. \quad (17)$$

Здесь использовано обозначение $k = k_I k_V k_P$, а установившаяся мощность $P_{\text{st}} = V_{\text{ref}} / k$.

Начальным условием задачи является ток в момент первого переключения компаратора. Для определения величины этого тока необходимо проанализировать работу схемы на начальном этапе, сразу после подачи импульса напряжения V_{ref} . Так как на этом этапе коммутирующий транзистор VT (рис. 2) остается включенным и к

дросселю L приложено постоянное напряжение, то ток через лампу увеличивается линейно:

$$i = \frac{E - V}{L} t. \quad (18)$$

Ему соответствует линейное изменение напряжения на выходе аналогового перемножителя

$$v_p = \frac{kV(E - V)}{L} t. \quad (19)$$

Подставляя (19) в (14), приходим к уравнению, определяющему изменение напряжения на выходе усилителя ошибки в период формирования фронта импульса:

$$\frac{dv_I}{dt} = -\frac{kV(E - V)}{LR_1C} t - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{kV(E - V)}{L} + \frac{V_{ref}}{R_1C}. \quad (20)$$

После разделения переменных и интегрирования получим

$$v_I = -\frac{kV(E - V)}{2LR_1C} t^2 + \left[\frac{V_{ref}}{R_1C} - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{kV(E - V)}{L} \right] t + A. \quad (21)$$

Постоянная интегрирования A находится из начального условия, согласно которому

$$v_I(0) = V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right). \quad (22)$$

С учетом (22) получим окончательно

$$v_I = -\frac{kV(E - V)}{2LR_1C} t^2 + \left[\frac{V_{ref}}{R_1C} - \frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{kV(E - V)}{L} \right] t + V_{ref} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right). \quad (23)$$

Переключение компаратора (рис. 6) произойдет тогда, когда напряжение v_I сравняется с напряжением, снимаемым с шунта

$$v_i = k_I i = \frac{k_I(E - V)}{L} t. \quad (24)$$

Приравнявая правые части (23) и (24) получим квадратное уравнение, определяющее момент первого переключения компаратора. Наконец, подставляя решение этого уравнения в (18), определим значение тока, являющееся начальным условием для (17)

$$I_0 = p + \sqrt{p^2 + q}, \quad (25)$$

$$\text{где } p = \frac{LV_{ref} - C(E - V) \cdot (kR_2V + k_I R_1)}{kVL}, \quad q = \frac{2C(R_1 + R_2) \cdot (E - V)V_{ref}}{kVL}.$$

Решением уравнения (17) с начальным условием (25) является

$$I = I_{st} - (I_{st} - I_0) e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (26)$$

В этом выражении $I_{st} = P_{st}/V$ – установившееся значение тока через лампу, τ – постоянная установления стационарного значения тока

$$\tau = R_2C \left[1 + \frac{\alpha R_1 k_I}{k R_2 V} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \right]. \quad (27)$$

Определим передаточную характеристику тока, если вольт-амперная характеристика лампы имеет вид

$$V = k_0 \sqrt{I}.$$

В этом случае $v_p = k \cdot k_0 I^{\frac{3}{2}}$, $V_{ref} = k \cdot k_0 I_{st}^{\frac{3}{2}}$, а уравнение (16) приводится к виду

$$\left[\alpha \frac{k_I}{k} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) + \frac{3}{2} \frac{R_2}{R_1} k_0 \sqrt{I} \right] \frac{dI}{dt} = \frac{k_0}{R_1 C} \left(I_{st}^{\frac{3}{2}} - I^{\frac{3}{2}} \right). \quad (28)$$

Уравнение (28) нелинейно, но в нем может быть выполнена процедура разделения переменных

$$\left[\frac{\alpha R_1 C k_I}{k_0 \cdot k} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) + \frac{3}{2} R_2 C \sqrt{I} \right] \left(I_{st}^{\frac{3}{2}} - I^{\frac{3}{2}} \right)^{-1} dI = dt. \quad (29)$$

После выполнения интегрирования получим выражение переходной характеристики тока

$$t = \frac{\alpha R_1 C k_I}{k_0 \cdot k} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \frac{1}{\sqrt{3} I_{st}} \left[\frac{1}{\sqrt{3}} \ln \frac{I_{st} + \sqrt{I_{st} I} + I}{(\sqrt{I_{st}} - \sqrt{I})^2} - 2 \operatorname{arctg} \frac{2\sqrt{I} + \sqrt{I_{st}}}{\sqrt{3} I_{st}} \right] - R_2 C \ln \left(I_{st}^{\frac{3}{2}} - I^{\frac{3}{2}} \right) + A. \quad (30)$$

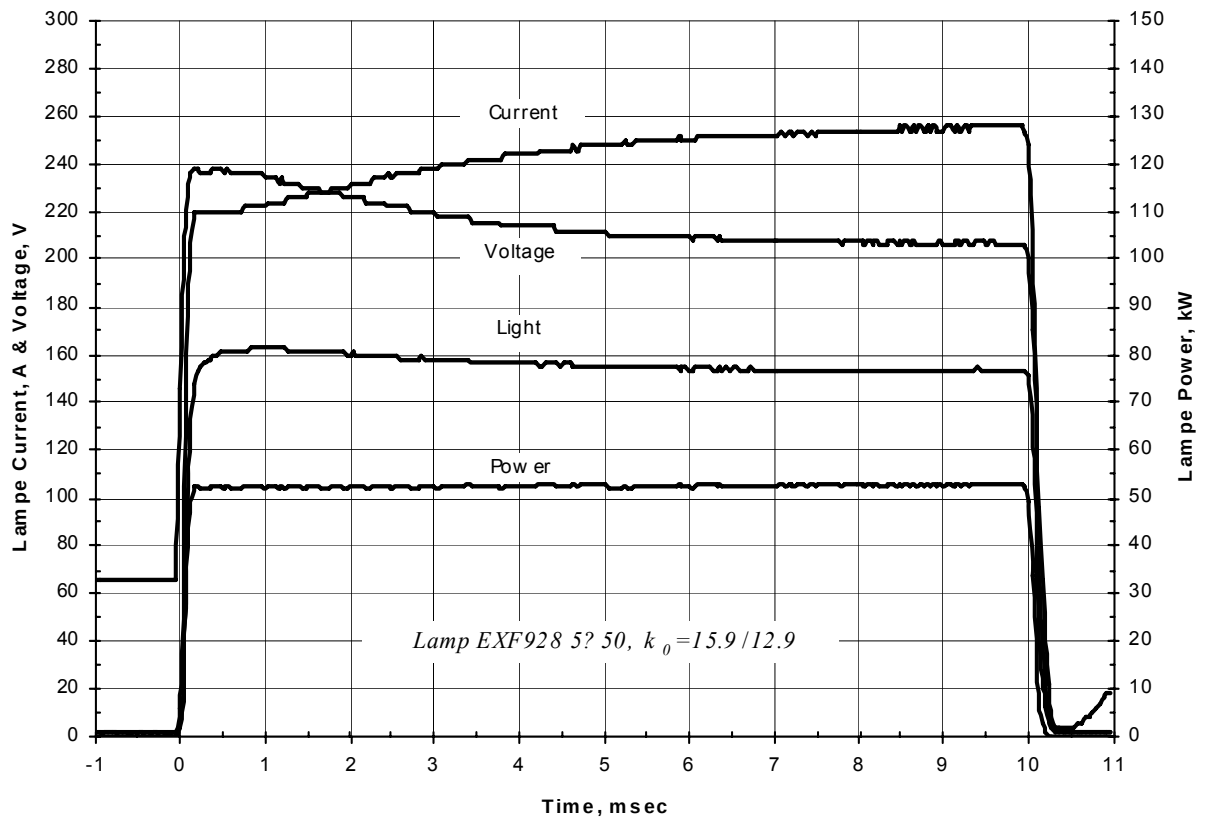


Рис. 7. Осциллограмма импульса накачки в схеме с обратной связью по мощности

Постоянная интегрирования A находится из уравнения

$$I|_{t=0} = I_0,$$

где I_0 определено в (25).

Таким образом, приходим к следующему виду переходной характеристики тока:

$$t = \frac{\alpha R_1 C k_I}{k_0 k} \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \frac{1}{\sqrt{3} I_{st}} \left[\frac{1}{\sqrt{3}} \ln \frac{(1 + \sqrt{I} + \bar{I})(1 - \sqrt{I_0})^2}{(1 + \sqrt{I_0} + \bar{I})(1 - \sqrt{I})^2} - 2 \operatorname{arctg} \frac{2\sqrt{3}(\sqrt{I} - \sqrt{I_0})}{3 + (2\sqrt{I} + 1)(2\sqrt{I_0} + 1)} \right] - R_2 C \ln \frac{1 - \bar{I}^{\frac{3}{2}}}{1 - I_0^{\frac{3}{2}}}.$$

Здесь $\bar{I} = \frac{I}{I_{st}}$, $\bar{I}_0 = \frac{I_0}{I_{st}}$, величина I_0 определена в (25).

Эффективность обратной связи по мощности проиллюстрирована осциллограммами, приведенными на рис. 7. Как следует из осциллограмм, несмотря на существенное изменение тока и напряжения в процессе формирования импульса накачки, мощность, передаваемая в лампу, оставалась постоянной вплоть до окончания импульса. Практически неизменной оставалась и интенсивность светового излучения лампы.

Заключение

На основе принципа высокочастотного разрядного модуля нами разработана, изготовлена и передана фирме Palomar Medicals (США) система накачки импульсной лампы типа EXF928 (разрядный промежуток 5×50 мм) для косметологии. Приведем основные характеристики этой системы.

- максимальная энергия накачки 1500 J
- импульсная мощность накачки 1 ÷ 100 kW
- длительность импульса накачки 0,5 ÷ 1000 ms
- максимальный ток накачки 400 A
- напряжение на накопителе 400 V
- максимальная средняя мощность 1000 W
- ток дежурной дуги 0,16 A
- габариты разрядного модуля 125×275×60 mm³

Управление блоком накачки осуществляется микропроцессорной системой, которая выполняет заданный алгоритм работы, а также защитные функции. Блок прошел лабораторные испытания и в настоящее время тиражируется для проведения клинических испытаний.

Литература

1. Маршак И.С., Дойников А.С., Жильцов В.П., Кирсанов В.П., Ровинский Р.Е., Щукин Л.Н., Фейгенбаум М.Г. под редакцией И.С. Маршака. Импульсные источники света. М.: Энергия, 1978. 472 с.
2. Тогатов В. В., Мозоляко Л.А. , Кутьев А.Н. Универсальный источник тока для питания ламп накачки твердотельных лазеров. // Приборы и техника эксперимента. 1995. № 6. С. 53–57.
3. Тогатов В.В., Гнатюк П.А. Электронный разрядный модуль для систем накачки твердотельных лазеров. // Оптический журнал. 2000. Т. 67. № 4. С. 92–96.
4. Тогатов В.В., Гнатюк П.А. Высокочастотный разрядный модуль для систем накачки твердотельных лазеров. // Приборы и техника эксперимента. 2003. № 5. С. 42–48.

ОБЪЕКТНО-ОРИЕНТИРОВАННАЯ СТРУКТУРА ДАННЫХ ДЛЯ ХРАНЕНИЯ КОНСТРУКТИВНЫХ ПАРАМЕТРОВ ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ В ПРОГРАММАХ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ

В.М. Домненко, А.А. Шехонин

Статья посвящена анализу требований к структуре данных при решении задач автоматизации проектирования оптических систем. Проводится объектно-ориентированный анализ оптической системы как объекта проектирования. Решаются вопросы выбора элементарного объекта, составляющего оптическую систему, и способы организации хранения их наборов в программах автоматизированного проектирования.

Введение

В последнее десятилетие существенно расширились возможности и изменились инструменты разработчиков программ проектирования оптических систем. Развитие и широкое распространение объектно-ориентированных технологий создания программного обеспечения [1] оказывает существенное влияние на математические модели и численные методы решения прикладных задач. Включение в стандарты языков программирования таких универсальных структур данных, как массивы с переменным количеством элементов, связанные списки, деревья, ассоциативные массивы [2, 3], требует пересмотра организации хранения информации о моделируемом или проектируемом объекте.

Системы управления реляционными и объектно-ориентированными базами данных [4] для организации эффективного хранения, поиска и быстрого доступа к данным стали надежными, широко доступными и могут использоваться при создании каталогов оптических материалов и библиотек оптических систем.

С другой стороны, существенно возросли потребности специалистов-оптиков, перед которыми стоят новые задачи. Расширилась номенклатура физически реализуемых и используемых оптических поверхностей, сред, элементов и деталей. При создании современных прецизионных оптических систем требуется учитывать новые факторы, влияющие на работу оптической системы. Усложняется компоновка оптических систем (многоконфигурационные системы, системы синтезированной апертурой и др.). Требуются новые режимы анализа, оптимизации, синтеза оптических систем и автоматизация других этапов жизненного цикла оптического прибора.

Таким образом, с одной стороны, компьютерные технологии предоставляют новые возможности при проектировании и конструировании оптических систем, но, с другой стороны, требуют развития теории, алгоритмов и численных методов вычислительной оптики [5].

Данная статья посвящена анализу требований к структуре данных при решении задач автоматизации проектирования оптических систем и подходов к программной реализации структуры данных для хранения конструктивных параметров оптических систем. При этом используется объектно-ориентированный подход и учитываются возможности современных языков программирования.

Требования к структуре данных при автоматизации проектирования оптических систем

Исходными данными для решения большинства задач компьютерного моделирования и проектирования оптических систем являются ее конструктивные параметры [6]. Поэтому важность выбора структуры данных для хранения

конструктивных параметров в программах проектирования оптики трудно переоценить. Оптимальная организация структуры хранения конструктивных параметров определит эффективность автоматизации проектирования в целом. Внешнее и внутреннее представление конструктивных параметров зависит от уровня проектирования, на котором используется программа автоматизации. Вообще выделяют следующие уровни проектирования оптических приборов: информационно-логический, системотехнический, схемотехнический, конструкторский, технологический [7, 8].

На информационно-логическом и системотехническом уровне проектирования используется внешняя функциональная модель оптической системы. Оптическая система представляется в виде единого блока, который характеризуется набором передаточных (масштабных, энергетических, структурных) и присоединительных (предметных, зрачковых, спектральных) характеристик [6]. Определение конструктивных параметров начинается на схемотехническом уровне проектирования, при решении задач синтеза, анализа и оптимизации оптической системы.

На этапе синтеза определяется структура оптической системы и основные параметры, составляющих ее оптических элементов. Синтез может выполняться с использованием различных методик [5, 9]. В одних из них для синтеза сразу используются конкретные оптические элементы с заранее известными аберрационными свойствами (например, анастигматическая или апланатическая линза). В других для синтеза используются абстрактные элементы, обладающие требуемыми оптическими характеристиками (например, "тонкий" компонент, обладающий оптической силой). При использовании такого подхода в программах автоматизированного проектирования после синтеза должна быть предусмотрена процедура преобразования абстрактных элементов в оптические элементы с конкретными конструктивными параметрами. Таким образом, на этапе синтеза в структуре данных, наряду с информацией о конкретных оптических элементах, должна храниться информация об абстрактных оптических элементах с возможностью последующей замены абстрактного элемента на конкретную оптическую поверхность или деталь.

На этапе анализа оптическая система описывается конструктивными параметрами в приближении, достаточном для математического моделирования ее работы [6]. Конструктивные параметры включают в себя параметры оптических сред, параметры оптических элементов, параметры световых размеров оптических элементов и апертурной диафрагмы, параметры взаимного расположения оптических элементов. Оптическая система при проектировании большую долю времени находится в состоянии анализа, поэтому при создании структуры данных для хранения конструктивных параметров требование оптимального проведения процедуры анализа должно быть определяющим.

На этапе анализа многократно выполняется большое количество вычислительных операций, таких как определение гауссовых характеристик и габаритов пучков, вычисление аберраций и характеристик качества оптической системы [6]. Но основной вычислительной процедурой является расчет прохождения лучей через оптическую систему, который производится на этапах анализа и синтеза и еще более интенсивно – на этапе оптимизации. Все это приводит к заключению о том, что, несмотря на все повышающееся быстродействие процессоров, необходимо стремиться к высокой вычислительной эффективности алгоритмов, а структура данных должна обеспечивать высокую скорость доступа к любому параметру. Это позволит организовать вычисления с максимальной скоростью и повысить их точность, так как в некоторых случаях можно будет обходиться без процедуры аппроксимации. Еще одно требование к структуре данных – это оптимальное расходование оперативной и дисковой памяти. Хотя объем памяти, доступный в программах, неуклонно увеличивается, но все же остается не безграничным.

Этап оптимизации оптических систем выполняется с использованием объектно-инвариантных методов. Оптимизационную модель оптической системы составляют параметры оптимизации, оптимизируемые функции, критерии оптимизации, ограничения и связывающие их соотношения – проба функций и проба производных [6]. Необходимо предусмотреть процедуру преобразования структуры данных в оптимизационную модель, когда некоторые конструктивные параметры становятся параметрами оптимизации и входят в оптимизируемые функции, и обратную процедуру.

На конструкторском и технологическом уровнях проектирования оптический прибор приобретает "материальную" реализацию. Оптическая система представляется состоящей из оптических деталей (линз, призм, зеркал и других), определенным образом расположенных в пространстве посредством закрепления их в оправках. Структура данных должна легко интерпретироваться и преобразовываться в этот вид.

Объектно-ориентированный подход к организации структуры данных

Большая доля операций при автоматизации проектирования оптических систем является объектно-ориентированной [6]. Поэтому структура данных для хранения конструктивных параметров легко реализуется с использованием объектно-ориентированного подхода.

При создании объектно-ориентированной системы принципиальным вопросом является вопрос о том, какие объекты структуры данных являются элементарными. Выбор элементарных объектов относительно произволен и может изменяться для организации наиболее эффективного взаимодействия между объектами [1]. Рассмотрим возможные варианты элементарных объектов при создании объектно-ориентированной модели оптической системы.

1). Оптическая поверхность – это регулярная гладкая поверхность раздела двух сред, определенным образом расположенная и ориентированная в пространстве. Благодаря принципам абстракции и наследования мы можем выявить общие атрибуты всевозможных оптических поверхностей (положение, световая высота и др.) и унаследовать эти свойства, реализовав в наследниках особенности конкретных поверхностей (плоскость, поверхность 2-го порядка, асферическая поверхность и т.п.) Пример объекта типа поверхность приведен на рис. 1, а диаграмма наследования – на рис. 2.

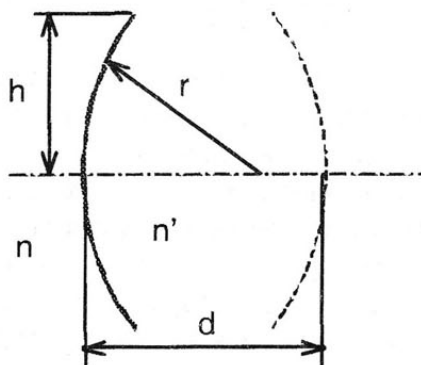


Рис. 1. Пример объекта типа "Оптическая поверхность": r – радиус поверхности; n – показатель преломления до поверхности; n' – показатель преломления после поверхности; h – световая высота; d – расстояние до следующей поверхности

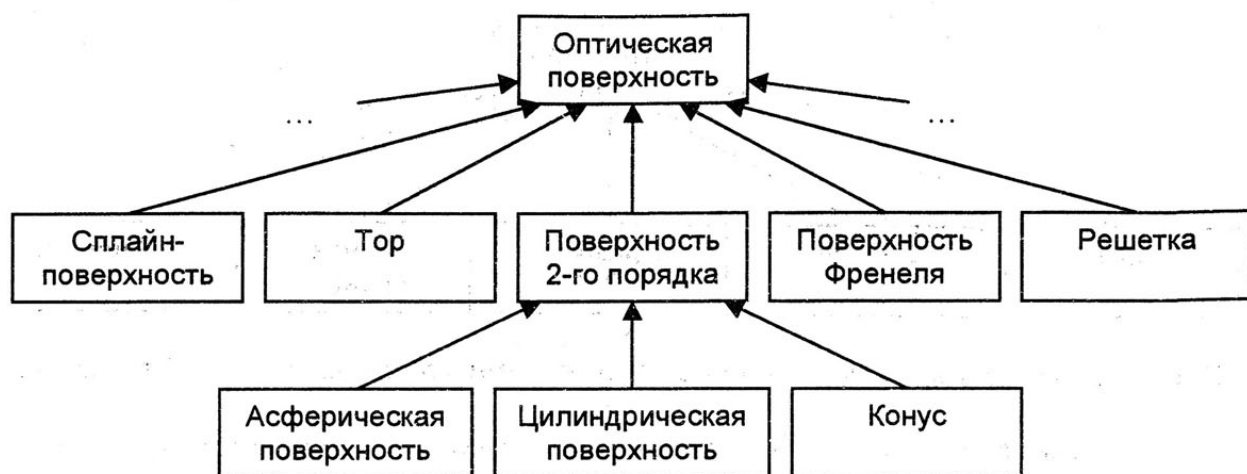


Рис. 2. Диаграмма наследования от элементарного объекта типа "Оптическая поверхность"

Использование объекта поверхность в качестве элементарного оптимально при решении задач анализа и оптимизации. При решении задач синтеза объект поверхность недостаточно абстрактен. Для конструирования объект поверхность также недостаточно удобен, так как "материальная" реализация линзы, например, будет совокупностью двух объектов типа "поверхность". Это потребует процедуры перехода к модели, в которой элементарным объектом является оптическая деталь. Впрочем, такое преобразование не составит большого труда.

2) Оптическая деталь – это материально реализуемый объект, выполняющий преобразование проходящего оптического излучения, определенным образом расположенный и ориентированный в пространстве. Благодаря принципам абстракции и наследования можно выявить общие атрибуты всевозможных оптических деталей (положение, световой диаметр и др.) и унаследовать эти свойства, реализовав в наследниках особенности конкретных деталей (линза, зеркало, призма и др.) Пример объекта типа деталь на рис. 3, а диаграмма наследования – на рис. 4.

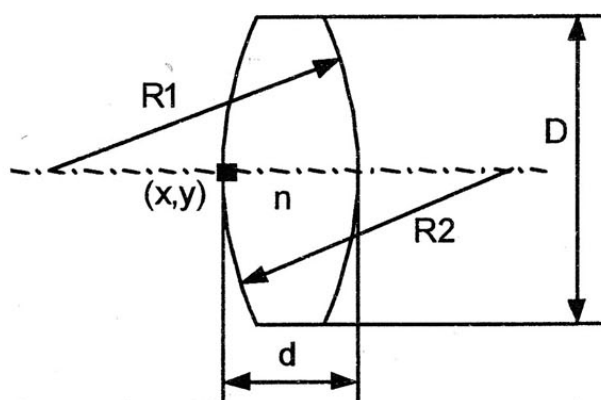


Рис. 3. Пример объекта типа "Оптическая деталь": (x, y) – положение детали; $R1$ – радиус первой поверхности; $R2$ – радиус второй поверхности; n – показатель преломления материала; D – световой диаметр; d – толщина вдоль оптической оси



Рис. 4. Диаграмма наследования от элементарного объекта типа "Оптическая деталь"

Использование объекта "поверхность" в качестве элементарного оптимально на этапе конструирования, технологического проектирования и изготовления, так как является моделью, наиболее близкой к реальному воплощению. Объект "деталь" вполне приемлем для решения задач анализа и оптимизации. При решении задач синтеза по некоторым методикам использовать объект "деталь" просто невозможно из-за того, что он не является абстрактным.

3) Оптический преобразователь – это абстрактный объект, выполняющий преобразование проходящего оптического излучения. Используя принципы абстракции и наследования, можно выявить общие атрибуты всевозможных оптических преобразователей и унаследовать эти свойства, реализовав в наследниках особенности конкретных преобразователей (поверхность, среда и др.) Пример объекта типа преобразователь на рис. 5, а диаграмма наследования от элементарного объекта типа преобразователь – на рис. 6.

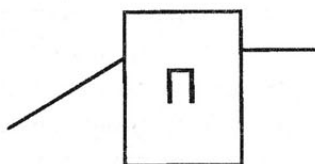


Рис. 5. Пример объекта типа "Оптическая преобразователь"

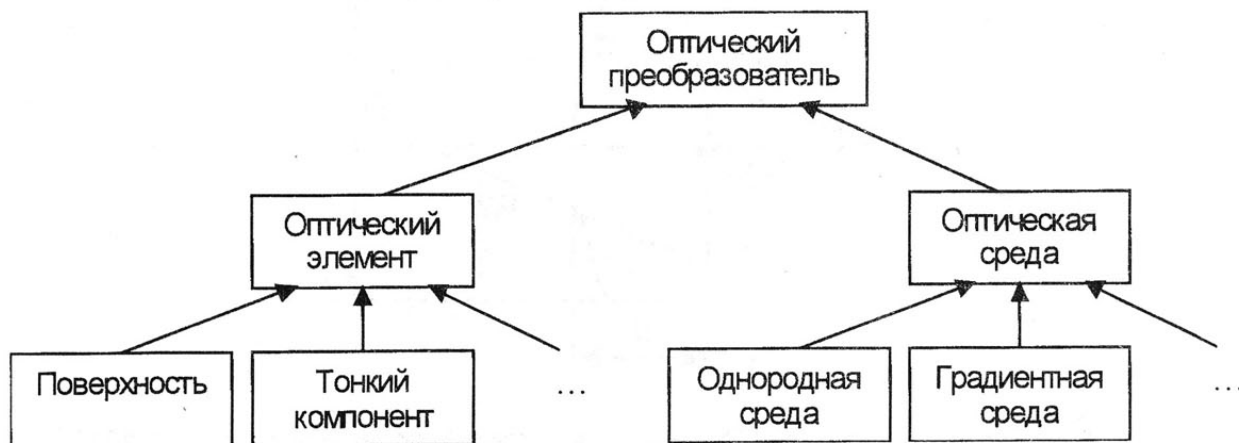


Рис. 6. Диаграмма наследования от элементарного объекта типа "Оптический преобразователь"

Использование объекта "преобразователь" в качестве элементарного приемлемо на уровне схемного проектирования оптики при решении задач анализа, синтеза и оптимизации. Объект "преобразователь" недостаточно конкретен для использования на

уровнях конструирования, технологического проектирования и изготовления, но легко преобразуется в конкретные детали и обратно.

После выбора основного объекта структуры данных следует решить вопрос, как организовать хранение их наборов. Как уже было отмечено, современные языки программирования (C++, Java, Python и др.) предоставляют в распоряжение разработчика большое количество разнообразных контейнеров, которые можно использовать для организации структуры данных [3].

При использовании описания конструктивных параметров оптической системы последовательного типа для хранения требуются контейнеры, которые организуют последовательное хранение и последовательный доступ к элементам. Рассмотрим возможность использования различных контейнеров при создании объектно-ориентированной модели оптической системы.

К последовательным контейнерам относятся в первую очередь массивы и очереди. Главными достоинствами массива являются простота и высокая скорость индексированного доступа к элементам. Особенностью реализации массивов в языке C++ является возможность изменения его размеров в процессе выполнения. Существенным недостатком массивов является неоптимальное выполнение процедуры вставки элементов в начало и в середину контейнера. Вставка элементов в произвольной позиции массивов требует перерасмещения всего массива в памяти. Кроме того, что эта процедура трудоемка, она еще и опасна. Если в программе используются ссылки на объекты, хранящиеся в массиве, то они становятся недействительными.

При определении габаритов пучков и аберраций может потребоваться двусторонний обход элементов контейнера. В этом случае для хранения объектов лучше использовать двустороннюю очередь. По своим свойствам она похожа на массив, но более эффективно выполняет операции вставки в начало контейнера и обхода элементов в обратном порядке.

Недостатки контейнеров типа "массив" и "очередь" можно преодолеть, если использовать разновидность последовательных контейнеров – списки. Эти узловые контейнеры также просты в использовании, но оптимальны для вставки элементов в произвольной позиции, так как это происходит без перерасмещения памяти. Недостатком списков является то, что при последовательном обходе списки несколько уступают по эффективности массивам. Это связано с тем, что элементы хранятся в памяти не в последовательном блоке, а разрозненно. Связи между элементами обеспечиваются специальными объектами – узлами, в которых хранится ссылка на предыдущий и последующий элемент последовательности (для двусвязных списков). Узлы требуют дополнительного объема памяти для хранения этих ссылок. Тем не менее, список является наиболее универсальным контейнером, который удовлетворяет большинству требований к структуре данных для хранения конструктивных параметров оптических систем.

При анализе структуры данных для хранения конструктивных параметров особо следует выделить системы с переменными характеристиками и многоконфигурационные оптические системы. Для хранения конструктивных параметров таких систем необходимо разрабатывать специализированную структуру данных на основе многосвязных списков или деревьев.

Заключение

Таким образом, главным требованием, которое предъявляется к структуре данных для хранения конструктивных параметров, является полиморфизм, т.е. возможность представления в различных формах, преобразования одного элемента структуры в

другой и преобразования всей структуры в целом. Кроме того, к структуре данных для хранения конструктивных параметров предъявляются следующие требования:

- близость внутреннего представления к внешнему;
- простота использования и реализации;
- высокая скорость доступа к любому параметру;
- экономичность в расходовании аппаратных и программных ресурсов;
- расширяемость.

Объектно-ориентированный анализ оптической системы как объекта проектирования показал, что одним из наиболее приемлемых вариантов при организации структуры данных для хранения конструктивных параметров является использование двусвязного списка, в котором хранятся элементарные объекты типа оптических преобразователей. Этот вариант обеспечит оптимальное выполнение требуемых действий по размещению, изменению, удалению хранимых объектов, высокую скорость и экономичность расходования памяти, а главное – он легко преобразуется в любую другую структуру данных.

Литература

1. Буч Г. Объектно-ориентированный анализ и проектирование с примерами приложений на С++. М.: Бином, СПб: Невский диалект, 1998. 560 с.
2. Страуструп Б. Язык программирования С++. СПб: Невский диалект, М.: Бином, 1999. 991 с.
3. Топп У., Форд У. Структуры данных в С++. М.: Бином, 1999. 816 с.
4. Дейт К. Дж. Введение в системы баз данных. К.: Диалектика, 1998. 784 с.
5. Вычислительная оптика: Справочник Под общ. ред. М. М. Русинова. Л.: Машиностроение, 1984. 423 с.
6. Родионов С. А. Автоматизация проектирования оптических систем. Л.: Машиностроение, 1982. 270 с.
7. Проектирование оптико-электронных приборов: Учебник. Под ред. Ю. Г. Якушенкова. М.: Логос, 2000. 488 с.
8. Родионов С.А., Шехонин А.А. Методология проектирования оптических приборов: Учебное пособие. СПб: СПбГИТМО(ТУ). 1996. 84 с.
9. Слюсарев Г.Г. Методы расчета оптических систем. Л.: Машиностроение, 1969. 670 с.

**ОБЕСПЕЧЕНИЕ ТОЧНОСТИ КУРСУКАЗАНИЯ
ДЛЯ ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ В ИНТЕГРИРОВАННЫХ
СИСТЕМАХ НАВИГАЦИИ ИНС/СНС****О.Н. Анучин, Г.И. Емельянцева, В.В. Серегин, В.И. Ющенко**

Рассматривается возможность создания интегрированной системы ориентации и навигации на базе инерциального измерительного модуля низкого уровня точности, обеспечивающей требуемую точность выработки курса морских объектов. Исследованы три варианта построения интегрированной системы путем моделирования обсервационного режима. Показано, что поставленная задача может быть решена при использовании информации от мультиантенной приемной аппаратуры глобальной спутниковой навигационной системы.

Введение

В настоящее время [3] получило развитие новое перспективное направление в создании современного навигационного оборудования для морских подвижных объектов XXI века – разработка интегрированных систем ориентации и навигации (ИСОИ) как единых общекорабельных систем навигации и стабилизации. Под ИСОИ понимаются системы, содержащие инерциальные измерительные модули (ИИМ), информационно интегрированные с приемной аппаратурой (ПА) СНС ГЛОНАСС/GPS. Ужесточение требований со стороны потребителей навигационной информации по точности и формату данных, необходимость существенного снижения массогабаритных характеристик, энергопотребления и стоимости привели к разработке интегрированных систем ориентации и навигации на базе малогабаритных бескарданных инерциальных измерительных модулей (БИИМ), обладающих высокими эксплуатационными характеристиками.

Одной из проблем на пути создания ИСОИ для морских объектов на базе БИИМ низкого уровня точности (нестабильность дрейфов гироскопов составляет 1–10 град/час и более) является проблема выполнения требований ИМО [2] по точности выработки курса для обеспечения навигационной безопасности плавания морских судов. Требования ИМО (согласно резолюции ИМО А.424(XI) от 15.11.79 и А.821(XIX) от 23.11.95 для гирокомпасов) по точности выработки курса: $\pm 0.75^\circ \cdot \text{секф}$ – установившаяся погрешность; $\pm (2-3)^\circ$ – при маневрировании в широтах $\varphi \leq 60^\circ$.

Исследование вариантов интегрированных систем ИНС/СНС

Для оценки возможности решения этой проблемы было выполнено исследование нескольких вариантов построения ИСОИ [1], обобщенная структурная схема которой представлена на рис.1. В общем случае в состав ИСОИ входят следующие измерители. Инерциальный измерительный модуль содержит три гироскопических датчика угловой скорости (ДУС) и три акселерометра (А), входные оси которых совпадают с осями измерительного блока (ИБ) – трехгранник $Ox_0y_0z_0$. ИБ может принудительно разворачиваться относительно оси Oz_0 . Информация об угле ρ разворота ИБ поступает с датчика угла ДУ в вычислитель. Приемная аппаратура GPS – МРК-11 вырабатывает информацию о координатах объекта, составляющих его линейной скорости и углах ориентации основания. В некоторых режимах работы может использоваться

информация от относительного лага $V_{\text{ЛАГ}}$ и магнитного компаса $K_{\text{МК}}$. Бортовой вычислитель вырабатывает все навигационные параметры и текущие значения параметров ориентации морского объекта.

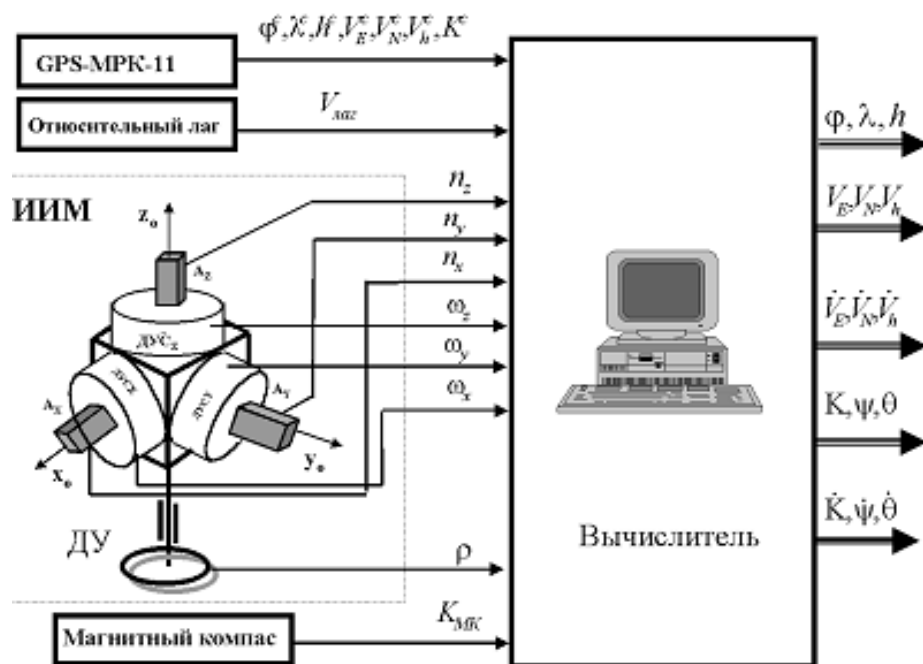


Рис.1. Обобщенная структурная схема интегрированной системы ориентации и навигации

В качестве инструмента исследований было разработано программное математическое обеспечение (ПМО) в среде MATLAB для моделирования обзорного режима работы ИСОН, включая задачи оптимальной фильтрации при определении курса объекта, калибровки дрейфов и масштабных коэффициентов волоконно-оптических гироскопов (ВОГ), "румбовых" дрейфов ИБ и погрешностей акселерометров. За приборы-аналоги были выбраны: гироскоп SR 2100 фирмы Litton Marine System, Sperry Marine Inc., Decca Marine; ИСОН SEAPATH 400 фирма SEATAX. Исследования выполнены для трех вариантов ИСОН, состав которых и режимы работы сведены в табл.1.

Наименование составных частей	ИСОН-1	ИСОН-2	ИСОН-3
Блок гироскопов (3 шт.)	VG910 Физоптика	VG951 Физоптика	VG951 Физоптика
Блок акселерометров (3 шт.)	АК-5 ОКБ «Темп»	АК-5 ОКБ «Темп»	АК-5 ОКБ «Темп»
Вращение измерительного блока	отсутствует	имеется	отсутствует
Магнитный компас	используется	используется при выставке	не исполь- зуется
Относительный лаг	используется	используется	используется
Аппаратура потребителя СРНС	одноантенная	одноантен- ная	мультиантен МПК-11
Фильтр Калмана	используется	используется	используется

Таблица 1. Состав интегрированных систем ориентации и навигации

ИСОН-1 содержит БИИМ на грубых и дешевых акселерометрах АК-5 и ВОГ типа VG910 с неподвижным относительно объекта ИИМ, блок магнитометров (феррозондов) или магнитный компас, данные которого непрерывно используются в процессе эксплуатации. С использованием разработанного ПМО проведена камеральная обработка результатов мореходных испытаний ИСОН-1 на борту гидрографического судна "Сибиряков" при движении со скоростями 8 и 12 узлов в условиях качки, рыскания или их отсутствия в зависимости от курса: 245° , 260° , 220° , 120° , 90° , 20° . Обработано 12 файлов данных длительностью от 900 с до 3500 с. Для примера на рис. 2 и 3 показаны характерные графики погрешностей курса, вычисленного по измерениям ИСОН-1, который сравнивался с показаниями принятой за эталон ИНС "Кама". После обобщения результатов обработки полученные оценки качества работы ПМО сведены в табл. 2.

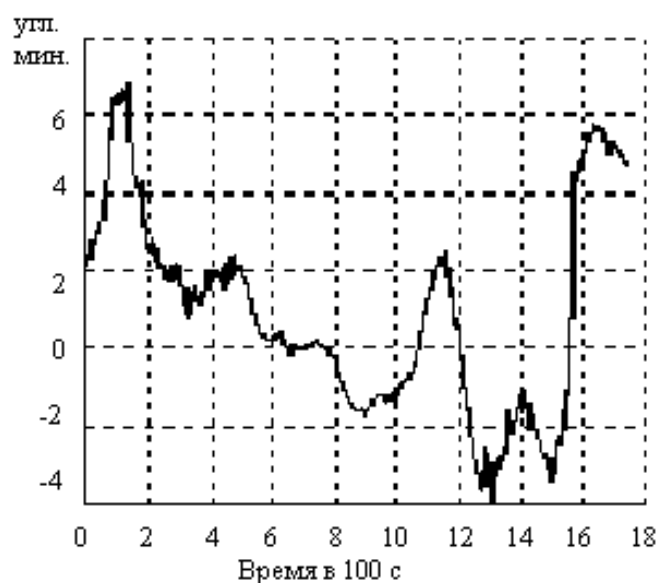


Рис.2. Погрешности вычисления курса в условиях качки объекта 0.2°

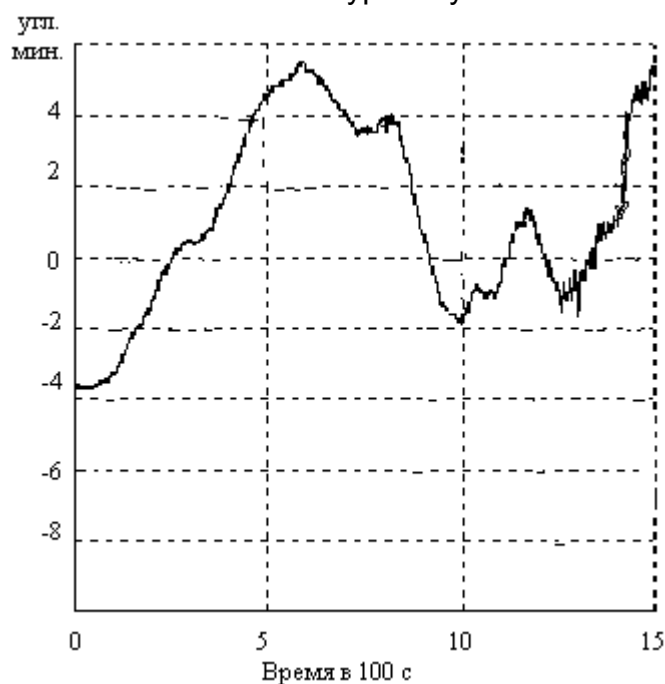


Рис.3. Погрешности вычисления курса при рыскании 4° и качке 0.5°

Высокочастотные колебания магнитного компаса	Эффективно сглаживаются
Систематическая погрешность магнитного компаса	Оценивается на галсе длительностью 1 час
Погрешность курсоуказания (σ), град.	0.8
Время выставки на движущемся объекте	35–45 мин
Оценка дрейфов ВОГ	Не наблюдается
Калибровка масштабных коэффициентов ВОГ	Не производится

Табл. 2. Обобщенные результаты исследования ИСОН-1

Отличительной особенностью ИСОН-2 является возможность разворотов блока акселерометров и ВОГ относительно оси, перпендикулярной палубе (см. рис.1). Кроме того, в ИСОН-2 применяется более точный VG951. Информация от магнитного компаса используется только в процессе начальной выставки. Также учитывалось, что ИИМ располагается на существенном отстоянии от центра масс объекта и, следовательно, при качке и рыскании основания на него действуют значительные линейные ускорения. Было выполнено имитационное моделирование обсервационного режима работы ИСОН-2 для различных условий движения объекта с использованием реальных записей погрешностей чувствительных элементов бескарданного инерциального измерительного модуля. На рис. 4 и 5 показаны результаты моделирования, полученные в условиях неподвижного и движущегося объекта, соответственно. Измерительный блок БИИМ совершает реверсные развороты на 90° с периодом 10 мин.

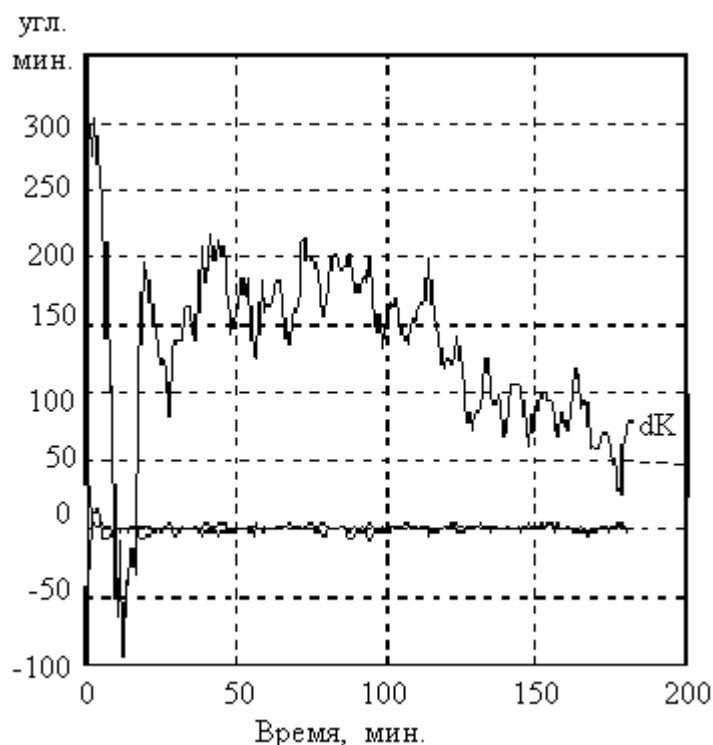


Рис. 4а – погрешности начальной выставки ИСОН-2 по углам

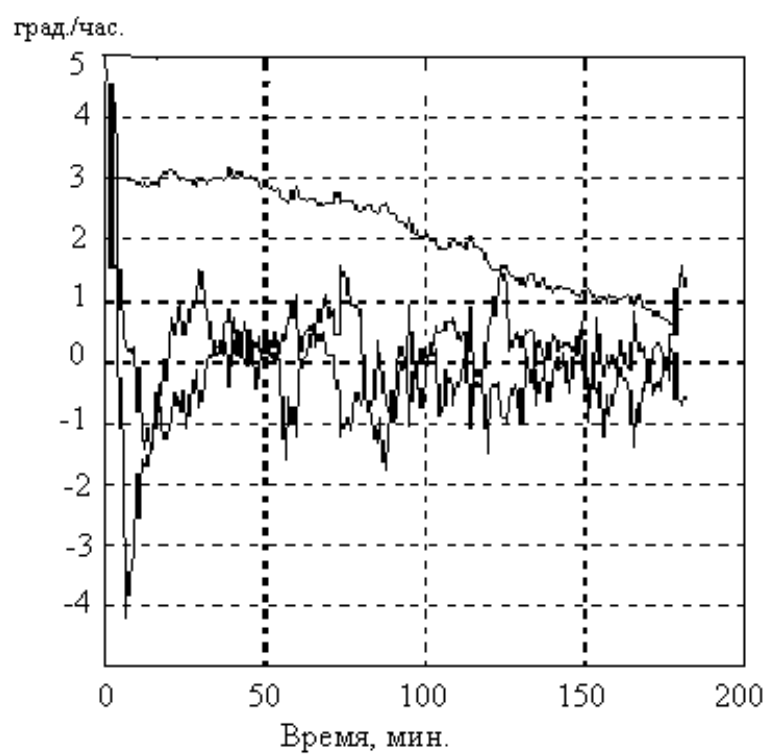


Рис 4б – погрешности калибровки дрейфов ВОГ.

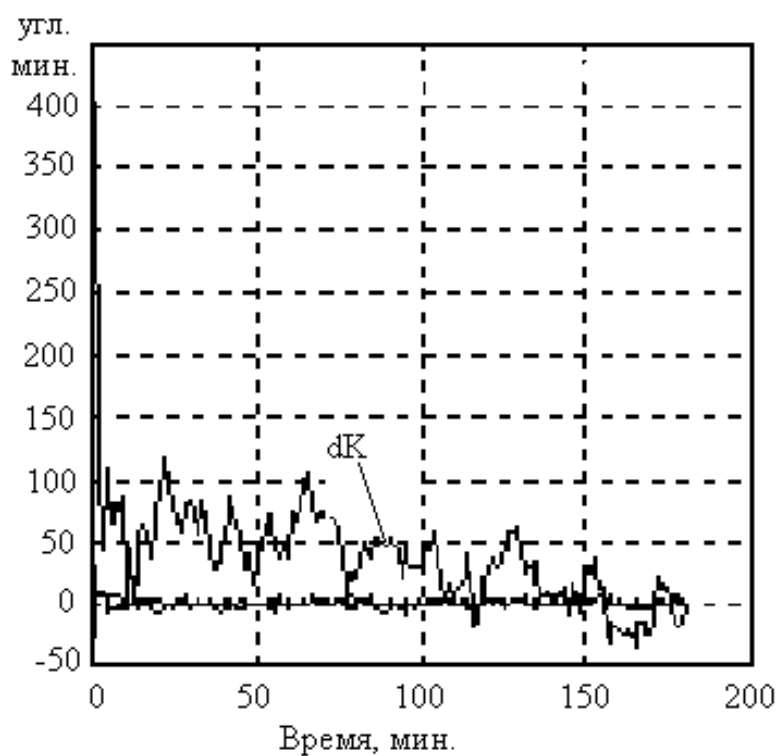


Рис. 5а – погрешности начальной выставки ИСОН-2 по углам;

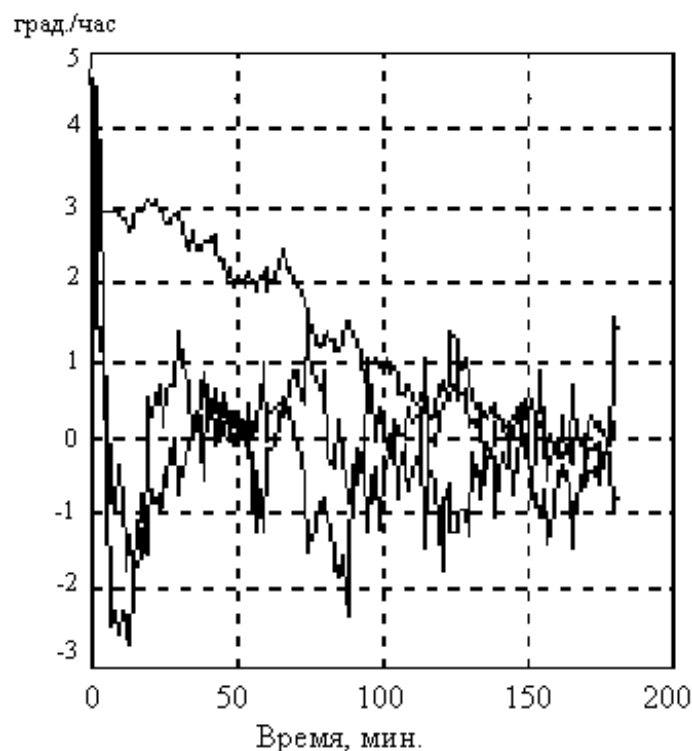


Рис. 5б – погрешности калибровки дрейфов ВОГ

В ИСОН-3 чувствительные элементы неподвижны относительно основания, что снимает проблему оценки "румбовых" дрейфов ИБ. Однако в ней используется информация от мультантенной ПА МРК-11, в которой по фазовым измерениям вычисляется курс объекта для совместной обработки с данными БИИМ в фильтре Калмана. При этом появляется необходимость согласования отсчетных баз измерителей с учетом динамики объекта. Результаты моделирования для случая неподвижного объекта представлены на рис. 6.

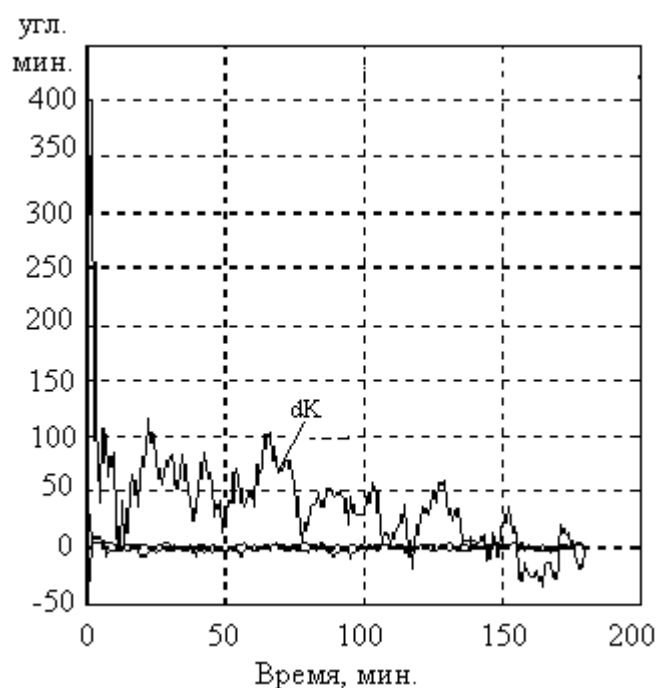


Рис. 6а – погрешности начальной выставки ИСОН-3 по углам

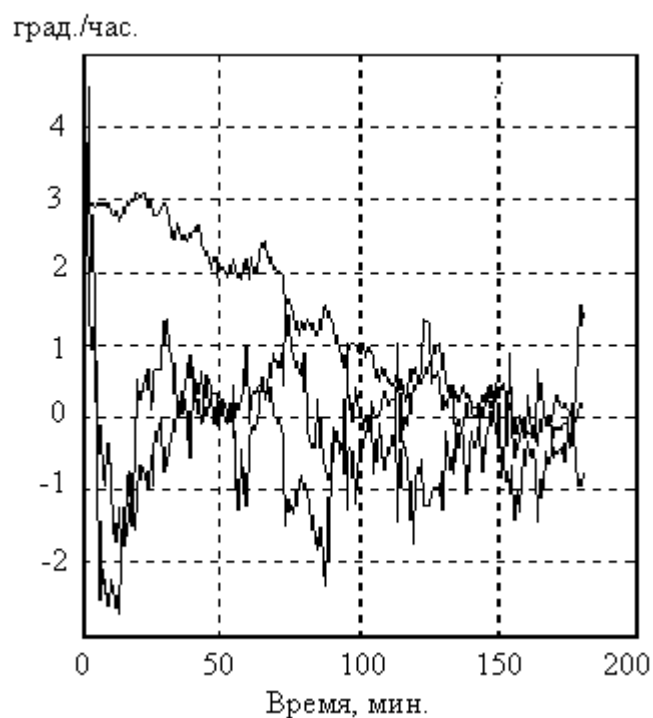


Рис. 66 – погрешности калибровки дрейфов ВОГ

Обобщенные результаты моделирования работы ИСОН-2 и ИСОН-3 в виде сравнительных характеристик представлены в табл. 3.

	ИСОН-2		ИСОН-3	
	Неподвижный объект	При динамике объекта	Неподвижный объект	При динамике объекта
Погрешность выставки по курсу, угл.мин.	75–90	20–30	30–40	15–20
Калибровка дрейфов ВОГ, град./час	1,5–2,0	0,8–1,0	1,0–1,5	0,2–0,4
Калибровка масштабных коэффициентов ВОГ	Не наблюдаемы	0,1–0,2 %	Не наблюдаемы	0,1–0,2 %
Калибровка "румбовых" дрейфов ИБ	Априорная компенсация	Осуществляется	Не требуется	Не требуется
Согласование "отсчетных" баз БИИМ и МРК-11	Не выполняется	Не выполняется	Требуется	Требуется
Время выставки, мин.	120–150	70–75	25–30	150–180
Оценка систематической погрешности ГСНС по курсу, угл.мин.	Отсутствует	Отсутствует	Отсутствует	15–20

Табл. 3. Обобщенные результаты моделирования

Заключение

Результаты исследований позволяют сделать следующие выводы:

1. При камеральной обработке данных мореходных испытаний опытного образца ИСОН-1 получено, что разработанное ПМО обзорного режима работы ИСОН-1 в части комплексной обработки данных обеспечивает как решение задачи

сглаживания высокочастотных погрешностей магнитного компаса, так и оценку его систематической составляющей погрешности в условиях движущегося морского объекта.

2. Анализ результатов имитационного моделирования на ПЭВМ обзорного режима работы интегрированной системы ИСОН-2 показал, что разработанное ПМО в части интеграции данных БИИМ на ВОГ и ПА СНС ГЛОНАСС/GPS обеспечивает эффективное решение задачи определения курса в условиях эксплуатации ИСОН на движущемся морском объекте при реверсных поворотах ИБ БИИМ, его отстоянии от центра масс судна и при рассматриваемом уровне инструментальных погрешностей ее чувствительных элементов. При этом оказывается возможным эффективное уточнение как "румбовых" дрейфов ИБ, так и погрешностей масштабных коэффициентов ВОГ.
3. Сравнительный анализ полученных результатов позволяет рекомендовать для практического применения в ИСОН-2 использование реверсных поворотов ($A=90$ град, $T=10$ мин) ИБ БИИМ, которые обеспечивают решение поставленной задачи, не предъявляют при этом жестких требований к точности и стабильности привода и позволяют отказаться от применения токоподводов с неограниченным углом поворота, что неизбежно привело бы к снижению надежности системы.
4. Использование в составе корабельной ИСОН мультиантенной ПА GPS/ГЛОНАСС с фазовыми измерениями обеспечивает как выполнение требований ИМО по точности курсоуказания, так и необходимую калибровку БИИМ при работе ИСОН в обзорном режиме.

Исследования выполнены в рамках госбюджетной работы по теме 20083, подпрограмма 205 "Транспорт", гос.регистрация № 01.2001 11552.

Литература

1. Анучин О.Н., Емельянцев Г.И. Интегрированные системы ориентации и навигации для морских подвижных объектов. / Под общей ред. чл.-кор. РАН В.Г. Пешехонова. СПб: 1999. 357 с.
2. Морская навигационная техника. Справочник. / Под общ. ред. Е.Л. Смирнова. СПб: Элмор, 2002. 224 с.
3. Пешехонов В.Г. Проблемы и перспективы современной гироскопии. // Изв.вузов. Приборостроение. 2000. Т. 43. № 1–2. С. 48–56.

СИНТЕЗ НАБЛЮДАТЕЛЯ ДЛЯ КОНЕЧНОМЕРНОГО ВОЗМУЩЕНИЯ

А.А. Бобцов, А.С. Кремлев, В.И. Цвикевич

Рассматривается задача синтеза наблюдателя для конечномерного возмущения. Предполагается, что возмущение не измеряется и является внешним паразитным воздействием для линейного устойчивого объекта. По измерениям переменных состояния объекта строится адаптивный наблюдатель возмущения, обеспечивающий асимптотическую сходимость оценки к истинному значению возмущения. Сложность задачи синтеза наблюдателя заключается в неизмеримости возмущения, а также параметрической неопределенности модели его описания.

Введение

Задача управления в условиях действия возмущения (внешнего воздействия) является классической проблемой современной теории систем. На сегодняшний день получено большое число алгоритмов управления при условии действия возмущений. Эти подходы базируются либо на синтезе интегральных регуляторов [1], либо используют принцип внутренней модели [2], либо основаны на идее "сильной" обратной связи [3, 4], либо предусматривают синтез наблюдателей возмущений [1]. При этом методы, использующие принцип внутренней модели и процедуру синтеза наблюдателя, как правило, основываются на гипотезе о возможности представления возмущения как выхода некоторой конечномерной динамической линейной системы. Однако на сегодняшний день уходит из рассмотрения случай, когда конечномерная линейная динамическая модель генератора возмущающего воздействия имеет известные матрицы ее описания. Приоритет отдается исследованию генераторов возмущений с матрицами описания, коэффициенты которых заданы неточно или неизвестны [3, 5, 6].

В данной работе рассматривается задача синтеза наблюдателя скалярного возмущения, представленного в виде конечномерной линейной динамической системы с неизвестными матрицами ее описания. Предполагается, что собственные числа матрицы состояния динамической модели возмущения являются взаимно простыми и комплексно сопряженными с нулевой вещественной частью. Делается допущение, что возмущение не измеряется и является внешним паразитным фактором, влияющим на линейный объект управления. Предлагается алгоритм синтеза наблюдателя генератора внешнего воздействия, обеспечивающий асимптотическую сходимость сигнала оценки к истинному значению возмущения. При синтезе наблюдателя используются только измерения переменных состояния объекта управления, но не возмущения. Устройство оценки обладает меньшей размерностью в сравнении с известными аналогами [3, 5, 6].

Постановка задачи

Рассмотрим линейный стационарный объект, описывающийся дифференциальным уравнением вида [3, 5, 6]

$$\dot{x} = Ax + b\rho(t) + bu, \quad (1)$$

где $x = x(t)$ – измеряемый вектор переменных состояния; u – сигнал управления; матрицы A, b предполагаются известными, причем пара (A, b) полностью управляема; $\rho(t)$ – неизвестное неизмеряемое возмущение.

Далее в отношении к функции $\rho(t)$ будем предполагать, что она ограничена и ее можно представить в виде

$$\rho(t) = C_0 + \sum_{i=1}^n A_i \sin \omega_i t + \sum_{i=1}^n B_i \cos \omega_i t, \quad (2)$$

где $C_0, A_1, \dots, A_n, B_1, \dots, B_n, \omega_1, \dots, \omega_n$ – неизвестные постоянные параметры, n – известное натуральное число.

Также для упрощения выкладок будем считать, что матрица A – гурвицева (в противном случае задача синтеза управления тривиальна) и относительно нее выполнено следующее условие:

$$A^T N + NA = -R, \quad (3)$$

где $N = N^T > 0$ и $R = R^T > 0$.

Теперь, с учетом приведенных выше свойств объекта, сформулируем цель управления как решение задачи синтеза регулятора, обеспечивающего при любых начальных состояниях объекта выполнение условия

$$\lim_{t \rightarrow \infty} |x(t)| = 0. \quad (4)$$

В данном случае задача стабилизации объекта (1) предусматривает компенсацию возмущения $\rho(t)$ и, как следствие, синтез наблюдателя для $\rho(t)$.

Модельные предпосылки

Сигнал вида (2) может быть представлен как решение дифференциального уравнения вида

$$\dot{\xi}^* = \Gamma \xi^* = \Gamma_0 \xi^* + q l^T \xi^*, \quad (5)$$

$$\rho = c^T \xi^*, \quad (6)$$

где $\xi^* \in R^m$ – вектор переменных состояния; число $m = (2n+1)$; $\Gamma_0 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}$,

$$q = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}, \quad c = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad l = \text{col}(0, \theta_1, 0, \dots, 0, \theta_n, 0) - m\text{-мерный вектор неизвестных параметров},$$

компоненты которого при любом комплексном s удовлетворяют тождеству

$$s^{2n+1} - \theta_n s^{2n-1} - \theta_{n-1} s^{2n-3} - \dots - \theta_1 s \equiv s(s^2 + \omega_1^2) \cdot \dots \cdot (s^2 + \omega_n^2). \quad (7)$$

При выполнении тождества (7) собственные числа матрицы Γ будут простыми и комплексно сопряженными с нулевой вещественной частью, что, в свою очередь, при определенных начальных условиях $\xi^*(0)$ обеспечивает решение $\rho(t)$ вида (2). Например, для генерирования сигнала $\rho(t) = A \sin \omega t$ достаточно воспользоваться дифференциальным уравнением (см., например, работу [1])

$$\begin{aligned} \dot{\xi}_1^* &= \xi_2^*, \\ \dot{\xi}_2^* &= -\omega^2 \xi_1^*, \\ \rho &= \xi_1^*, \end{aligned}$$

где $\Gamma_0 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$, $q = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}$, $c = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}$, $q = \begin{bmatrix} 0 \\ \theta_1 \end{bmatrix}$ и $\theta_1 = -\omega^2$.

Заметим, что при синтезе наблюдателя возмущения использование указанной модели представляет определенные трудности, связанные с неизмеримостью переменных состояния уравнения (5) или старших производных сигнала $\rho(t)$. В соответствии с результатами работ [7, 8], будем рассматривать функцию $\rho(t)$ как выход следующей динамической системы

$$\dot{\xi} = (\Gamma_0 + ql^T)\xi, \quad (8)$$

$$\rho = h^T \xi, \quad (9)$$

где $\xi \in R^m$ – вектор переменных состояния системы (8), вектор $h \in R^m$ рассчитывается по формуле

$$h = \gamma P q, \quad (10)$$

где матрица $P = P^T > 0$ является решением уравнения Риккати вида

$$\Gamma_0^T P + P \Gamma_0 - \gamma P q q^T P = -2\nu P - Q. \quad (11)$$

Здесь параметр $\nu > 0$, матрица $Q = cc^T$, а положительное число γ выбирается достаточно большим (см. статьи [7, 8]) из соображений невырожденности матрицы $H = h_1 I + h_2 (\Gamma_0 + ql^T) + h_3 (\Gamma_0 + ql^T)^2 + \dots + h_{2n+1} (\Gamma_0 + ql^T)^{2n}$. Именно для невырожденной матрицы H система (8), (9) при определенных начальных условиях способна генерировать полигармонические функции вида (2) [8].

Синтез закона управления

Поскольку система (1), (2) в силу гурвицевости матрицы A является устойчивой по выходу, то выбор управления для достижения цели (4) может быть осуществлен из условия полной компенсации внешнего возмущения $\rho(t)$. В силу последнего умозаключения выберем закон управления в виде

$$u = -\hat{\rho}, \quad (12)$$

где $\hat{\rho}$ – текущая оценка значений функции $\rho(t)$.

Тогда модель (1) примет вид

$$\dot{x} = Ax + b\tilde{\rho}, \quad (13)$$

$\tilde{\rho} = \rho - \hat{\rho}$ – сигнал рассогласования (невязка).

Временно полагая, что сигнал $\tilde{\rho}$ измеряется, для оценки функции ρ воспользуемся алгоритмом

$$\dot{\hat{\xi}} = \Gamma_0 \hat{\xi} + q \varphi^T \hat{\theta} + \mu q \tilde{\rho}, \quad (14)$$

$$\hat{\rho} = h^T \hat{\xi}, \quad (15)$$

где $\hat{\xi} = \text{col}(\hat{\xi}_1, \hat{\xi}_2, \dots, \hat{\xi}_{2n+1}) \in R^{2n+1}$ – оценка вектора ξ модели (8); функция $\varphi = \text{col}(\hat{\xi}_2, \hat{\xi}_4, \dots, \hat{\xi}_{2n}) \in R^n$; $\hat{\theta} = \text{col}(\hat{\theta}_1, \hat{\theta}_2, \dots, \hat{\theta}_n) \in R^n$ – оценка вектора неизвестных параметров $\theta = \text{col}(\theta_1, \theta_2, \dots, \theta_n) \in R^n$; $\mu > 1$ – достаточно большое число, удовлетворяющее условию [8]

$$-2\nu P + \frac{ll^T}{\gamma\mu} \leq -\nu P.$$

Вектор-столбец $\hat{\theta}$ формируется алгоритмом

$$\dot{\hat{\theta}} = K_{\theta} \varphi \cdot \tilde{\rho}, \quad (16)$$

где $K_{\theta} = K_{\theta}^T > 0$ – $n \times n$ матрица постоянных коэффициентов.

Условия применимости алгоритма оценки (14), (15) представлены в следующем утверждении.

Утверждение. Пусть для оценки функции ρ используется алгоритм (14)–(16), тогда существует достаточно большое число $\mu > 1$ такое, что оценка $\hat{\rho}$ асимптотически стремится к ρ .

Доказательство данного утверждения можно найти в работе [8].

Теперь преобразуем уравнения (14)–(15) так, чтобы получить схему оценки, в которой в явном виде не используется информация об ошибке $\tilde{\rho} = \rho - \hat{\rho}$. Для этого воспользуемся схемой, предлагаемой в работе [2]. Умножая уравнение (1) слева на

вектор $\frac{b^T}{b^T b}$, получаем

$$\frac{b^T}{b^T b} \dot{x} = \frac{b^T}{b^T b} Ax + \tilde{\rho}. \quad (17)$$

Из уравнения (17) имеем

$$\tilde{\rho} = -\frac{b^T}{b^T b} Ax + \frac{b^T}{b^T b} \dot{x}. \quad (18)$$

Подставим выражение (18) в уравнения (14) и (16):

$$\dot{\hat{\xi}} = \Gamma_0 \hat{\xi} + q \varphi^T \hat{\theta} + \frac{\mu q b^T}{b^T b} (\dot{x} - Ax), \quad (19)$$

$$\dot{\hat{\theta}} = K_{\theta} \varphi \frac{b^T}{b^T b} (\dot{x} - Ax). \quad (20)$$

Введем в рассмотрение новые переменные:

$$\varsigma = \hat{\xi} - \mu q \frac{b^T}{b^T b} x, \quad (21)$$

$$\chi = \hat{\theta} - K_{\theta} \varphi \frac{b^T}{b^T b} x. \quad (22)$$

Дифференцируя (21), (22) с учетом уравнений (19), (20) получаем реализуемый наблюдатель возмущения $\rho(t)$

$$\begin{aligned} \dot{\varsigma} &= \Gamma_0 \hat{\xi} + q \varphi^T \hat{\theta} + \mu q \frac{b^T}{b^T b} (\dot{x} - Ax) - \mu q \frac{b^T}{b^T b} \dot{x} = \\ &= \Gamma_0 (\varsigma + \mu q \frac{b^T}{b^T b} x) + q \varphi^T \hat{\theta} - \mu q \frac{b^T}{b^T b} Ax, \end{aligned} \quad (23)$$

$$\dot{\hat{\xi}} = \varsigma + \mu q \frac{b^T}{b^T b} x, \quad (24)$$

$$\begin{aligned} \dot{\chi} &= K_{\theta} \varphi \frac{b^T}{b^T b} (\dot{x} - Ax) - K_{\theta} \varphi \frac{b^T}{b^T b} x - K_{\theta} \varphi \frac{b^T}{b^T b} \dot{x} = \\ &= -K_{\theta} \varphi \frac{b^T}{b^T b} Ax - K_{\theta} \varphi \frac{b^T}{b^T b} x, \end{aligned} \quad (25)$$

$$\dot{\hat{\theta}} = \chi + K_{\theta} \varphi \frac{b^T}{b^T b} x, \quad (26)$$

где вектор $\dot{\varphi} = \text{col}(\dot{\xi}_2, \dot{\xi}_4, \dots, \dot{\xi}_{2n}) = \text{col}(\dot{\xi}_3, \dot{\xi}_5, \dots, \dot{\xi}_{2n+1})$ содержит только измеряемые переменные системы (23), (24).

Таким образом, система уравнений (23)–(26) представляет собой наблюдатель для конечномерного возмущения $\rho(t)$ полигармонического вида (2).

Заключение

В работе рассматривался линейный стационарный объект управления, подверженный влиянию внешнего неизвестного возмущения. Была поставлена и решена задача компенсации возмущения. Для решения этой проблемы в статье синтезирован наблюдатель возмущения в предположении его конечномерности. Новое представление модели возмущающего воздействия позволило построить наблюдатель переменных состояния с дальнейшей компенсацией возмущения. В отличие от известных аналогов, представленный наблюдатель возмущения обладает меньшей размерностью.

Данная работа выполнена при финансовой поддержке Минобразования России, грант по фундаментальным исследованиям в области технических наук 2002 года (шифр гранта Т02-3.2-1512), а также при финансовой поддержке Администрации Санкт-Петербурга, конкурс грантов 2003 года для молодых кандидатов наук Санкт-Петербурга (шифр гранта: PD03-2.0-6).

Литература

1. Мирошник И.В., Бобцов А.А. Линейные системы автоматического управления. СПб: СПбГИТМО (ТУ), 2001. 245 с.
2. Бобцов А. А., Мирошник И. В. Динамический алгоритм адаптации нестационарных систем. // Автоматика и телемеханика. 1999. №12. С. 121–130.
3. Никифоров В.О. Адаптивное и робастное управление с компенсацией возмущений. Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук. СПб, 2001. 259 с.
4. Мирошник И.В., Никифоров В.О., Фрадков А.Л. Нелинейное и адаптивное управление сложными динамическими системами. СПб: Наука, 2000. 549 с.
5. Nikiforov V.O. Adaptive compensation of external disturbances // в кн. Fradkov A.L., Stotsky A.A. (eds.) Control of Complex systems. Preprint 125. – St.Petersburg, IPME, 1995, p.34-40.
6. Nikiforov V.O. Adaptive servocompensation of input disturbances // 13th IFAC World Congress. San-Francisco, USA, 1996. Vol.K. P.175-180.
7. Bobtsov A.A., Lyamin A.V. A problem of on-line continuous-time estimation of parameters of polyharmonic function // Proc. 2nd International Conference "Control of Oscillations and Chaos" - St-Petersburg, 2000 - P. 388-389.
8. A. Bobtsov, A. Lyamin, D. Romasheva. Algorithm of parameter's identification of polyharmonic function // 15 th IFAC World Congress on Automatic Control. Barcelona, Spain, 2002.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ И АНАЛИЗ ЦИФРОВОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ПРЕЦИЗИОННОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА ЛИДАРНОЙ СТАНЦИИ

В.В. Кротенко

Сформулирована методика синтеза цифровой системы управления электропривода лидарной станции с усилительно-преобразовательным устройством на транзисторном ШИП при заданной частоте коммутации силовых ключей.

Прецизионные электроприводы лидарной станции строятся на базе моментных исполнительных двигателей, питаемых от транзисторных широтно-импульсных преобразователей (ШИП), и содержат микроЭВМ в системе управления.

Структурная схема такого электропривода, построенного по принципу подчиненного регулирования координат, представлена на рис.1.

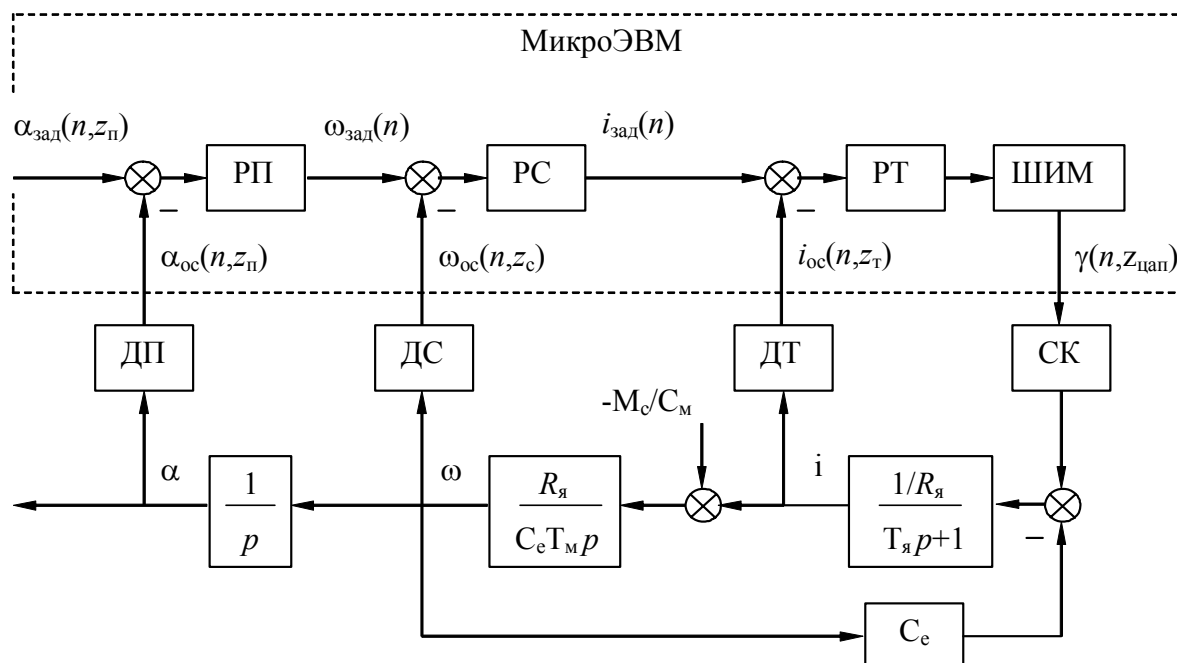


Рис.1. Структурная схема цифровой системы подчиненного регулирования положения

Система содержит исполнительный двигатель постоянного тока (ДПТ), датчики положения ДП, скорости ДС, тока ДТ и реализованные на микроЭВМ цифровые регуляторы положения РП, скорости РС, тока РТ и широтно-импульсный модулятор ШИМ. Последний формирует в зависимости от выходного сигнала регулятора тока управление ключами силового каскада СК транзисторного ШИП, причем широтно-импульсная модуляция соответствует модуляции первого рода [1].

Задачей синтеза считается определение при заданной частоте коммутации силовых ключей ШИП параметров цифровых регуляторов, обеспечивающих в подчиненных контурах цифровой системы процессы, близкие к стандартным процессам в контурах эквивалентной линейной модели системы.

На этапе синтеза заданные динамические качества системы формируются только с учетом дискретности по времени T_0 , вносимой в контуры регулирования микроЭВМ. Вычислительная задержка, обусловленная АЦ- и ЦА-преобразованиями и временем реализации управления, считается бесконечно малой. Разрядности АЦП $Z_{\text{ацп}}$ и ЦАП $Z_{\text{цап}}$ считаются бесконечно большими, и транзисторный ШИП заменяется безынерционным

усилителем мощности с коэффициентом передачи $K_{ст}$ на линейном участке статической характеристики и насыщением выходного сигнала на уровне $E_{п}$, наступающем при превышении выходным сигналом регулятора тока опорного уровня U_o , где $E_{п}$ – максимальное выходное напряжение ШИП.

Формирование заданных динамических качеств у такой упрощенной цифровой системы осуществляется с использованием ее эквивалентной линейной модели.

На этапе анализа с использованием математической модели реальной цифровой системы, во-первых, осуществляется оценка влияния на динамические и статические показатели системы вида модуляции и импульсного характера выходного напряжения ШИП и, во-вторых, производится анализ квазистатических режимов работы в зависимости от разрядности АЦ- и ЦА-преобразователей системы.

Эквивалентная линейная модель системы со структурной схемой, приведенной на рис.2, содержит ДПТ, линейный усилитель мощности с коэффициентом передачи $K_{ст}$, безынерционные датчики тока и положения с коэффициентами передачи $K_{дт}$ и $K_{дп}$, аналоговый инерционный датчик скорости с постоянной времени $T_{дс}$ и коэффициентом передачи $K_{дс}$, аналоговые ПИ-регуляторы тока, скорости и угла.

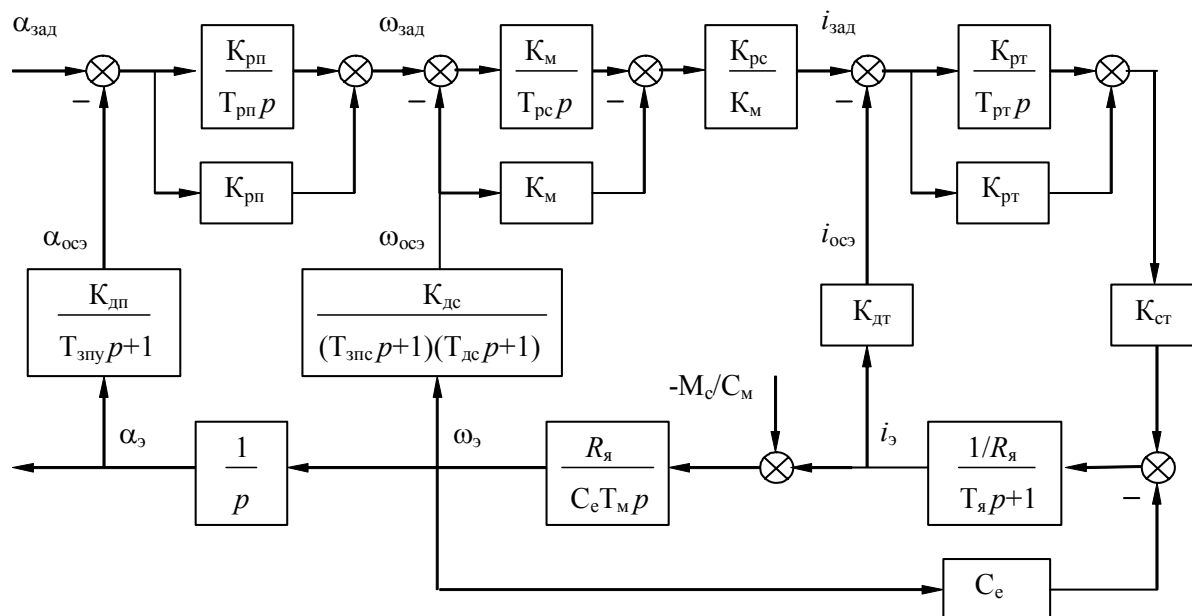


Рис. 2. Структурная схема эквивалентной линейной модели цифровой системы подчиненного регулирования положения

Для учета эквивалентного запаздывания, вносимого цифровыми регуляторами скорости и положения, эквивалентная модель содержит апериодические звенья первого порядка с постоянными времени $T_{зпс}$ и $T_{зпу}$ и коэффициентами передачи, равными единице.

Расчет параметров регуляторов эквивалентной линейной модели может быть осуществлен на основании приведенных в табл. 1 соотношений.

Применение ПИ-регулятора тока с параметрами, определяемыми на основании выражений (1в, г), позволяет обеспечить в контуре регулирования тока при отработке скачков задания экспоненциальные по характеру переходные процессы (1д), при этом передаточная функция контура может быть представлена в виде апериодического звена первого порядка (1е) с эквивалентной постоянной времени T_t и коэффициентом передачи, равным $1/K_{дт}$.

Контур регулирования тока	
$K_{CT} = E_n / U_o,$	(1a)
$K_{дт} = i_{ос\ max} / i_{max},$	(1б)
$K_{рт} = T_я R_я / T_т K_{CT} K_{дт},$	(1в)
$T_{рт} = T_я,$	(1г)
$i(t) = i_{зад} (1 - \exp(-t / T_т)) / K_{дт},$	(1д)
$W_t(p) = 1 / K_{дт} (T_т p + 1).$	(1е)
Контур регулирования скорости	
$K_{дс} = \omega_{ос\ max} / \omega_{max},$	(2a)
$T_{\mu} = T_т + T_{дс} + T_{зпс},$	(2б)
$K_{рс} = T_м C_e K_{дт} / 2 T_{\mu} R_я K_{дс},$	(2в)
$T_{рс} = 4 T_{\mu},$	(2г)
$W_{с1}(p) = 1 / (2T_{\mu}^2 p^2 + 2T_{\mu} p + 1),$	(2д)
$W_{с2}(p) = 1 / (8T_{\mu}^3 p^3 + 8T_{\mu}^2 p^2 + 4T_{\mu} p + 1).$	(2е)
Контур регулирования положения	
$K_{дп} = \alpha_{ос\ max} / \alpha_{max},$	(3a)
$T_{\sigma} = 4 T_{\mu} + T_{зпу},$	(3б)
$K_{рп} = K_{дс} / 2 T_{\sigma} K_{дп},$	(3в)
$T_{рп} = 4 T_{\sigma},$	(3г)
$W_{п1}(p) = 1 / (2T_{\sigma}^2 p^2 + 2T_{\sigma} p + 1),$	(3д)
$W_{п2}(p) = 1 / (8T_{\sigma}^3 p^3 + 8T_{\sigma}^2 p^2 + 4T_{\sigma} p + 1).$	(3е)

Табл.1. Расчет параметров регуляторов эквивалентной линейной модели

Контур регулирования скорости построен по двухконтурной схеме [2], позволяющей избежать установки необходимого для уменьшения перерегулирования сглаживающего фильтра и осуществлять перемасштабировку параметров регулятора скорости без изменения коэффициента передачи $K_{дс}$ датчика обратной связи по скорости с помощью масштабирующего коэффициента $K_м$.

Настройка контура на "симметричный оптимум" осуществляется на основании упрощенной структурной схемы, в которой контур регулирования тока представляется в виде звена (1е).

При малой некомпенсированной постоянной времени контура скорости T_{μ} , определяемой соотношением (2б), расчет параметров пропорционального и интегрального регуляторов скорости осуществляется соответственно на основании выражений (2в) и (2г), при этом первый, внутренний контур настраивается на "оптимум по модулю".

Настройка контура регулирования положения осуществляется с использованием упрощенной структурной схемы, в которой контур регулирования скорости представляется в виде апериодического звена первого порядка с постоянной времени $4T_{\mu}$ и коэффициентом передачи, равным $1/K_{дс}$.

При малой некомпенсированной постоянной времени контура положения T_{σ} , определяемой соотношением (3б), использование П-регулятора положения, рассчитываемого на основании выражения (3в), обеспечивает настройку на "оптимум по модулю", при этом контур будет иметь скоростную ошибку при отработке линейного задания.

Отсутствие скоростной ошибки в контуре обеспечивается применением ПИ-регулятора положения с параметрами, определяемыми на основании выражений (3в, г), при этом контур настраивается на "симметричный оптимум".

Приведенные в табл.1 расчетные соотношения обеспечивают в контурах модели типовые процессы у координат датчиков обратной связи $\omega_{осз}$ и $\alpha_{осз}$, при этом параметры кривых переходных процессов у регулируемых координат ω_z и α_z будут несколько отличаться от расчетных из-за наличия инерционных звеньев в цепях обратной связи.

Динамические характеристики цифровой системы регулирования будут максимально приближены к характеристикам эквивалентной линейной модели, если характеристики цифровых и аналоговых регуляторов эквивалентны, а запаздывание цифровых регуляторов учтено в соответствующих звеньях эквивалентной модели. В этом случае требуемые параметры цифровых регуляторов определяются путем пересчета соответствующих параметров аналоговых регуляторов.

В рассматриваемой системе цифровые регуляторы построены по схеме с разделенными каналами на основе П- и И-регуляторов, реализованных соответственно на основании выражений (4) и (5)

$$U_{\text{п}}(n) = K_{\text{п}} \varepsilon(n), \quad (4)$$

$$U_{\text{и1}}(n) = U_{\text{и1}}(n-1) + K_{\text{и1}} \varepsilon(n-1), \quad (5a)$$

$$U_{\text{и}}(n) = U_{\text{и1}}(n) + K_{\text{и2}} \varepsilon(n), \quad (5б)$$

где $\varepsilon(n)$, $K_{\text{п}}$, $K_{\text{и1}}$, $U_{\text{п}}(n)$, $U_{\text{и}}(n)$ – соответственно рассогласование на входе регулятора, коэффициенты передачи П- и И-регуляторов и их сигналы, вычисленные в дискретные моменты времени n .

В случае использования метода прямоугольников при аппроксимации интеграла коэффициент $K_{\text{и2}}$ в (5б) равен нулю, а в случае использования метода трапеций его величина должна удовлетворять соотношению

$$K_{\text{и2}} = K_{\text{и1}} / 2, \quad (6)$$

в последнем случае величины постоянных $T_{\text{зпс}}$ и $T_{\text{зпу}}$ соответственно равны

$$T_{\text{зпс}} = T_{\text{зпу}} \approx T_0 / 2. \quad (7)$$

Эквивалентность характеристик цифровых регуляторов (4), (5) и аналоговых регуляторов с передаточными функциями $W_{\text{па}}(p) = K_{\text{па}}$, $W_{\text{иа}}(p) = K_{\text{иа}} / p$ обеспечивается соблюдением условий [3]

$$K_{\text{п}} = K_{\text{па}}, K_{\text{и1}} = K_{\text{иа}} T_0. \quad (8)$$

В цифровом контуре регулирования тока при величинах периода дискретности T_0 , удовлетворяющих соотношению

$$T_0 \leq T_{\text{т}}, \quad (9)$$

при отработке скачков задания возможно обеспечение переходных процессов по качеству, близких к эталонному экспоненциальному процессу (1д). В этом случае у цифрового ПИ-регулятора тока, реализуемого на основании выражений

$$\varepsilon_{\text{т}}(n) = i_{\text{зад}}(n) - i_{\text{ос}}(n) = U_{\text{рс}}(n) - i_{\text{ос}}(n), \quad (10a)$$

$$U_{\text{тп}}(n) = \varepsilon_{\text{т}}(n) K_{\text{тп}}, \quad (10б)$$

$$U_{\text{ти1}}(n) = U_{\text{ти1}}(n-1) + K_{\text{ти1}} \varepsilon(n-1), \quad (10в)$$

$$U_{\text{рт}}(n) = U_{\text{тп}}(n) + U_{\text{ти1}}(n), \quad (10г)$$

где $U_{\text{рс}}(n)$, $U_{\text{рт}}(n)$ – соответственно сигналы регуляторов скорости и тока, вычисленные в дискретные моменты времени n , коэффициенты передач пропорционального $K_{\text{тп}}$ и интегрального $K_{\text{ти1}}$ каналов должны определяться соответственно на основании выражений [4]

$$K_{\text{тп}} = R_{\text{я}} (1 - \exp(-T_0 / T_{\text{т}})) / K_{\text{дт}} K_{\text{ст}} (1 - \exp(-T_0 / T_{\text{я}})), \quad (11a)$$

$$K_{\text{ти}} = R_{\text{я}} (1 - \exp(-T_0 / T_{\text{т}})) / K_{\text{дт}} K_{\text{ст}}. \quad (11б)$$

На рис. 3а представлены требуемый эталонный процесс (1д) и процесс в упрощенном цифровом контуре регулирования тока с линейным усилителем

мощности, совпадающий с эталонным лишь в дискретные моменты времени n , величины параметров цепи якоря и регуляторов приведены в табл. 3.

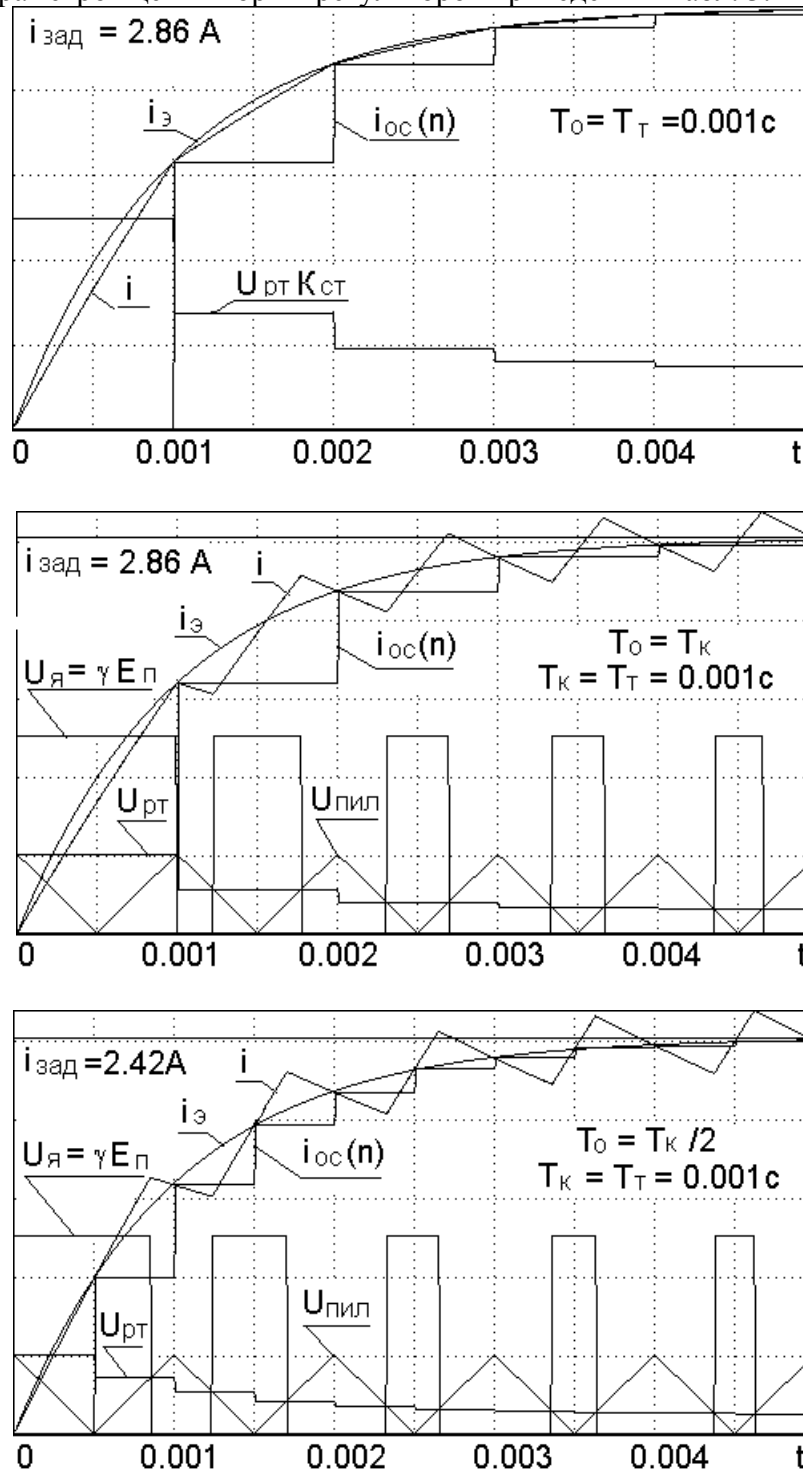


Рис. 3. Переходные процессы в цифровом контуре регулирования тока: упрощенном (а), с одним (б) и двумя (в) вычислениями управления на периоде коммутации

Среднее за период коммутации T_K напряжение на якоре $U_{\text{ср}}(n)$ при его включении в цепь источника питания на время $t_1(n)$ не зависит от вида модуляции и может быть охарактеризовано выражением

$$U_{\text{ср}}(n) = E_{\text{п}} t_1(n) / T_K = E_{\text{п}} \gamma(n, Z_{\text{цан}}) \quad (12)$$

где $\gamma(n, Z_{\text{цап}})$ – относительная продолжительность включения нагрузки в цепь источника питания E_p , $Z_{\text{цап}}$ – эквивалентная разрядность ЦАП, обусловленная дискретностью формирования интервала времени $t_1(n)$ широтно-импульсным модулятором.

Амплитуда пульсации тока якоря в квазистатическом режиме работы системы также не зависит от вида модуляции и определяется при $T_k < T_y$ выражением

$$\Delta I = E_p \gamma (1 - \gamma) T_k / L_y. \quad (13)$$

В случае реализации двухсторонней модуляции фронтов импульсов ($M=0,5$) значение сигнала обратной связи в квазистатическом режиме практически соответствует среднему за период коммутации значению тока якоря и средняя статическая ошибка равна нулю.

Переходные процессы в цифровом контуре регулирования тока с ШИП при отработке скачков задания носят, как это показано на рис. 3б, в, экспоненциальный характер, отличаясь от эталонного (1д) лишь пульсациями, при этом контур может быть представлен в виде эквивалентного апериодического звена первого порядка с постоянной времени T_t и коэффициентом передачи, равным $1/K_{\text{дт}}$.

Реализация цифровых ПИ-регуляторов положения и скорости согласно приведенной на рис.2 структуре осуществляется с учетом (4) и (5) соответственно на основании выражений (14) и (15):

$$\varepsilon_y(n) = \alpha_{\text{зад}}(n) - \alpha_{\text{ос}}(n), \quad (14a)$$

$$U_{\text{уп}}(n) = \varepsilon_y(n) K_{\text{уп}}, \quad (14б)$$

$$U_{\text{уи1}}(n) = U_{\text{уи1}}(n-1) + K_{\text{уи1}} \varepsilon_y(n-1), \quad (14в)$$

$$U_{\text{рп}}(n) = U_{\text{уп}}(n) + U_{\text{уи1}}(n) + K_{\text{уи2}} \varepsilon_y(n), \quad (14г)$$

$$\varepsilon_c(n) = \omega_{\text{зад}}(n) - \omega_{\text{ос}}(n) = U_{\text{рп}}(n) - \omega_{\text{ос}}(n), \quad (15a)$$

$$U_{\text{си1}}(n) = U_{\text{си1}}(n-1) + K_{\text{си1}} \varepsilon_c(n-1), \quad (15б)$$

$$U_{\text{си}}(n) = U_{\text{си1}}(n) + K_{\text{си2}} \varepsilon_{\text{yc}}(n), \quad (15в)$$

$$U_{\text{рс}}(n) = K_{\text{сп}} (U_{\text{си}}(n) - \omega_{\text{ос}}(n)), \quad (15г)$$

где $U_{\text{рп}}(n)$, $U_{\text{рс}}(n)$ – соответственно сигналы регуляторов положения и скорости, вычисленные в дискретные моменты времени n .

Соотношения для расчета параметров регуляторов получены с учетом условий (2), (3), (7) и (8) и приведены в табл. 2.

Контур регулирования скорости	
$T_{\text{мц}} = T_t + T_{\text{дс}} + T_o/2,$	(16a)
$K_{\text{сп}} = T_m C_e K_{\text{дт}} / 2 T_{\text{мц}} R_y K_{\text{дс}},$	(16б)
$K_{\text{си1}} = T_o / 4 T_{\text{мц}}, \quad K_{\text{си2}} = K_{\text{си1}} / 2.$	(16в)
Контур регулирования положения	
$T_{\text{сц}} = 4 T_{\text{мц}} + T_o/2,$	(17a)
$K_{\text{уп}} = K_{\text{дс}} / 2 T_{\text{сц}} K_{\text{дп}},$	(17б)
$K_{\text{уи1}} = K_{\text{дс}} T_o / 8 T_{\text{сц}}^2 K_{\text{дп}}, \quad K_{\text{уи2}} = K_{\text{уи1}} / 2.$	(17в)

Табл. 2. Соотношения для расчета параметров регуляторов

Быстродействие рассмотренной системы ограничено заданными постоянной датчика скорости $T_{\text{дс}}$, эквивалентной постоянной контура тока T_t и соответствующего ей максимально возможного периода дискретности T_o величиной

$$T_{o1} = T_t \text{ или } T_{o2} = T_t/2, \quad (18)$$

соответственно для случаев одного или двух вычислений управления на периоде коммутации T_k (с учетом (9) при $T_k = T_t$) и может быть увеличено лишь за счет уменьшения периода дискретности T_o , при этом динамические характеристики

цифровой системы будут стремиться к характеристикам соответствующей эквивалентной линейной системы.

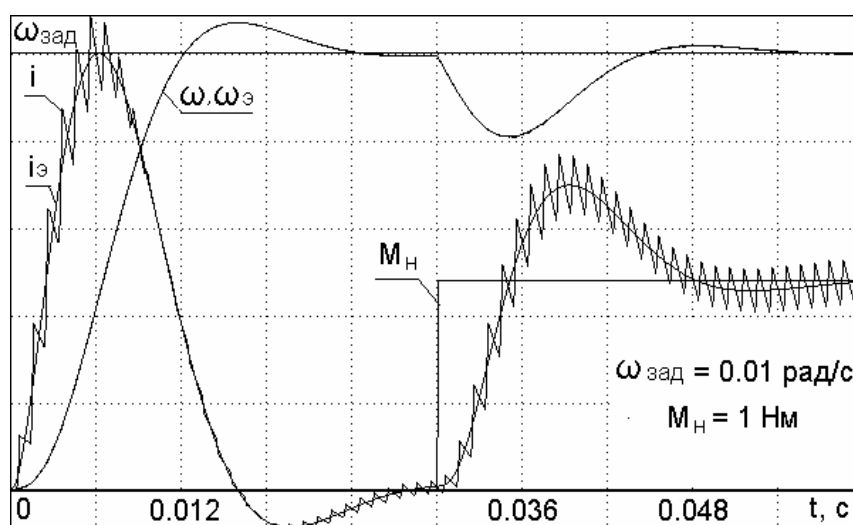


Рис. 4. Переходные процессы в цифровом контуре регулирования скорости.

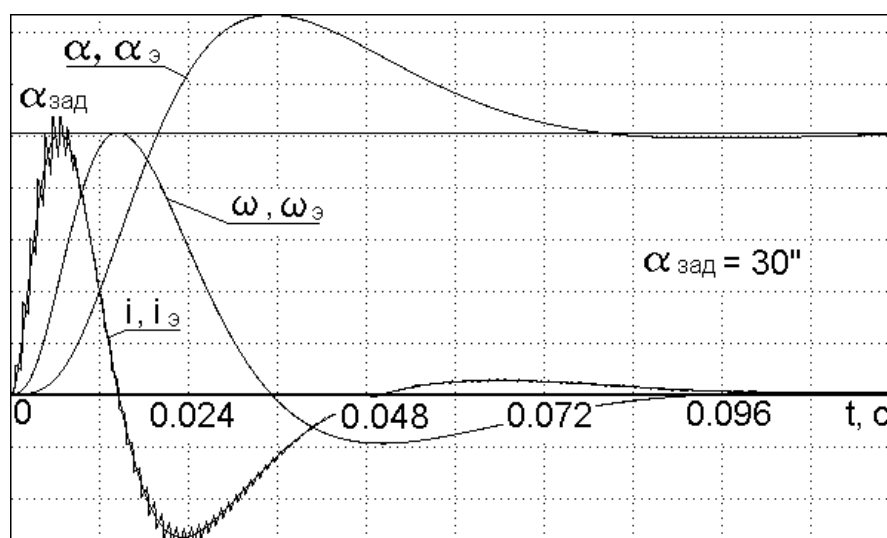
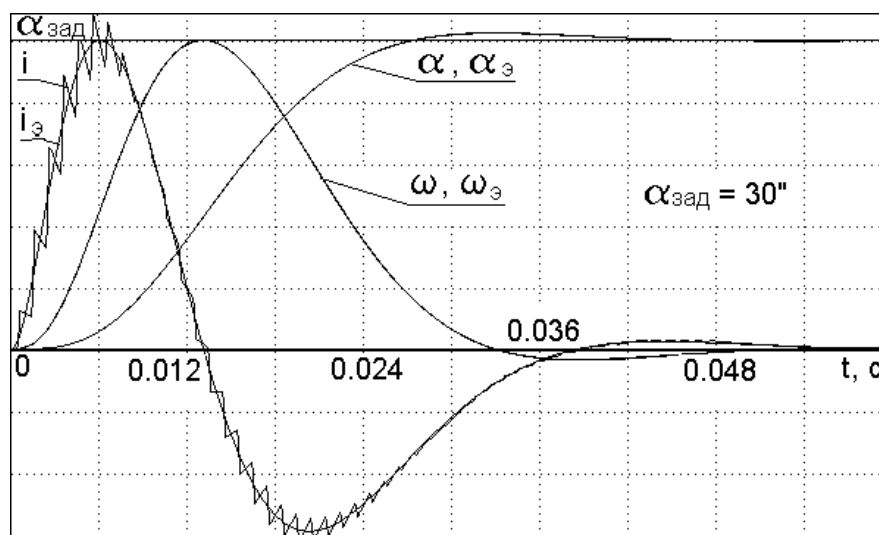


Рис. 5. Переходные процессы в цифровом контуре регулирования положения с П- (а) и ПИ-регулятором положения (б)

На рис. 4, 5 представлены переходные процессы соответственно в контурах регулирования скорости и положения цифровой системы регулирования с двигателем постоянного тока типа ДПМ 160-7-Д09 при $Z_{\text{ащ}}$ и $Z_{\text{защ}} \rightarrow \infty$. Частота коммутации силовых ключей ШИП выбрана на основании условий (18) минимально возможной для заданной эквивалентной постоянной T_t контура регулирования тока. Численные значения параметров ДПТ, цифровых регуляторов приведены в табл. 3.

Двигатель постоянного тока типа ДПМ-160-7-Д09		
Максимальное напряжение питания E_n , В		60
Сопротивление обмотки якоря R_a , Ом		6
Номинальный ток $I_{\text{ном}}$, А		4
Номинальный момент $M_{\text{ном}}$, Нм		7
Электрическая постоянная цепи якоря T_a , мс		5
Механическая постоянная суммарная T_m , мс		50
Скорость холостого хода $\omega_{\text{хх}}$, рад/с		0.56
Постоянная по моменту, C_m , Нм/А		1.75
Постоянная по противоЭДС C_e , Вс/рад		107.14
Контур регулирования тока с транзисторным ШИП с управлением, осуществляющим изменение длительности импульса дважды на периоде коммутации		
Период коммутации цепи якоря T_k , мс		1
Период дискретности T_o , мс		0.5
Эквивалентная постоянная контура T_t , мс		1
Коэф. передачи датчика тока $K_{\text{дт}}$, В/А	(16)	1
Стат. коэффициент передачи ШИП $K_{\text{ст}}$	(1а)	6
Коэф. передачи $K_{\text{тп}}$ при $T_o = T_k$	(11а)	3.487
Коэф. передачи $K_{\text{ти}}$ при $T_o = T_k$	(11б)	0.632
Коэф. передачи $K_{\text{тп}}$ при $T_o = T_k/2$	(11а)	4.135
Коэф. передачи $K_{\text{ти}}$ при $T_o = T_k/2$	(11б)	0.394
Контур регулирования скорости		
Коэф. передачи датчика скорости $K_{\text{дс}}$, Вс/рад	(2а)	17.857
Постоянная времени датчика скорости $T_{\text{дс}}$, мс		0.5
Эквивалентная малая постоянная $T_{\text{мц}}$, мс	(16а)	1.75
Коэф. передачи $K_{\text{сп}}$	(16б)	14.28
Коэф. передачи $K_{\text{си1}}$	(16в)	0.0714
Контур регулирования положения		
Коэф. передачи датчика положения $K_{\text{дп}}$, В/рад	(3а)	1.592
Эквивалентная малая постоянная $T_{\text{сц}}$, мс	(17а)	7.25
Коэф. передачи $K_{\text{уп}}$	(17б)	773.76
Коэф. передачи $K_{\text{ви1}}$	(17в)	13.34

Табл. 3. Численные значения параметров ДПТ, цифровых регуляторов

Существенно увеличить быстродействие системы регулирования положения позволяет применение подчиненной системы регулирования скорости, построенной по схеме с эталонной моделью. В такой системе выходной сигнал основного контура регулирования скорости сравнивается в дополнительном контуре с выходным сигналом эталонной модели. Сигнал рассогласования, преобразованный корректирующим

звеном, используется для компенсации возмущающих воздействий [5]. Структурная схема эквивалентной линейной модели такой системы представлена на рис.6а.

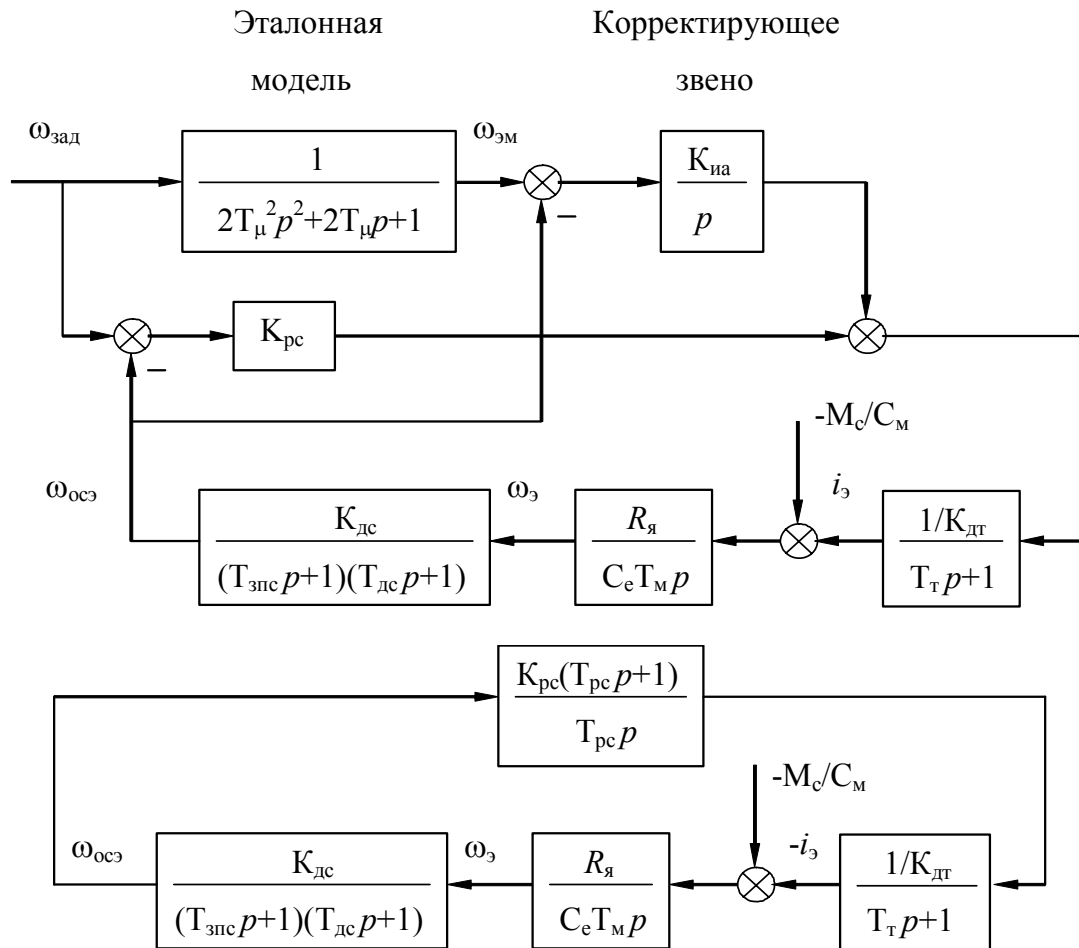


Рис.6. Структурная схема эквивалентной линейной модели цифровой системы регулирования скорости с эталонной моделью (а) и ее упрощенная схема при $\omega_{зад} = 0$ (б).

Основной контур регулирования скорости имеет П-регулятор скорости, выбор коэффициента передачи $K_{рс}$ на основании соотношения (2в) обеспечивает в нем при заданных постоянных T_T и $T_{дс}$ максимально возможное быстродействие по управляющему воздействию, при этом контур настраивается на “оптимум по модулю”.

Основной контур обладает статической ошибкой по возмущающему воздействию, устранить ее можно, используя в качестве корректирующего звена дополнительный контур И-регулятор.

В случае применения эталонной модели с динамическими характеристиками, идентичными характеристикам основного контура, и корректирующего звена в виде И-регулятора настройка контура регулирования скорости по возмущающему воздействию может быть осуществлена на основании представленной на рис.6б схемы, получаемой из структурной схемы эквивалентной модели при $\omega_{зад} = 0$.

При выборе коэффициента передачи $K_{на}$ И-регулятора с учетом (2б,в) на основании соотношения

$$K_{на} = K_{рс} / T_{рс} = T_M C_\epsilon K_{дт} / 8 T_\mu^2 R_\Delta K_{дс} \quad (19)$$

в эквивалентной линейной модели обеспечивается настройка на “симметричный оптимум” по возмущающему воздействию.

Коэффициент передачи $K_{и}$ цифрового И-регулятора корректирующего звена и коэффициент передачи $K_{п}$ цифрового П-регулятора основного контура с учетом (16а) определяются соответственно на основании соотношения

$$K_{си1} = K_{иа} T_o = T_o T_M C_e K_{дт} / 8 (T_T + T_{дс} + T_o/2)^2 R_y K_{дс}, K_{си2} = K_{си1} / 2, \quad (20)$$

$$K_{сп} = T_o T_M C_e K_{дт} / 2 (T_T + T_{дс} + T_o/2) R_y K_{дс}. \quad (21)$$

Реализация цифровых П-регулятора скорости и И-регулятора корректирующего звена согласно приведенной на рис.6а структуре осуществляется на основании выражений

$$\varepsilon_{с1}(n) = \omega_{зад}(n) - \omega_{ос}(n) = U_{рп}(n) - \omega_{ос}(n), \quad (22а)$$

$$U_{рп1}(n) = K_{сп} \varepsilon_{с1}(n), \quad (22б)$$

$$\varepsilon_{с2}(n) = \omega_M(n) - \omega_{ос}(n), \quad (22в)$$

$$U_{си1}(n) = U_{си1}(n-1) + K_{си1} \varepsilon_{с2}(n-1), \quad (22г)$$

$$U_{си}(n) = U_{си1}(n) + K_{си2} \varepsilon_{с2}(n), \quad (22д)$$

$$U_{рп}(n) = U_{рп1}(n) + U_{си}(n), \quad (22е)$$

где $U_{рп1}(n)$, $U_{си}(n)$, $U_{рп}(n)$ - соответственно сигналы П-регулятора основного контура, И-регулятора корректирующего звена и сигнал задания на входе цифрового контура тока, вычисленные в дискретные моменты времени n .

На рис.7 представлены переходные процессы в цифровой системе регулирования скорости с эталонной моделью.

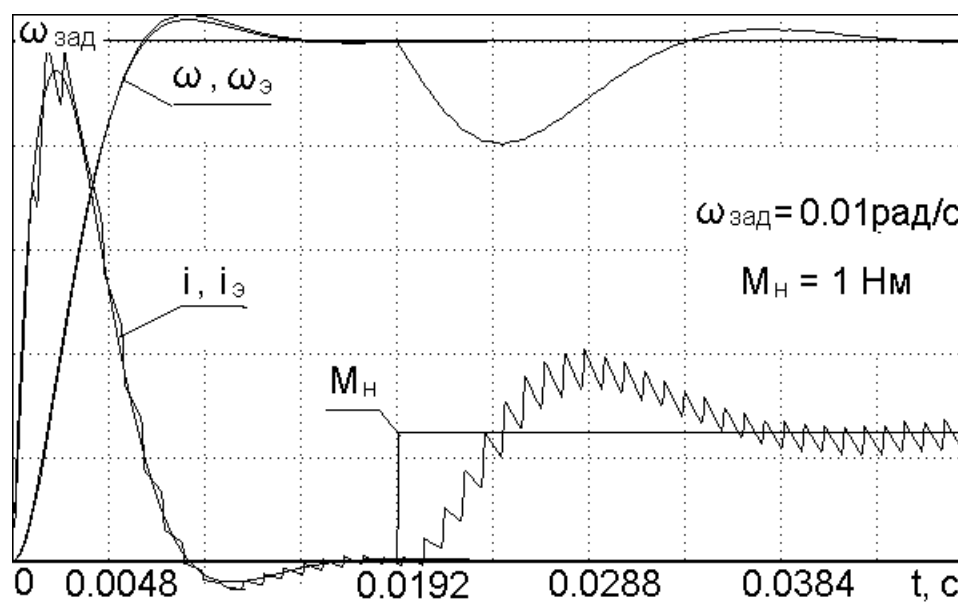


Рис.7. Переходные процессы в цифровой системе регулирования скорости с эталонной моделью

Быстродействие системы регулирования скорости с эталонной моделью по управляющему воздействию в два раза выше быстродействия системы регулирования, выполненной по двухконтурной схеме, по возмущающему воздействию быстродействие обеих систем одинаково.

Увеличение быстродействия системы по возмущающему воздействию возможно, если в этом режиме допустима компенсация эквивалентной постоянной замкнутого контура регулирования тока. Использование в этом случае в качестве корректирующего звена цифрового ПИД-регулятора обеспечивает в системе настройку на "симметричный оптимум" по возмущающему воздействию.

Литература

1. Денисов К.М. Толмачев В.А. Проблемы реализации микропроцессорных систем управления источников тока программируемой формы. // Изв. вузов. Приборостроение. 2000. Т.43. № 1-2. С.75-80.
2. Ключев В.И. Теория электропривода. М.: Энергоатомиздат. 1985.
3. Изерман Р. Цифровые системы управления. М.: Мир. 1984.
4. Гурьянов В.А. Кротенко В.В. Параметрический синтез цифровой системы управления источника тока, построенного на основе транзисторного ШИП. //
5. Научно-технический вестник СпбГИТМО(ТУ). Вып.3. СПб, 2002.
6. Солодовников В.В. Шрамко Л.С. Расчет и проектирование аналитических самонастраивающихся систем с эталонными моделями. М.: Машиностроение.1990.

МЕТОДЫ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ В РЕНТГЕНОВСКОЙ ТОМОГРАФИИ

И.П. Гуров, В.С. Сизиков, Д.С. Щекотин

Рассмотрено два типа задач реконструкции изображений в рентгеновской томографии: задачи с полными и неполными данными. Проанализированы аналитические методы (обращения Радона и Кормака) и численные методы (преобразования Фурье, свертки и обратной проекции, итераций и регуляризации) решения задачи реконструкции. К методу свертки и обратной проекции применен метод регуляризации Тихонова, а вместо итерационного метода Качмажа использован метод итераций Фридмана. Приведены результаты компьютерного моделирования.

Постановка задачи

Рассмотрим задачу восстановления рентгеновского изображения на примере рентгеновского томографа с *параллельной схемой сканирования* (см. рис. 1) [1–6].

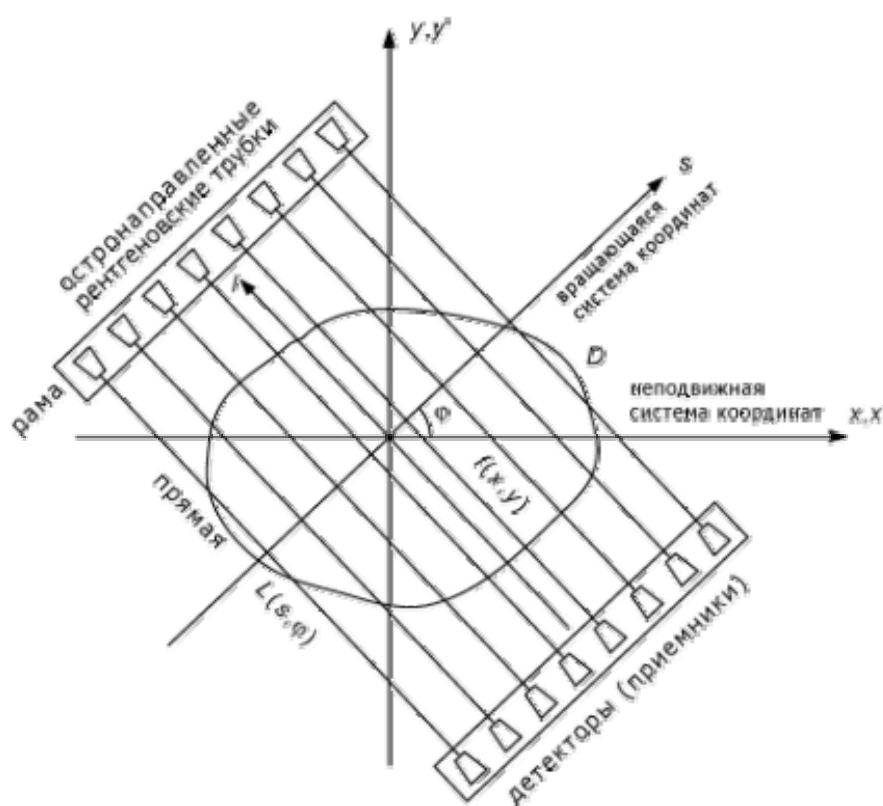


Рис. 1. Параллельная схема сканирования

На рис. 1 показано сечение D исследуемого объекта, характеризуемое плотностью вещества, точнее, коэффициентом поглощения рентгеновских лучей $f(x, y)$, где x, y – неподвижная относительно объекта система декартовых координат (с ней совмещена система координат x', y' , необходимая далее). Расположенные на раме рентгеновские трубки излучают узконаправленные рентгеновские лучи интенсивности I_0 , которые, пройдя через вещество и испытав частичное поглощение, регистрируются соответствующими детекторами (приемниками). Такой эксперимент проводится для ряда значений угла поворота рамы $\varphi \in [0, \pi)$.

Введем вращающуюся (неподвижную относительно рамы) систему декартовых координат s, l . Тогда можно обозначить через $I(s, \varphi)$ значения интенсивности излучения, принятые детекторами. Обозначим далее

$$q(s, \varphi) = -\ln \frac{I(s, \varphi)}{I_0}. \quad (1)$$

Отношение $\frac{I(s, \varphi)}{I_0}$ принято называть *прозрачностью*, а функцию $q(s, \varphi)$ – *поглощением* [6, с. 19], или *тенью*. Искомая функция $f(x, y)$ связана с измеренными значениями $q(s, \varphi)$ *интегральным уравнением Радона* [1–4, 6], или *теневым уравнением*:

$$R f \equiv \int_{L(s, \varphi)} f(x, y) dl = q(s, \varphi), \quad (2)$$

где R – оператор преобразования Радона (оператор теневого преобразования), а интегрирование ведется по лучу в виде прямой $L(s, \varphi)$, уравнение которой

$$x \cos \varphi + y \sin \varphi = s. \quad (3)$$

Интеграл $\int_{L(s, \varphi)} f(x, y) dl$ называется *массой вещества* на луче зрения [6, с. 19], а

$q(s, \varphi)$ в данном случае является набором исходных интегральных проекций (тенью изображения).

Тень изображения при фиксированном угле φ обозначим через $q_\varphi(s)$ и будем называть *линейной интегральной проекцией* изображения q под углом φ .

Заметим, что существует еще *схема веерного сканирования* (более распространенная схема), для которой также справедливо уравнение типа (2) [4].

Виды задач реконструкции

Задача реконструкции рентгеновского изображения сводится к решению интегрального уравнения типа (2) относительно $f(x, y)$ по известным значениям $q(s, \varphi)$. При этом существует два типа задач реконструкции: *задача с полными данными* и *задача с неполными данными* [4].

В *задаче с полными данными* предполагается, что исходные интегральные проекции $q(s, \varphi)$ известны вдоль всех лучей, проходящих через исследуемое сечение D , т.е. при всех необходимых значениях s и φ .

Задачи с неполными данными могут быть следующих типов:

1. задача с ограниченным диапазоном углов,
2. внешняя задача, когда функция $q(s, \varphi)$ задана лишь для $|s| \geq a$, где $a > 0$,
3. внутренняя задача, когда $q(s, \varphi)$ задана лишь для $|s| \leq a$, где $a > 0$,
4. задача с ограниченным числом источников и приемников излучения.

Что касается аналитических и численных методов решения уравнения (2), то известны следующие *аналитические методы*: согласно формуле обращения Радона [2, 4] и согласно формуле обращения Кормака [4]. Также существуют следующие *численные методы*: метод преобразования Фурье, метод свертки и обратной проекции, метод итераций и методы регуляризации.

Многие из этих методов исследованы достаточно подробно [1–6], однако остался ряд нерешенных вопросов. Например, в методе свертки и обратной проекции [4, 5] имеет место явная расходимость решения $f(x, y)$ и, чтобы ее устранить, используется

предельная (максимальная) частота Фурье, хотя, как известно [7, с. 259–261], более эффективно устраняют расходимость методы сглаживающих окон и, тем более, метод регуляризации Тихонова. Это показано в работе [3, с. 33], однако введенный в ней стабилизирующий множитель можно значительно упростить, что и предлагается в данной работе.

Кроме этого, в качестве метода итераций в [4] использован метод Качмажа. Между тем, более эффективным представляется метод итеративной регуляризации Фридмана [7, с. 272].

Наконец, представляются совершенно новые возможности в решении задачи реконструкции рентгеновских изображений в связи с приведением «неудобного» уравнения (2) к стандартному уравнению – двумерному интегральному уравнению Фредгольма I рода типа свертки [8]:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{f(x', y') dx' dy'}{\sqrt{(x - x')^2 + (y - y')^2}} = S(x, y), \quad (4)$$

где

$$S(x, y) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} q(x \cos \varphi + y \sin \varphi, \varphi) d\varphi. \quad (5)$$

Уравнение (4) уже исследовалось [2] и применялось на практике [1], однако до настоящего времени не рассмотрен вопрос о его решении в случае задачи с неполными данными.

Метод преобразования Фурье

Этот хорошо известный метод основан на непосредственной численной реализации теоремы Брейсуэлла о центральном или проекционном слое (проекционной теоремы) [9]:

$$\hat{q}(\omega, \varphi) = \hat{f}(\omega \cos \varphi, \omega \sin \varphi), \quad (6)$$

где

$$\hat{q}(\omega, \varphi) = \int_{-\infty}^{\infty} q(s, \varphi) e^{-i\omega s} ds, \quad (7)$$

$$\hat{f}(\omega_1, \omega_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(x, y) e^{-i(\omega_1 x + \omega_2 y)} dx dy \quad (8)$$

– преобразования Фурье (ПФ). Искомая функция в форме обратного ПФ равна

$$f(x, y) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \hat{f}(\omega_1, \omega_2) e^{i(\omega_1 x + \omega_2 y)} d\omega_1 d\omega_2. \quad (9)$$

Однако при численной (дискретной) реализации Фурье-алгоритм дает значительные искажения (артефакты) [4]. Это связано с тем, что в (9) требуется знание $\hat{f}(\omega_1, \omega_2)$, а из (6) мы получаем $\hat{f}(\omega \cos \varphi, \omega \sin \varphi)$. Поэтому при дискретизации задачи требуется интерполяция, что ведет к большему числу операций и потере точности [4].

Для устранения недостатков стандартного алгоритма ПФ разработаны усовершенствованные Фурье-алгоритмы [4]. Тем не менее, более популярным и эффективным является алгоритм свертки и обратной проекции.

Метод свертки и обратной проекции

Данный метод, восходящий к работам [10, 11] и нашедший последующее развитие в работах [3–5] и др., является дальнейшей эволюцией Фурье-алгоритма и позволяет полностью избежать интерполяции за счет перехода от декартовых координат ω_1, ω_2 к полярным координатам ω, φ в пространстве частот. Искомое решение имеет вид [3, с. 32]:

$$f(x, y) = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^\pi d\varphi \int_{-\infty}^\infty q(s, \varphi) p(x \cos \varphi + y \sin \varphi - s) ds, \quad (10)$$

где

$$p(t) = \int_{-\infty}^\infty |\omega| e^{i\omega t} d\omega \quad (11)$$

– так называемая *импульсная реакция фильтра* с частотной характеристикой $|\omega|$.

Однако решение (10)–(11) дает расходимость. Действительно, используя формулу Эйлера и записав (11) в виде

$$p(t) = 2 \int_0^\infty |\omega| \cos(\omega t) d\omega, \quad (12)$$

видим, что $p(t)$ расходится при любом $t \in (-\infty, \infty)$. Чтобы устранить расходимость, в [4, 5] вводится предельная частота $\omega_{\max} = \frac{\pi}{h}$, где h – шаг дискретизации, в результате

$$p(t) = \omega_{\max}^2 \operatorname{sinc}(\omega_{\max} t) - \frac{\omega_{\max}^2}{2} \operatorname{sinc}^2\left(\frac{\omega_{\max}}{2} t\right). \quad (13)$$

Такой устойчивый алгоритм часто называют *решением в пространстве* $S_{\pi/h}$ [7, с. 259], но он является самым грубым из устойчивых алгоритмов. Более эффективное подавление высоких гармоник Фурье обеспечивают *методы сглаживающих окон* [7, с. 259–260]. А наиболее эффективным является *метод регуляризации Тихонова* [7, с. 260–261].

Метод регуляризации Тихонова

Применение данного метода в работе [3, с. 33] позволило получить устойчивый (регуляризованный) вариант решения (10)–(11) в форме:

$$f_\alpha(x, y) = \frac{1}{4\pi^2} \int_0^\pi d\varphi \int_{-\infty}^\infty q(s, \varphi) p_\alpha(x \cos \varphi + y \sin \varphi - s) ds, \quad (14)$$

где

$$p_\alpha(t) = \int_{-\infty}^\infty |\omega| W_\alpha(|\omega|) e^{i\omega t} d\omega, \quad (15)$$

$\alpha > 0$ – параметр регуляризации,

$$W_\alpha(|\omega|) = \frac{H^2(|\omega|)}{H^2(|\omega|) + \alpha \omega^{2p}} \quad (16)$$

– стабилизирующий множитель, причем

$$H(|\omega|) = \frac{1}{\pi \omega}, \quad (17)$$

$p = 1, 2, 3, \dots$ – порядок регуляризации. Обычно $p = 1$, а α выбирают способом невязки или способом подбора [6, с. 194], [7, с. 242–249].

Однако выражение (16) является довольно громоздким. Более простым, но столь же эффективным, как следует из работы [12] (см. также [6, с. 170]), является определение стабилизирующего множителя в виде

$$W_{\alpha}(|\omega|) = \frac{1}{1 + \alpha \omega^{2p}}. \quad (18)$$

Метод итераций Фридмана

Основное достоинство методов итераций заключается в том, что они пригодны для восстановления томографических изображений в случае задачи с неполными данными. В качестве примера рассмотрим метод итераций Фридмана [7, с. 272].

Метод заключается в том, что вначале выполняется инициализация:

$$\tilde{f}_0 \in \Omega, \quad 0 < \beta < \frac{2}{\|R\|^2},$$

а затем выполняются итерации при $i = 1, 2, \dots$:

$$\begin{aligned} d_i &= R^*[\tilde{q} - R\tilde{f}_i], \\ \tilde{f}_{i+1} &= \tilde{f}_i + \beta d_i, \end{aligned}$$

где $\tilde{f}_0$ – начальное приближение, которое может включать в себя априорно известную информацию, Ω – пространство изображений, R – оператор Радона, а R^* – сопряженный ему оператор.

Недостатком алгоритма последовательных приближений является то, что сходимость гарантируется только при условии $0 < \beta < 2/\|R\|^2$, а это требует знания нормы оператора R . Эту норму обычно трудно или невозможно вычислить аналитически. Поэтому на практике берут достаточно малое значение β . Кроме того, определенную сложность представляет определение числа итераций (процесс итераций сходится лишь в случае точных значений $q(s, \varphi)$, а при наличии шумов он расходится из-за некорректности задачи). Обычно число итераций выбирают по невязке [7, с. 273–274] или по поправке [7, с. 274–275]. В данной работе число итераций n выбиралось *способом подбора* – путем выбора такого числа итераций, при котором изображение восстанавливается наилучшим образом с точки зрения зрительного восприятия. Такой способ, конечно, содержит элемент субъективности, однако он основывается на априорной информации о решении и, как показывает решение различных модельных примеров, является весьма эффективным.

Моделирование

На основе метода свертки и обратной проекции, а также метода итераций Фридмана было разработано программное обеспечение на языке Delphi для проведения модельных экспериментов. Ниже приведены результаты решения некоторых модельных примеров.

На рис. 2 показаны примеры исходных изображений размером 512×512 пикселей. После решения прямой задачи томографии получены тени изображений, показанные на рис. 3. После восстановления изображений методом свертки и обратной проекции и методом итераций Фридмана получены восстановленные изображения (рис. 4 и 5).

Итак, в данной работе показана эффективность использования метода регуляризации Тихонова и метода итераций Фридмана для реконструкции рентгеновских изображений.

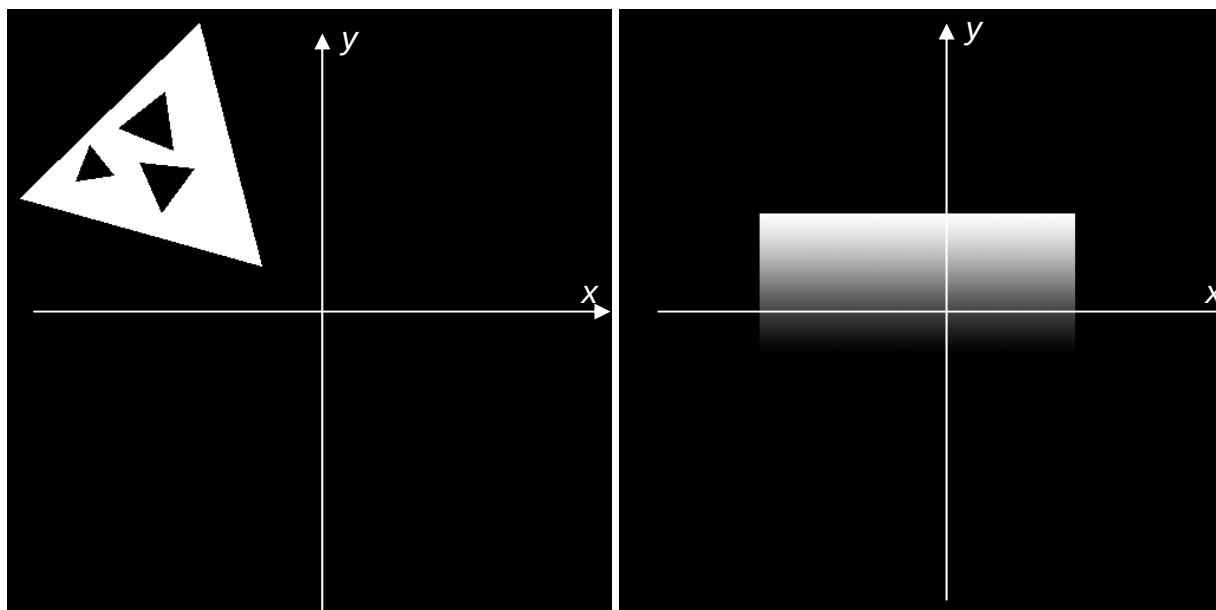


Рис. 2. Исходные изображения.

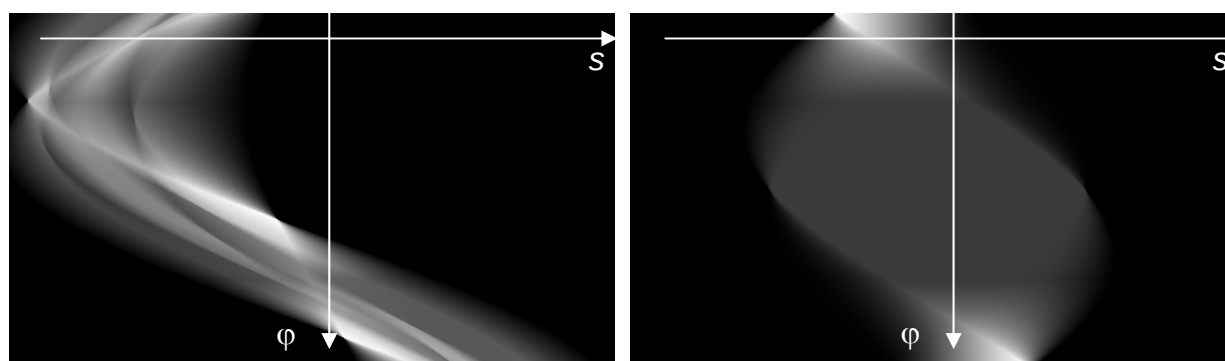


Рис. 3. Тени изображений

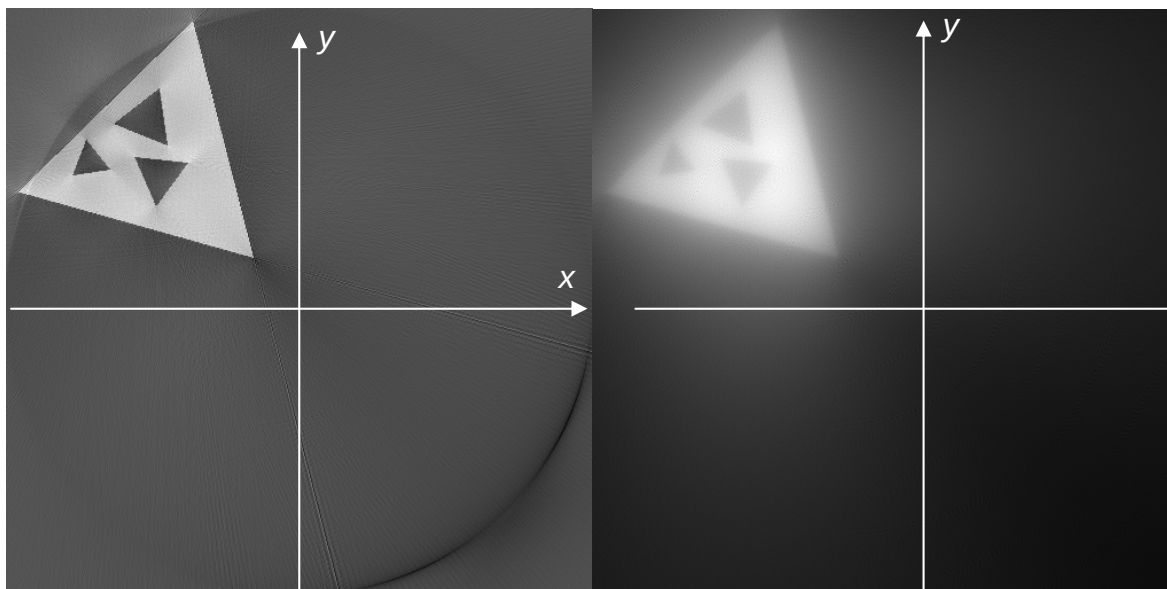


Рис. 4. Первое восстановленное изображение: методом свертки и обратной проекции (слева) и методом итераций Фридмана (справа).

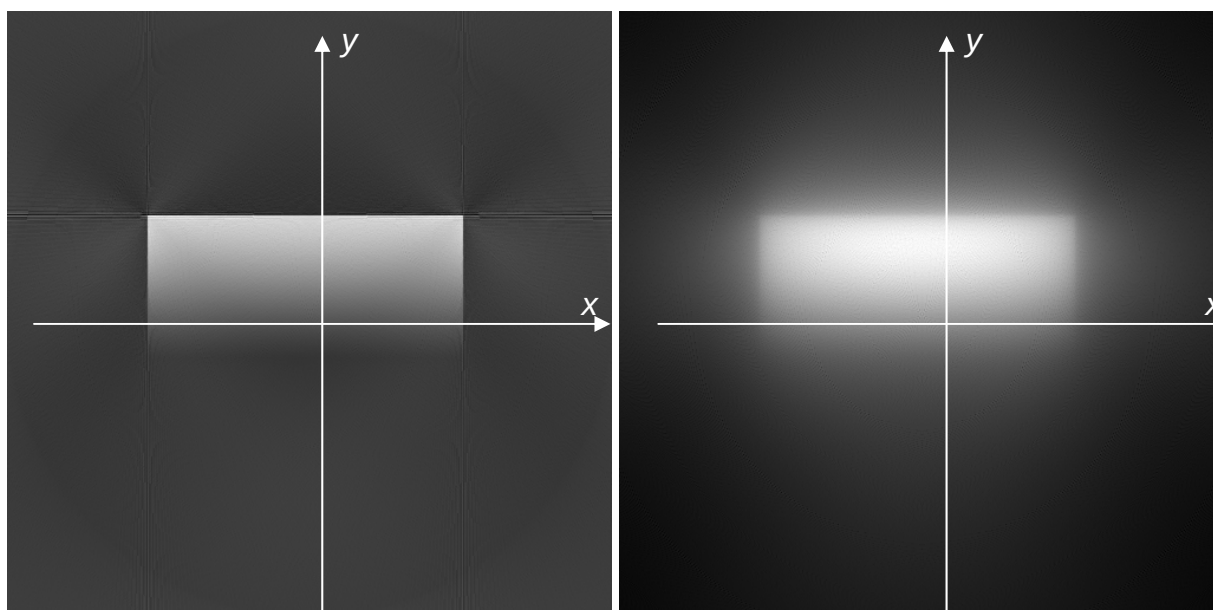


Рис. 5. Второе восстановленное изображение: методом свертки и обратной проекции (слева) и методом итераций Фридмана (справа).

Литература

1. Тихонов А. Н., Арсенин В. Я., Рубашов И. Б., Тимонов А. А. Первый советский компьютерный томограф // Природа. 1984. № 4. С. 11–21.
2. Тихонов А. Н., Арсенин В. Я., Тимонов А. А. Математические задачи компьютерной томографии. М.: Наука, 1987.
3. Троицкий И. Н. Статистическая теория томографии. М.: Радио и связь, 1989.
4. Наттерер Ф. Математические аспекты компьютерной томографии. М.: Мир, 1990.

5. Суинделл Б., Уэбб С. Рентгеновская трансмиссионная компьютерная томография // Физика визуализации изображений в медицине. Под ред. С. Уэбба. М.: Мир, 1991. Т.1. С.138–173.
6. Сизиков В. С. Математические методы обработки результатов измерений. СПб: Политехника, 2001.
7. Верлань А. Ф., Сизиков В. С. Интегральные уравнения: методы, алгоритмы, программы. Киев: Наук. думка, 1986.
8. Тихонов А. Н., Арсенин В. Я., Рубашов Н. Б., Тимонов А. А. О постановке основных задач вычислительной томографии. М.: Препринт ИПМ АН СССР, 1982. № 141.
9. Bracewell R. N., Riddle A. C. Strip integration in radio astronomy // Austral. J. Phys., 1956. Vol. 9. P. 198–217.
10. Bracewell R. N., Riddle A. C. Inversion of fan-beam scans in radio astronomy // Astrophys. J. 1967. Vol. 150. P. 427–434.
11. Ramachandran G. N., Lakshminarayanan A. V. Three-dimensional reconstruction from radiographs and electron micrographs: application of convolutions instead of Fourier transforms // Proc. Nat. Acad. Sci. US. 1971. Vol. 68. P. 2236–2240.
12. Сизиков В. С. Использование регуляризации для устойчивого вычисления преобразования Фурье // Ж. вычисл. матем. и матем. физ. 1998. Т. 38, № 3. С. 376–386.

ПРИВЕДЕНИЕ АВТОМАТНОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ УСТРОЙСТВА ДИСКРЕТНОЙ АВТОМАТИКИ К ЛИНЕЙНОМУ ВЕКТОРНО-МАТРИЧНОМУ ВИДУ НА ОСНОВЕ АГРЕГИРОВАНИЯ БУЛЕВЫХ ТЕРМОВ

А.А. Мельников, А.В. Ушаков

Рассматривается задача конструирования линейного векторно-матричного (ВМ) описания автоматной версии УДА. Своим решением эта задача позволяет расширить класс представлений УДА, что тем самым, обеспечивает возможность доставлять УДА различные структурные и функциональные свойства. Показывается, что в концептуальной постановке поставленная задача может быть частично решена использованием принципа агрегирования булевых термов. Приводится пример.

Введение. Постановка задачи

На настоящий момент известен ряд решений [1–3] приведения линейного векторно-матричного описания [4,5] устройства дискретной автоматики (УДА) к автоматному [6] виду. Такое модельное преобразование УДА своей целью обычно ориентировано на сокращение размерности вектора состояния устройства, что в технической реализации приводит к уменьшению числа элементов памяти (ЭП) его реализующих. С точки зрения аналитических представлений это характеризуется сокращением размерности $n_{\text{лин}}$ кодов состояния линейной реализации до размерности $n_{\text{авт}}$ автоматной реализации, что может быть представлено в виде неравенства

$$n_{\text{авт}} < n_{\text{лин}}. \quad (1)$$

Наряду с очевидными достоинствами, предоставляемыми отмеченным модельным преобразованием, следует отметить, что в рамках общей концепции конструирования УДА, когда изначально синтезируется та или иная версия устройства, необходимо уделять внимание анализу различных модельных представлений. Несмотря на некоторую избыточность ЭП линейной версии УДА по сравнению с автоматной, такая версия может обеспечить заметный выигрыш в простоте комбинационной схемы и в упрощении топологии технической реализации устройства. На настоящий момент существует ряд работ, посвященных конструированию линейной модели УДА по имеющейся автоматной версии устройства, среди которых можно выделить работу, представленную, например, в [7]. Однако канонизированная методология конструирования таких моделей пока не сформирована. Возможное частичное решение проблемы в концептуальной постановке может обеспечить использование принципа агрегирования булевых термов автоматного описания УДА.

1. Каноническое представление автоматной версии УДА

Каноническое автоматное описание УДА в форме абстрактного автомата (АА) записывается в виде пятиэлементного [3] макровектора:

$$\text{АА} : \{ Z, S, W, \lambda, \delta \}, \quad (2)$$

где Z — алфавит входов мощности $[Z] = r_Z$, S — алфавит состояния мощности $[S] = n_S$, W — алфавит выходов мощности $[W] = m_W$, λ — правило (функция) перехода

$$s(k+1) = \lambda[s(k), z(k)], \quad s(0); \quad (3)$$

δ — правило (функция) выхода

$$W(k) = \delta[s(k)] \quad (4)$$

в логике абстрактного автомата Мура и

$$W(k) = \delta[s(k), z(k)] \quad (5)$$

в логике абстрактного автомата Мили. В приведенных выражениях (3)–(5) $s(0), s(k), s(k+1)$ – начальное состояние, исходное состояние и состояние перехода АА соответственно, k – дискретное время, выраженное числом тактов. При составлении абстрактного описания основным математическим средством задания правил (функций) λ, δ являются графы переходов и таблицы переходов и выходов.

Кодированием алфавитов АА (1) элементами простого поля Галуа $GF(p)$, $p=2$ осуществляется переход от абстрактного описания (2)–(5) УДА к его описанию в форме конечного автомата (КА):

$$КА : \{U, X, Y, \lambda, \delta\}, \quad (6)$$

для которого правило λ принимает вид

$$x(k+1) = \lambda[x(k), u(k)], \quad x(0), \quad (7)$$

и функция выхода δ –

$$y(k) = \delta[x(k), u(k)], \quad (8)$$

где в выражении (6) $U = \hat{e}\{Z\}$, $U = \hat{e}\{Z\}$, $U = \hat{e}\{Z\}$, $\hat{e}\{(\bullet)\}$ – код (вектор-строка) элемента алфавита $(\bullet)$ размерности $\dim \hat{e}\{(\bullet)\}$, при этом размерности кодов КА (6) и мощности алфавитов АА (2) связаны неравенствами

$$\dim U = r: p^r \geq r_Z, \dim X = n: p^n \geq n_S, \dim W = m: p^m \geq m_W. \quad (9)$$

Выбор для технической реализации элементов кода алфавита S состояния того или иного типа триггера приводит к функции μ возбуждения информационных входов триггеров:

$$v(k) = \mu[x(k), x(k+1)], \quad (10)$$

которая с учетом правила λ в форме (7) принимает следующий вид:

$$v(k) = \mu\{x(k), \lambda[x(k), u(k)]\} = \tilde{\mu}\{x(k), u(k)\}. \quad (11)$$

В итоге техническая реализация автоматного УДА будет в своем аналитическом описании иметь булевы функции:

- возбуждения информационных входов триггеров

$$v = \tilde{\mu}\{x, y\}, \quad (12)$$

- формирования выходов y

$$y = \delta\{x, y\}. \quad (13)$$

2. Приведение автоматного представления УДА к линейному векторно-матричному виду

Задача приведения автоматного представления УДА (6)–(8) к линейному векторно-матричному виду состоит в получении описания функционирования УДА в следующей векторно-матричной форме:

$$\hat{x}(k+1) = \mathbf{A} \hat{x}(k) + \mathbf{B} u(k); \quad (14)$$

$$y(k) = \mathbf{C} \hat{x}(k) + \mathbf{H} u(k), \quad (15)$$

где $\hat{x}(k)$ – вектор состояния, $\dim \hat{x} = n'$; $u(k)$ – вектор входной последовательности, $\dim u = r$; $y(k)$ – вектор выходной последовательности, $\dim y = m$; $\mathbf{A}$ – матрица состояния, $\dim \mathbf{A} = n' \times n'$; $\mathbf{B}$ – матрица входов, $\dim \mathbf{B} = n' \times r$; $\mathbf{C}$ – матрица выходов, $\dim \mathbf{C} = m \times n'$; $\mathbf{H}$ – матрица вход-выход УДА, при этом действия в описаниях (14), (15) осуществляются линейными операциями умножения матрицы на вектор и сложения по модулю $p=2$.

Для очевидности положений предлагаемой методологии приведения автоматного представления УДА (6)–(8) к линейному векторно-матричному виду сформулируем следующее утверждение.

Утверждение 1 (У.1). Пара матриц $\mathbf{A}, \mathbf{B}$ линейного ВМ описания (14), (15) УДА задает БФ μ возбуждения информационных v_i входов триггеров в форме (11).

Доказательство. Для доказательства утверждения выделим переменные состояния x_i из выражения (14) ВМ описания УДА и сопоставим их с аналитическим представлением функции возбуждения информационного v_i входа триггера, которое в рамках общей теории устройств дискретной автоматики для $\mathbf{D}$ -триггера имеет общий вид

$$v_{di} = q_i(k+1), \quad (16)$$

где q_i — переменная состояния $\mathbf{D}$ -триггера.

Выделим в общем виде переменную x_i состояния УДА:

$$x_i(k+1) = \sum_{i=1}^n a_{n,i} x_i(k) \oplus b_i, \quad (17)$$

где $a_{n,i}, b_i$ — элементы матриц $\mathbf{A}$ и $\mathbf{B}$, соответствующие переменной x_i ВМ описания (14), (15). Здесь и далее по тексту $\sum_i(\bullet)_i$ — суммирование по модулю два элементов $(\bullet)_i$.

Подставим с учетом тождества $x_i \equiv q_i$ в выражение для функции (16) возбуждения информационного v_i входа триггера значение переменной $x_i(k+1)$ состояния из соотношения (17):

$$v_{di} = q_i(k+1) = \sum_{i=1}^n a_{n,i} x_i(k) \oplus b_i. \quad (18)$$

Сопоставление выражения (18) с выражениями (10) и (11) показывает справедливость положений, постулируемых утверждением. ■

Зафиксируем значения входных переменных, соответствующие условию переходов в УДА. Таким образом, для решения задачи необходимо свести аналитическое описание БФ возбуждения информационного v_i входа триггера, имеющего в общем случае следующий вид:

$$\mu(q_1, q_2 \dots q_n) = \bigvee_{i=1}^{i < 2^n} \&_{j=1}^n (q_j^{\rho_j}), \quad (19)$$

где $\bigvee_i(\bullet)_i$ — дизъюнкция элементов $(\bullet)_i$, $\&_j(\bullet)_j$ — конъюнкция элементов $(\bullet)_j$, а

переменная $q_j^{\rho_j}$ (здесь и далее по тексту) определяется как

$$q_j^{\rho_j} = \begin{cases} q_j, & \rho_j = 1 \\ \bar{q}_j, & \rho_j = 0 \end{cases}, \quad (20)$$

к линейному виду:

$$\mu(q_1, q_2 \dots q_n) = \alpha_0 \oplus \sum_i \alpha_i q_i, \quad (21)$$

где α_i — логическая константа, принимающая значение 0 или 1.

Свести представление БФ возбуждения в форме (19) к виду (21) позволяют положения следующего утверждения.

Утверждение 2 (У.2). Произвольная БФ $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ может быть представлена в виде ряда [8] (полинома Жегалкина)

$$\begin{aligned}
 f(x_1, x_2, \dots, x_n) = & f(0, 0, \dots, 0) \oplus \sum_{i=1}^n \frac{\partial f}{\partial x_i} \Big|_{x_{\ell=0, \ell=\overline{1, n}}} \& x_i \oplus \dots \\
 & \dots \oplus \sum_{\substack{i, j=1 \\ i \neq j}}^n \frac{\partial^2 f}{\partial x_i \partial x_j} \Big|_{x_{\ell=0, \ell=\overline{1, n}}} \& x_i x_j \oplus \dots \\
 & \dots \oplus \sum_{i_1, i_2, \dots, i_k=1}^n \frac{\partial^k f}{\partial x_{i_1} \partial x_{i_2} \dots \partial x_{i_k}} \Big|_{x_{\ell=0, \ell=\overline{1, n}}} \& x_{i_1} x_{i_2} \dots x_{i_k} \oplus \dots \\
 & \dots \oplus \frac{\partial^n f}{\partial x_1 \partial x_2 \dots \partial x_n} \Big|_{x_{\ell=0, \ell=\overline{1, n}}} \& x_1 x_2 \dots x_n
 \end{aligned} \tag{22}$$

в точке $(x_1, x_2, \dots, x_n) \equiv 0$, где индексы $i_1, i_2, \dots, i_k, \dots, i_n \in \{1, 2, \dots, n\}$ попарно не равны друг другу, а $\frac{\partial f_j(x)}{\partial x_i}$ – частная производная, вычисляемая в силу следующего соотношения [9, 10]:

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial f_j(x)}{\partial x_i} = & f_j(x_1, x_2, \dots, x_{i-1}, 1, x_{i+1}, \dots, x_n) \oplus \\
 & \oplus f_j(x_1, x_2, \dots, x_{i-1}, 0, x_{i+1}, \dots, x_n).
 \end{aligned} \tag{23}$$

Доказательство. При вычислении производной k -го порядка производные младшего порядка обращаются в 0, а старшие, в силу $(x_1, x_2, \dots, x_n) \equiv 0$, также равны 0. ■

Из выражения (22) видно, что в результате преобразования выражения (19) в качестве БФ возбуждения будем иметь линейную переключательную функцию (ПФ), аргументы которой представляют собой сочетания переменных состояния в форме их произведения. Последнее обстоятельство не позволяет напрямую получить линейное ВМ описание из системы полученных ПФ. Решить эту проблему позволяет использование принципа агрегирования булевых термов автоматного описания УДА, который сформулируем в форме следующего утверждения.

Утверждение 3 (У.3). Произвольное автоматное УДА представимо линейной своей версией с ВМ описанием в форме (14), (15) агрегированием конъюнкций булевых переменных полинома Жегалкина в переменные $\tilde{x}$ состояния, расширяющие исходный вектор x , $\dim x = n$, состояния УДА:

$$\hat{x} = [x \mid \tilde{x}]^T, \tag{24}$$

при этом матрица $\mathbf{A}$ $\dim \mathbf{A} = n' \times n'$ состояния будет иметь следующий вид:

$$\mathbf{A} : \left\{ a_{ij} : a_{ij} \oplus \sum_{\chi=1}^{2^{\chi}-1} \beta_{\chi} \bigcirc_{\eta=1}^{\chi} p_{\eta}, \right. \\
 \left. i, j = \overline{1, n'}, \beta_{\chi} = \{0, 1\}, p_{\eta} \in \mathbf{P}, \chi = [\mathbf{P}] \right\}, \tag{25}$$

где $\bigcup_{\eta=1}^{\chi} p_{\eta}$ – «композиционное» произведение параметров p_{η} множества $\mathbf{P} \{p_1, p_2, \dots, p_{\chi}\}$: $p_i \in \{0, 1\}, i = \overline{1, \chi}$, образующее по классическому сочетательному закону $\bigcup_n^m$ множество $\mathbf{P}'$ композиционных параметров в форме произведения параметров из множества $\mathbf{P}$ мощности $\chi = [\mathbf{P}]$; β_{χ} – коэффициент, значение которого принадлежит множеству $\{0, 1\}$, а агрегирование переменных x осуществляется с использованием следующей рекуррентной процедуры (26)–(31):

$$\begin{aligned} x_i(k+1) = f_i(x_i(k+1)) = & a_0 \oplus a_{ij}x_j(k) \oplus \dots \oplus a_{in-j}x_{n-j}(k) \oplus \dots \\ & \dots \oplus a_{in}x_n(k) \oplus \dots \oplus \sum_{\ell=1}^{\nu \leq 2^n - n - 1} \alpha_{\ell} \bigcup_{\kappa=1}^n x_{\kappa}(k) \\ i, j = \overline{1, n}; \quad & a_0, a_{ij}, \alpha_{\ell} : f(p_1, p_2, \dots, p_{\eta}) = \gamma_{\eta} \bigcup_{\eta=1}^{\theta} p_{\eta}; \\ & \alpha, \gamma = \{0, 1\}, \eta = \overline{1, \theta} \end{aligned} \quad (26)$$

$$\tilde{x}_{\ell}(k) = \arg \left\{ \alpha_{\ell} \bigcup_{\kappa=1}^n x_{\kappa}(k) \neq 0 \right\}, \quad \ell = \overline{1, \nu}; \quad \kappa = \{\tilde{x}_{\ell} \neq 0\}, \quad (27)$$

$$\tilde{x}_{\ell}(k+1) = \prod_{\kappa=1}^n x_{\kappa}(k+1) = \prod_{\kappa=1}^n f_{\kappa}(x_{\kappa}(k+1)), \quad (28)$$

$$\begin{aligned} x_i(k+1) = f_i(x_i(k+1)) = & a_0 \oplus a_{1j}x_j(k) \oplus \dots \oplus a_{1n-j}x_{n-j}(k) \oplus \dots \\ & \dots \oplus a_{1n}x_n(k) \oplus \dots \oplus \sum_{\ell=1}^{\kappa} \alpha_{\ell} \tilde{x}_{\ell}(k), \quad i, j = \overline{1, n}, \end{aligned} \quad (29)$$

$$\begin{aligned} \tilde{x}_{\ell}(k+1) = f_{\ell}(\tilde{x}_{\ell}(k+1)) = & a_0 \oplus a_{1j}x_j(k) \oplus \dots \oplus a_{1n-j}x_{n-j}(k) \oplus \dots \\ & \dots \oplus a_{1n}x_n(k) \oplus \dots \oplus \sum_{\ell=1}^{\nu \leq 2^n - n - 1} \alpha'_{\ell} \bigcup_{\kappa=1}^n x_{\kappa}(k), \quad i, j = \overline{1, n}, \end{aligned} \quad (30)$$

$$\tilde{x}_{\ell'}(k) = \arg \left\{ \alpha'_{\ell'} \bigcup_{\kappa=1}^n x_{\kappa}(k) \neq 0 \right\}, \quad \ell' = \overline{1, \nu - \kappa}; \quad \kappa' = \{\tilde{x}_{\ell'} \neq 0\} \quad (31)$$

⋮

Доказательство. Из выражения (27) видно, что на каждом шаге рекурсии образуется некоторый алфавит, буквы которого представлены сочетаниями $\tilde{x}_{\ell}$ булевых переменных x_i состояния УДА. Начальный шаг рекурсии характеризуется мощностью алфавита

$$\nu = [\tilde{x}] = 2^n - n - 1 \quad (32)$$

всех возможных сочетаний булевых переменных x_i без повторений, кроме случая, когда элемент сочетания представлен одной переменной. Выражение (31) показывает, что на очередном шаге рекурсии алфавит пополнится новыми сочетаниями из числа $\nu = 2^n - n - 1 - \kappa$ оставшихся. В этой связи предельный переход при $\kappa \rightarrow 2^n - n - 1$ дает:

$$v = \lim_{\kappa \rightarrow 2^n - n - 1} v - \kappa = 0. \quad (33)$$

Таким образом, процедура рекурсии (26)–(31) завершится за конечное число шагов, число которых не превысит значения, определяемого выражением (32), а полученные агрегированные переменные образуют вектор состояния (24), что в итоге позволяет по результатам рекурсии получить матрицу состояния линейной версии УДА в форме (25). ■

Следует заметить, что в силу нелинейности природы исходного УД, линейная его версия не всегда может обладать функциональной полнотой, характеризующейся, в частности, свойствами полной управляемости и наблюдаемости. Проиллюстрируем положения статьи примером.

3. Пример

В качестве примера рассмотрим автоматное УДА второго порядка, БФ возбуждения входов триггеров которого

$$\mu_1 = ux_1x_2 \vee \overline{u}\overline{x}_1x_2, \mu_2 = u(\overline{x}_1x_2 \vee x_1x_2) \vee \overline{u}\overline{x}_1x_2.$$

Воспользуемся положениями утверждения У.1 и получим представления БФ возбуждения в виде соответствующих полиномов Жегалкина:

$$\mu_1 = x_2 \oplus ux_2 \oplus x_1x_2, \mu_2 = x_2 \oplus x_1x_2 \oplus ux_1x_2.$$

Выполнение рекуррентной процедуры (26)–(31) дает агрегированную переменную $\tilde{x}_3$:

$$\tilde{x}_3 = x_1x_2,$$

в соответствии с аналитическим представлением которой выражения для вектора состояния линейной версии УДА имеют вид

$$x_1(k+1) = x_2(k) \oplus ux_2(k) \oplus \tilde{x}_3(k),$$

$$x_2(k+1) = x_2(k) \oplus \tilde{x}_3(k) \oplus u\tilde{x}_3(k),$$

$$\tilde{x}_3(k+1) = x_2(k) \oplus \tilde{x}_3(k) \oplus ux_2(k).$$

Полученные выражения позволяют в общем виде получить две версии представления матриц-компонентов ВМ описания (14), (15) линейной версии УДА — однородную

$$A(u) = \begin{bmatrix} 0 & 1 \oplus u & 1 \\ 0 & 1 & 1 \oplus u \\ 0 & 1 \oplus u & 1 \end{bmatrix}, B \equiv 0, C = I, H \equiv 0,$$

и неоднородную

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}, B(x) = \begin{bmatrix} x_2 \\ \tilde{x}_3 \\ x_2 \end{bmatrix}, C = I, H \equiv 0$$

Заключение

Представленная методология приведения автоматного представления УДА к линейному векторно-матричному виду на основе агрегирования булевых термов обнаруживает свою состоятельность. Простота полученной рекуррентной процедуры позволяет погрузить ее в программную среду, что позволяет использовать ее для преобразования автоматных УДА большой размерности. Несмотря на конструктивность и простоту предлагаемой методологии следует отметить, что в

рамках «тонких» свойств той или иной природы УДА не всегда возможно получить его версию, обладающую соответствующей функциональной полнотой, характеризующейся, в частности, свойствами полной управляемости и наблюдаемости.

Литература

1. Ушаков А.В. Синтез циклических кодирующих и декодирующих устройств в логике произвольных триггеров. //Автоматика и телемеханика. 1997. №11
2. Баев А.П., Мельников А.А., Салмыгин И.П., Ушаков А.В. Построение устройств помехоустойчивого кодопреобразования в логике произвольных триггеров. //Алгебраические методы в теории устройств дискретной автоматики и телемеханики. СПб.: СПбГИТМО(ТУ), 2001.
3. Баев А.П., Салмыгин И.П., Ушаков А.В. Автоматный синтез циклических кодирующих и декодирующих устройств. //Изв. вузов. Приборостроение. 1998. Т. 41. № 7.
4. Гилл А. Линейные последовательностные машины. М.: Наука, 1974.
5. Фараджев Р.Г. Линейные последовательностные машины. М.: Сов. радио, 1975.
6. Баранов С.И. Синтез микропрограммных автоматов. Л.: Энергия, 1979.
7. Dubarenko V.V. About reduction of systems of the logic equations to linear sequential circuits. //Labour the first national conference with international participation on physical metrology problems "FIZMET-94, "Science ", St.-Petersburg, 1995.
8. Горбатов В.А. Фундаментальные основы дискретной математики. Информационная математика. М.: Наука, Гл. ред. физ.-мат. лит., 1999.
9. Селлерс Ф. Методы обнаружения ошибок в работе ЭЦВМ. М.: Мир, 1972.
10. Sellers F., Hsio M.Y., Bearson L.W., Analizing errors with Boolean difference//IEEE Trans. Comp. C-17. 1968. PP. 676-683.

ФРАКТАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ПОЛУТОНОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Б.А. Крылов

В работе рассматривается методика, используемая для решения задач автоматизированной обработки и анализа изображений с целью извлечения заложенной в них информации о структуре или состоянии объекта. Подход используется для исследования энерго-информационного обмена в биологии и медицине, для анализа структуры различных объектов в технике, в составе программно-аппаратного комплекса регистрации и анализа газоразрядного свечения.

Введение

Графическое представление информации является одной из наиболее распространенных форм представления знаний и выступает в качестве как объекта, так и результата исследований. С ростом сложности научно-технических задач и количества научных исследований обработка и анализ графической информации требуют разработки новых подходов, основанных на новых математических теориях.

Одним из таких подходов служит теория фракталов. Понятия "фрактал" и "фрактальная геометрия", появившиеся в конце 70-х гг., с середины 80-х гг. прочно вошли в обиход математиков и программистов. Слово "фрактал", образованное от латинского *fractus* и в переводе означающее "состоящий из фрагментов", было введено французским математиком Бенуа Мандельбротом в 1977 г. в книге "The Fractal Geometry of Nature".

Фракталами называются геометрические объекты (линии, поверхности, пространственные тела), имеющие сильно изрезанную форму и обладающие свойством самоподобия. Более строго фрактал можно определить как множество, хаусдорфова размерность которого строго больше (или меньше) топологической размерности.

Фрактальная кривая в идеале на сколь угодно малом масштабе не вырождается в прямую и является в общем случае геометрически нерегулярной, хаотической. Для нее не существует и понятия касательной в точке, так как функции, описывающие эти кривые, являются в общем случае не дифференцируемыми. Измеряя размер, например, длину объекта, при увеличении масштаба мы получаем все более возрастающее ее значение.

Фракталы с большой точностью описывают многие физические явления и образования реального мира: горы, облака, турбулентные (вихревые) течения, корни, ветви и листья деревьев, кровеносные сосуды.

Одним из наиболее перспективных приложений теории фракталов является компьютерная графика. Во-первых, это фрактальное сжатие изображений, во-вторых, синтез изображений, т.е. построение ландшафтов, деревьев, растений и генерирование фрактальных текстур, и в-третьих, анализ изображений при решении задач классификации и распознавания. Данная работа посвящена третьему направлению использования теории фракталов.

Фрактальные характеристики изображений

Анализ изображения заключается в изучении отдельных характеристик, составных частей, фрагментов или отдельных объектов в поле изображения. В нашем случае под анализом изображения будем понимать измерительный аспект обработки видеоданных. Следовательно, анализ изображения будет заключаться в определении различных количественных данных изображения, т.е. его параметров.

Фрактальный анализ изображения предусматривает вычисление фрактальных характеристик для всего изображения, для отдельных фрагментов или объектов в поле

сканирования. Очевидно, что данный подход следует применять для сложных, изрезанных изображений.

Основной характеристикой фрактального изображения является его размерность, определяющая сложность фрактала. Существует несколько принципиально разных методов определения размерности геометрического объекта. Это топологическая размерность и фрактальная размерность (размерность Минковского) или, что практически то же самое, размерность Хаусдорфа. Топологическая размерность множества всегда выражается целым числом, для точки в евклидовом пространстве она равна 0, для гладкой кривой 1, для поверхности 2, размерность трехмерного пространства 3. В нашем случае интерес представляет фрактальная размерность. Чтобы определить фрактальную размерность пространства D , разобьем все n -мерное пространство на малые кубики с длиной ребра ε и объемом ε^n . Пусть $N(\varepsilon)$ – минимальное число кубиков, которые в совокупности полностью покрывают фрактальное множество, тогда по определению фрактальную размерность можно определить по формуле

$$D = - \lim_{\varepsilon \rightarrow \infty} \frac{\ln N(\varepsilon)}{\ln \varepsilon}. \quad (1)$$

Для полутоновых изображений имеет смысл определить две фрактальные размерности – для $n=2$ и для $n=3$. В первом случае учитывается только пространственное распределение изображения (без учета яркости), во втором случае, если в качестве третьего измерения использовать значение яркости в точке, то характеристика будет иметь комплексный характер.

Другой характеристикой фрактального изображения служит коэффициент формы, вычисляемый как отношение квадрата длины периметра изображения к общей площади:

$$K_f = L^2 / S. \quad (2)$$

Параметр очень чувствителен и определяет изрезанность границы изображения.

Следующим параметром служит энтропия фрактального изображения. В термодинамике энтропия есть мера беспорядка в системе. Клод Шеннон обобщил понятие энтропии на абстрактные задачи теории передачи и обработки информации. Для этих задач энтропия стала мерой количества информации, необходимой для определения системы в некотором положении, или другими словами, она является мерой нашего незнания о системе. Иногда энтропию удобно трактовать, как меру отклонения от равновесия: она убывает при стремлении к равновесному состоянию. Полутоновое изображение может быть представлено как функция яркости $f(x)$ от расстояния до начала изображения в заданной системе координат. Поскольку $f(x)$ для фрактальных изображений имеет вероятностный характер, для расчета энтропии можно воспользоваться следующей формулой:

$$E = - \sum_{i=1}^{N(\varepsilon)} p_i \ln p_i. \quad (3)$$

Для неравновесных функций, имеющих большой разброс $f(x)$, значение E имеет положительные значения, а для гладких равновесных – отрицательные.

Заключение

Описанный подход реализован в программном комплексе "GDV Technique Software". На его основе разработан ряд модификаций программно-аппаратных комплексов для исследования параметров газоразрядного свечения объектов различной природы.

В основе метода лежит свойство объектов, помещённых в электромагнитное поле высокой напряженности, инициировать различные виды газового разряда. Изображение свечения газового разряда (ГРВ-грамма) представляет собой сложную двумерную фрактальную фигуру, пространственные и яркостные характеристики которой несут информацию о структуре и свойствах объекта индуцировавшего разряд.

Комплекс используется для исследования энергоинформационного обмена в биологии и медицине, для анализа структуры различных объектов в технике и криминалистике.

Программно-аппаратный комплекс сертифицирован комитетом по новой медицинской техники МЗ РФ и выпускается серийно, внедрен в медицинских и исследовательских центрах России, Англии, Германии, Словении, США, Финляндии, Швеции.

Литература

1. Mandelbrot B.B., The fractal geometry of nature, San Francisco, Freeman, 1982.
2. Коротков К.Г., Крылов Б.А. Параметрический анализ полутоновых изображений. // Научно-технический вестник СПб ГИТМО(ТУ). 2002. № 6.
3. Korotkov K., Korotkin D. On concentration dependence of gas discharge around drops of non-organic electrolytes. // J. Applied Physics. May 2001.
4. Божокин С.В., Паршин Д.А. Фракталы и мультифракталы. СПб.: Изд-во СПбГУ, 2000. 134с.
5. Кроновер Р.М., Фракталы и хаос в динамических системах. Основы теории. М.: Постмаркет, 2000. 352с.
6. От эффекта Кирлиан к биоэлектрографии / Под ред. К.Г. Короткова СПб, 1998. 340 с.
7. Коротков К.Г. Основы ГРВ биоэлектрографии. СПб: СПбГИТМО(ТУ), 2001. 360 с.

РЕФЛЕКСИВНОЕ УПРАВЛЕНИЕ В ОБЛАСТИ БЕЗОПАСНЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЯХ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА ТРИДЦАТИ ШЕСТИ КИТАЙСКИХ СТРАТАГЕМ

Л.Г. Осовецкий, Н.А. Минакова

В статье рассматривается один из подходов к исследованию проблемы безопасности в информационных технологиях. Подход основан на детальном анализе тридцати шести китайских стратагем как примере разрешения конфликтных ситуаций. Сделана попытка формализации стратагем с целью упрощения их дальнейшего исследования и вывода их оптимально возможной конфигураций с учетом различного временного интервала. В статье приведены примеры и этапы формализации стратагем. Во введении и заключении дается обоснование выбора китайских стратагем и понятия рефлексии для исследования проблем безопасности в информационных технологиях.

1. Введение

Не секрет, что за последние десятилетия в области информационных технологий произошел резкий скачок, связанный с использованием глобальных сетей передачи данных (Internet). Технический прогресс затронул не только западные страны, но и страны Востока, Африки и многие другие, которые вынуждены пользоваться его плодами в связи с ростом конкуренции, главным образом, в экономике и политике.

Образовался новый тип взаимодействия между субъектами – многосубъектовое популяционное взаимодействие с использованием элементов тактической и стратегической конкуренции. В настоящее время создалась ситуация, когда качество взаимодействия во многом зависит от качества решения тактических и стратегических вопросов взаимодействия в этой среде, по аналогии с теми направлениями, которые существуют со времен древних философов.

Информационные технологии – область знаний, безусловно, естественнонаучная. Их неотделимость от математики, информатики и физики очевидна. В то же время информационные технологии, плодами которых являются Internet, IP-телефония, спутниковое телевидение и т.п., породили ряд проблем психологического, социального, правового характера, иначе говоря, вопросы, связанные с безопасностью информации. Это определяет необходимость работ в области анализа тенденций развития механизмов защиты от несанкционированного доступа в информационных технологиях.

Безопасности информационных технологий посвящаются семинары и конференции, статьи и журналы, пишутся книги. Вузы готовят специалистов по защите информации. Для России данное направление считается новым, однако востребовано на уровне государства. Поэтому информационные технологии, а точнее, обеспечение их безопасности для общества в целом и для каждой личности в отдельности, имеют перспективу развития в России.

Безопасность информационных технологий, как уже отмечалось, затрагивает такие дисциплины, как психология, социология, культурология, право и т.п. И обусловлено это присутствием человеческого фактора как некоторой константы угроз безопасности.

2. Тридцать шесть китайских стратагем

В процессе развития глобальных информационно-вычислительных сетей, в частности Internet, возникают и остаются открытыми вопросы поведения в их среде.

Веками люди изобретали и анализировали различные варианты поведения в конфликтных ситуациях. Одним из древнейших тому примеров служат тридцать шесть китайских стратагем.

Словом стратагема в европейской литературе принято переводить китайский термин "цзи", обозначающий некий план, прием, способ, метод [1]. В 1990 г. был выполнен перевод книги "Тридцать шесть китайских стратагем. Китайские секреты успеха" на русский язык. [1]. Взяв за основу приемы, изложенные века назад, и формализовав язык понятный для сетей передачи данных, можно выработать программы поведения в информационных средах. Предполагается, что в стратагемах заложены наиболее приемлемые способы разрешения конфликтных ситуаций, которые были сформулированы на основании векового опыта китайского народа.

Во вступление к описанию стратагем говорится:

Невозможно придумать стратагему заранее,

А придумаешь - все равно толку не будет.[1]

Тридцать шесть стратагем разделены по шесть стратагем в каждом разделе:

- первый раздел посвящен стратагемам победоносных сражений;
- второй – стратагемам сражений при равновесии сил;
- третий – стратагемам наступательных сражений;
- четвертый – стратагемам сражений с несколькими участниками;
- пятый – стратагемам сражений совместно с третьей стороной;
- шестой – стратагемам проигрышных сражений[1].

Оригинальный текст "Тридцати шести стратагем" включает в себя несколько смысловых слоев:

- тридцать шесть изречений из четырех или реже, трех иероглифов, представляющих собой название стратагем;
- краткое изъяснение принципа данной стратагемы;
- цитата из древнейшего китайского канона "Книга перемен", поясняющая смысл стратагемы в терминах "Книги перемен";
- пространный комментарий к стратагеме, нередко содержащий на исторические прецеденты ее применения [1].

Приведем пример краткого изъяснения принципа стратагемы из каждого раздела.

Стратагема первая: "Обманув государя, переправиться через море".

Стратагема седьмая: "Из ничего сотворить что-то".

Стратагема тринадцатая: "Бить по траве, чтобы вспугнуть змею".

Стратагема девятнадцатая: "Вытаскивать хворост из-под очага".

Стратагема двадцать пятая: "Выкрасть балку и подменить колоны, не передвигая дома".

Стратагема тридцать первая: "Красавица".

3. Примеры и этапы формализации тридцати шести китайских стратагем

Очевидно, что краткие изъяснения принципа не подходят для определения субъектов и принципов их взаимодействия. Поэтому при написании языка использовались цитаты из "Книги перемен", поясняющие смысл стратагемы.

Язык перевода стратагемы для применения ее в глобальных вычислительных сетях, назовем его *R*-языком, разрабатывался в две стадии:

1. перевод стратагем в алгебру Лефевра;
2. выведение собственного языка, основываясь на принципе ресурсных соотношений при субъектном взаимодействии.

Перевод стратагемы в алгебру Лефевра.

Пример 1. Девятнадцатая стратагема "Вытаскивать хворост из-под очага":

Не противодействуй открыто силе врага,

Но ослабляй постепенно его опору [1].

Из стратагемы можно выделить наличие как минимум двух субъектов и третьего, который может быть частью второго (согласно стратагеме – его опорой).

Производя перевод девятнадцатой стратагемы в алгебру Лефевра, получаем следующие многочлены:

$$\Omega 0 = T + Tx + Ty + Tz,$$

$$\Omega 1 = T + [T + Ty + Tz]x + [(T + Tx)z]y + [T + Ty]z,$$

где Ω – плацдарм, комбинация всех возможных картин всех существующих субъектов, T – наличие субъекта, отслеживающего всех существующих субъектов.

1. Субъект x видит картины субъектов y и z .
2. Субъект y отслеживает субъекта x и самого себя только чрез субъекта z , который согласно стратагеме является опорой для субъекта y . Согласно Лефевру здесь используется оператор $w = 1 + zx + xzy$.
3. Может быть сделано допущение, что z является объектом. В рассматриваемом случае z является субъектом. В картине субъекта z присутствие Tx не обязательно.

$$\Omega 2 = T + [T + \{(T + T)z\}y + Tz]x + [(T + Tx)z]y + [(T + \{(T + Tx)z\}y)]z.$$

1. Субъект x детально видит картину субъекта y и выявляет, что опорой восприятия субъекта y является субъект z .
2. Картина субъекта y остается неизменной. В следующем многочлене делаем замену: $T + Tx = \Omega$.
3. Картина субъекта z рассматривается подробно с целью выявления процессов взаимодействия субъектов x и y .

По стратагеме предлагается воздействовать на субъект z .

$$\Omega 3 = T + [T + \Omega zy + Tz]x + [\Omega z]y + [T + \Omega zy]z.$$

Определяем, что субъект z может производить рефлексивное управление над субъектом y . $\Omega zyz \rightarrow \Omega zy$.

$$\Omega 4 = T + [T + \Omega zy + Tz + \Omega zyz]x + \Omega zy + [T + \Omega zy]z$$

Следовательно, производя рефлексивное управление над субъектом z , субъект x автоматически меняем картину субъекта y .

$$A) \Omega zyzx \rightarrow \Omega zyz$$

$$B) \Omega zyz \rightarrow \Omega zy$$

Таким образом, перевод девятнадцатой стратагемы в алгебру Лефевра закончен. Установлено, что данное преобразование возможно.

Вывод языка, описывающего субъектно-ресурсное взаимодействие с учетом рефлексивного управления.

Второй этап – формирование R -языка, ориентируясь на изменения соотношении ресурсов в процессе взаимодействия субъектов в согласии с заранее определенными тактическими и стратегическими концепциями.

При переводе стратагем были сформированы следующие компоненты:

- выделение субъектов с наделенными полномочиями (ресурсами), определенные как $R1, R2, R3 \dots Rn$. В используемых стратагемах число субъектов не превышает четырех.
 $R1$ – субъект, производящий рефлексивное управление.
 $R2$ – субъект, который подвергается рефлексивному управлению со стороны субъекта $R1$.
 $R3$ – субъект, играющий роль союзника $R1$.
 $R4$ – субъект, играющий роль союзника $R2$.

- разделение субъекта.

При применении стратагемы субъект $R2$ может быть разделен на две части – $R21$ и $R22$. Возможно разделение на N частей – $R21, R22, \dots R2N$.

Пример 2. Восемнадцатая стратагема "Чтобы схватить разбойников, надо прежде схватить главаря":

Чтобы развязать твердый узел,

Отдели сначала главаря, а потом все само распустится [1].

Стратегема относится к третьему разделу "Стратегемы наступательных сражений".

Согласно приведенной цитате и краткому разъяснению принципа стратегемы делаем вывод о необходимости определения двух субъектов, причем при применении стратегемы второй из субъектов должен быть разделен на две части:

- R1 – субъект, производящий рефлексивное управление;
- R2 – субъект, над которым производится рефлексивное управление (твердый узел).
 - R21 – первая часть субъекта R2 (главарь);
 - R22 – вторая часть субъекта R2.

В записи R-языка стратегема выглядит так:

$R21 \sqrt{R22} < R1 < R2$

Знак	Пояснение	Пример записи рефлексивного управления, субъектом наделенным ресурсом R1
$\rightarrow$	Рефлексивное управление	$R1 \rightarrow R3$
$>$	Строго больше	$R1 \rightarrow R1 > R2$
$<$	Строго меньше	$R1 \rightarrow R1 < R2$
$>>$	Много больше	$R1 \rightarrow R1 >> R3$
$<<$	Много меньше	$R1 \rightarrow R2 << R3$
$\geq$	Больше либо равно	$R1 \rightarrow R1 \geq R2$
$\leq$	Меньше либо равно	$R1 \rightarrow R1 \leq R2$
$= \text{const}$	Равно константе (отсутствие рефлексивного управления)	$R1 \rightarrow R1 = \text{const};$ $R1 \rightarrow (R1 > R2) = \text{const}$
$\neq \text{const}$	Не равно константе (активное рефлексивное управление)	$R1 \rightarrow R3 \neq \text{const}$
$+$	Сложение	$R1 \rightarrow R1 + R21$
$-$	Вычитание	$R1 \rightarrow R2 - R21$
$=$	Равенство	$R1 \rightarrow R1 = R3$
$\neq$	Не равно	$R1 \rightarrow R2 \neq R3$
$\in$	Принадлежит	$R1 \rightarrow R2 \in R1$
$\notin$	Не принадлежит	$R1 \rightarrow R3 \notin R2$
$()$	Объединяющие скобки	$R1 \rightarrow R21 + (R11 - R21)$
$\Rightarrow$	Следовательно	$R1 \rightarrow R11 > R2 \Rightarrow R2 \in R11$
$\sqrt{}$	И (разделитель)	$R1 \rightarrow R21 \sqrt{R22}$

Таблица 1. Знаки, используемые в R-языке

Пример 3. Двадцатая стратегема "Мутить воду, чтобы поймать рыбу":

Воспользоваться скрытым разладом во вражеском стане,

Извлечь выгоду из его слабости и отсутствия постоянства [1].

Двадцатая стратегема входит в четвертый раздел "Стратегемы сражений с несколькими участниками", что свидетельствует о возможности применения стратегемы при разрешении конфликта сразу с несколькими участниками.

Имеется как минимум два участника R1 и R2, причем R2 в первоначальный момент времени разделен на R21, R22, R23 ... R2N. Следовательно, у субъекта R1 есть возможность привлечь на свою сторону часть ресурса R2, например, R23.

В записи R-языка стратегема выглядит так:

$(R21 \dots R2N) - R23 < R1 + R23 < R2.$

При переводе тридцати шести стратегем были введены знаки, определяющие соотношения ресурсов и принципы взаимодействия субъектов (табл. 1).

Под рефлексивным управлением в R-языке подразумевается изменение картины у другого субъекта. Отличие стратагемы от рефлексивного управления состоит в большем содержании информации об истинных намерениях субъекта, производящего рефлексивное управление. Стратагему нельзя использовать как передаваемую картину при рефлексивном управлении. В противном случае она не будет производить необходимых замен, и, как следствие, система будет выводить неверный (возможно, противоположный) результат.

Одна стратагема может содержать несколько рефлексивных управлений.

Пример 4. Стратагема двадцать пятая "Выкрасть балку и подменить колонны, не передвигая дома":

*Вынуждать союзника постоянно менять свое построение,
Пользоваться беспорядком в его рядах, чтобы истощить его силы,
Дождаться, пока он потерпит поражение,
И самому стать победителем [1].*

Определяем количество субъектов, равное трем:

- R1 – субъект, проводящий рефлексивное управление (вынуждающий союзника менять свое построение).
- R2 – субъект, над которым должно производится рефлексивное управление.
- R3 – субъект, выступающий в роли союзника R1.

Первый этап рефлексивного управления: $R1 \rightarrow R32 \vee R3N \geq R21 \vee R2N$

Согласно стратагеме, предлагается воздействовать на субъект R3 (союзника) таким образом, чтобы он постоянно менял свое "построение". Знак $\geq$ вносит неопределенность в соотношение ресурсов разделенных субъектов. Согласно R-языку, стратагема заключается в неравенстве разделенного ресурса R3 константе: $R3 \neq \text{const}$.

Второй этап рефлексивного управления: $R1 \rightarrow (R32 \vee R3N) \pm R1$.

Отнимая и прибавляя разделенные части ресурса R3, вносим "беспорядок" в картину субъекта. Стратагема заключена в следующем соотношении:

$R32 \vee R3N < R2$.

Третий этап рефлексивного управления: $R1 = \text{const}$.

На третьем этапе субъект, наделенный ресурсом R1, не производит рефлексивного управления согласно стратагеме.

Предполагается, что, производя подобные действия, субъект R1 получит следующий результат, который может быть четвертым этапом рефлексивного управления: $R1 \rightarrow R1 > R2 > R3$.

Конечный результат: $R1 > R2 \Rightarrow R2 \in R1$.

Общая запись двадцать пятой стратагемы: $R1 = \text{const} > R3 \neq \text{const}$.

Каждая из стратагем может содержать следующие данные ("+" – обязательные; "-" – необязательные):

1. условие: количество субъектов и соотношение ресурсов между ними (-);
2. рефлексивное управление: поэтапное и общее (-);
3. стратагема (+);
4. результат (-).

Для удобства восприятия сформирована сводная таблица для всех тридцати шести китайских стратагем, описывающая каждый из приведенных пунктов (табл. 2).

№	Условие		Рефлексивное управление		Стратагема	Результат
	Кол-во субъектов	Соотношение ресурсов	Поэтапное	Общее		
19	R1 R2 R4	$R4+R2>R1$; $R2<R1$	$R1 \rightarrow R2 \notin R4$	----//----	$R2<R1<R2+R4$	$R2<R1$

Таблица 2. Сводная таблица для девятнадцатой стратегемы

3. Заключение

Человек – это сложная система с точки зрения информационных технологий. Понятие рефлексии зародилось именно при исследовании человеческой психологии. Очень многие изобретения в области техники имеют под собой основу исследования живых организмов. И это одни из самых полезных и безопасных изобретений человечества.

В [3] рефлексия определена как форма теоретической деятельности человека, направленная на осмысление своих собственных действий и их законов. Исследование рефлексивных процессов – это исследование "внутреннего мира" сложной системы (для психологов – человека), для ученых – сложных сетей или систем последнего поколения, изобретенных под управлением человека.

Полезность рефлексии при проектировании систем безопасности заключается в создании системы, способной отражать несанкционированные действия субъекта, определяемые как рефлексивное управление со стороны сложной системы. Еще В.Н. Елашкин (1938–1998) ставил своей целью разработку модели мышления, адекватной для реализации (в редуцированном виде) на существующих компьютерах, а также адекватной искусственной среды, в которой возможно эффективное моделирование процессов мышления. В своих многолетних теоретических исследованиях В.Н. Елашкин убедился в необходимости комплексного междисциплинарного подхода к проблеме построения модели мышления. Он использовал различные математические аппараты и многочисленные обсуждения особенностей функций и структуры живых нейронных сетей [2] с профессиональными нейрофизиологами. В статье [2] эти идеи распространены на рефлексивные системы.

Перспективность разработки и создания рефлексивных систем и моделей в области защиты информации очевидна, что можно обосновать актуальностью поиска новых решений по безопасности информационных технологий и природой рефлексии.

Литература

1. Тридцать шесть стратегем. Китайские секреты успеха / Пер. В.В. Малявина. М., 1998.
2. www.noolab.ru/articles/article13.asp Власов Д.Ю., Елашкина В.А., Нечипоренко А.В. Подходы к построению рефлексивных сетей.
3. Большая советская энциклопедия
4. Лефевр В.А. Конфликтующие структуры. М., 1973.

ЕДИНОЕ ПРОЕКТНОЕ ПРОСТРАНСТВО ПЛЮС АСПЕКТНАЯ ТЕХНОЛОГИЯ – ПЕРСПЕКТИВНАЯ ПАРАДИГМА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ВСТРАИВАЕМЫХ СИСТЕМ

А.Е. Платунов, Н.П. Постников

Анализируются проблемы проектирования встроенных вычислительных систем. Отмечается необходимость радикального изменения концепции проектирования. Вводится понятие единого проектного пространства встроенных систем. Рассматриваются основные положения аспектной технологии сквозного проектирования таких систем на основе понятия архитектурных агрегатов. Обсуждаются основополагающие термины архитектурной модели встроенной системы. Поясняются уровни А-модели встроенной системы – абстрактный, виртуальный, реализуемый.

Введение

Рост потребности в информационно-управляющих системах (ИУС) различного назначения на современном этапе заставляет разработчиков вычислительной техники активно совершенствовать способы и средства проектирования. Значительную долю ИУС составляют встроенные системы (embedded systems), которые можно определить как специализированные (заказные) вычислительные системы (ВС), непосредственно взаимодействующие с объектом контроля или управления. Проектирование встроенных систем характеризуется высокой сложностью [1, 2]. В значительной мере это определяется специфическими требованиями технического задания и, как следствие, необходимостью применения нетиповых для иных ВС технических решений.

Процесс проектирования встроенных систем относится к разряду комплексных научно-технических задач. Проблема заключается в существовании огромного количества потенциально пригодных вариантов реализации, порождаемых по одному техническому заданию. Эти варианты могут отличаться друг от друга коренным образом. Предварительная оценка вариантов реализации затруднена.

В статье анализируются проблемы проектирования встроенных вычислительных систем. Отмечается необходимость радикального изменения концепции проектирования [3]. Вводится понятие единого проектного пространства встроенных систем. Рассматриваются основные положения аспектной технологии сквозного проектирования таких систем на основе понятия архитектурных агрегатов. Обсуждаются основополагающие понятия архитектурной модели встроенной системы.

Проблемы проектирования встроенных вычислительных систем

Сложившаяся практика проектирования вычислительных систем состоит в выборе одной из канонических вычислительных платформ (ВП), на которой за счет программной надстройки решается прикладная задача. Задача делится на две части: выбирается база (платформа), база достраивается вверх (за счет программирования в широком смысле) до получения требуемой ВС. Для такого способа проектирования существуют технологические приемы и инструментальные средства. Примерами являются языки программирования, на которых описывается конечная задача, исполнительные устройства (готовые вычислительные машины) и трансляторы.

Применяется и второй вариант: выбирается ВП и наряду с достройкой вверх выполняется модификация вниз. В этом случае базовая платформа выступает и в роли прототипа. Такой способ используется реже из-за высокой трудоемкости.

Первая проблема, с которой сталкиваются разработчики ВС, состоит в следующем:

- существующие языки программирования предполагают описание задачи для идеализированной виртуальной (языковой) машины;

- транслятор отображает эту языковую машину на реальную машину, внося определенные ограничения и не учитывая многих важных технических особенностей исполнительской машины (например, особенностей системы ввода-вывода, защитных механизмов и др.);

- чтобы учесть эти ограничения и особенности, программисту необходимо помимо знаний о языковой машине иметь знания о трансляторе и об исполнительской машине.

На сегодня отсутствует единая система описания этих трех составляющих, они описываются в различных предметных пространствах и языковых стилях.

Вторая проблема – большое число задач, особенно в области систем управления физическими объектами, которые плохо укладываются в схему реализации на основе канонических ВП с языковой программно-реализуемой надстройкой. При таком подходе либо решения оказываются экономически неоптимальными, либо задача вообще не решается в рамках современных технических средств. Необходимо проектировать специализированные ВП, например, с высокой степенью параллелизма и специализацией операционных блоков. Попытка проектировать целевую ВС на такой архитектурной основе по описанной выше массовой традиционной технологии катастрофическим образом обостряет проблему нестыковки специфических требований языковой машины, трансляторов и ВП. Если для определенного класса задач традиционная схема проектирования приемлема, то для специализированных систем эффективность проектирования может сводиться к нулю (огромные проблемы с параллелизмом, с защитными механизмами, с ограничением реального времени, с тестированием и отладкой и т.д.).

Третья проблема связана с постоянно растущим объемом необходимого проектирования ВС. Разобщенность описаний, отмеченная выше, препятствует повторному использованию разработанных компонентов (аппаратных блоков, программ, реализаций алгоритмов и т.д.). Магистральным направлением в повышении эффективности проектирования, как отмечают ведущие специалисты, является закрепление результатов разработок в виде абстрактных технических решений, инвариантных к способу реализации [4, 5]. Переходу в проектировании ВС на такой уровень препятствует отсутствие соответствующей языковой базы и инструментальных средств.

Единое проектное пространство встроенных систем

Решение указанных проблем возможно через создание единого пространства проектирования ВС в терминах вычислительных абстракций (вычислительных механизмов, функциональных преобразователей, виртуальных машин, архитектурных агрегатов [6]) и, соответственно, новой парадигмы проектирования. Критериями создания такого пространства должны являться:

1. унификация традиционных трактовок hardware и software;
2. рассмотрение всех этапов проектирования ВС как эквивалента программирования;
3. представление проектируемой ВС в рамках возможно большего количества шагов проектирования (от начала) "в чисто вычислительном базисе" (в терминах вычислительных абстракций);
4. поиск решений по организации ВС в объединенном пространстве "фаза проектирования – фаза исполнения (эксплуатации)";
5. использование "аспектной технологии", которая позволяет явно проследить трансформации ключевых составляющих ВС по ходу проектирования (функциональность, инструментальный, надежностный аспект и т.д.) и учесть в процессе проектирования дополнительные факторы. Речь идет о факторах, которые

явно (или вообще) не присутствуют в ТЗ, но серьезно влияют на результаты проектирования (инструментальный аспект, возможности коллектива, доступные технологии, учет задела и интересов коллектива и др.).

Важным является тезис "платформно-ориентированного" проектирования, который формирует гибкий взгляд на понятие ВП как обобщенной виртуальной машины, зафиксированной для создания очередной функциональной надстройки.

Необходимо использование принципа реконфигурируемости архитектуры в широком (и "разумно усложняющем жизнь разработчику") смысле. Критерий реконфигурируемости в архитектуре ВС – способность к изменению вычислительной модели.

Указанные пути решения опираются на расширенную трактовку понятия "элементная база", куда входят объекты всех уровней абстракции, принадлежащие различным составляющим аспектной технологии проектирования [7].

Основы аспектной технологии проектирования встроенных систем

Центральным понятием процесса проектирования ВС является *архитектура ВС – совокупность структурных и функциональных элементов ВС некоторого уровня детализации, адекватно отображающая проектируемую систему для данного уровня рассмотрения.*

В аспектной технологии будем говорить о двух объектах верхнего уровня, с которыми имеет дело разработчик: архитектура проекта (framework) и архитектура продукта (проектируемой ВС). Эти архитектурные представления содержат в себе все составляющие соответственно процесса проектирования и создаваемого продукта. Такие составляющие будем именовать аспектами проектирования (или просто аспектами).

Начиная с некоторого уровня интегральной сложности проектируемой системы, все более заметной становится потребность описания такой системы в терминах технических решений и логики их взаимодействия. При этом в различных частях системы абстрактность или уровень проработки того или иного решения могут значительно различаться. Такая потребность является объективной, так как для сложной системы нет возможности оперировать относительно конкретными понятиями. В этом случае из-за очень большой детализации отдельных частей системы возникают заметные проблемы восприятия системы целиком, что приводит к фрагментарному восприятию проекта разработчиками, и в лучшем случае в результате получается далеко не оптимальная реализация, а зачастую система оказывается просто неработоспособной.

Разработчики оказываются перед сложной дилеммой: с одной стороны, необходимо уменьшать уровень детализации представления системы на верхних уровнях, с другой стороны, это может привести к потере важных характеристик (например, габариты или энергопотребление). Таким образом, понижая уровень детализации представления системы, разработчик должен по-прежнему контролировать все ее аспекты.

Еще одной объективной сложностью проектирования современных встроенных систем является значительная разнородность аспектов, которые следует учесть. Например, для таких аспектов, как габариты, энергопотребление и объем памяти (для микросхем памяти) достаточно сложно вывести единую зависимость, сводящую эти характеристики к "универсальным" единицам измерения. Разработчик может проводить поиск подходящего устройства среди доступных на рынке в настоящий момент, и очевидно, что с течением времени и развитием технологий в пространстве

[габарит] × [энергопотребление] × [объем] множество точек, представляющих собой допустимую комбинацию, заметно перемещается.

Также важным моментом при проектировании сложных встроенных систем является возможность их масштабирования или повторного использования в том или ином виде. При огромной скорости смены элементной базы и лавинообразном росте доступных ресурсов нерационально разрабатывать систему, опираясь на тот или иной микроконтроллер (или даже семейство микроконтроллеров), микросхему программируемой логики и интерфейс передачи данных. Во многих случаях использование той или иной элементной базы требуется в техническом задании (ТЗ) на разрабатываемую систему, но даже в этом случае использование конкретного элемента должно быть всего лишь *ограничением*, но ни в коем случае не *базой* при разработке системы.

Основным подходом в проектировании системы становится *построение* сложной, разноплановой, полнофункциональной *модели* системы с учетом заранее определенных ограничений и последующим отображением модели на ту или иную элементную базу.

Разноплановое, охватывающее многие (все) аспекты системы представление будем называть *архитектурным* представлением системы. Отдельные элементы такого представления будем называть *агрегатами*, так как они объединяют совершенно разнотипные аспекты представления системы. Таким образом, *архитектурный агрегат* (АА) представляет собой базовый элемент процесса проектирования системы. АА могут иметь различную степень абстракции, представлять собой технические решения или конкретные вычислительные узлы, определять разное количество аспектов для описываемого элемента. Модель системы, выраженную в терминах АА, будем называть *А-моделью* системы.

Конкретный перечень аспектов формируется разработчиком с учетом условий проектирования. Условия определяются как техническим заданием (прямо и/или косвенно), так и стилем, возможностями и общими целями самого коллектива разработчиков. Суммируя опыт работы ряда коллективов в области создания ВС, наиболее часто выделяются следующие аспекты (список аспектов – открытый, но в каждом случае конечный):

- функциональный (в том числе решение проблем реального времени);
- надежностный;
- конструкторско – технологический;
- энергетический;
- климатический;
- инструментальный;
- повторного использования;
- организационно-экономический (стратегии проекта, попутные задачи: освоить ..., повысить квалификацию, стоимостной срез, временной срез, характеристика и производные от особенностей объекта – доступ, территориальное расположение, жизненный цикл);
- документный.

В представленном списке каждый из аспектов характеризуется:

- примитивами соответствующего множества;
- внутренней в рамках аспекта логикой работы модели;
- внешней логикой взаимодействия с другими аспектами.

Как следует из определений АА и А-модели, непосредственная работа с ней крайне затруднена. Разноплановость аспектов не позволяет построить развитую логику взаимодействия непосредственно между АА как атомарными сущностями. Логика взаимодействия АА вырождается до уровней иерархического включения/подчинения и

частного взаимодействия друг с другом, но уже на аспектном уровне. Если в А-модели между АА существует взаимодействие, то, по сути, оно начинает проявляться между определенными (одноименными) аспектами этих АА. Перечень аспектов, в которых проявляется отношение между АА, назовем *спектром* этого отношения. Кроме разноплановости аспектов в составе АА, различные АА в составе модели могут содержать одни аспекты и не определять другие, что также не позволяет создать сложные правила взаимодействия между АА.

АА, описывающий не все аспекты в рамках текущей А-модели, называется *абстрактным архитектурным агрегатом*. При создании и использовании такого агрегата разработчик абстрагируется от тех или иных характеристик системы, которые для него не важны (произвольны) или будут доопределены в последствии. Нетрудно заметить, что большинство технических решений, протоколов, интерфейсов, стандартов и являются такими абстрактными АА, из которых разработчик по факту создает систему. В противоположность абстрактному АА, у которого существует хотя бы один из неопределенных аспектов, *полным* назовем АА, у которого определены все аспекты.

А-модель системы позволяет разработчику отслеживать развитие различных аспектов проектируемой системы, учитывать эмпирическое влияние аспектов друг на друга, контролировать развитие системы в целом. В каждый конкретный момент разработчик может выбрать "ведущий" аспект, который будет определять дальнейшее развитие проектируемой системы.

Собственно развитие системы происходит на уровне рассмотрения отдельных аспектов. Для этого вся А-модель системы проецируется в определенное аспектное пространство. При этом для всех АА модели происходит абстрагирование от аспектов, кроме интересующего, и уничтожаются все отношения, в спектр которых не входит интересующий аспект. Получившуюся модель, описывающую текущее состояние отдельного аспекта системы, будем называть *аспектной моделью* системы.

Перечисленные выше аспекты представляют собой самостоятельные предметные области, так что получившаяся модель обладает важным свойством — *самодостаточностью*. Это значит, что разработчик имеет возможность провести полное проектирование системы, опираясь только на внутренние закономерности развития и метрики аспектной модели. Различные аспектные модели могут быть выражены различными средствами (чертежи, схемы, алгоритмы, временные диаграммы и т.д.), и даже одна и та же аспектная модель может быть выражена по-разному для разных проектов или групп разработчиков. При этом для многих аспектных моделей в настоящее время существует множество формальных и полужформальных способов описания и анализа (например, для функциональной модели можно перечислить автоматные модели, диаграммы потоков данных, диаграммы сообщений и т.д.). Для аспектных моделей можно вводить *метрики* и специальные *характеристические функции*. Их задача — дать формальную оценку модели, установить ее непротиворечивость, убедиться, что характеристики модели не выходят за внешние ограничения и удовлетворяют требованиям, накладываемым на данный аспект системы. Ввиду независимости (ортогональности) аспектов и аспектных моделей, их характеристические функции также будут ортогональны и непосредственно не будут зависеть от развития других аспектных моделей.

Полностью независимое развитие аспектов в конечном итоге невозможно, так как каждый из них — это всего лишь частный взгляд на систему в целом. Например, желание уменьшить время работы определенного алгоритма потребует повышения тактовой частоты процессора, что в свою очередь приведет к повышению энергопотребления и, в итоге, возрастанию габаритов, которые могут быть жестко ограничены в ТЗ. Выходом в такой ситуации может стать использование другого

алгоритма или вычислителя, что на первый взгляд значительно сложнее, но позволяет решить задачу.

Определяющим фактором в процессе развития А-модели, как было показано выше, становятся взаимные связи между аспектами, которые не входят в саму модель, а являются *внешними* факторами. Кажется, что можно было бы создать оптимальные решения в каждой аспектной модели и получить идеальную систему. Однако это невозможно в силу ограничений, накладываемых элементной базой. Суть этих ограничений такова, что не каждый АА, являющийся объединением аспектных характеристик, может быть реализован в элементной базе, доступной разработчику.

Недоступность элементной базы может быть вызвана совершенно разными причинами: ограничениями производства печатных плат, недоступностью определенных микросхем на рынках, подготовленностью и размером коллектива, неразвитостью технологий в мировом масштабе. Другими словами, можно спроектировать идеальную систему (модель), которая в настоящий момент не может быть реализована силами коллектива. Это вовсе не означает, что эта же модель не может быть в то же самое время реализована никаким другим коллективом или что этот же коллектив не сможет реализовать ее через некоторое время, когда изменятся внешние для модели системы, но внутренние для коллектива факторы.

Таким образом, мы приходим к важнейшему свойству А-модели – ее *реализуемости*. Разрабатываемая встроенная система не является математической абстракцией, она должна быть реализована в определенной элементной базе и обладать определенной функциональностью. При этом зачастую не столь важно, каким образом система была спроектирована. В нашем случае модель системы, которую мы называем А-модель, состоит из архитектурных агрегатов. При этом при определении АА нигде не выдвигалось требования его реализуемости. На самом деле это требование вредно, так как автоматически привязало бы разработчика к определенной, зачастую неоправданно выбранной, элементной базе (см. выше).

Назовем полный АА, который не может быть в настоящее время реализован конкретным коллективом в доступной ему элементной базе, *виртуальным*. Нужно сказать, что виртуальность АА может определяться не только объективной ограниченностью элементной базы, но и субъективными ограничениями, такими как требования ТЗ, пристрастия и интересы коллектива. Большинство АА в процессе проектирования являются не только виртуальными, но зачастую даже абстрактными. О реализации модели, в состав которой входят абстрактные АА, вообще не может быть и речи, поэтому виртуальным АА имеет смысл называть только полный АА.

Рассматривая А-модель системы с точки зрения образующих ее АА можно выделить 3 типа моделей.

Абстрактная А-модель. В такой модели существует хотя бы один абстрактный АА. Модель принципиально нереализуема и требует дальнейшей доработки, если это модель конкретной целевой системы. Но у таких моделей есть свой способ применения, а именно: такие модели следует рассматривать как *платформы* для построения конкретных систем.

Абстрактными А-моделями, перешедшими в разряд общепринятых платформ, можно считать стандартные интерфейсы (USART, I2C), шины (PC104, PCI, USB), протоколы (CANopen, TCP/IP), вычислительные ядра (MCS51, x86, PowerPC, JAVA), операционные системы (QNX, MS Windows) и т.д. При этом перечисленные модели описывают различные перечни аспектов, что не мешает им быть общепризнанными стандартами. Некоторые абстрактные А-модели также можно использовать в качестве повторно используемой платформы в рамках коллектива. Конкретный коллектив может зафиксировать определенное удачное решение, обозначить направление разработок, обеспечить преемственность и т.д., определив абстрактную А-модель системы и

развивая ее в тех или иных конкретных приложениях. Особенно такие модели и локальные (внутри коллектива) повторно используемые платформы интересны с хорошо проработанным инструментальным аспектом, так как именно инструментарий требует повышения коэффициента повторного использования и адаптации под конкретные проекты.

Виртуальная А-модель. В такой модели нет абстрактных АА, но существует хотя бы один виртуальный АА. Такая модель не может быть реализована из-за виртуальных АА, но она уже полностью определена и в принципе может быть реализована, если расширить доступную элементную базу. В принципе такие модели могут быть использованы и как абстрактные, но в большинстве случаев требуется доводить такие модели до реализации. Для этого нужно избавиться от виртуальных АА. Этого добиваются двумя способами: изменением модели или изменением внешних факторов. В первом случае разработчики изменяют модель (проводят процесс проектирования) до тех пор, пока виртуальных АА в ее составе не останется. Во втором случае модель остается неизменной, а меняются внешние факторы. Например, происходит уточнение ТЗ в сторону изменения ограничений; обучение коллектива; переход на другие вычислительные ядра; использование новых для коллектива технологий (например, использование микросхем программируемой логики, смена языка программирования, поверхностных монтаж и многослойные печатные платы).

Реализуемая А-модель. В данной модели нет ни одного абстрактного или виртуального АА. Такая модель может быть реализована коллективом в доступной ему элементной базе.

Заключение

Исследования в данном направлении проводятся в лаборатории микропроцессорной техники кафедры вычислительной техники СПбГУ ИТМО в рамках НИР по созданию распределенных информационно-управляющих систем при поддержке научно-производственной фирмы "ЛМТ". Создан ряд инструментальных методик для разработки сложных встроенных систем. На практике проверены основные положения предлагаемого подхода и отмечен серьезный положительный эффект [8, 9].

Однако следует отметить, что аспектная технология находится в начале своего становления. Необходимы активные исследования в части формализации данного подхода с дальнейшим развитием САПР соответствующего профиля.

Литература

1. Hardware-Software Codesign. // IEEE Design & Test of Computers, January-March 2000. P. 92-99.
2. Вирт Н. Аппаратная компиляция // Открытые системы. 1998. № 4-5. С. 7-12.
3. Multilanguage specification for system design and codesign. A.A. Jerraya, M. Romdhani, PH.LE Marrec, F. Hessel, P. Coste, C. Valderrama, G.F. Marchioro, J.M. Daveau, N.E. Zergainoh.
<http://tima-cmp.imag.fr/Homepages/cosmos/documents/asi.ps>.
4. System Level Design: Orthogonalization of Concerns and Platform-Based Design. / K. Keutzer, S. Malik, R. Newton, J.Rabaey, A. Sangiovanni-Vincentelli // IEEE Transactions on Computer-Aided Design of Circuits and Systems. 2000. Vol. 19. No. 12.
1. Formal Models for Embedded System Design. M. Sgroi, L. Lavagno, A. Sangiovanni-Vincentelli. // IEEE Design & Test of Computers. April-June 2000. P. 2-15.

6. Архитектурные абстракции в технологии проектирования встроенных вычислительных систем / Платунов А.Е. // Научно-технический вестник СПб ГИТМО(ТУ). Выпуск 6. "Информационные, вычислительные и управляющие системы". СПб.: СПб ГИТМО(ТУ), 2002. С. 76–83.
7. Проектирование встроенных вычислительных систем / А.Е. Платунов // Изв. Вузов. Приборостроение. 2003. Т46. №2. С. 5–13.
8. Комплекс технических средств для систем железнодорожной автоматики / Гавриков В.О., Платунов А.Е., Никифоров Н.Л. // Автоматика, телемеханика и связь. 1998. №11. С. 5–10.
9. Проектирование смешанных систем на микроконтроллерах и элементах реконфигурируемой аппаратуры / А. Платунов, А. Чистяков // Электронные компоненты. 2002. №8. С. 83–84, 87–89.

РЕЗОНАНСНЫЕ ЭФФЕКТЫ В ЗАДАЧЕ РАССЕЯНИЯ
НА СЛОЖНОМ ГРАФЕ.

И.В. Абрамова, О.П. Мельничук, И.Ю. Попов, М.М. Сандлер

Изучена задача рассеяния на сложном графе типа салфетки Серпинского. Найдены коэффициенты отражения и прохождения. Изучен резонансный характер зависимости коэффициента прохождения от волнового числа. Наблюдается эффект самоподобия графика. Изучено влияние нарушения симметрии графа на распределение резонансов.

Введение.

В последние годы к изучению самоподобных множеств или, как их еще называют, фракталов приковано внимание как математиков, так и физиков [1]. К сожалению, весь тот инструментарий, который был разработан для стандартных непрерывных множеств, неприменим к фракталам, поэтому на фрактальных множествах приходится вводить заново все операции анализа, например, операцию дифференцирования. Большинство работ о фракталах посвящено вычислению фрактальных размерностей соответствующих множеств и вопросам, связанным с этой задачей. Однако и разработка проблем анализа на фракталах освещена в ряде работ последнего времени [2]. При этом оператор Лапласа задается как дискретный оператор на наборе точек (вершин) [3–7].

В указанных работах изучаются спектральные свойства так построенного лапласиана. Мы рассматриваем другую модель салфетки Серпинского – граф, на котором задается одномерный оператор второй производной с условиями согласования в вершинах графа. Подобный подход к моделированию данного фрактального множества ранее никем не предлагался. Настоящая работа посвящена исследованию волновых характеристик графа типа салфетки Серпинского и его конечных аналогов (В дальнейшем для краткости будем говорить "салфетка Серпинского").

Рассматривается одномерная задача на графе типа салфетки Серпинского. Исследуются свойства коэффициента прохождения. Его зависимость от волнового числа имеет резонансный характер. Количество резонансных пиков увеличивается при переходе к салфетке более высокого порядка, а также появляются свойства фрактальной структуры.

Основной результат

Начнем с формального определения салфетки Серпинского.

Дискретной салфеткой Серпинского с граничными точками p_1, p_2, p_3 называется множество U_d такое, что $p_1, p_2, p_3 \in U_d$ и любое из следующих сжимающих отображений переводит U_d в подмножество U_d

$$F_1(x) = \frac{1}{2}(x + p_1), \quad F_2(x) = \frac{1}{2}(x + p_2), \quad F_3(x) = \frac{1}{2}(x + p_3),$$

и для любого множества U' , удовлетворяющего этим условиям, справедливо $U' \subset U_d$.

Каждое из этих отображений переводит треугольник $p_1 p_2 p_3$ в треугольники $p_1 p_{12} p_{13}$, $p_{12} p_2 p_{23}$, $p_{13} p_{23} p_3$, соответственно (рис. 1).

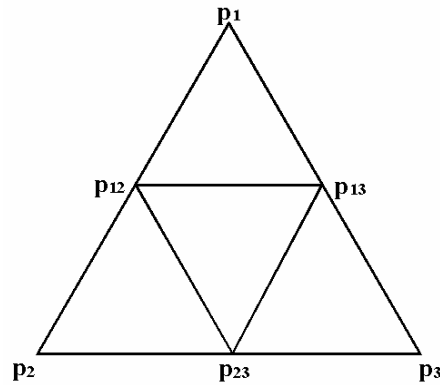


Рис.1. Граничные точки

Дискретной салфеткой Серпинского n -ого порядка мы будем называть множество U_{d_n} , определяемое из условий

$$U_{d_1} = \{p_1, p_2, p_3\},$$

$$U_{d_n} = F_1(U_{d_{n-1}}) \cup F_2(U_{d_{n-1}}) \cup F_3(U_{d_{n-1}}).$$

Соответственно, непрерывной салфеткой Серпинского n -ого порядка мы будем называть множество U_{dc} , определяемое из рекуррентных формул

$$U_{c_1} = p_1p_2 \cup p_2p_3 \cup p_3p_1,$$

$$U_{c_n} = F_1(U_{c_{n-1}}) \cup F_2(U_{c_{n-1}}) \cup F_3(U_{c_{n-1}}).$$

В дальнейшем будут рассмотрены непрерывные салфетки.

Мы будем исследовать свойства решений одномерного стационарного уравнения Шредингера без потенциала на непрерывной салфетке Серпинского, граничные точки которой образуют правильный треугольник, $\Delta f = -k^2 f_n$, где f_n – это функция из U_n в C , а Δ означает вторую производную.

Мы будем требовать, чтобы выполнялись следующие граничные условия. В точках ветвления функция остается непрерывной, а сумма производных в каждой точке ветвления равна нулю (что в терминах "потоков" означает отсутствие источников и стоков в вершинах.) Иными словами, рассмотрим точку ветвления A , будем обозначать $f_n(A_{+i})$ значение функции при приближении к точке A по i -му ребру, тогда условия можно записать следующим образом:

$$f_n(A_{+1}) = \dots = f_n(A_{+k}),$$

$$\sum f_n(A_{+i}) = \sum f_n(A_{+j})$$

Здесь i пробегает те ребра, оси на которых направлены к A , а j – те, оси на которых направлены из A .

Решение одномерного стационарного уравнения Шредингера без потенциала мы будем искать отдельно на каждом ребре в виде $f(x) = C_1 e^{-ikx} + C_2 e^{ikx}$, где C_1 и C_2 – неизвестные константы, определяемые из граничных условий. С физической точки зрения эти две экспоненты соответствуют волнам, бегущим в противоположные стороны. Соответственно, естественным образом можно ввести понятие падающей и отраженной волны. Значение амплитуды при e^{-ikx} на входах 1, 2, 3 мы будем называть амплитудой падающей волны (оси направлены внутрь салфетки), соответственно, при e^{ikx} – амплитудой отраженной.

Пусть $\alpha_n(k)$, $\beta_n(k)$ есть коэффициенты отражения и прохождения через салфетку Серпинского n -ого порядка для волнового числа k . Мы будем называть

линейным трехполосником систему с тремя входами, которые одновременно служат и выходами. Очевидно, что салфетка Серпинского любого порядка является линейным трехполосником. Поскольку она еще и полностью симметрична, можно записать следующую систему уравнений:

$$O_1 = \beta(I_1 + I_2) + \alpha I_1,$$

$$O_2 = \beta(I_1 + I_3) + \alpha I_2,$$

$$O_3 = \beta(I_1 + I_2) + \alpha I_3,$$

где $I_i, O_i, i = 1, 2, 3$ – амплитуды соответственно входящей и выходящей волн на каждом входе, $\alpha(k)$ и $\beta(k)$ – комплексные коэффициенты отражения и прохождения.

Прежде всего рассмотрим, как коэффициент передачи меняется при увеличении порядка. Поскольку салфетка Серпинского n -ого порядка составлена из 3-х салфеток $n-1$ -ого порядка, мы можем записать следующую систему уравнений (Рис. 2).

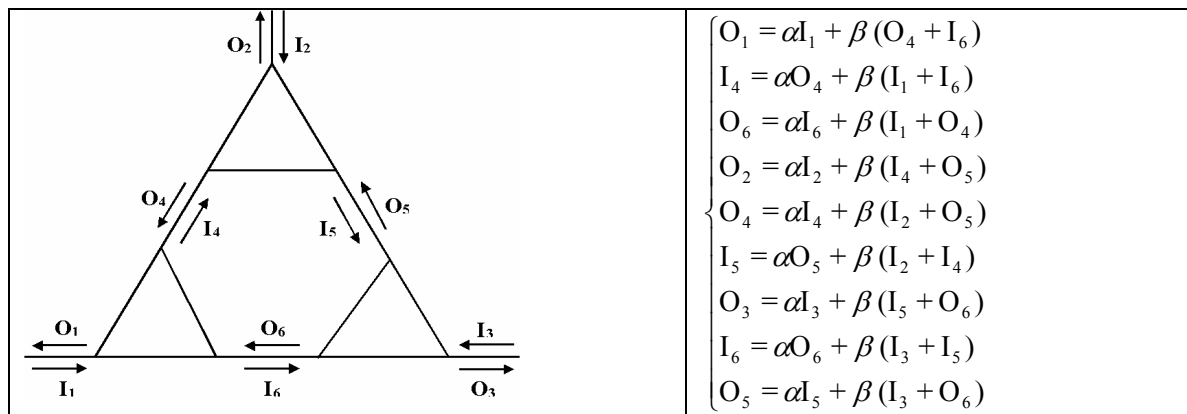


Рис. 2. Салфетка Серпинского n -ого порядка, составленная из трех салфеток $n-1$ -ого порядка, ненулевое расстояние между салфетками на рисунке сделано для удобства восприятия, оно дает нулевой фазовый сдвиг

Наша цель – выразить O_1 через I_1, I_2 и I_3 и параметры салфетки $n-1$ порядка. По линейности мы можем предположить $I_2 = I_3 = 0$, а далее из-за симметрии $O_6 = I_4, I_6 = O_4, I_5 = O_5$.

Система значительно упрощается, и после тривиальных преобразований получим выражение для коэффициента отражения,

$$\alpha_n = \alpha_{n-1} + \frac{2\beta_{n-1}^2(\alpha_{n-1} + \frac{\beta_{n-1}^2}{1-\alpha_{n-1}})}{1 - (\alpha_{n-1} + \beta_{n-1})(\alpha_{n-1} + \frac{\beta_{n-1}^2}{1-\alpha_{n-1}})},$$

и коэффициента прохождения для салфетки Серпинского n -ого порядка

$$\beta_n = \frac{(1 + \frac{\beta_{n-1}}{1-\alpha_{n-1}})\beta_{n-1}^2}{1 - (\alpha_{n-1} + \beta_{n-1})(\alpha_{n-1} + \frac{\beta_{n-1}^2}{1-\alpha_{n-1}})}$$

через коэффициенты салфетки Серпинского $n-1$ -ого порядка.

Приступим к численному исследованию коэффициента прохождения электрона через салфетку Серпинского n -ого порядка в зависимости от волнового числа k . Можно находить его, решая явно систему линейных уравнений, возникающих из требования выполнения граничных условий в точках ветвления и границы. Но при этом

количество действий, требуемых для решения системы уравнений, растет экспоненциально с ростом порядка салфетки. Тем не менее, этот метод заслуживает рассмотрения, поскольку является универсальным, не связан с симметрией салфетки и может применяться, когда длины ребер абсолютно произвольны.

Рассмотрим салфетку Серпинского n -ого порядка. Она состоит из 3^{n-1} элементарных треугольников размера $(1/2)^n$. Эти треугольники могут быть естественным образом локализованы в одном из трех треугольников размера $(1/2)^{n-1}$ и т.д. Таким образом, местоположение любого треугольника может быть задано с помощью n -1-значного троичного числа. Будем считать, что 0 соответствует верхнему треугольнику, 1 – левому, 2 – правому (рис. 3).

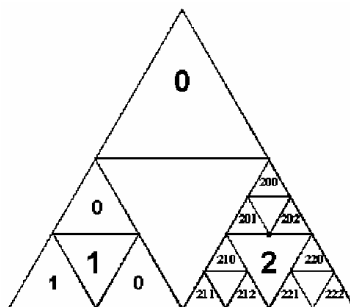


Рис. 3. Нумерация треугольников

Обратное утверждение также верно. Каждому ребру будет соответствовать цепочка $\{a_1 a_2 \dots a_n\}$, где $\{a_1 a_2 \dots a_{n-1}\}$ локализует элементарный треугольник, в котором это ребро находится, а a_n – номер ребра в треугольнике. Из соображений симметрии мы будем считать, что 0 соответствует нижнему ребру, 1 – правому, 2 – левому. Далее, на каждом ребре введем начальную и конечную вершины, так как эти вершины встречаются при обходе треугольника против часовой стрелки. Мы будем искать решение уравнения на каждом ребре в виде $f(x) = C_1 e^{ikx} + C_2 e^{-ikx}$, где начало координат приходится на начальную вершину ребра, а конечная вершина имеет положительную координату x . Кроме того, введем нумерацию вершин. Последовательности $b_1 b_2 \dots b_n$ будет соответствовать вершина, находящаяся в треугольнике $b_1 b_2 \dots b_{n-1}$ и которая, в зависимости от значения 0, 1 или 2, будет верхней, левой или правой. Такие последовательности мы будем называть идентификаторами. Легко заметить, что такая последовательность не является однозначной, так как каждая вершина (кроме граничной) принадлежит ровно двум треугольникам.

Лемма. Рассмотрим неграничную вершину V с идентификатором $\{c_1 c_2 \dots c_n\}$, пусть $j = \max\{i \mid c_{i+1} \neq c_i\}$, тогда этой вершине также соответствует идентификатор $\{c_1 c_2 \dots c_{j-1} \underbrace{c_j c_j \dots c_j}_{n-j}\}$.

Пример. Вершине с идентификатором $\{01212111\}$ будет также соответствовать идентификатор $\{01211222\}$. Два идентификатора, соответствующие одной вершине, будем называть инцидентными.

Теперь можно приступать к построению системы уравнений. Рассмотрим идентификатор $A = \{a_1 a_2 \dots a_n\}$ и инцидентный с ним $A' = \{a'_1 a'_2 \dots a'_n\}$. Легко заметить, что из этой вершины выходят ребра с идентификаторами $O_1 = \{a_1 a_2 \dots (a_n - 1)\}$ и $O_2 = \{a'_1 a'_2 \dots (a'_n - 1)\}$, а входят соответственно ребра с идентификаторами $I_1 = \{a_1 a_2 \dots (a_n + 1)\}$ и $I_2 = \{a'_1 a'_2 \dots (a'_n + 1)\}$. Каждому ребру с идентификатором A

соответствует два неизвестных коэффициента перед экспонентами e^{-ikx} и e^{ikx} . Мы их будем обозначать x_A и y_A соответственно. Теперь можно записать граничные уравнения для вершин:

$$\begin{cases} x_{O1} + y_{O1} = x_{O2} + y_{O2} \\ x_{O1} + y_{O1} = e^{-ikL} x_{I1} + e^{ikL} y_{I1} \\ x_{O1} + y_{O1} = e^{-ikL} x_{I2} + e^{ikL} y_{I2} \\ x_{O1} + x_{O2} + e^{ikL} y_{I1} + e^{ikL} y_{I2} = y_{O1} + y_{O2} + e^{-ikL} x_{I1} + e^{-ikL} x_{I2} \end{cases}$$

Каждая неизвестная встречается не более чем в четырех уравнениях. Для решения можно применять любой итерационный метод или, например метод Гаусса. Но поскольку число точек растет экспоненциально зависит от порядка салфетки, этот метод плохо применим для салфетки порядка выше пятого.

Перейдем ко второму методу, основанному на идеях, освещенных выше.

Рассмотрим салфетку Серпинского 1-ого порядка. Ее поведение однозначно задается уравнениями с 12-ю неизвестными (по три уравнения на каждую вершину). Такая избыточность уравнений объясняется тем, что значения "входов" могут фиксироваться произвольно, а после этого значения "выходов" и состояние внутренних ребер вычисляются однозначно. Путем исключения переменных, описывающих состояние внутренних ребер, можно получить 3 уравнения с 6-ю неизвестными.

Теперь рассмотрим салфетку Серпинского n -ого порядка. Она, очевидно, составлена из 3-х салфеток $n-1$ -го порядка, для каждой из которых известны описывающие их уравнения. Причем, как можно заметить, часть неизвестных из системы для одной салфетки Серпинского являются неизвестными из системы для другой, соединяя их вместе. Так как мы это делали выше, опять получаем 9 уравнений с 12-ю неизвестными. После этого опять исключаем неизвестные, описывающие состояния внутренних ребер, опять получаем 3 уравнения с 6-ю неизвестными, но описывающие уже салфетку Серпинского n -ого порядка. Продолжая итерационную процедуру, можно получить уравнения, описывающие салфетку Серпинского любого порядка.

Приступим к обсуждению характеристик коэффициентов передачи. Во всех случаях мы будем рассматривать логарифмический коэффициент передачи, поэтому нулевой коэффициент передачи будут соответствовать минус бесконечности, логарифм максимального коэффициента передачи будет равен $\ln \frac{2}{3} \approx 0.8$. Частоты, на которых коэффициент прохождения равен нулю, будем называть резонансами. Особый интерес представляет распределение интервалов между резонансами.

Вообще говоря, у салфетки Серпинского любого порядка коэффициент передачи есть функция периодическая, и период равен $\frac{2\pi}{L}$, где L – длина стороны элементарного треугольника в салфетке. Мы будем рассматривать салфетку с $L=1$, поэтому все графики будут иметь период 2π .

Начнем с салфетки Серпинского 1-ого порядка, имеющей вид равностороннего треугольника с тремя входами и выходами, на один из которых подана волна с единичной амплитудой. Логарифмический график коэффициента передачи показан на рис. 4. Поскольку у волны есть всего два различных пути от входа к выходу, то коэффициент передачи будет равен нулю, только когда обе волны придут к выходу в противофазе, а именно, разность фаз будет равна $\pi(2n+1)$, во всех остальных случаях коэффициент передачи будет приближаться к максимальному значению.

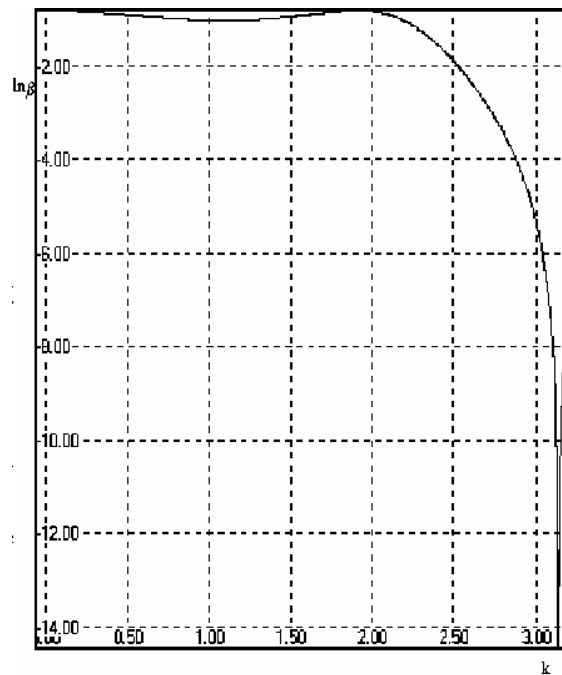


Рис. 4. Частотная характеристика для салфетки первого порядка.
По вертикальной оси – логарифм модуля коэффициента передачи,
по горизонтали k – волновое число

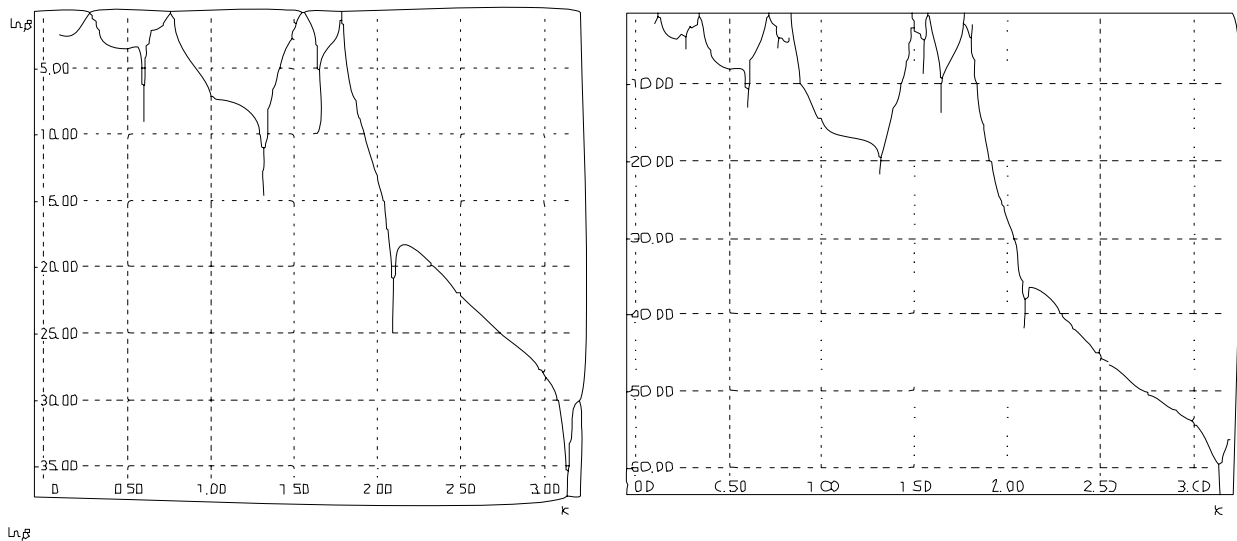


Рис. 5. Частотные характеристики для салфеток 4-ого и 5-ого порядков.
Узкие пики – резонансы

Рассмотрим салфетки более высоких порядков $n=4$ и $n=5$ (рис. 5). Заметим, что у этих графиков гораздо больше резких провалов, и сам коэффициент передачи в большинстве точек достаточно мал. Сами графики частотных характеристик представляют собой уже несколько склеенных лепестков. Высота лепестка удваивается при увеличении порядка салфетки на единицу.

При дальнейшем увеличении порядка салфетки возникает самоподобие частотных характеристик, т.е. на малых интервалах общий вид графика такой же, как и на всем интервале (рис. 6). В точках сочленения лепестков, где коэффициент передачи максимален, наблюдаются основные сингулярности.

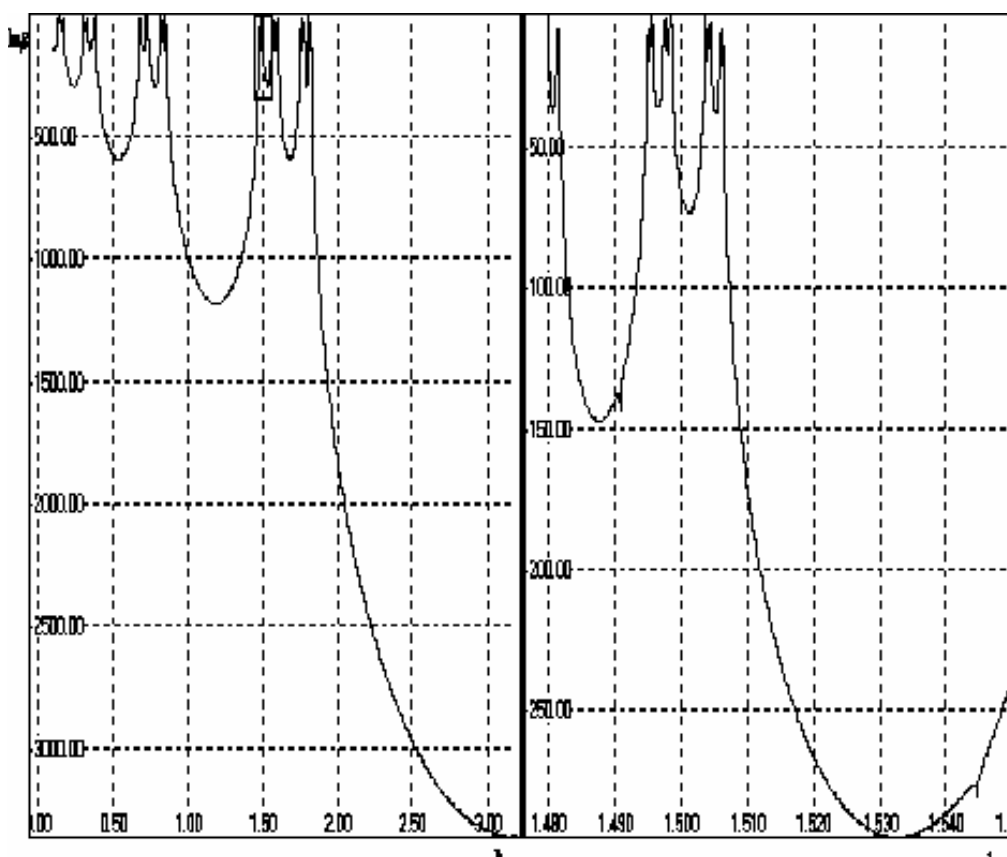


Рис. 6. Самоподобие частотных характеристик. Салфетка 11-ого порядка. Узкие пики, видные на правом рисунке, – резонансы

К сожалению, точность машинных вычислений не позволяет находить значения коэффициентов передачи для салфеток порядка выше 15-ого, но и такой порядок дает вполне четкое представление о том, к чему стремится частотная характеристика.

Проведена проверка гипотез об экспоненциальном распределении расстояний между соседними резонансами для симметричной и несимметричной салфеток Серпинского восьмого порядка. Для этой цели построены гистограммы (рис. 7) и проверен критерий согласия χ^2 (Пирсона). К сожалению, объем выборки невелик, так как для несимметричной салфетки порядка выше восьмого возникают серьезные вычислительные трудности, которые пока не удалось преодолеть.

В результате расчетов χ^2 для симметричной салфетки Серпинского $\chi^2 = 10.98$ (для несимметричной $\chi^2 = 32$). При уровне значимости $p = 0.05$ и шести интервалах находим $\chi^2 < \chi^2_t = 12.59$, т.е. гипотеза об экспоненциальном распределении не отвергается. В случае же несимметричной салфетки при том же уровне значимости гипотеза отвергается.

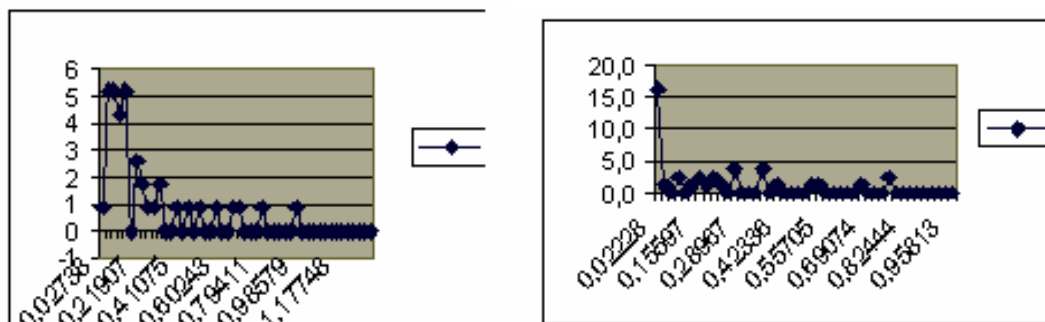


Рис. 7. Гистограммы, построенные для симметричной (а) и несимметричной (б) салфеток Серпинского

Заключение

В работе предложена непрерывная модель салфетки Серпинского, к угловым точкам которой подсоединены полубесконечные интервалы, изучена задача рассеяния на ней. Ищется решение задачи рассеяния плоской волны e^{ikx} , приходящей по одному из полубесконечных интервалов. Выведены рекуррентные формулы для расчета коэффициентов прохождения и отражения. Количество резонансных пиков увеличивается при переходе к салфетке более высокого порядка. Предложен эффективный вычислительный алгоритм, позволяющий находить транспортные характеристики салфетки n -ого порядка через характеристики салфетки $n-1$ -ого порядка и изучить появление фрактальной структуры при возрастании порядка салфетки. Исследовано изменение графика коэффициента прохождения при изменении порядка салфетки. Обнаружен эффект самоподобия графика.

Рассмотрено распределение расстояний между соседними резонансами с точки зрения соответствия его экспоненциальному, что важно в проблеме квантового хаоса [8]. К сожалению, объем выборки невелик, так как для несимметричной салфетки порядка выше восьмого возникают серьезные вычислительные трудности, которые пока не удалось преодолеть. Однако тенденция ухудшения соответствия распределения экспоненциальному явно прослеживается.

Работа поддержана грантом РФФИ 01-01-00253, Министерством образования России (грант Т02-02.2-599) и программой "Интеграция".

Литература

1. Пайтген Х.О., Рихтер П.Х. Красота фракталов. М.: Мир, 1993.
2. Yamagutti M., Hata M., Kigami J. Mathematics of Fractals. Translations of Math. Monographs. V. 167. AMS.1998.
3. Strihartz R.S. // J Funct Anal. 1999. V. 164(2). P.181–208.
4. Teplyaev A. // J Funct Anal. 1998. V. 159. P. 537–567.
5. Strichartz R.S. Wang Y. // Indiana: Math Y. 1999. V.48(1). P.1–24.
6. Ben-Bassat O., Strihartz R.S., Teplyaev A. // J. Funct. Anal. 1999. V. 166(2). P.197–217.
7. Teplyaev A. // J. Funct. Anal. 1998. V. 159. P. 537–567.
8. П.В. Елютин // УФН. 1988. Т. 155. Вып.3. С. 398–442.

КАТАСТРОФА ТИПА "СБОРКИ" В ИЗОБРЕТАТЕЛЬСКОЙ ЗАДАЧЕ

А.А. Бушуев, О.К. Мансурова

В рамках теории катастроф рассматривается проблема выбора потенциальной функции, фазовой координаты и управляющих параметров в модели изобретательской задачи

Введение

В основу алгоритма решения изобретательских задач (АРИЗ) [1] положена цепочка последовательно развивающихся противоречий – административного, технического, физического. Обострение и разрешение противоречий в технической системе приводит к новому техническому решению, в частности, к изобретению.

Противоречие в АРИЗе имеет две противоположные стороны: например, техническое противоречие – два противоположных состояния инструмента, физическое противоречие – два противоположных физических свойства икс-элемента. Разрешение противоречия – это выбор из двух альтернатив или бифуркация, раздвоение процесса.

Математический аппарат бифуркационных процессов использует теория катастроф [2], поэтому закономерно появление в последнее время работ по анализу технического творчества в рамках этой теории.

Аналоги "катастрофического" анализа в буквальном, а не математическом понимании катастрофы, прослеживаются уже в обратном мозговом штурме, а также в "диверсионном" подходе (выявлении и прогнозировании нежелательных явлений – производственного брака, аварий и т.п.) [1].

Описание прототипа

На основе теории катастроф и анализа S -кривой в работе [3] предложена математическая модель мышления изобретателя в процессе создания изобретения. Движение мысли определяется канонической катастрофой типа острия (сборка Уитни), в которой переменной состояния x является идеальность изобретения, а управляющими параметрами – абстрактность a и время t . Одно минимальное состояние потенциальной функции (с меньшей идеальностью) интерпретируется как идея прототипа, а другое – как идея изобретения.

Далее предполагается, что под действием времени t как управляющего параметра мысль изобретателя преодолевает психологический барьер максимума потенциальной функции и переходит от идеи прототипа к идее изобретения.

Утверждается, что "сечение сборки Уитни (t, a, x) плоскостью $a = const$ в координатах (t, x) имеет вид S -образной кривой", которая при некотором значении управляющего параметра t претерпевает скачок.

Действительно, зависимость стационарного состояния x от управляющего параметра t при $a = const < 0$ внешне похожа на латинскую букву S (рис.1) и имеет неустойчивую ветвь (с отрицательным наклоном) между двумя устойчивыми ветвями, следовательно, возможен и скачок через неустойчивость.

Однако в теории решения изобретательских задач (ТРИЗ) под S -образной кривой или кривой развития всегда понималась [1] так называемая логистическая кривая или логиста (кривая 2 на рис. 1), являющаяся решением нелинейного дифференциального уравнения Ферхюльста-Перла [4]

$$dx/dt = v x - \rho x^2,$$

которое еще называют уравнением "гибели и размножения", так как оно описывает развитие популяций.

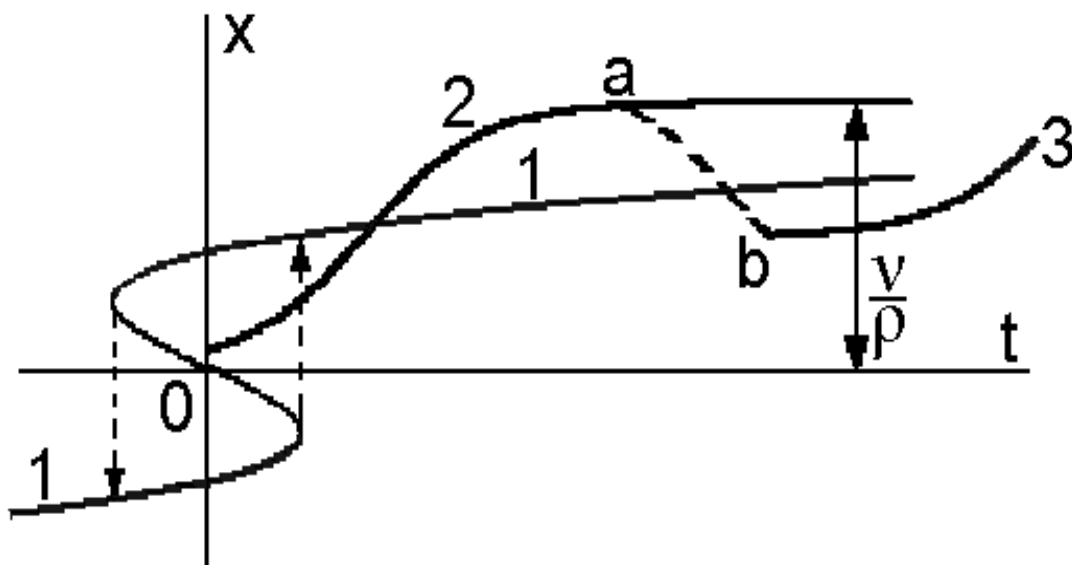


Рис. 1. Логистическая кривая и сборка Уитни

Решение непрерывного уравнения Ферхюльста-Перла и анализ стационарных точек логисты приведен, например, в [5]. Из анализа следует, что при различных соотношениях знаков v и ρ логиста имеет два устойчивых стационарных состояния: $x=0$ (асимптота штриховой кривой на рис. 1, между точками a и b) и $x = v / \rho$ (асимптота сплошной кривой 2). Таким образом, S -кривая при $t \rightarrow \infty$ ограничена. В то же время функция $x(t)$ (сечение сборки Уитни при $a = const$) при $t \rightarrow \infty$ стремится к бесконечности, что следует из уравнения $x^3 + a x = t$. Следовательно, асимптотические свойства S -кривой и сборки Уитни разные.

Обычно в ТРИЗ [1] скачок на логисте рассматривается как переход из точки a на в точку b новой S -кривой (график 3 на рис. 1). При таком скачке на S -кривой, при отождествлении ее с проекцией сборки Уитни, идеальность x при увеличении t не увеличивается, как утверждает автор работы [3], а уменьшается.

Логиста, в отличие от сборки Уитни, не обладает потенциалом новизны: задавая управляющие параметры a и t , мы всегда однозначно определяем координату x . В сборке Уитни при известных параметрах a и t координата x после бифуркации может принимать два устойчивых значения, а которое из них будет реализовано, мы узнаем только после катастрофы.

Проблема времени как управляющего параметра

Отождествление сечения сборки с логистой заставляет выбирать управляющим параметром время t , однако катастрофа происходит во времени, а не в зависимости от него. В градиентной системе экстремум потенциальной функции элементарной катастрофы или состояние равновесия фазовой координаты определяется при одном и том же времени, равном бесконечности, вернее, при $t \rightarrow \infty$. Следовательно, если катастрофа произошла, то дальнейшее развитие по действием управляющего параметра t невозможно. В этом заключается одна из главных проблем получения моделей скачкообразных процессов в рамках теории катастроф: когда неясно, от чего зависит координата состояния, управляющим параметром выбирается время.

Наиболее характерна эта ситуация для моделей катастроф исторических процессов [6]. Для преодоления парадокса в этом случае вводятся два времени:

"быстрое" (до катастрофы) и "медленное" (историческое). Более того, поскольку в истории катастрофы случаются часто, появляется несколько "быстрых" времен.

Следовательно, возможности логистической кривой как модели катастрофы связаны с ее дискретизацией. Поэтому в [7] для модели развивающейся технической системы предложена дискретная логиста

$$p(n+1) = c p(n) [1 - p(n)],$$

где $n = 1, 2, 3, \dots$ – порядковый номер изобретения в хронологической последовательности изобретений, причем каждое предыдущее является прототипом последующего изобретения, $p(n)$ – плотность ядра патентной формулы n -го изобретения. При значении управляющего параметра $1 < c < 3$ система имеет одно устойчивое стационарное состояние, при $c=3$ происходит катастрофа, появляются бифуркации типа удвоения цикла ($3 < c < 3.57$), при $c > 3.57$ происходит перекрывание областей различных решений и система втягивается в хаотический аттрактор.

Хаотический аттрактор обладает максимальным потенциалом новизны и самоорганизации системы. Выходя из него, система становится новой и развивается по новой логистической кривой.

Выбор координаты и управляющих параметров

Для математической модели изобретательской задачи в виде элементарной катастрофы типа "сборки" необходимо выбрать потенциальную функцию, координату x и два управляющих параметра λ и μ . Тогда стационарные состояния координаты x определяются уравнением

$$x^3 + \lambda x - \mu = 0.$$

Будем полагать, что прототип изобретения, обладающий нежелательным эффектом, имеет одно устойчивое состояние равновесия, в котором и находится. Это состояние практически соответствует первому шагу АРИЗа (мини-задаче). В качестве потенциальной функции выбираем нежелательный эффект. Техническое противоречие отражает ситуацию уже после катастрофы, в закритичной области. Задача расщепляется: имеется два провала потенциальной функции, одно из них соответствует одному состоянию инструмента, а другое – противоположному состоянию инструмента. Поэтому координатой x выбираем состояние инструмента. Между провалами потенциальной функции находится подъем. Расщепляющим параметром в сборке является параметр λ , от которого зависит расстояние $d = 2 \sqrt{-\lambda}$ по координате x между двумя провалами потенциальной функции.

Например, чем больше автобус, тем он более комфортабельный, но менее маневренный, и чем меньше автобус, тем он более маневренный, но менее комфортабельный. Инструментом является автобус, а координата x задает его размеры. При $\lambda=0$ потенциальная функция имеет один провал или, что то же самое, – устойчивое состояние равновесия, т.е. автобус ни большой, ни маленький. Это – состояние прототипа, он работоспособен, но нас не устраивает величина потенциальной функции (качество перевозок). Поэтому это единственное состояние равновесия должно стать неустойчивым, а достигается это расщеплением – параметр λ становится отрицательным. В каждом из двух появившихся минимумов потенциальная функция меньше, чем в прототипе, поскольку в одном выше маневренность, а в другом выше комфортабельность. Однако один и тот же автобус не может одновременно существовать в двух устойчивых состояниях равновесия.

Разрешение противоречия в АРИЗе достигается введением икс-элемента, который переводит модель системы снова в докритичную область, но в другое устойчивое состояние равновесия, с более высоким значением потенциальной

функции, чем у прототипа. Следовательно, управляющие параметры λ и μ должны задавать состояние икс-элемента.

Можно предположить, что, когда икс-элементом является сам инструмент или его ресурсы, то изменяются оба параметра - λ и μ . Когда икс-элементом являются другие элементы системы, то изменяется управляющий параметр μ .

Заключение

1. Для моделирования процессов технического творчества лучше использовать дискретное преобразование Ферхюльста-Перла, обладающее потенциалом новизны.
2. В случае использования сборки Уитни в качестве потенциальной функции выбирается нежелательный эффект, фазовая координата – состояние инструмента, а управляющие параметры характеризуют свойства икс-элемента.

Литература

1. Альтшуллер Г.С. , Злотин Б.Л., Зусман А.В. , Филатов В.И. Поиск новых идей: от озарения к технологии. Кишинев: Картя Молдавенияскэ, 1989.
2. Арнольд В.И.. Теория катастроф. М.: Наука, 1990.
3. А.В. Гитин. ТРИЗ и теория катастроф. // Тез. докл. Международной НПК по ТРИЗ. Петрозаводск, 1999.
4. В.Эвелинг, А.Энгель, Р.Файстель. Физика процессов эволюции. Синергетический подход. М.: УРСС, 2001.
5. Айламазян А.К., Стась Е.В. Информатика и теория развития. М.: Наука, 1989.
6. Малинецкий Г.Г. Нелинейная динамика - ключ к теоретической истории? // Общественные науки и современность. 1996. №4. С. 105–112.
7. Бушуев А.Б., Михайлов С.В., Рюхин В.Ю., Мансурова О.К. Оценка уровня развития технических систем по формулам изобретений. // Изв. вузов. Приборостроение. 1998. Т.41. №7. С. 65–68.

ИНТЕНСИФИКАЦИЯ ТЕПЛООБМЕНА В СИСТЕМЕ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ТЕПЛОВОГО РЕЖИМА ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПРИБОРА

В.А. Кораблев, Л.А. Савинцева, А.В. Шарков

Рассмотрено струйное охлаждение бескорпусного электронного прибора. Приведены расчетные зависимости для определения параметров данной системы охлаждения.

Основные технические характеристики и надежная работа силовых полупроводниковых приборов (СПП) во многом зависят от эффективности применяемых систем охлаждения. В настоящее время наибольшее распространение получило воздушное и жидкостное охлаждение.

Воздушными системами охлаждения СПП называются такие системы, в которых в качестве единственного теплоносителя используется воздух, и тепловая энергия конвекцией и излучением передается в окружающую среду. Достоинствами воздушного охлаждения является простота, надежность, удобство в эксплуатации, отсутствие устройства для перемещения охлаждающей среды (для естественного воздушного охлаждения). Недостатки естественного воздушного охлаждения – большие габариты, масса, низкая интенсивность теплоотдачи (коэффициент теплоотдачи не превышает 10–15 Вт/м²К даже при зачерненной поверхности), недоиспользование мощности СПП (применение его эффективно при мощности не более 200 Вт).

Когда естественное воздушное охлаждение не обеспечивает нормального теплового режима, используют принудительное охлаждение. За счет вынужденной конвекции, возникающей при обдуве СПП, можно увеличить нагрузочную способность СПП, уменьшить массу и габариты установок. Для увеличения коэффициента теплоотдачи развивают поверхность теплообмена путем применения больших радиаторов. Но из-за этого передача тепла внутри охладителя осуществляется на все более значительные расстояния, что ведет к увеличению теплового сопротивления охладителя, уменьшению температурного напора, и, следовательно, снижению эффективности работы охладителя. Кроме того, увеличиваются габариты и масса установки.

Более эффективным способом охлаждения является жидкостное охлаждение. Системы охлаждения, в которых отвод тепла от СПП осуществляется при помощи жидкости, называются жидкостными. Название это условно, так как в большинстве выполненных конструкций жидкостью охлаждаются только СПП, а остальные тепловыделяющие элементы отдают тепло воздуху. В процессе эксплуатации систем жидкостного охлаждения имеет место коррозия элементов охлаждающей системы и ухудшение диэлектрических свойств охлаждающей жидкости. Для предотвращения коррозии и сохранения качества жидкости предусматриваются устройства для механической и химической очистки и дегазации жидкости. Поддержание удельного сопротивления, обеспечение содержания кислорода и углекислоты на заданном уровне являются важными задачами при проектировании систем жидкостного охлаждения.

Одним из путей интенсификации теплообмена является применение струйного охлаждения (натекание струи газа или жидкости на твердую поверхность). Сочетание условий высокой плотности тепловыделений на площадях малых размеров и высокой локальной интенсивности теплообмена делает струйное охлаждение весьма эффективным.

В существующих полупроводниковых приборах основной источник теплоты – полупроводниковая структура, которая размещается, как правило, в герметичном корпусе из диэлектрического материала, в котором выполнены токоподводы,

находящиеся в механическом контакте со структурой. Тепловому потоку приходится преодолевать контактное тепловое сопротивление, кондуктивное тепловое сопротивление токоподвода и тепловое сопротивление пограничного слоя жидкости, охлаждающей прибор. Устранение этих тепловых сопротивлений позволяет существенно повысить мощность коммутируемого тока.

В данной статье рассмотрены способы охлаждения бескорпусных электронных приборов при помощи струй жидкости и газа. Предложен метод уменьшения внутреннего теплового сопротивления за счет отвода теплового потока непосредственно от самой полупроводниковой структуры. Разработана система термостабилизации бескорпусного электронного устройства на основе жидкостного и испарительного охлаждения самой полупроводниковой структуры. Проведены экспериментальные исследования нагрузочных и тепловых параметров. Получены расчетные зависимости для определения основных параметров таких систем охлаждения.

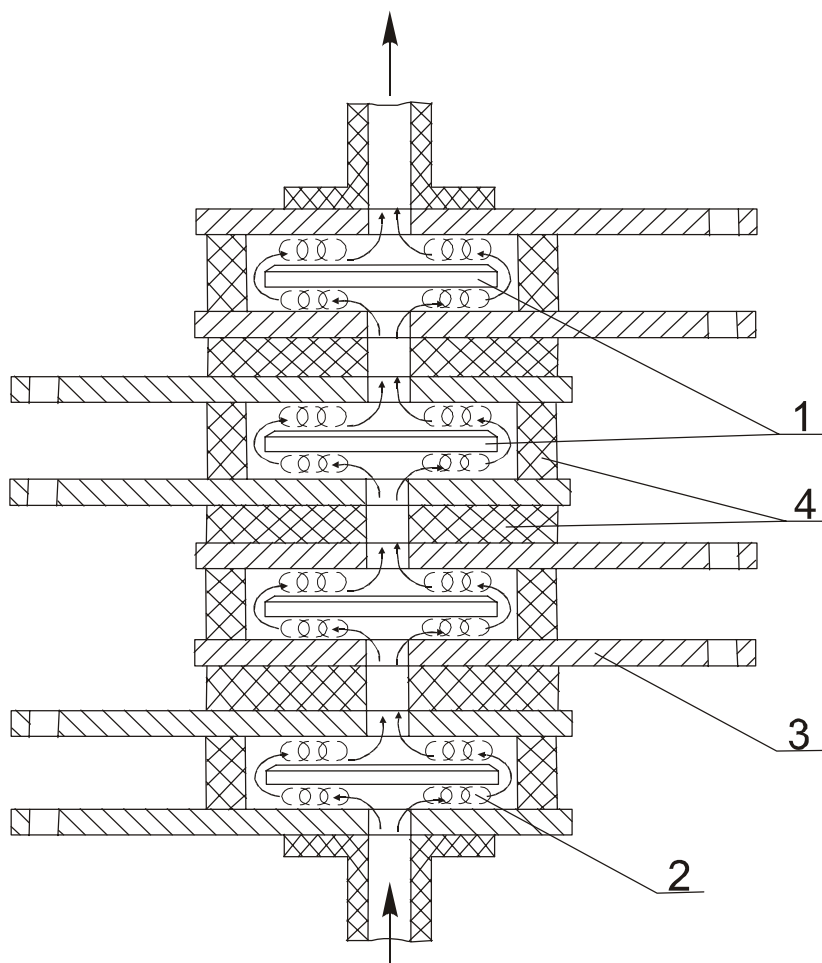
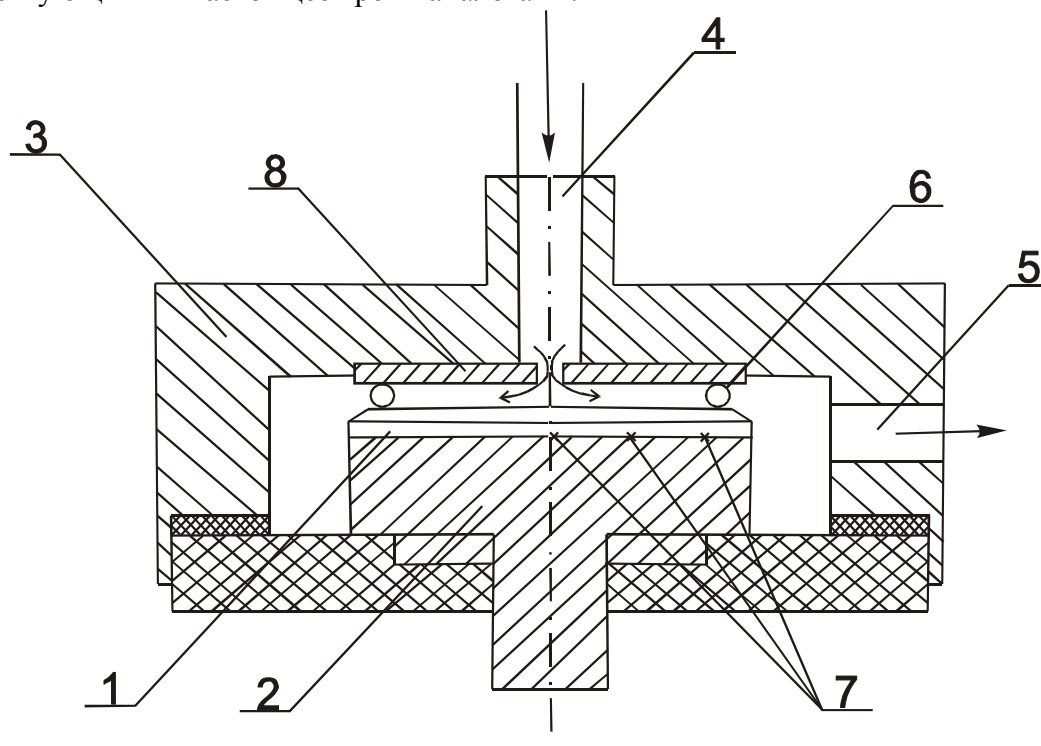


Рис. 1. Конструкция групповой системы охлаждения

Авторами разработана конструкция индивидуальной и групповой систем охлаждения СПП (рис. 1), в которой сама полупроводниковая структура непосредственно охлаждается жидкостью или газом. Структура 1 через токоподводы 2 зажата между контактными пластинами 3, через которые подводится электрический ток. Для предотвращения электрического контакта между структурами, а также формирования потока охлаждающей жидкости между контактными пластинами установлены кольца 4, выполненные из диэлектрического материала, например, фарфора, поликора, фторопласта, капрлона. Охлаждающая жидкость или газ через входное отверстие 5 струей натекает на поверхность структуры, протекает через

Описываемое устройство имеет малые размеры и массу по сравнению с существующими в настоящее время аналогами.



В литературных источниках не удалось обнаружить надежных расчетных зависимостей, позволяющих рассчитать интенсивность конвективного теплообмена при натекании струи жидкости на круглую поверхность, так как ранее проведенные исследования относились к струям диаметром более 1 см, а диаметры поверхностей были до 15 см. В связи с этим использовались данные, которые были получены в ходе проведения исследований на экспериментальной установке, которая представлена на рис. 2. Кремниевая полупроводниковая структура 1 установлена на основании 2, к которому подведен положительный электрод источника постоянного тока. В корпусе 3 имеется вход 4 и выход 5 для теплоносителя, а также подведен отрицательный электрод. Внешняя поверхность полупроводниковой структуры по периметру соединена с корпусом тороидальной пружинной вставкой 6, по которой передается электрический ток. Температура структуры 1 измерялась тремя термодарами "хромель-копель" 7, установленными на различных расстояниях от центра структуры. В шайбе 8, установленной на входе жидкости, сделано отверстие, определяющее диаметр струи. При пропускании через структуру электрического тока в ней выделяется теплота, которая передается жидкости, протекающей от входа 4 через шайбу 8 к теплоотдающей поверхности и к выходу. Диаметр отверстия в шайбе 8 изменялся от 1 до 7 мм. Диаметр полупроводниковой структуры составлял 6,2, 12 и 40 мм. Экспериментальная установка включала также термостат для жидкости, насос и расходомер, соединенные последовательно в замкнутый циркуляционный контур.

Результаты экспериментов представлены на рис. 3. При обработке результатов в качестве определяющего размера в критериях подобия использовался диаметр структуры 1, скорость жидкости бралась во входном отверстии шайбы 8, а мощность тепловыделений определялась через величины электрического тока и напряжения на полупроводниковой структуре. Коэффициент теплообмена определялся для разности средней температуры поверхности структуры и теплоносителя на входе.

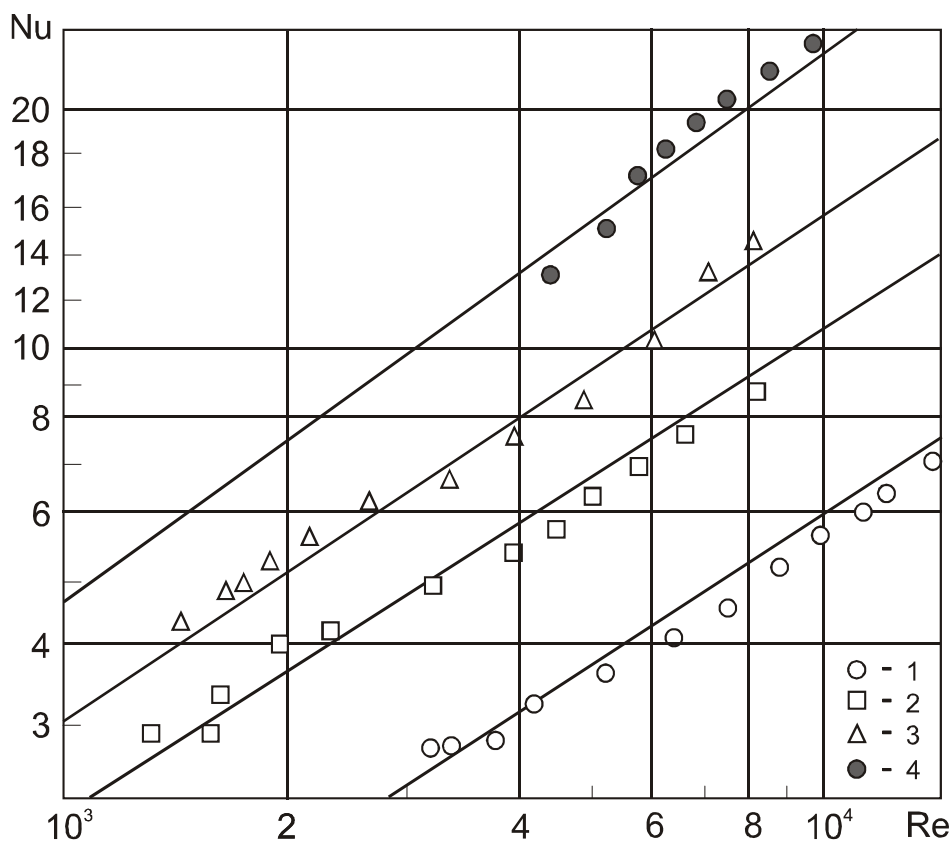


Рис. 3. Результаты исследований интенсивности конвективного теплообмена при натекании струи на тепловыделяющую поверхность

На рис. 3 экспериментальные результаты 1, 2 и 3 получены при течении воздуха, результаты 4 – для течения воды. Для результатов 1 соотношение диаметров струи и структуры составляло 0.083, для точек 2 - 0.162, для 3 – 0.23 и для 4 – 0.58.

Результаты экспериментов обобщены зависимостями:

$$Nu = 0.16 Re^{0.65} (d/D)^{0.9} Pr^{0.4},$$

$$Nu = \alpha * D / \lambda,$$

$$Re = \nu * d / \nu_f,$$

(1)

где Nu , Re и Pr – коэффициенты Нуссельта, Рейнольдса и Прандтля; α – коэффициент конвективного теплообмена, Вт/м²К; ν – скорость теплоносителя во входном отверстии, м/с; ν_f – динамическая вязкость, Н·с/м²; d и D – диаметры входного отверстия и структуры, м.

Формула (1) описывает экспериментальные данные для воды и воздуха с погрешностью 18 % при доверительной вероятности 0.95.

Результаты экспериментальных и расчетных исследований показали, что применение струйного охлаждения с использованием диэлектрических жидкостей позволило обеспечить нормальный тепловой режим СПП при плотностях теплового потока до $6 \cdot 10^5$ Вт/м². Разработанное устройство имеет малые размеры и массу по сравнению с существующими аналогами.

Литература

1. Евзеров И.Х., Фейгельман И.И., Ткаченко А.А. Конструирование мощных тиристорных электроприводов. М.: Энергоатомиздат, 1992.
2. Рабинерсон А.А., Ашкинази Г.А. Режимы нагрузки силовых полупроводниковых приборов. М.: Энергия, 1976.
3. Исаченко В.П., Осипова В.А., Сукомел А.С. Теплопередача. М.: Энергоиздат, 1980.
4. Дульнев Г.Н. Тепло- и массообмен в РЭА. М.: Высшая школа, 1984.
5. Кутателадзе С.С., Основы теории теплообмена. М.: Атомиздат, 1979.
6. Ройзен Л.И., Дулькин И.Н. Тепловой режим орбитальных поверхностей. М.: Энергия, 1977.
7. Калинин Э.К., Дрейцер Г.А., Копп И.З., Мякочин А.С. Эффективные поверхности теплообмена. М.: Энергоатомиздат, 1998.
8. Монд, Кусуда, Уехара. Критический тепловой поток при кипении в условиях естественной конвекции в вертикальных каналах, погруженных в насыщенную жидкость. // Тр.Амер.О-ва инж.-мех. Сер.С. Теплопередача. 1982. Т.104. №2.
9. Бар, Коэн, Швейцер. Кипение в вертикальных каналах при естественной циркуляции. // Тр. Амер.О-ва инж.-мех. Сер. С. Теплопередача. 1985. Т.107. №4.
10. Керн Д., Краус А., Развитые поверхности теплообмена. М.: Энергия, 1977.
11. Воздушное, жидкостное и испарительное охлаждение силовых полупроводниковых приборов и преобразовательных агрегатов на их основе. // Тезисы докладов Всесоюзной конференции. Таллин, 1982. 140с.

ВЕРИФИКАЦИЯ В ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИХ, УЧЕБНЫХ И ПРОМЫШЛЕННЫХ СИСТЕМАХ

О.Ф. Немолочнов, А.Г. Зыков, А.В. Лаздин, В.И. Поляков

Рассматривается метод верификации программ относительно друг друга на основе алгебро-топологического подхода с применением теории множеств и теории графов.

Постановка задачи

Верификация в самом общем виде предполагает установление соответствия между различными объектами. Сами объекты могут задаваться математическими моделями либо разного уровня представления, либо одного уровня [1]. В первом случае модель более высокого уровня представления является метамоделью по отношению к модели низшего уровня представления (например, алгоритм и программа). В этом случае приходится разрабатывать метамодель, построение которой представляет собой сложную и трудоемкую задачу. Затраты на построение такой модели могут многократно превосходить затраты на построение программы, что и является основным недостатком данного подхода. Во втором случае модели представляются на одном уровне, например, в виде программ, и отпадает задача построения метамodelей. Однако сами методы верификации усложняются, и возникает задача их разработки и исследования.

Не отвергая в принципе первый подход, остановимся на втором подходе как более конструктивном.

Рассмотрим задачу верификации программ в некоторых областях производственной деятельности. При разработке программного продукта возникает задача исследования его, так как разработка одного и того же программного продукта может быть предложена разным группам проектантов, например, на конкурсной основе. Кроме того, на одно и то же техническое задание на разработку (спецификацию программы) одна и та же проектная группа может представить несколько вариантов решений, например, с использованием различных машинных алгоритмов, с использованием различных языков программирования, операционных сред и вычислительных платформ. В этом случае для повышения объективности и качества принятия решений необходимо верифицировать представленные программы между собой.

После того, как программа разработана и исследована, она передается для эксплуатации. В ходе своего жизненного цикла программа может подвергаться различным модификациям: какие-то функции могут добавляться в нее, какие-то исключаться за ненадобностью. И в этом случае любые изменения необходимо верифицировать с целью сопровождения программы и учета так называемых побочных эффектов. Например, что-то в программе модернизировали, но одновременно и внесли ошибку, которая может проявиться самым неожиданным образом. Верификация позволяет зафиксировать эту ошибку и повысить качество и объективность при рассмотрении различных ситуаций, возникающих при эксплуатации программного продукта.

При обучении студентов (слушателей) различным дисциплинам программирования проектируются те или иные учебные программы. В этом случае также возникает задача верификации разработанных программ с эталонными. Здесь верификация позволяет повысить качество и объективность оценки знаний студентов (обучаемых).

Из изложенного следует, что задача верификации программ друг относительно друга существует и является актуальной.

Пусть имеются две программы: программа A (PA) и программа B (PB). Необходимо провести их верификацию между собой. Чтобы конкретизировать задачу и снять вопрос о языках программирования, будем рассматривать программы на уровне исполняемых кодов (ИК) [2, 3]. Обозначим через XPA , XPB и ZPA , ZPB входные и выходные параметры (переменные) программ PA и PB соответственно, а через XA , XB и ZA , ZB значение соответствующих параметров на наборах теста верификации (TV). Предполагается, что между входными и выходными параметрами программ установлены взаимно однозначные соответствия, например, либо порядком перечисления, либо списками соответствий. Тест верификации должен отвечать условиям полноты покрытия всех вершин и дуг графовой модели программы отрезками существенных (активных) путей [4].

По аналогии с [5] введем операции пересечения ($\cap$) и вычитания ($\#$) для множеств $ZA = \{za\}$ и $ZB = \{zb\}$, которые являются алгебро-топологическими. Прежде чем формулировать правила выполнения операций, сделаем два допущения.

1. Будем полагать, что для элементов $za \in ZA$ и $zb \in ZB$ при выполнении условия $|za - zb| \leq \Delta$ следует назначение $za \cap zb \neq \text{zero}$ и $za \# zb = zb \# za = \text{zero}$, где Δ определяется экспертным путем на основе инструментальной и методической погрешностями вычислений, а zero обозначает пустое множество для элементов множеств ZA и ZB . Знак $\emptyset$ зарезервируем для самих множеств. В противном случае, если условие не выполняется, то $za \cap zb = \text{zero}$ и $za \# zb = za$ и $zb \# za = zb$. Это позволяет работать с размытыми множествами в области действительных величин

2. Если некоторый параметр xpa не задан, то его значение считается равным zero , и, если некоторый выходной параметр zpa не вычисляется, то его значение $za \in ZA$ также равно zero (аналогично и для множества ZB). Это допущение позволяет работать либо с незадаанными входными параметрами, либо с невычисляемыми выходными параметрами программ на тех или иных сегментах теста TV .

Теперь с учетом правил, введенных для элементов множеств ZA и ZB , можно сформулировать правила вычисления пересечения и вычитания для самих множеств ZA и ZB .

Пересечение множеств ZA и ZB будем формировать по следующему правилу:

$$ZA \cap ZB \begin{cases} = \emptyset, & \text{если } \forall za, zb \in ZA, ZB \mid za \cap zb = \text{zero}, \\ \neq \emptyset, & \text{если } \exists za, zb \in ZA, ZB \mid za \cap zb \neq \text{zero}. \end{cases}$$

Вычитание множеств ZA и ZB будем формировать по правилу

$$ZA \# ZB = \begin{cases} \emptyset, & \text{если } \forall za, zb \in ZA, ZB \mid za \# zb = \text{zero}, \\ \bigcup za \mid za \# zb \neq \text{zero}, & \text{если } \exists za, zb \in ZA, ZB \mid za \# zb \neq \text{zero}. \end{cases}$$

Заметим, что $ZA \cap ZB = ZB \cap ZA$ и $ZA \# ZB \neq ZB \# ZA$.

При верификации программ PA и PB , имеющих одну и ту же спецификацию, на основе множеств ZA и ZB возможны пять ситуаций, которые последовательно рассмотрим.

1. Если для программ PA и PB на тесте TV зафиксировано, что $ZA \cap ZB = \emptyset$, то сравниваются разные программы. Это положение иллюстрируется рис. 1, где представлены фрагменты графов программ PA и PB .

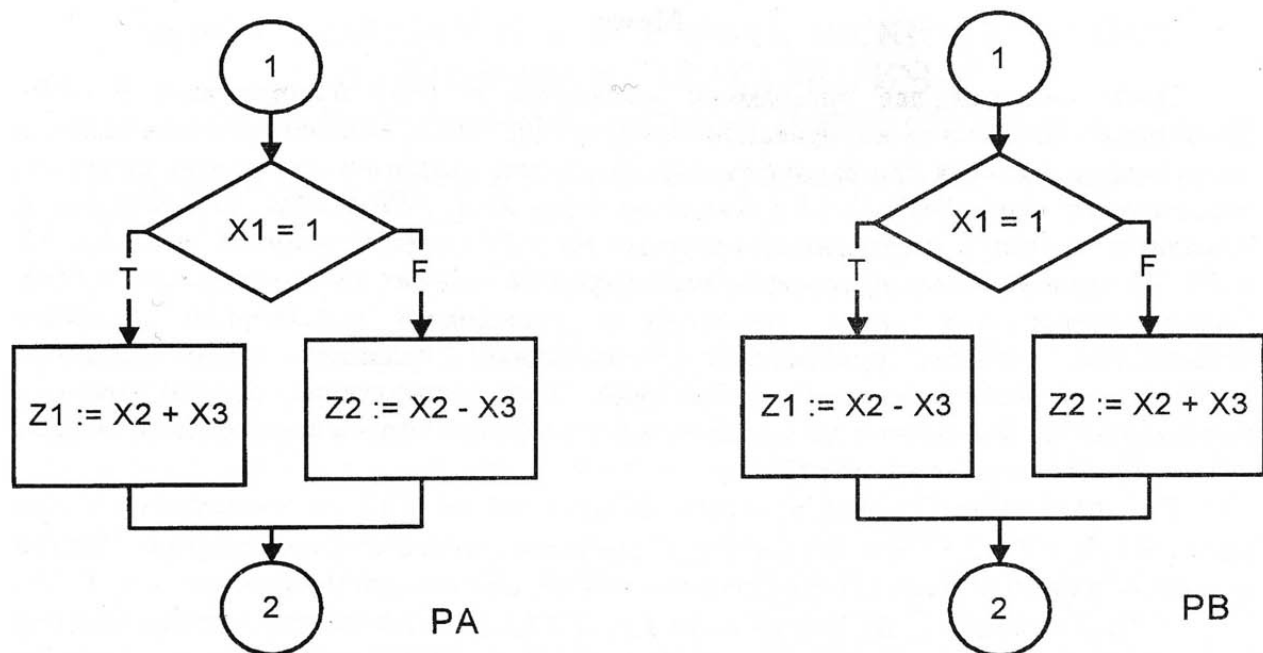


Рис. 1. Фрагменты разных программ

Заметим на этом примере, что сравнение программ необходимо осуществлять не на произвольных последовательностях, а на специально подобранных тестовых воздействиях. Если в данном примере положить $x_3 = 0$, то, какие бы значения ни принимал параметр x_2 , результаты вычислений z_1 и z_2 будут совпадать для PA и PB . И вообще, значений параметров, равных нулю и единице, следует избегать, так как прибавление или вычитание нуля и умножение или деление на единицу никак не влияет на итоговый результат, а умножение на нуль просто уничтожает ранее вычисленные результаты. Возможны и другие специальные случаи, на которые следует обращать внимание при составлении тестовых наборов.

2. Пусть для программ PA и PB зафиксировано: $ZA \# ZB = \emptyset$ и $ZB \# ZA \neq \emptyset$, то есть программа PB вычисляет все то, что и программа PA и еще что-то дополнительное. Данное соотношение иллюстрируется на рис.2.

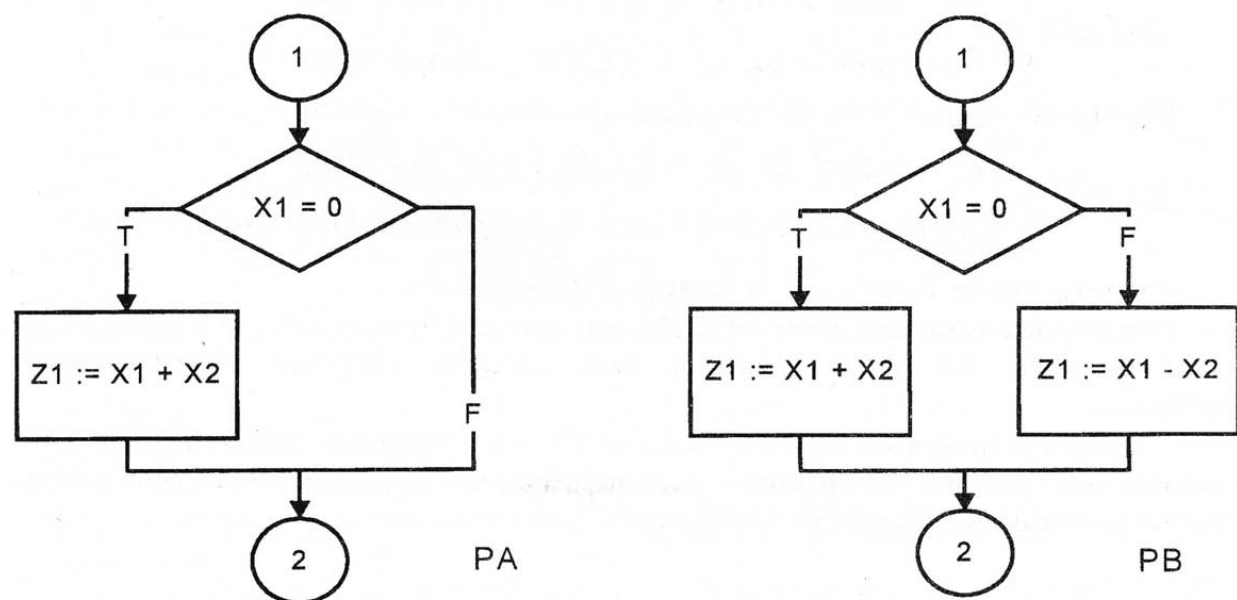


Рис. 2. Фрагмент программ по включению

В данном случае программа PA при невыполнении условия x_1 просто не вычисляет параметр z_1 .

3. Данный случай является инверсным относительно второго варианта и при сравнении множеств ZA и ZB будет зафиксировано: $ZA \# ZB \neq \emptyset$ и $ZB \# ZA = \emptyset$.

Действительно, третий вариант получается, если на рис. 2 фрагменты программ PA и PB поменять местами.

4. Данный вариант характеризуется тем, что у программ PA и PB есть общая часть, в которой они функционируют одинаково, и есть участки программ, где они функционируют по-разному. Данное положение фиксируется следующим образом: $ZA \cap ZB \neq \emptyset$, $ZA \# ZB \neq \emptyset$ и $ZB \# ZA \neq \emptyset$.

Описываемый случай иллюстрируется рис. 3.

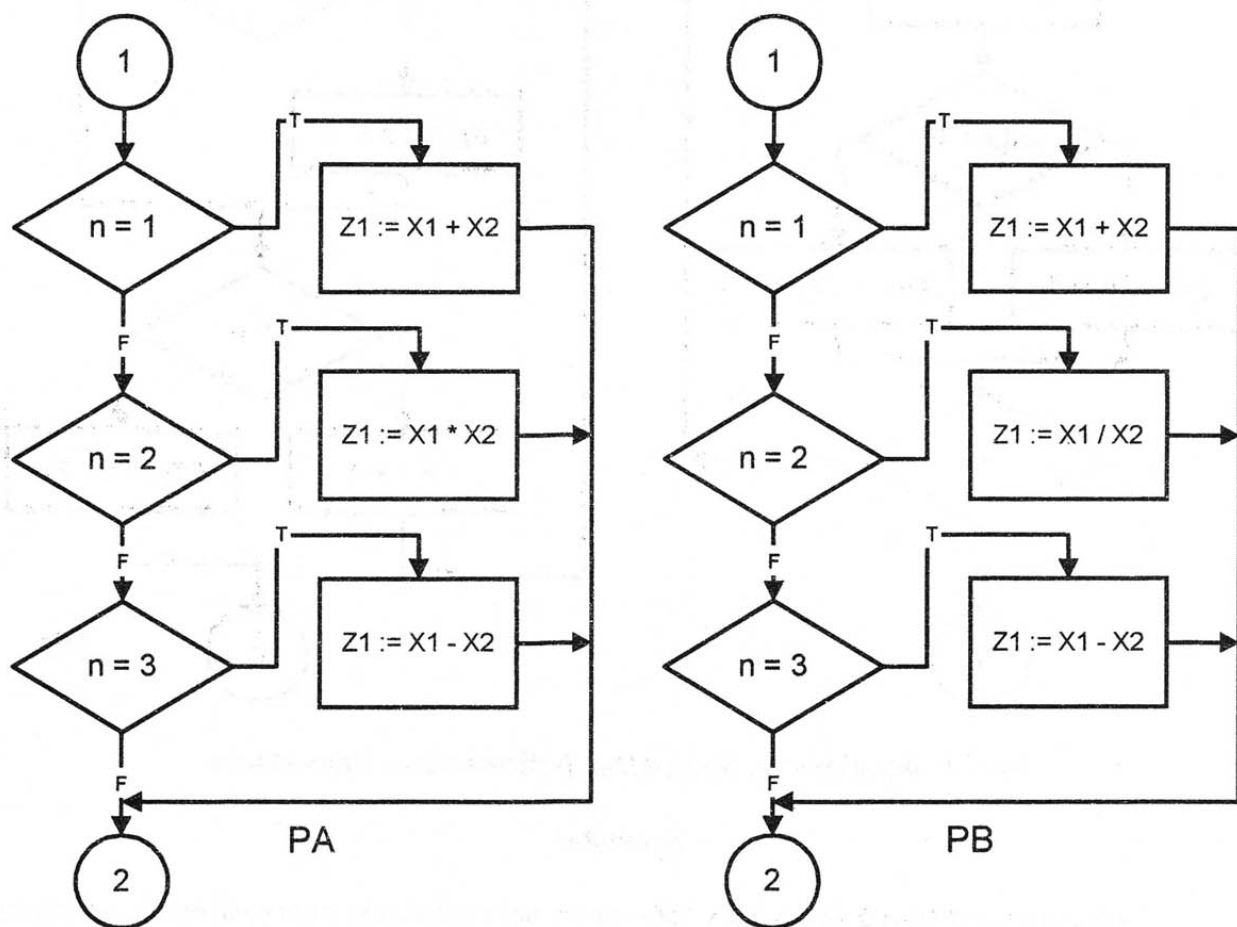


Рис. 3. Фрагменты программ с общими частями

Программы PA и PB при $n=1$ и $n=3$ функционируют одинаково, а при $n=2$ – различно, что и должно быть предметом исследования, и при необходимости данное расхождение должно быть устранено.

5. Данная ситуация характеризуется полной верификацией, для которой должны быть выполнены следующие условия: $ZA \# ZB = \emptyset$ и $ZB \# ZA = \emptyset$. Указанное соотношение иллюстрируется рис. 4. Из примера наглядно видно, что графы фрагментов программ различны, а вычисляют они параметры z_r и z_t одинаково. Это определяет необходимость анализа графов функциональных программ [2, 3], но недостаточно при верификации нескольких программ с одной спецификацией.

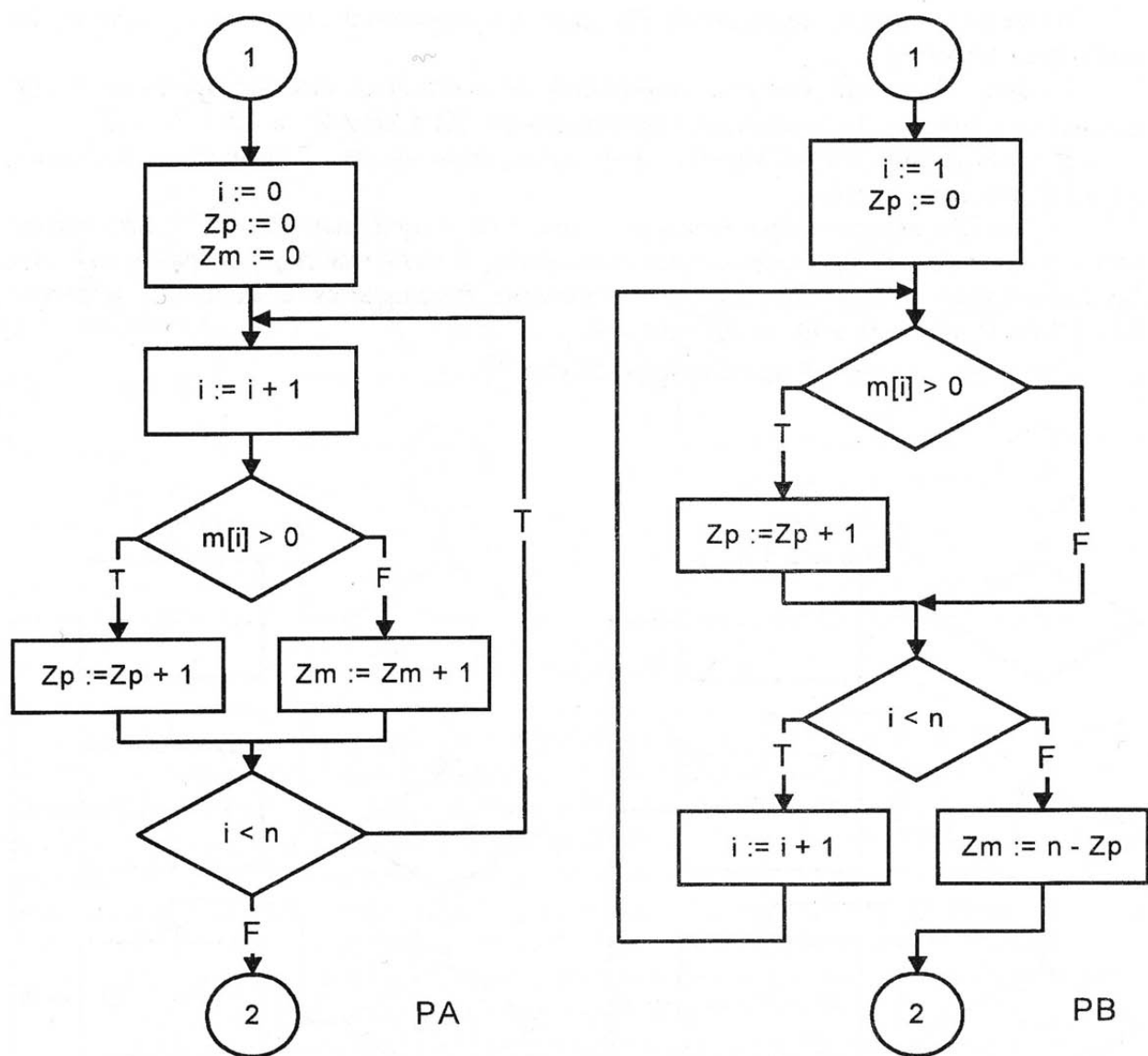


Рис. 4. Фрагменты программ, работающих идентично

Выводы

Предложенный метод позволяет проводить верификацию программного продукта на основе анализа потоков данных и открывает перспективные направления тестирования аппаратных средств вычислительных платформ опосредованно через тесты верификации программ и только той ее части, которая задействована в данных программах. Развитие средств верификации позволит также повысить качество защиты информации в виде программного продукта.

Литература

1. Липаев В.В. Обеспечение качества программных средств. Методы и стандарты / Издательство Синтер. Серия: Информационные технологии, 2001. 380 с.
2. Лаздин А.В., Немолочнов О.Ф. Оценка сложности графа функциональной программы // Научно-технический вестник СПбГИТМО (ТУ). Выпуск 6. Информационные, вычислительные и управляющие системы / Гл. ред. В.Н. Васильев. СПб: СПбГИТМО (ТУ), 2002.

3. Лаздин А.В., Немолочнов О.Ф. Метод построения графа функциональной программы для решения задач верификации и тестирования // Научно-технический вестник СПбГИТМО (ТУ). Выпуск 6. Информационные, вычислительные и управляющие системы / Гл. ред. В.Н. Васильев. СПб: СПбГИТМО (ТУ), 2002.
4. Немолочнов О.Ф. Методы технической диагностики / Методическое пособие. Л: ЛИТМО, 1977.
5. Немолочнов О.Ф. Контроль и диагностика сочетаний неисправностей в комбинированных системах. // УС и М. 1973. №4.

АКУСТИКО-ЭМИССИОННЫЙ СПОСОБ ОЦЕНКИ Пороговой нагрузки и остаточного ресурса конкретного изделия

Т.С. Никольская

На базе линейной механики разрушения обоснован неразрушающий экспресс-метод определения пороговой нагрузки и остаточного ресурса конкретного изделия.

Введение

При зарождении микротрещин или при скачкообразном развитии магистральной трещины освобождается динамически потенциальная энергия деформации частично разгруженного объема, которая расходуется не только на образование новой поверхности, но и на пластическую деформацию перед вершиной трещины, на колебания вновь образовавшейся поверхности, а также на другие сопутствующие процессы. В частности, зарегистрирована эмиссия электронов с поверхности деформируемых металлов и излучение электромагнитных волн при нагружении силикатного стекла. Пластическая деформация перенапряженных объемов вызывает локальный разогрев и эмиссию тепла из зоны разрушения. Колебания вновь образовавшейся поверхности инициируют акустический импульс длительностью от десятых до десятков миллисекунд. Каждый импульс, многократно отражаясь от поверхностей изделия и постепенно рассеиваясь на неоднородностях материала, создает акустический сигнал, который в виде волн напряжений регистрируют на поверхности изделия как акустическую эмиссию.

Интенсивность этих эмиссий позволяет судить о фазе разрушения и о его кинетике, что используют для оценки прочности и остаточного ресурса изделия; причем точность этих оценок оказывается значительно выше, чем точность косвенных методов¹ контроля прочности. Чувствительность эмиссионных методов также на порядок выше, чем у других неразрушающих методов, и позволяет обнаружить зарождение или развитие дефекта размером 1 мкм. Кроме того, эмиссионные методы позволяют локацией определить координаты слабого звена без сканирования изделия. В настоящее время в силу исторических причин наиболее разработаны методы регистрации акустической эмиссии (АЭ). Их же чаще других эмиссионных методов используют для контроля разрушения и прочности.

Обычно АЭ регистрируют с помощью пьезопреобразователя, установленного на поверхности изделия и имеющего с ним акустический контакт через слой смазки, жидкости или через волновод. Электрический сигнал преобразователя усиливается, регистрируется и анализируется акустико-электронной системой, которая сильно искажает параметры сигнала. С учетом этого более перспективным, хотя и менее разработанным, является способ регистрации АЭ оптически, т.е. с помощью лазера.

Основной показатель регистрирующей аппаратуры – уровень ее собственных шумов, приведенный к входу усилителя; у современных акустико-электронных систем этот уровень составляет 2–30 мкВ. От собственных шумов аппаратуры отстраиваются с помощью ее узла-дискриминатора, настраиваемого так, чтобы при свободно

¹ Традиционная дефектоскопия не учитывает возможности изменения формы и размеров исходных дефектов в процессе нагружения, а тем более зарождения новых и более опасных дефектов. Косвенные методы контроля прочности, основанные на связи прочности с соотношением упругости и структурной вязкости (метод отскока, вдавливания, затухания ультразвуковых волн и т.д.), требуют предварительного выяснения этой статистической связи, весьма нестабильной и чувствительной не только к составу материала, но и к различным факторам технологии

повешенном преобразователе (без акустического контакта с твердым телом) аппаратура не регистрировала каких-либо сигналов, в том числе и электромагнитных наводок.

Акустико-электронная система регистрирует общее число N акустических сигналов, количество их в единицу времени – активность АЭ $\dot{N}$, а также информацию об амплитудах сигналов и о вероятностном распределении этих амплитуд. При наличии нескольких каналов возможно определение координат источника АЭ по запаздыванию сигналов разных каналов. Амплитуда сигнала сильно зависит от расстояния между источником АЭ и датчиками. Активность же $\dot{N}$ АЭ определяется числом событий в единицу времени, в частности, интенсивностью микрорастрескивания или скоростью роста магистральной трещины, и по этой причине содержит больше информации о процессе разрушения.

К сожалению, $\dot{N}$ микрорастрескивания часто маскирует $\dot{N}$ наиболее опасного дефекта и мешает тем самым оценке опасного дефекта по $\dot{N}$.

Частотный спектр сигнала АЭ зависит от модуля упругости материала и от частоты резонатора, т.е. от размеров микрополости, у границы которой инициирован сигнал. Материал с относительно крупными полостями (древесина, бетон и т.д.) при нагружении издает слышимый звук, а материал с более мелкими дефектами – ультразвук. При деформации керамики наибольшее количество сигналов регистрируют резонансные преобразователи с частотой 20–200 кГц, а при деформации сплавов – резонансные преобразователи с частотой 200–2000 кГц. Изменение размеров резонатора, например трещины, или разрыхление материала приводят к изменению частотного спектра АЭ сигнала.

Один из первых исследователей АЭ Кайзер обратил внимание (1953) на следующую ее особенность, получившую название эффекта Кайзера: при повторном нагружении изделия АЭ возникает лишь после превышения максимальной нагрузки L предыдущего нагружения. Обусловлено это тем, что микропластические деформации, необходимые для микрорастрескивания, рассосредоточенного по объему или локализованного перед вершиной трещины, возникают уже при первом нагружении, а при повторном нагружении не развиваются при $L \leq L_{\text{макс}}$. Однако если за время разгрузки и повторного нагружения изделия трещина подросла, то вместе с ее вершиной переместится и зона, которая к тому же увеличится. В результате уже при $L \leq L_{\text{макс}}$ зона реализации разрушения перед вершиной трещины захватит новый объем материала, и АЭ появится при $L < L_{\text{макс}}$. Это отклонение от эффекта Кайзера используют как признак достижения в последующем нагружении максимального значения коэффициента интенсивности напряжений (КИН) K в предшествующем нагружении для наиболее опасного дефекта.

Данная статья посвящена проблеме создания неразрушающего метода определения пороговой нагрузки и остаточного ресурса конкретного изделия.

Основной результат

Эффект Кайзера затрудняет оценку по АЭ состояния изделия после аварийной нагрузки $L_{\text{ав}}$, значительно превышающей эксплуатационную нагрузку $L_{\text{эк}}$. В этом случае при контрольном нагружении АЭ отсутствует, пока $L < L_{\text{ав}}$. При $L = L_{\text{ав}}$ возможно заметное развитие опасного дефекта, снижение прочности изделия, а иногда и его разрушение при контрольном нагружении. В частности, по этой причине для оценки состояния изделия по АЭ его целесообразно нагружать до $L < L_{\text{эк}}$ и регистрировать АЭ не при нагружении, а в процессе разгрузки, когда не развиваются микропластические или пластические деформации и нет АЭ микрорастрескивания или роста опасного дефекта. Однако при разгрузке с $L \approx L_0$ трещина перестает закрываться еще до полного

снятия нагрузки. Этот эффект, обнаруженный Эльбером в 1978 г., получил название "закрывание трещины". Вызван он тем, что при $L \approx L_0$ старту трещины предшествуют микропластические деформации перед фронтом трещины, которые при разгрузке приводят к несовпадению микрорельефа поверхностей трещины у вершины (рис. 1). Это несовпадение вызывает шумы трения ("зубной скрежет") перед окончанием разгрузки. Современная аппаратура позволяет регистрировать такие шумы и тем самым без разрушения изделия определять значение L_0 изделия, даже если при его нагружении АЭ отсутствовала, например, из-за эффекта Кайзера.

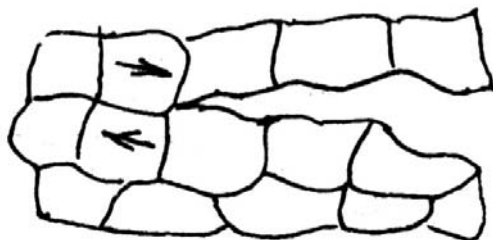


Рис. 1. Устье трещины в кристаллическом теле (стрелками отмечены зерна с остаточными деформациями сдвига)

Сдвиговые микропластические деформации в вершине трещины предшествуют ее старту, поэтому дискретная АЭ при разгрузке появляется еще до старта трещины. Это обстоятельство позволило создать надежный способ определения пороговой нагрузки L_0 для изделий с исходными технологическими дефектами, результат которого не зависит от предыстории изделия.

Нагрузку $L_{аэ}$, после которой появляется дискретная АЭ закрытия трещины (рис. 2), определяют, регистрируя амплитуду A акустических сигналов при разгрузке. Если в процессе разгрузки дискретная АЭ отсутствовала, то при последующем нагружении максимальную нагрузку увеличивают на 4–5 %. Зарегистрировав дискретную АЭ, повторяют циклы с $L_{\max} = L_{аэ}$, чтобы убедиться в воспроизводимости сигналов дискретной АЭ при разгрузке. Значение пороговой нагрузки рассчитывают по формуле $L_0 = 0,95 L_{аэ}$. Экспериментально установлено [1], что если максимальная нагрузка цикла не превышает $0,95 L_{аэ}$, снижение $L_{аэ}$ после 10^7 циклов если и имеет место, то не превышает погрешности эксперимента, 0,5 %. Погрешность определения L_0 конкретного изделия можно свести к 2 %. Снижение L_0 после 12 опытов по ее определению не превышает 4 %; экспериментально также выяснено [2], что L_0 , в отличие от разрушающей нагрузки L_P , не зависит от температуры, например, для керамики в диапазоне 78–1400 К.

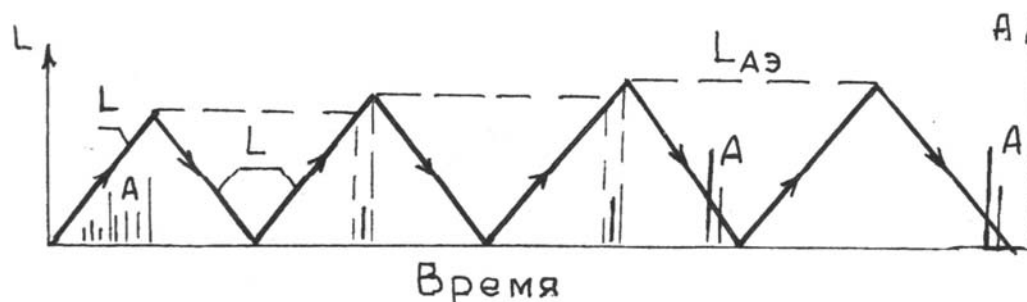


Рис. 2. Режим определения L_0

Значение L_0 характеризует длительную прочность конкретного изделия при заданной схеме его нагружения.

Номинальные напряжения σ_0 , рассчитанные по L_0 в условиях растяжения, сжатия или изгиба, называют *пределом длительной прочности*² при статическом нагружении или *пределом выносливости* при циклическом нагружении.

Так как коэффициент интенсивности напряжений $K_0 = Y\sigma_0\sqrt{a}$, то значения σ_0 и L_0 зависят от размера дефекта, попавшего в наиболее напряженную область изделия. По этой причине изменение схемы нагружения, например, направления изгиба силой посередине пролета стержня круглого сечения, приводит, как выяснено неразрушающим методом для хрупкого материала, к изменению предельных нагрузок L_0 и $L_{\max}$ в несколько раз и к изменению отношения $L_{\max} / L_0$ от 1,15 до 4.

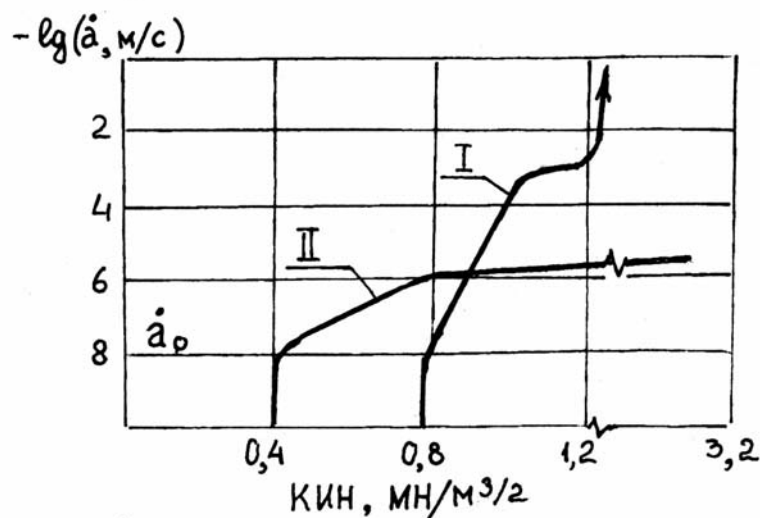


Рис. 3. Зависимость скорости $\dot{a}$ роста трещины в техническом фарфоре в условиях: I - отрыва, II - сдвига

На рис. 3 при $K > K_0$ до практически горизонтального участка справедливо соотношение $\dot{a} = \dot{a}_0 (K / K_0)^n$, где n – константа материала при заданной температуре, обратно пропорциональная ей. Для трещины отрыва n примерно в 2 раза больше, чем для трещины сдвига, и на графике плато (которого может и не быть) сменяется практически вертикальной прямой. Трещина же сдвига, достигнув незначительной скорости, мало увеличивает ее до момента фрагментации изделия, если только не переходит в трещину отрыва. За K_{Ic} обычно принимают значение K_I при $\dot{a} \approx 1$ м/с. Как правило, трещина сдвига начинает развиваться раньше трещины отрыва, постепенно ослабляет изделие и подготавливает катастрофическое разрушение отрывом.

Интегрирование $\dot{a} = \dot{a}_0 (K / K_0)^n$ при $\sigma = \text{const}$ приводит к результату

$$\sigma^2 t = \sigma_0^2 t_0 / x^{n-2}$$

или

$$t = t_0 / x^n,$$

где $x = \sigma / \sigma_0 = L / L_0$, L – действующая нагрузка, t_0 – долговечность при $x \rightarrow 1$. Такой результат не противоречит результатам испытаний на растяжение, сжатие, изгиб, кручение материалов с исходными технологическими дефектами (рис. 4).

² В отличие от предела прочности $\sigma_{пч}$, или временного сопротивления σ_v , которые характеризуют кратковременную прочность.

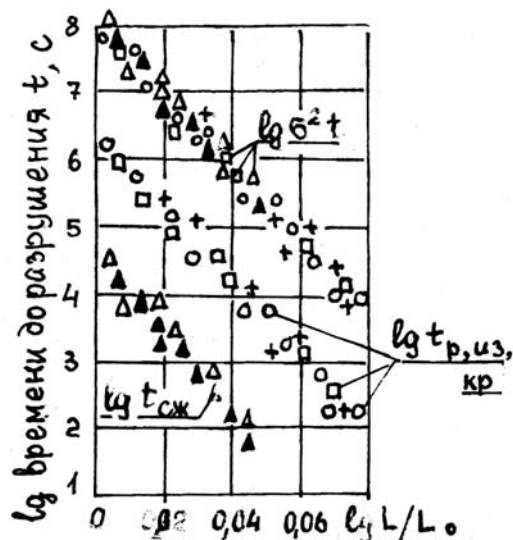


Рис. 4. Кривые длительной прочности при статическом нагружении керамики стеновых панелей на основе кембрийской глины при комнатной температуре в условиях: сжатия с $\sigma=50$ МПа (▲) и 70 МПа (Δ), изгиба с $\sigma_{\text{макс}}=6-12$ МПа (○), кручения с $\sigma_{\text{макс}}=7-10$ МПа (+) и растяжения с $\sigma=5-10$ МПа (□)

При этом при $x = \text{const}$ разброс $\lg t$ или $\lg \sigma^2 t$ не превышает 1. Это обстоятельство позволяет прогнозировать долговечность после определения L_0 неразрушающим методом при заданной схеме нагружения изделия. Для этого дополнительно в условиях статического нагружения разрушают выборку образцов того же материала при неизменном $x_{\text{обр}} = \sigma/\sigma_0 \approx 1.4$, регистрируют их долговечность t (порядка 100 с) и рассчитывают среднее $t_{\text{обр}}$. На образцах того же материала экспресс-методом определяют n для трещины сдвига [3]. Долговечность изделия в условиях статического нагружения при температуре испытания образцов рассчитывают по формуле

$$t_{\text{изд}} = t_{\text{обр}} (x_{\text{обр}} / x_{\text{изд}})^n.$$

Заключение

Используя неразрушающий способ, можно определить L_0 (или L_P) изделия при различных схемах его нагружения и с учетом полученных результатов оптимально ориентировать изделие для дальнейшей эксплуатации [3, 4]. Такой прием позволяет повысить несущую способность изделия в несколько раз, а долговечность при заданном режиме нагружения – на несколько порядков.

Описанный прием определения L_0 позволяет контролировать кинетику разрушения, независимо причин снижения L_0 :

- из-за силового воздействия путем развития наиболее опасного дефекта (при $L > L_0$),
- путем рассредоточенного микрорастрескивания, которое снижает модуль E , а следовательно, K_0 и тем самым L_0 ;
- снижением значения из-за коррозии, эрозии или поверхностно-активного вещества.

Литература

1. Бормоткин В.О., Никольская Т.С., Никольский С.Г. Способ определения максимальной нагрузки, ещё не снижающей прочность изделия. // Сб. докл. II

- Международ. конф. "Научно-технические проблемы прогнозирования надёжности и долговечности...". СПб ГТУ, 1997. С. 88–89.
2. Никольская Т.С., Никольский С.Г. Влияние температуры на пороговые параметры прочности керамики // С-Петербург. журн. электроники. 2001. № 1. С. 25–28.
 3. Никольская Т.С. Особенности акустической эмиссии при частичной разгрузке керамического изделия // М.ж. Проблемы прочности.. Киев, 2002. № 4. С. 140–147.
 4. Никольская Т.С. Определение предельных значений пороговой нагрузки при изгибе опорного фарфорового изолятора // Сб. Трудов III Международн. конференция "Научно-технические проблемы прогнозирования надёжности и долговечности...". СПб: Санкт-Петербург. гос. техн. ун-т, 1999. С. 51–52.

ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕПЛОВОГО СОСТОЯНИЯ ПОМЕЩЕНИЙ БОЛЬШИХ РАЗМЕРОВ

Н.В. Пилипенко, Н.В. Лазуренко

В работе решена задача теплового баланса воздушно-опорного сооружения, выявлены основные источники потерь тепловой энергии. Приведены результаты экспериментальных исследований, определены температура и скорости движения воздуха, установлены оптимальные параметры конструкции. По результатам исследований выработаны рекомендации по энергоресурсосбережению, даны оценки экономического эффекта от их внедрения.

Помещения больших размеров, в частности, воздушно-опорные сооружения (ВОС) в последние годы стали широко использоваться для товарных складов, грузовых терминалов, а также торговых и спортивных комплексов. В зависимости от назначения к ним предъявляются различные требования. Важными характеристиками ВОС являются их тепловой режим и расход тепловой энергии для поддержания заданных условий. Целью данной работы является расчетно-экспериментальное исследование теплового режима реального ВОС, используемого в качестве теннисного корта, и разработка рекомендаций по энергоресурсосбережению.

Воздушно-опорное сооружение представляет собой однослойную мембрану, жестко закрепленную по периметру. Пространственная структура ВОС обеспечивается за счет небольшого (порядка 7 мм ртутного столба) избыточного давления, создаваемого под поверхностью оболочки устройством нагнетания воздуха. Для изготовления оболочек используются материалы на основе полиэфира с виниловым покрытием и плакированные материалы DuPont Tedlar, существенно превосходящие материалы на основе нейлона. В литературе [1, 2] дается общее описание ВОС, приводятся некоторые их характеристики, указывается оборудование для поддержания заданных условий. Однако отсутствуют рекомендации о возможности использования их при различных, в особенности низких, температурах окружающей среды. Как показал опыт, именно низкие температуры не позволяют круглогодично использовать ВОС в качестве теннисных кортов из-за огромных тепловых потерь в окружающую среду. Для снижения энергозатрат необходимо проводить расчет теплового баланса ВОС и выявлять основные источники тепловых потерь, а затем модифицировать конструкцию с учетом проведенных расчетов.

Проблема заключается в том, что в большинстве случаев при установке ВОС тепловые расчеты не проводятся, а из-за разнообразия конструкций данных сооружений общей программы для расчета тепловых потерь выработать не удастся. Поэтому для каждого конкретного сооружения требуется составлять тепловой баланс и разрабатывать индивидуальные рекомендации по энергосбережению.

При температурах окружающей среды (12–15) °С воздух внутри ВОС быстро охлаждается, и требуется непрерывная работа станции по подаче нагретого воздуха, что связано с существенными материальными затратами. При температуре окружающей среды (20–25) °С нагреть воздух в ВОС до требуемой температуры (12–14) °С не представляется возможным из-за больших тепловых потерь.

На рис. 1 представлена схема ВОС с размерами $a \times a \times h = 36 \times 36 \times 10$, м. Станция для подачи воздуха в ВОС расположена за его пределами и позволяет подавать теплый воздух в холодное время года и пропускать воздух через систему кондиционирования в жаркое время. Поскольку подача воздуха осуществляется локально и периодически, то в холодное время наблюдаются существенные неравномерности температурного поля по объему ВОС. Нами были проведены 3 серии измерений температуры в 25-ти точках ВОС до и после нагнетания теплого воздуха при температурах наружной среды (2.7–4) °С. Начальная температура внутри ВОС в различных сериях опытов не превышала 3 °С. После 2 часов подачи теплого воздуха температура в отдельных зонах ВОС

повышалась до 24 °С, однако неравномерность поля температур составляла (4–5) °С. Такие перепады недопустимы для нормального функционирования ВОС. Для измерений нами использовался термопарный термометр фирмы Anritherm.

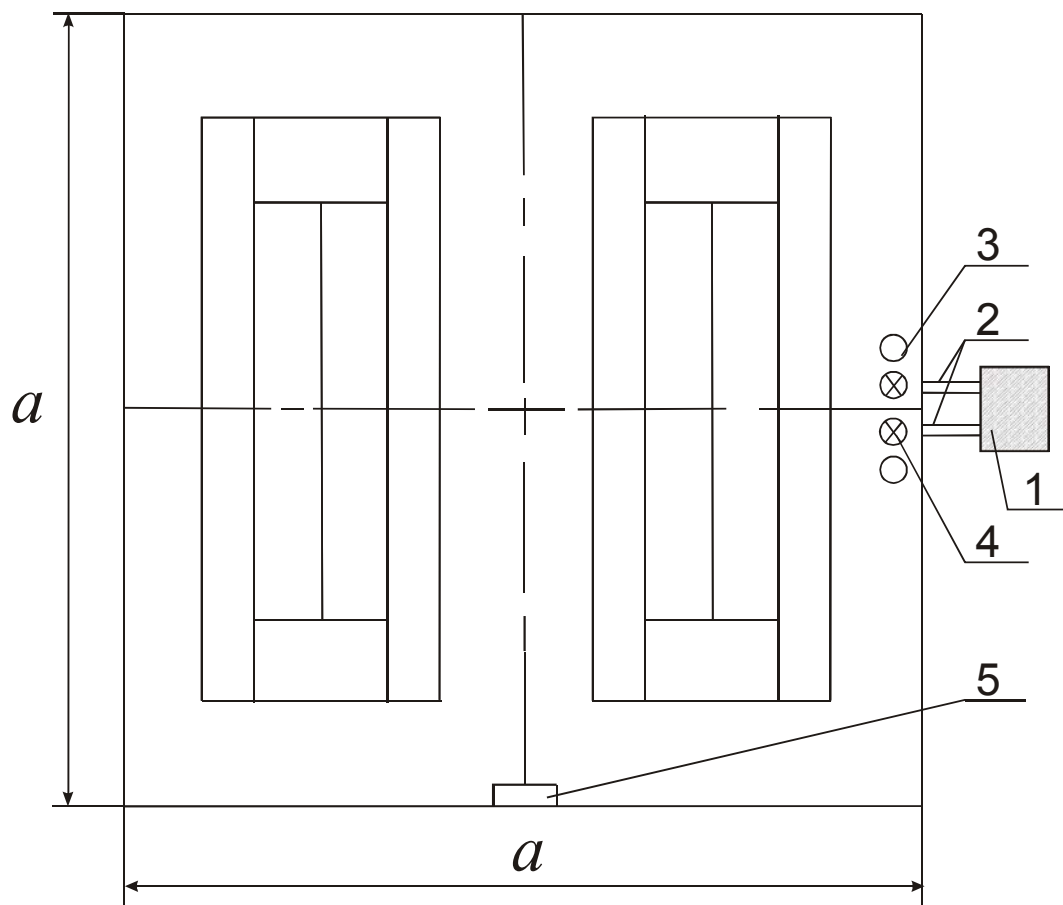


Рис. 1. Схема воздушно-опорного сооружения: 1 – станция для подачи воздуха в ВОС; 2 – трубопроводы; 3 и 4 – отверстия приточно-вытяжной вентиляции; 5 – тамбур-шлюз для выхода и входа в ВОС

Для детального анализа источников тепловых потерь ВОС запишем уравнение теплового баланса, которое для данного случая имеет вид

$$Q_{\Pi} + Q_{\text{ч}} = Q_{\text{ш}} + Q_3 + Q_{\text{и}} + Q_{\text{в}} \quad [\text{Вт}], \quad (1)$$

где Q_{Π} – тепловой поток, затрачиваемый на нагрев воздуха внутри ВОС; $Q_{\text{ч}}$ – тепловой поток, выделяемый людьми; $Q_{\text{ш}}$ – тепловые потери через оболочку ВОС; Q_3 – тепловой поток, уходящий в землю под ВОС; $Q_{\text{и}}$, $Q_{\text{в}}$ – тепловые потери за счет инфильтрации и вентиляции.

Нами были проанализированы все составляющие в уравнении (1) [3–6]. Здесь остановимся на структуре теплового потока Q_{Π} , затрачиваемого на нагрев воздуха внутри ВОС:

$$Q_{\Pi} = Q_{\text{пол}} - Q_{\text{из}} - Q_{\text{к}} - Q_{\text{т}} - Q_{\text{кп}} - Q_{\text{тр}} - Q_{\text{вт}} \quad [\text{Вт}], \quad (2)$$

где $Q_{\text{пол}}$ – количество теплоты, полученное при сжигании дизельного топлива в печи в единицу времени; $Q_{\text{из}}$, $Q_{\text{к}}$, $Q_{\text{т}}$ – тепловые потери от печи излучением, конвекцией и теплопроводностью; $Q_{\text{кп}}$ – тепловые потери от помещения станции; $Q_{\text{тр}}$ и $Q_{\text{вт}}$ – тепловые потери через соединительные трубопроводы и выхлопную трубу.

Рассмотрим более подробно некоторые расчетные зависимости.

Тепловые потери через оболочку шатра ВОС определяются уравнением [4]

$$Q_{\text{ш}} = \frac{t_{\text{вн}} - t_{\text{нар}}}{R_{\text{общ}}} [\text{Вт}], \quad (3)$$

где $t_{\text{вн}}$ и $t_{\text{нар}}$ – температуры внутреннего и наружного воздуха, °C; $R_{\text{общ}}$ – общее термическое сопротивление оболочки ВОС [К/Вт].

Для данного случая $R_{\text{общ}}$ вычисляется по формуле

$$R_{\text{общ}} = \frac{1}{S_{\text{ш}}} \left(\frac{1}{\alpha_1} + \frac{\delta}{\lambda_{\text{ш}}} + \frac{1}{\alpha_2} \right) [\text{К/Вт}], \quad (4)$$

где $S_{\text{ш}}$ – площадь поверхности оболочки ВОС [м^2]; δ – толщина оболочки [м]; $\lambda_{\text{ш}}$ – теплопроводность оболочки [$\text{Вт}/(\text{м}\cdot\text{К})$]; α_1, α_2 – внутренний и наружный коэффициенты конвективного теплообмена. При вычислении α_1, α_2 рассматривался случай вынужденной конвекции.

Тепловой поток, уходящий в землю под ВОС, определяется по зависимости [7]

$$Q_3 = q_3 S_{\text{осн}} [\text{Вт}], \quad (5)$$

где $S_{\text{осн}}$ – площадь основания ВОС [м^2];

$$q_3 = \alpha_{\text{к}} (t_{\text{вн}} - t_3) \exp(H^2 a_{\text{см}} \tau) \operatorname{erfc}(H) \sqrt{a_{\text{см}} \tau} [\text{Вт}/\text{м}^2]. \quad (6)$$

В формуле (6) $\alpha_{\text{к}}$ – коэффициент конвективного теплообмена между поверхностью грунта и внутренним воздухом [$\text{Вт}/(\text{м}^2\cdot\text{К})$]; t_3 – температура поверхности грунта, °C;

$H = \frac{\alpha_{\text{к}}}{\lambda_{\text{см}}}$ – относительный коэффициент теплообмена [м^{-1}]; τ – время действия

теплового потока [сек]; $a_{\text{см}}$ [$\text{м}/\text{сек}^2$] и $\lambda_{\text{см}}$ [$\text{Вт}/(\text{м}\cdot\text{К})$] – коэффициенты температуро- и теплопроводности смеси, используемой в качестве грунта.

Потери инфильтрацией $Q_{\text{и}}$ определяются по зависимости [3]

$$Q_{\text{и}} = 0,28 G_p c_p k (t_{\text{вн}} - t_{\text{нар}}), \text{ Вт}, \quad (7)$$

где G_p – расход инфильтрующегося воздуха [кг/с]; c_p – удельная теплоемкость воздуха [$\text{Дж}/(\text{кг}\cdot\text{К})$]; k – коэффициент, учитывающий влияние встречного теплового потока.

В данном случае расход теплоты $Q_{\text{и}}$ не компенсируется подогретым приточным воздухом, и необходимо использовать иную зависимость [5]:

$$Q_{\text{и}} = 0,28 L_{\text{вент}} \rho c k (t_{\text{вн}} - t_{\text{нар}}) [\text{Вт}], \quad (8)$$

где $L_{\text{вент}}$ – расход удаляемого воздуха, не компенсируемого подогретым воздухом [$\text{м}^3/\text{с}$]; ρ – плотность воздуха внутри ВОС [$\text{кг}/\text{м}^3$].

Расход инфильтруемого воздуха G_p , согласно [3], определяется по зависимости:

$$G_p = \frac{0,216 A (\Delta p)^{0,67}}{R_{\text{и}}} [\text{кг}/\text{ч}], \quad (9)$$

где A – площадь наружных ограждающих конструкций [м^2]; Δp – разность давлений воздуха на наружной и внутренней поверхностях оболочки [Па]; $R_{\text{и}}$ – сопротивление воздухопроницанию [$\text{м}^2\cdot\text{ч}\cdot\text{Па}/\text{кг}$]. При определении Δp необходимо учитывать размеры оболочки и скорость ветра.

Тепловые потери вентиляцией $Q_{\text{в}}$ происходят через 2 трубы в центре ВОС и определяются по зависимости [3]

$$Q_{\text{в}} = 2 C_p G_p (t_{\text{вн}} - t_{\text{нар}}) [\text{Вт}], \quad (10)$$

где C_p и G_p – удельная теплоемкость [$\text{Дж}/(\text{кг}\cdot\text{К})$] и массовый расход воздуха [кг/с].

В процессе экспериментальных исследований и расчета тепловых потерь вентиляцией $Q_{\text{в}}$ понадобилось установить расходы воздуха G_p при различных температурах с помощью анемометра.

В итоге нами были рассчитаны все составляющие в уравнении (1). Сумма в левой части равняется 245 кВт. Из них 41% составляют потери через оболочку, 29% – теплосток в землю под ВОС, 19% и 11% – потери инфильтрацией и вентиляцией. Как видно из приведенных результатов расчетов, максимальные потери наблюдаются через оболочку и сток в землю под ВОС, потери же инфильтрацией и вентиляцией в сумме составляют 30 %.

По результатам экспериментальных исследований и проведенных расчетов были сформулированы основные положения по сбережению тепловой энергии в ВОС, которые кратко можно свести к следующим:

1. заменить однослойную оболочку двухслойной с толщиной зазора между слоями 3 мм, что снизит потери на 84%;
2. уменьшить высоту ВОС на 1 м, что снизит потери на 8% при однослойной оболочке;
3. установить по периметру корта полиэтиленовую пленку высотой 2 м, что снизит потери на 23% при однослойной оболочке;
4. в нерабочее время накрывать поверхность корта полиэтиленовой пленкой, что существенно уменьшит сток теплоты в землю.

Данные рекомендации в настоящее время внедряются, что приносит ощутимый экономический эффект.

Литература

1. www.elas.ru/int.html.
2. www.asati.ru/faq.html.
3. Сканава А.Н., Богословский В.Н. Отопление. М.: Стройиздат, 1991.
4. Исаченко В.Н., Осипова В.А., Сукомел А.С. Теплопередача. М.: Энергоиздат, 1981.
5. Шнейдер П. Инженерные проблемы теплопроводности. М., 1968.
6. Юренев В.Н., Лебедев П.Д. Теплотехнический справочник. Том 1. М.: Энергия, 1975.
7. Лыков А.В. Теория теплопроводности. М., 1952.

МЕХАТРОНИКА – НАУЧНАЯ И УЧЕБНАЯ ДИСЦИПЛИНА

Б.П.Тимофеев

Рассмотрено развитие мехатроники как области науки и техники в период с 1972 г. по настоящее время. Рассмотрено развитие мехатроники в качестве учебной дисциплины в России и, в частности, в ИТМО, начиная с 1991 г. Сделаны прогнозы развития мехатроники на ближайшее и отдаленное будущее, в том числе и о возможном расширении количества и содержания обучения специальностей в направлении "Мехатроника и робототехника".

Мехатроника – бурно развивающаяся область науки и техники – становится одним из основных направлений образования. Слово "мехатроника" в современном его смысле появилось впервые в 1972 г., в Японии, причем появилось на предприятии машиностроительном, занимавшемся одновременно выпуском электронных изделий. Еще ранее, в 50-х появилось слово "мехатроны", относившееся к электровакуумным устройствам. Сегодня мы квалифицируем такие устройства как элементы электромеханики. Впрочем, происхождение мехатроники от электромеханики, на наш взгляд, несомненно. В 1985 г. в СССР был издан переведенный с японского справочник по мехатронике, на мой взгляд, скорее сборник статей "на тему", т.е. системного взгляда на проблему он не содержал.

Исторически в СПбГУ ИТМО подготовка инженеров по специальности "Мехатроника" началась в 1991 г. В 1994 г. уже в России в квалификационном справочнике появился раздел "Междисциплинарные специальности", в числе которых была и специальность 07.18.00 – Мехатроника, а в 1995 г. появился и государственный образовательный стандарт (ГОС) по специальности (в дальнейшем – 1-й ГОС). Первый выпуск специалистов, прошедших полную подготовку по этим учебным планам, состоялся в 2001 г., а уже в 2000 г. появился новый ГОС специальности (далее – 2-й ГОС). Точнее, приказом Министерства образования РФ от 02.03.2000 № 686 утверждено направление подготовки дипломированного специалиста "Мехатроника и робототехника" с перечнем образовательных программ (специальностей), реализуемых в рамках направления подготовки дипломированного специалиста: 07.18.00 – Мехатроника, 21.03.00 – Роботы и робототехнические системы.

Естественным поэтому будет "исторический" подход к развитию понятия "Мехатроника" как научной и учебной дисциплины. Последующее изложение скомпоновано в 4 раздела:

1. До официального образования специальности
2. В России есть "Мехатроника"
3. Сформировано направление "Мехатроника и робототехника"
4. Дальнейшее развитие направления.

Попытаемся проследить, как за очень короткий срок развивалось (изменялось) понятие "Мехатроника" в науке, технике, производстве и образовательной деятельности.

До официального образования специальности

Мехатроника – новая область науки и техники – определялась как направление на создание и эксплуатацию устройств с компьютерно-управляемым движением. Приведем и другие определения: "Мехатроника – интегральное проектирование механизмов и машин с высокой степенью автоматизации с целью систематического достижения хороших общих технических характеристик устройств" (Р.Мейзель, Х.Иржик. Австрия, университет г. Линц); "Информационно-измерительная наука и

технология – естественная основа мехатроники" (А.П.Дорей и Д.А.Брэдли, Англия, Ланкастерский университет).

Во всех этих определениях прежде всего выделим две особенности:

- каждый из авторов относит мехатронику к той или иной области науки; немецкие – к теории машин и механизмов, английские – к информационно-измерительной технике, русские – к механике в широком смысле этого термина;
- общая же черта – подчеркивание интегрального характера мехатроники. Прочитируем еще раз А.П. Дорей и Д.А. Брэдли: "Мехатроника является центром интеграции электронных аппаратных средств и программного обеспечения с механической техникой в изделии (программе) или процессе".

Попробуем более конкретно разобраться с понятием "интегральный". Человек создан как существо сугубо аналитическое. Его органы чувств воспринимают каждый лишь отдельные стороны предметов и явлений. Классический пример – восприятие человеком яблока. Зрительно мы воспринимаем размер, форму и цвет. Обоняние дает нам запах, осязание позволяет судить об упругости, вялости и т.д. Конечно, наиболее существенны вкусовые ощущение (существенны только по отношению к этому конкретному предмету) и, естественно, слуховые ощущения – "хрупанье", добавляемые к вкусовым. Образ предмета создается мышлением (интеграцией) на основе осмысления знаний об отдельных его чертах, полученных аналитическими средствами.

Увы, этот естественно возникший подход полностью копировался наукой, что в некоторых ее областях уже привело к печальным последствиям. В медицине кардиологи, отоларингологи, невропатологи и т.д. изучают и лечат не человека, а его отдельные органы. Учет воздействия на систему человека минимален. Только в последнее время все слышнее голоса тех, кто ратует за изучение и лечение человека в целом, проводя идеи другого разделения функций – скажем, по возрастному или половому принципам (например, геронтология).

Заметим, что без аналитической функции разделения, расчленения, рассмотрения отдельных элементов и свойств мы не мыслим себе изучения, а тем более проектирования каких-либо технических систем (машин, приборов и устройств). Все это переносится в сферу образования, и именно в этой сфере важно преодолеть тенденции аналитического расчленения объектов изучения. Ясно одно: существующее сегодня разделение технических устройств на привод, исполнительные механизмы и системы управления не обеспечивает решение задачи проектирования машины (устройства) как некоего целого.

Традиционно мехатронику представляют (рис.1) как единство трех частей – привода (1), механизмов (2) (исполнительных и передаточных) и управления (3). Их пересечение составляет собственно ядро направления мехатроники.

В России есть "Мехатроника"

Прочитируем ГОС от 06.03.95: "Мехатроника – это область науки и техники, посвященная созданию и эксплуатации машин и систем с компьютерным управлением движением, которая базируется на знаниях в области механики, электроники и микропроцессорной техники, информатики и компьютерного управления движением машин и агрегатов".

Приведем несколько определений мехатроники, данных зарубежными учеными, стараясь расположить их в хронологическом порядке, чтобы обозреть предмет в его развитии.

"Мехатроника есть объединение механики, электроники и микрорешающего управления" (1975).

"Мехатроника есть комбинация машиностроения с электронной техникой управления и системотехникой в создании продукции и процессов".

"Мехатроника – синергетическое объединение прецизионного машиностроения, электронной техники и системного подхода в проектировании и изготовлении продукции" (Совет по промышленным исследованиям и развитию Европейского сообщества, 1986).

"Мехатроника – не новая профессия, а образ мышления" (Я. ван Амеронген, Университет Твенте, 1989).

"Мехатроника есть синергетическое единство механического и электрического инжиниринга и информационных технологий для интегрального дизайна интеллектуальных технических систем в отдельных механизмах и машинах" (IFTоММ, 1995).

"Мехатронная система многодисциплинарна, включает в себя четыре фундаментальные дисциплины: электротехнику, механику, вычислительную технику и информационные технологии".

"Разница между мехатронной и многофункциональной системой – не в построении, но более в порядке, в котором они проектируются. Исторически проектирование многофункциональных систем использовало последовательное подчиненное пофункциональное продвижение".

"Методология мехатронного проектирования основана на одновременном, вместо последовательного, продвижения в проектировании отдельных частей, что в результате дает продукт с большей синергетикой".

"Синергетика достигается правильным сочетанием параметров; так что конечный продукт может быть лучше, чем сумма частей. Мехатронные продукты демонстрируют качественные характеристики, какие прежде было трудно достигнуть без синергетического комбинирования".

Все последние цитаты принадлежат Девдану Шетти и Ричарду А. Колку и приведены в "Проектировании мехатронных систем" (1997).

В наиболее полном виде тезис "Мехатроника – способ проектирования ..." изложен в трудах проф. Е. Калленбаха, где идея мехатронного проектирования изложена с исчерпывающей полнотой [1].

Наш первый ГОС основан во многом на этих концепциях мехатроники в понимании европейских авторитетов. Не останавливаясь на критике некоторых его сторон, перейдем к тем положительным переменам, которые связаны с открытием (наконец-то!) направления, о чем мы в нашем вузе говорили еще в 80-х гг.

Сформировано направление "Мехатроника и робототехника"

Прежде всего процитируем ГОС в части определения мехатроники и робототехники. "**Мехатроника** – это область науки и техники, основанная на синергетическом объединении узлов точной механики с электронными, электротехническими и компьютерными компонентами, обеспечивающими проектирование и производство качественно новых модулей, систем, машин и систем с интеллектуальным управлением их функциональными движениями. **Робототехника** – область науки и техники, ориентированная на создание роботов и робототехнических систем, предназначенных для автоматизации сложных технологических процессов и операций, в том числе, выполняемых в недетерминированных условиях, для замены человека при выполнении тяжелых, утомительных и опасных работ".

Далее определены объекты профессиональной деятельности. "Объектами профессиональной деятельности выпускников являются технические системы, агрегаты, машины и комплексы машин различного назначения, построенные на базе

мехатронных модулей, используемых в качестве информационно-сенсорных, исполнительных и управляющих устройств. В том числе, роботы и робототехнические системы как промышленного, так и непромышленного назначения, а также необходимое программно-алгоритмическое обеспечение для управления такими системами, их проектирования и эксплуатации".

Обратим внимание на слова "синергетическое объединение..." и "проектирование и производство качественно новых модулей, систем, машин...", как на совершенно новый взгляд именно на объект. Нет, мехатроника – не просто "способ проектирования", а особый способ проектирования качественно новых и четко определенных объектов. В этом первая и главная особенность, выгодно отличающая второй ГОС (2000) от первого (1995).

Одна из особенностей второго ГОСа – список предметов специальности (федеральных). Стремление к интегрированности, к общности, к возможности широкого внедрения междисциплинарных курсов здесь совершенно явно, и преимущества в этом компоненте перед первым ГОСом очевидно.

Не могу в этой связи не высказать собственного мнения по поводу деления дисциплин на циклы – ЕНФ, ГСЭ, СД и пр. Это деление порочно в корне, но особенно оно неприемлемо в отношении такой специальности, как "Мехатроника". Необходимость синергетического объединения курсов, как и синергетического объединения частей в мехатронном устройстве, сегодня очевидна многим, и единственное препятствие – мощнейшие традиции высшей школы, связанные с бесконечным аналитическим разграничением предметов по факультетам, кафедрам и отдельным специалистам. Так что преодоление этой порочной практики видится нам в довольно далеком будущем, ибо она – в природе человека, о чем речь уже шла выше.

Дальнейшее развитие направления

Итак, в нашем направлении всего две специальности. Посмотрим на возможное развитие специальностей внутри направления, имея в виду сложности, возникающие в области образования при подготовке специалистов.

Существует, по крайней мере, два принципиальных подхода к формированию специальности внутри направления. Первый подход связан с существованием в ряде стран таких специальностей, как:

- динамика управляемых систем (машин),
- привод мехатронных устройств,
- автоматическое управление,
- микроэлектроника,
- информационно-измерительная техника и сенсорика.

Здесь реализован принцип разделения по объекту проектирования и изготовления. Отметим, что он связан с аналитическим расчленением объекта изучения, зато имеет и многочисленные положительные стороны. Главная из них – четкое понимание образовательных возможностей в рамках обычных сроков обучения. Ясно, что в рамках таких специальностей изучается общее ядро направления и одна из больших областей знаний углубленно. Таким образом мы получим мехатронщиков-механиков, мехатронщиков-приводчиков и мехатронщиков-управленцев. Несомненно, появление таких специальностей – достаточно широкий шаг в сторону интегрального восприятия технических устройств. При этом, повторимся, частично устраняются сложности в области объема знаний, продолжительности образования и т.п. Устраняются лишь частично, ибо все равно объем знаний существенно выше, чем в традиционных технических специальностях. "Ядро" направления остается для всех обязательным.

Выход представляется нам в присвоении всем мехатронным специальностям статуса высокопрофессионального образования с увеличением срока обучения до 6–7 лет.

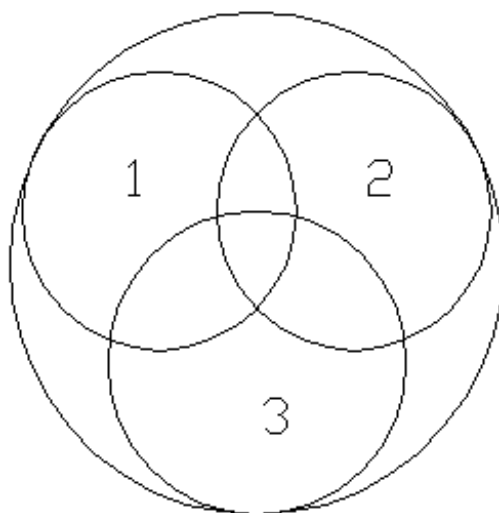


Рис. 1. Вхождение составляющих дисциплин в мехатронику

Другой подход связан с такими специальностями, как:

- прецизионные устройства мехатроники,
- биотехнические системы,
- интеллектуальные мехатронные устройства

Здесь специальность сформирована по целевому признаку. Сложности, также как и в предыдущем подходе, связаны с объемом и продолжительностью обучения, которые в данном случае возрастают еще более.

Если становление "Мехатроники и робототехники" в качестве научного направления подтверждается блестящими примерами успешного использования мехатронных принципов (см. [2,3]) и, как правило, не встречает никаких возражений, то выделение его в качестве направления образовательной деятельности требует четкого обоснования. Действительно, специалистов по энергоустановкам (электро-, пневмо-, гидро- и т.д.), по машинам и механизмам, по системам управления готовят по уже имеющимся направлениям, получить же специалиста, одинаково владеющего знаниями и умениями в областях 1, 2 и 3 (рис.1) даже при увеличенном времени обучения достаточно сложно. Возможно формирование мехатронщиков-приводчиков, мехатронщиков-механиков и мехатронщиков-управленцев, которые, будучи разработчиками в одной области, являлись бы грамотными пользователями в двух других, при безусловном знании "ядра" всеми без исключения [4].

Вывод

Хотя автор статьи – несомненный апологет мехатроники, хотелось бы подчеркнуть, что и в будущем положение, при котором все машины и приборы превратились бы в мехатронные устройства, кажется нам и немислимым, и ненужным. Так называемые цикловые машины, сконструированные для выполнения конкретных функций, как правило, превосходят мехатронные устройства как по производительности, так и по точности функционирования. Непрерывность действия и, как правило, нереверсивность привода дает им целый ряд преимуществ в части динамики.

Правда, у мехатронных устройств имеется существенный резерв повышения точности функционирования. Это переход на недетерминированную структуру используемых механизмов. Изменение структуры и параметров механической системы в процессе функционирования, да еще производимые компьютерным управлением – важный и пока мало используемый резерв мехатронных устройств. Несмотря на это, существование машин (транспортных, технологических, информационных и т.п.) как мехатронного, так и немехатронного типа как сегодня, так и в будущем, представляется нам несомненным.

Литература

1. Configuration in the Mechatronic Design Process – Represented by Fast Acting Magnetic Actuators. E.Kallenbach, T.Strohla, O.Birli, K.Feindt, M.Kallenbach. Department of Drive Technology, Technical University of Ilmenau. Mechanics and Machine Vision, September, 2000, University of Southern Queensland. P.313–321.
2. Тимофеев А.В. Обратная динамика мехатронных систем и методы синтеза модальных и инвариантных регуляторов. Мехатроника. 2000. №4. С. 2–6.
3. Ющенко А.С. К теории деятельности эргатических мехатронных систем. Мехатроника. 2000. №3. С. 2–11.
4. Соломенцев Ю.М., Кулешов В.С., Подураев Ю.В. Развитие мехатроники и робототехники в Московском государственном технологическом университете "СТАНКИН". Мехатроника. 2001. № 2. С.2–3.

О СВЯЗИ МАКСИМАЛЬНОГО УГЛА ДАВЛЕНИЯ С ОСНОВНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ ПЛОСКОГО КУЛАЧКОВОГО МЕХАНИЗМА

Г.Б. Заморуев

Полностью аналитически и без приближений решена задача определения основных параметров плоского кулачкового механизма с поступательным и вращательным (коромысловым) толкателем. Для поступательного толкателя представлены решения при некоторых разновидностях законов движения толкателя.

Угол давления и, в частности, его максимальное значение $\alpha_{\max}$ является важной характеристикой качества механизмов с высшей кинематической парой, в том числе кулачковых. При проектировании плоских кулачковых механизмов приходится определять $\alpha_{\max}$ как при анализе вариантов основных параметров механизма, так и при отыскании этих параметров по заданной величине $\alpha_{\max}$.

Для этих целей в основном применяются графические методы, характеризующиеся трудоемкостью и относительно низкой точностью [1]. Существуют приближенные аналитические методы определения $\alpha_{\max}$, использующие фиксированное максимальное значение аналога скорости толкателя S'^* и соответствующее ему значение хода толкателя S^* . Наихудшие результаты дают указанные методы для механизмов с коромысловым толкателем.

Ниже излагается точный аналитический метод определения $\alpha_{\max}$ для механизмов с поступательным и коромысловым толкателем.

Определение угла давления в механизмах с поступательным толкателем

Угол давления в механизмах с поступательным толкателем определяется по известному выражению [1]

$$\alpha = \operatorname{arctg} \frac{S' - e}{S + S_0}, \quad (1)$$

где $S' = \frac{dS}{d\varphi}$ – аналог скорости толкателя; e – эксцентриситет толкателя; S – текущее значение хода толкателя; S_0 – начальная установка толкателя, связанная с радиусом начальной шайбы r_0 и эксцентриситетом известной зависимостью

$$S_0^2 = r_0^2 - e^2. \quad (2)$$

Так как $S' = S'(\varphi)$ и $S = S(\varphi)$, то угол α является функцией φ , S_0 и e :

$$\alpha = \alpha(\varphi, S_0, e). \quad (3)$$

Следовательно, угол α достигает максимального значения в точке, где

$$\frac{\partial \alpha}{\partial \varphi} = 0. \quad (4)$$

Перепишем выражение (1) в одну строку в виде

$$(S' - e) - (S + S_0) \operatorname{tg} \alpha = 0, \quad (5)$$

продифференцируем его по φ и разрешим полученное выражение относительно $\frac{\partial \alpha}{\partial \varphi}$

$$\frac{\partial \alpha}{\partial \varphi} = \frac{S'' - S' \operatorname{tg} \alpha}{(S + S_0) + (S' - e) \operatorname{tg} \alpha}. \quad (6)$$

Из выражения (6) с учетом (4) получаем условие максимума угла давления в виде

$$S'' = S' \operatorname{tg} \alpha_{\max}. \quad (7)$$

Выражение (5) является уравнением прямой, проведенной через ось вращения кулачка под углом α к линии движения толкателя. При фиксированных α и φ переменными параметрами этой прямой являются S_0 и e (или r_0). Выражения (5) и (7) являются уравнениями прямой, проведенной под максимальным углом давления $\alpha_{\max}$ при данных параметрах механизма. Уравнение (7) может решаться независимо от (5). Если известен (задан) угол $\alpha_{\max}$, то из (7) получим соответствующий ему фазовый угол $\varphi_{\alpha \max}$, и далее из (5) получим S_0 и e .

Если исключить α из (5) с помощью (7), то получим выражение вида

$$S'(S' - e) - S''(S + S_0) = 0. \quad (8)$$

Впервые выражение (8) в несколько ином виде было представлено Н.И. Колчиным [1]. Варьируемыми параметрами в этом выражении являются φ , S_0 , и e . Задаваясь двумя последними, можно найти $\varphi_{\alpha \max}$, а затем из (5) и $\alpha_{\max}$.

Следует отметить, что для многих применяемых законов ускорения толкателя уравнение (7) может быть решено в явном виде. Правая часть его в реальных условиях положительна. Соответственно положительна и его левая часть, следовательно, угол $\varphi_{\alpha \max}$ практически всегда находится в фазе положительного ускорения толкателя, т.е.

$$\varphi^* > \varphi_{\alpha \max}, \quad (9)$$

где φ^* – угол поворота кулачка, которому соответствует максимальное значение аналога скорости толкателя.

Рассмотрим несколько характерных законов ускорения толкателя с целью решения для них уравнения (7):

1. Постоянное ускорение со скачком в точке φ^* . В этом случае решение уравнения (7) имеет вид

$$\varphi_{\alpha \max} = \frac{1}{\operatorname{tg} \alpha_{\max}}. \quad (10)$$

Если $\alpha_{\max} > \frac{S'^* - e}{S_0 - S^*}$ (при больших значениях $\alpha_{\max}$ и φ^*), то выражением (10)

можно пользоваться. Однако при реальных параметрах механизма и указанном законе ускорения приведенное неравенство не выполняется, и угол давления не имеет экстремума (максимума) в математическом смысле на интервале от 0 до φ^* . В этом случае максимального значения α достигает в точке φ^* , и проблема решается известными приближенными или графическими методами.

Для других разновидностей закона ускорения толкателя (не имеющих скачка в точке φ^*) уравнение (7) имеет вполне реальное решение.

2. Закон линейно падающего ускорения, задаваемого выражением

$$S'' = A \left(1 - \frac{\varphi}{\varphi^*} \right), \quad (11)$$

где A – максимальное значение аналога ускорения толкателя, дает следующее решение уравнения (7):

$$\varphi_{\alpha \max} = \frac{(1 + \varphi^* \operatorname{tg} \alpha_{\max}) - \sqrt{1 + \varphi^{*2} \operatorname{tg}^2 \alpha_{\max}}}{\operatorname{tg} \alpha_{\max}}. \quad (12)$$

3. Косинусоидальный закон ускорения толкателя

$$S'' = A \cos \frac{\pi}{2\varphi^*} \varphi \quad (13)$$

дает значение $\varphi_{\alpha \max}$ в виде

$$\varphi_{\alpha \max} = \frac{2\varphi^*}{\pi} \arctg \left(\frac{\pi}{2tg\alpha_{\max}\varphi^*} \right). \quad (14)$$

4. Синусоидальный закон ускорения

$$S'' = A \sin \frac{\pi}{\varphi^*} \varphi \quad (15)$$

дает следующее значение $\varphi_{\alpha \max}$:

$$\varphi_{\alpha \max} = \frac{2\varphi^*}{\pi} \arctg \left(\frac{\pi}{\varphi^* tg\alpha_{\max}} \right). \quad (16)$$

5. Треугольный закон ускорения толкателя, имеющий на падающем положительном участке вид

$$S'' = 2A \left(1 - \frac{\varphi}{\varphi^*} \right), \quad (17)$$

дает

$$\varphi_{\alpha \max} = \frac{(1 + \varphi^* tg\alpha_{\max}) - \sqrt{1 + 0,5\varphi^{*2} tg^2\alpha_{\max}}}{tg\alpha_{\max}}. \quad (18)$$

Определение угла давления в механизмах с коромысловым толкателем

Для механизма с коромысловым толкателем угол давления определяется следующим выражением:

$$tg\alpha = \frac{\lambda(\psi' + 1) - \cos(\psi + \psi_0)}{\sin(\psi + \psi_0)}, \quad (19)$$

$\lambda = \frac{L}{A}$, где L – расстояние от центра ролика (острия толкателя) до оси вращения кулачка; A – межосевое расстояние кулачка и толкателя; ψ и ψ_0 – соответственно текущее и начальное угловое положение толкателя; $\psi' = \frac{d\psi}{d\varphi}$ – аналог угловой скорости коромысла толкателя.

Перепишем выражение (19) в одну строку и в более компактном виде:

$$\lambda(\psi' + 1)\cos\alpha - \cos(\psi + \psi_0 - \alpha) = 0. \quad (20)$$

Продифференцируем (20) по φ и разрешим полученное выражение относительно

$$\frac{d\alpha}{d\varphi} = \frac{\lambda\psi''\cos\alpha + \psi'\sin(\psi + \psi_0 - \alpha)}{\lambda(\psi' + 1)\sin\alpha + \sin(\psi + \psi_0 - \alpha)}, \quad (21)$$

где $\psi'' = \frac{d^2\psi}{d\varphi^2}$ – аналог углового ускорения коромысла. С учетом (4) и (21) условие максимума угла давления принимает вид

$$\lambda\psi''\cos\alpha_{\max} + \psi'\sin(\psi + \psi_0 - \alpha_{\max}) = 0. \quad (22)$$

Уравнения (20) и (22) связывают четыре параметра, а именно φ , $\alpha_{\max}$, λ и ψ_0 . Задаваясь $\alpha_{\max}$ и одним из параметров λ или ψ_0 , получаем $\varphi_{\alpha \max}$ и, затем, все необходимые параметры механизма. Возможно исключить один из параметров, сведя

систему (20)–(22) к одному уравнению. Так, после исключения $\alpha_{\max}$ уравнение принимает вид

$$\lambda [\psi'' \sin(\psi + \psi_0) - \psi'(\psi' + 1) \cos(\psi + \psi_0)] + \psi' = 0. \quad (23)$$

Выражение (23) может использоваться при анализе механизма, когда известны параметры λ и ψ_0 .

Если исключить λ , или ψ_0 , получим соответствующие варианты уравнений

$$\psi'' + \psi'(\psi' + 1) \operatorname{tg}(\psi + \psi_0 - \alpha_{\max}) = 0 \quad (24)$$

и

$$\lambda^2 \cos^2 \alpha_{\max} [\psi'^2 (\psi' + 1)^2 + \psi''^2] - \psi'^2 = 0. \quad (25)$$

Анализ выражений (22)–(25) показывает, что, в отличие от механизма с поступательным толкателем, в коромысловом механизме $\alpha_{\max}$ может соответствовать не только зоне, где $\psi'' > 0$, но и зоне, где $\psi'' < 0$.

Если угол давления ограничен также и на фазе возвращения толкателя, то к уравнениям (7)–(8) или (20), (22)–(25) необходимо добавить аналогичные уравнения с параметрами $\alpha^{\hat{a}}$ и $\varphi^{\hat{a}}$.

Выводы

Полученные выражения, соответственно, для поступательного (7) и для вращательного (22) типа толкателя являются новыми и принципиально важными для теории кулачковых механизмов. Отметим также, что все полученные результаты в равной степени применимы как для операционных, так и для функциональных кулачковых механизмов.

Литература

1. Колчин Н.И. Механика машин. Т. 1. Л.: Машиностроение, 1971.

ОЦЕНКА КИНЕМАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ТРАНСПОРТНЫХ СРЕДСТВ ПРИ НЕУПРУГОМ ИХ СТОЛКНОВЕНИИ

Ю.А. Борисов, В.А. Гурьянов, В.А. Евгеньев

На основе применения аналитических методов описания движения неголономных систем и соударения тел получена математическая модель, позволяющая оценить кинематические характеристики транспортных средств при их столкновении.

Введение

С увеличением автомобильного движения растет число дорожно-транспортных происшествий (ДТП). ДТП фиксируется схемой происшествия, позволяющей установить взаимное расположение автомобилей после совершения столкновения. Не всегда известны их кинематические характеристики, предшествующие ДТП, что может привести к конфликтной ситуации. В связи с этим возникает необходимость восстановления характеристик движения участников, адекватных происшедшему ДТП. Рассматриваемая ситуация механизма развития ДТП, как правило, оценивается на основе различных экспертиз или проведения натурного моделирования. Такой подход позволяет дать только качественную оценку происшедшему ДТП, порой далекую от объективности. Поэтому представляет интерес задача формирования математической модели, учитывающей особенности движения автомобиля как неголономной системы, а также особенности неупругого соударения автомобилей с учетом их динамических характеристик. Такой подход позволит оценить кинематические характеристики транспортных средств и дать их количественную оценку в конкретной ситуации, то есть объективно установить причину ДТП.

В известной авторам литературе по этой тематике рассматриваются лишь составляющие этой задачи как независимые компоненты [1–5].

Для рассмотрения поставленной задачи обратимся к теории движения автомобиля и теории удара.

Автомобиль как механическая система имеет несколько сочлененных между собой тел – корпус, передний и задний мосты, колеса, рулевое управление. Изучение особенностей движения автомобиля проведено в [1], [3], [4].

Воспользуемся схемой, рассмотренной в работе [1]. Эта схема предполагает наличие двух основных тел – передней оси с колесами A_1, A_2 и корпуса; задней оси с колесами B_1, B_2 (рис. 1). В соответствии с этим изучается движение по горизонтальной плоскости системы из двух взаимосвязанных тел: корпуса B_1BB_2CA и передней оси A_1A_2 с насаженной на нее парой колес. Движение происходит под действием внешней движущей силы $\vec{F}$, приложенной в точке B , а также под влиянием сил трения при взаимодействии колес с плоскостью движения. Движение каждого колеса считается чистым качением (без скольжения). Силы реакций со стороны плоскости на колеса раскладывают в каждом случае на две составляющие – перпендикулярно с плоскостям колес и в плоскости колес. Равнодействующие боковых реакций обозначены $\vec{R}_A$ и $\vec{R}_B$; продольных – $\vec{S}_A$ и $\vec{S}_B$.

В работе [1] данная система рассматривается как неголономная. Неголономные связи представлены кинематическими уравнениями, а также создаются боковыми реакциями $\vec{R}_A$ и $\vec{R}_B$. Эти связи препятствуют боковому скольжению колес. В результате этого скорости средних точек A и B осей в каждый момент времени параллельны плоскостям соответствующих колес. Передняя пара колес обладает еще и

автономным вращением плоскостей колес вокруг оси на один и тот же угол. Благодаря этому изменяется направление скорости точки A . Такой поворот осуществляется внешним воздействием на рулевое устройство.

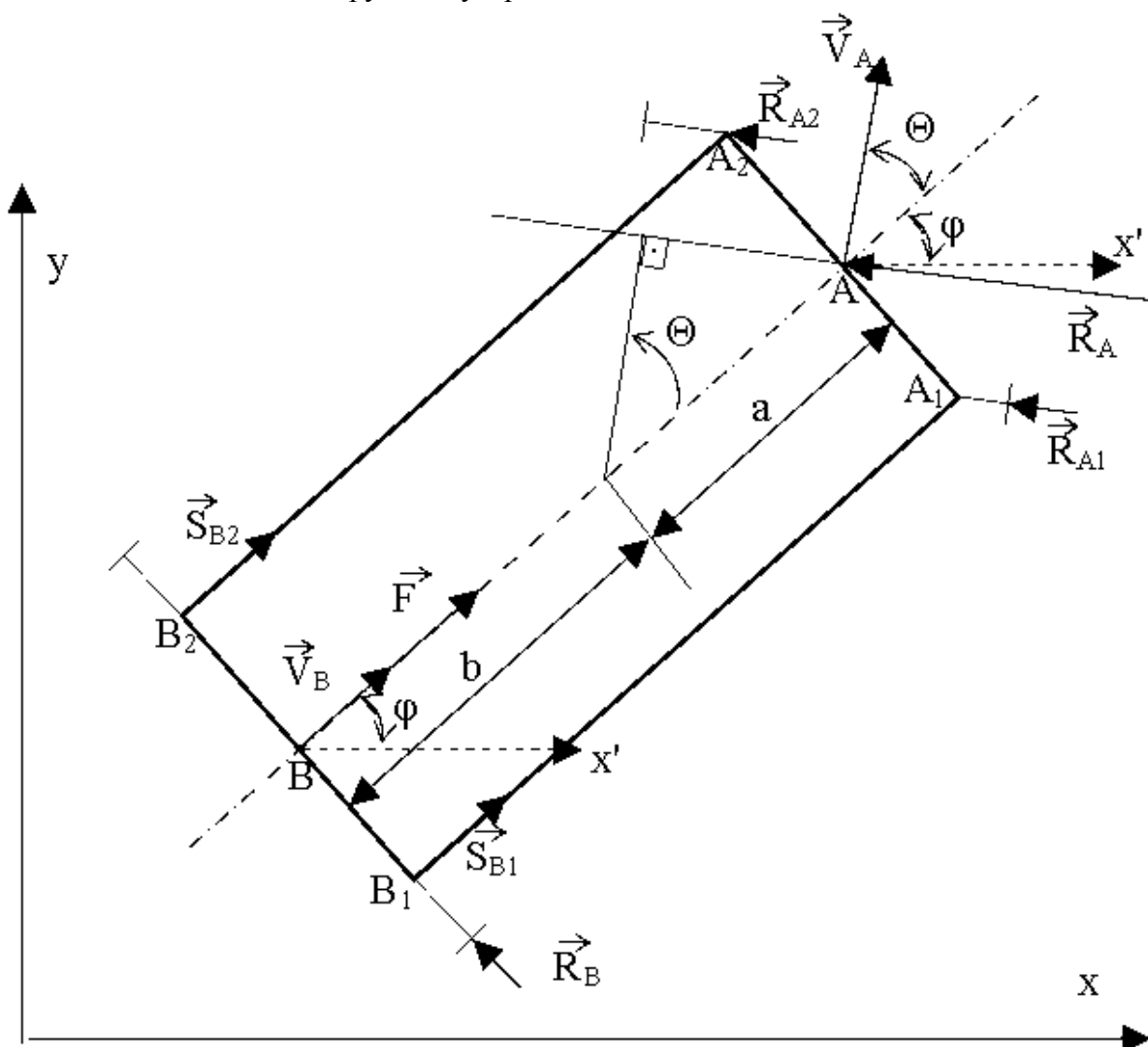


Рис. 1. Схема автомобиля как механической системы

Движение всей системы рассматривается относительно неподвижной системы $Oxyz$. За обобщенные координаты системы приняты координаты $q_1 = x_C$, $q_2 = y_C$ центра масс автомобиля C , лежащего на средней линии BA ; $q_3 = \varphi$ – угол, образуемый продольной осью автомобиля BA и горизонтальной осью x' , параллельной оси x , а также $q_4 = \Theta$ – угол между плоскостями колесных пар B_1B_2 и A_1A_2 .

В работе [1] составлена система дифференциальных уравнений плоского движения с неопределенными множителями Лагранжа и приведены кинематические уравнения неголономных связей. После исключения множителей Лагранжа разрешающее дифференциальное уравнение теории движения автомобиля принимает вид:

$$\ddot{\varphi} = \frac{l \cdot \text{ctg} \Theta \left(\frac{l \cdot \ddot{\Theta} \cdot \dot{\varphi}}{\sin^2 \Theta} + f \right)}{k^2 + (l \cdot \text{ctg} \Theta)^2}, \quad (1)$$

Здесь $l = a + b$, $a = AC$, $b = CB$, $k^2 = (J_C + Mb^2)/M$ – радиус инерции автомобиля относительно вертикальной оси z , проходящей через точку B ; J_C – момент инерции

относительно центра масс, который принимается приближенно постоянной величиной, пренебрегая его изменением вследствие изменения угла Θ ; M – масса всей системы; величина $f=F/M$ представляет собой силу, отнесенную к единице массы.

После интегрирования уравнения (1) определены координаты центра масс автомобиля и реакции связей.

Рассмотрим частный случай движения автомобиля при $\dot{\Theta} = 0$, $\Theta = \Theta_0$ при котором рулевым управлением сохраняется постоянное значение угла Θ , а величина f может быть произвольной функцией времени. Тогда в соответствии с [1]

$$\omega = \dot{\varphi} = \frac{l \cdot \operatorname{ctg} \Theta_0}{k^2 + l^2 \cdot \operatorname{ctg}^2 \Theta_0} \Phi(t) + \omega_0, \quad (2)$$

где $\Phi(t) = \int_0^t f(t) dt$.

Функция $\Phi(t)$ после умножения на массу M выражает полный импульс силы $\vec{F}$ за время движения от начала до момента t .

Выражение (2) определяет угловую скорость автомобиля при управляемом движении.

Скорость центра масс автомобиля определена выражениями

$$\begin{aligned} \dot{x}_C &= (l \cdot \operatorname{ctg} \Theta \cdot \cos \varphi - b \sin \varphi) \dot{\varphi}, \\ \dot{y}_C &= (l \cdot \operatorname{ctg} \Theta \cdot \sin \varphi + b \cos \varphi) \dot{\varphi}, \\ v_C &= \sqrt{\dot{x}_C^2 + \dot{y}_C^2} = \sqrt{l^2 \operatorname{ctg}^2 \Theta + b^2} \dot{\varphi}. \end{aligned} \quad (3)$$

Предположим, что автомобиль до столкновения двигался вдоль оси Oy и непосредственно перед столкновением (за небольшой промежуток Δt до него) применил экстренное торможение с перекладкой руля на угол $\Theta_0 = \text{const}$. Тогда при известной угловой скорости ω [2] угол отклонения вектора скорости центра масс от продольной оси движения определяется из выражения

$$\operatorname{tg} \Psi = \frac{\dot{x}_C}{\dot{y}_C}. \quad (4)$$

Автомобиль в конце управляемого движения (за промежуток Δt) имеет скорость $\vec{v}_C$, вектор которой отклонен от осевой линии дороги на угол Ψ , при этом продольная ось автомобиля отклонена относительно осевой линии дороги на угол $\varphi = \omega t$.

По результатам акта экспертизы устанавливается тормозной путь, ускорение при торможении и коэффициент трения скольжения на момент ДТП.

Следовательно, на момент столкновения известен вектор скорости $\vec{v}_1$ центра масс автомобиля и положение его продольной оси относительно осевой линии дороги Ψ_1 .

Аналогичным образом определяются $\vec{v}_2$ и Ψ_2 второго участника ДТП.

Рассмотрим схему их плоского удара в соответствии с [2]. Тела соударяются в точке E (рис. 2). Считаем, что известны угловые скорости $\vec{\omega}_1$ и $\vec{\omega}_2$ тел, а также скорость $\vec{v}_1$ и $\vec{v}_2$ их центров масс C_1 и C_2 в начале удара и диапазон изменения коэффициента восстановления ε , массы и моменты инерции тел. Необходимо

определить угловые скорости $\vec{\Omega}_1$ и $\vec{\Omega}_2$ и скорости $\vec{V}_1$ и $\vec{V}_2$ центров масс тел в конце удара. На рис. 2 показаны орты внутренних нормалей к поверхностям тел $\vec{n}_1$ и $\vec{n}_2$.

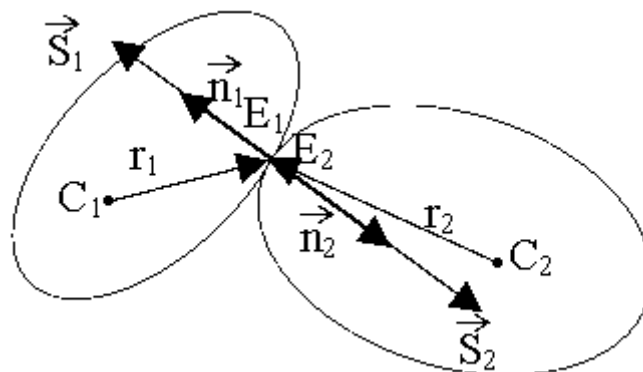


Рис. 2. Схема плоского удара тел

В соответствии с [2] искомые величины при плоском ударе определяются выражениями:

$$\vec{V}_1 = \vec{v}_1 + \frac{S}{M_1} \vec{n}_1, \quad \vec{V}_2 = \vec{v}_2 + \frac{S}{M_2} \vec{n}_2, \quad \Omega_{iz} = \omega_{iz} + S \frac{\lambda_{iz}}{J_{Ci}}. \quad (5)$$

Здесь x_i, y_i, z_i ($i = 1, 2$) – системы координат с началами в центрах масс C_1 и C_2 тел, оси которых направлены по главным осям инерции; $S = -\frac{1+\varepsilon}{G} (\vec{v}_1 \vec{n}_1 + \vec{v}_2 \vec{n}_2 + \omega_{1z} \lambda_{1z} + \omega_{2z} \lambda_{2z})$ – величина ударного импульса, а оси z_1 и z_2 направлены перпендикулярно к плоскости рисунка;

$$G = \frac{M_1 + M_2}{M_1 \cdot M_2} + \frac{\lambda_{1z}^2}{J_{C1}} + \frac{\lambda_{2z}^2}{J_{C2}};$$

J_{C1}, J_{C2} – моменты инерции тел; $\lambda_{1z}, \lambda_{2z}$ – отрезки перпендикуляров, опущенных из точек C_1 и C_2 на линию действия импульса S ; M_1, M_2 – массы тел.

Математическая модель (5) была использована при анализе конкретного ДТП, участниками которого были автомобили ГАЗ-3307 и Мицубиси Лансер. Конфликтность ситуации заключалась в том, что возникла необходимость установить, двигался ли легковой автомобиль задним ходом в момент столкновения или стоял.

Расчеты выполнялись при следующих геометрических и массовых характеристиках автомобилей:

Мицубиси Лансер – $M_1 = 1070$ кг, $J_{C1} = 1711$ кг·м², $l_1 = 2,865$ м, $k_1 = 1,26$ м;

ГАЗ-3307 – $M_2 = 3200$ кг, $J_{C2} = 12705$ кг·м², $l_2 = 3,77$ м, $k_2 = 2,8$ м.

Грузовой автомобиль двигался прямолинейно в левом ряду с постоянной скоростью $v_{C2} = 40$ км/час. Видя помеху, которая пересекла осевую линию дороги на 0,8 м и была развернута на угол 30° от продольной оси дороги по ходу часовой стрелки, водитель начал торможение, предварительно сделав плавный поворот вправо в течение одной секунды (по данным экспертизы).

Принимая, что угол поворота $\Theta_0 = 30^\circ$, $\Phi(t) = \text{const} = 1,75$ Н·с/кг, $\omega_0 = 0$, по (2) определена угловая скорость поворота продольной оси автомобиля $\omega_2 = -12,9$ град/с. Знак минус указывает на поворот продольной оси по ходу часовой стрелки относительно осевой линии дороги. Угол поворота продольной оси за одну секунду составит -12,9°.

В соответствии с (3) и (4) к моменту отсчета ДТП $v_{C2} = 36,2$ км/час, $\Psi_2 = -6^\circ$.

По данным экспертизы тормозной путь составил 1,5 м при ускорении $4,9 \text{ м/с}^2$. С учетом этого к моменту столкновения скорость станет равной 35,06 км/час, а угол $\varphi_2 = -14^\circ$.

Предположив, что легковой автомобиль неподвижен, в соответствии с (5) при указанных исходных данных и $\varepsilon = 0,56$ была определена величина ударного импульса $S = 479,5 \text{ Н}\cdot\text{с}$ и найдены значения угловых скоростей и скоростей центров масс автомобилей после удара: $\Omega_1 = 39,3 \text{ град/с}$, $\Omega_2 = -11,8 \text{ град/с}$, $V_{C1} = 1,6 \text{ км/час}$, $V_{C2} = 34,9 \text{ км/час}$.

При подсчете ударного импульса S выполненное в масштабе построения взаимного расположения автомобилей в момент удара позволило определить $\lambda_{1z} = 2,45 \text{ м}$ и $\lambda_{2z} = 0,5 \text{ м}$.

Коэффициент сухого трения между колесами автомобиля и дорожным покрытием был равен 0,288 (по данным экспертизы), что позволило определить время движения легкового автомобиля до остановки после удара, равное 0,158 с. При этом за счет удара перемещение центра масс автомобиля по поперечной оси дороги составило 0,035 м, у угол поворота $6,2^\circ$ от первоначального положения против хода часовой стрелки.

Таким образом, легковой автомобиль практически должен оставаться на месте.

Далее был рассмотрен случай движения легкового автомобиля задним ходом под углом 30° к продольной оси дороги со скоростью 15 км/час с пересечением осевой линии на 0,8 м. Кинематические характеристики грузового автомобиля определены ранее. В этом случае величина ударного импульса $S = 973,4 \text{ Н}\cdot\text{с}$. При этом угловые скорости и скорости центров масс автомобилей после удара будут равны:

$$\Omega_1 = 79,8 \text{ град/с}, \Omega_2 = -10,7 \text{ град/с}, V_{C1} = 14,15 \text{ км/час}, V_{C2} = 35,2 \text{ км/с}.$$

При коэффициенте сухого трения, равном 0,288, время до остановки после удара составит 1,39 с, угол поворота от первоначального положения $110,8^\circ$.

Эти данные позволяют определить как перемещение центра масс автомобиля в результате удара, так и перемещение средней точки на задней оси легкового автомобиля в поперечном и продольном направлениях, равные после удара 6,22 м и 2,38 м соответственно. Таким образом, автомобиль после удара окажется за пределами проезжей части шириной 5,95 м в одну сторону. В этом случае конечное положение автомобиля, полученное расчетным путем, хорошо согласуется с положением его, зафиксированным на схеме ДТП.

На основании этого можно утверждать, что в момент столкновения легковой автомобиль находился в движении.

Таким образом, использованная математическая модель (1–5) может быть предложена для оценки кинематических характеристик транспортных средств при их столкновении.

Литература

1. Добронравов В.В. Основы механики негोलомных систем. Учебное пособие для вузов. М: Высш. школа, 1970. 270 с.
2. Бутенин Н.В., Лунц Я.Л., Меркин Д.Р. Курс теоретической механики. Т. 2. Динамика. М: Наука, 1971. 464 с.
3. Линейкин П.В. О качении автомобиля. Труды Саратовского автодорожного института. Сборник № 5. 1997. 120 с.
4. Лурье А.И. Аналитическая механика. М: Гос. изд. физ.-мат. литературы, 1961. 824 с.
5. Кильчевский Н.А. Теория соударения твердых тел. М: Гос. изд. техн.-теорет. литературы, 1949. 254 с.

ЛОКАЛИЗОВАННАЯ ЗУБЧАТАЯ ПЕРЕДАЧА

В.Д. Брицкий

Установлена связь между геометрическими и кинематическими параметрами зубчатых передач с линейным и локализованным контактом, предлагается методика синтеза локализованной передачи.

Введение

Современное машиностроение и приборостроение предъявляет к зубчатым передачам высокие требования. Критериями качества являются контактная прочность, условия смазки и изнашивания, заедание, чувствительность к погрешностям изготовления и сборки и к упругим деформациям. Исходными данными при расчете этих критериев служат следующие геометрические и кинематические показатели (ГКП) в точке контакта: главные нормальные кривизны сопряженных поверхностей, угол между касательной к линии контакта и вектором относительной скорости, скорость перемещения точки контакта по сопряженным поверхностям. Теоретически и экспериментально доказано, что зубчатая передача должна проектироваться с локализованным контактом [1], который обеспечивает малую чувствительность передачи к погрешностям и упругим деформациям, а в результате более высокие критерии качества.

Считаем, что боковая поверхность Σ_1 зуба колеса 1 нам известна, т.е. известны параметры рабочей поверхности P_1 инструмента и схема нарезания. В первом случае боковая поверхность Σ_2 зуба колеса 2 является огибающей семейства поверхностей Σ_1 (поверхность Σ_1 нарезает поверхность Σ_2). Во втором случае при нарезании поверхности Σ_2 необходимо подобрать параметры рабочей поверхности P_2 инструмента и схемы нарезания. При этом требуется, чтобы контакт осуществлялся по заданной мгновенной площадке и перемещался по заданной активной действующей линии $A_H M A_K$ на поверхности Σ_2 (рис. 1). Размер L мгновенной площадки контакта, сближение поверхностей δ и одна из главных приведенных кривизн $\tilde{\chi}$ связаны соотношением $\tilde{\chi} = \delta / L^2$ [2].

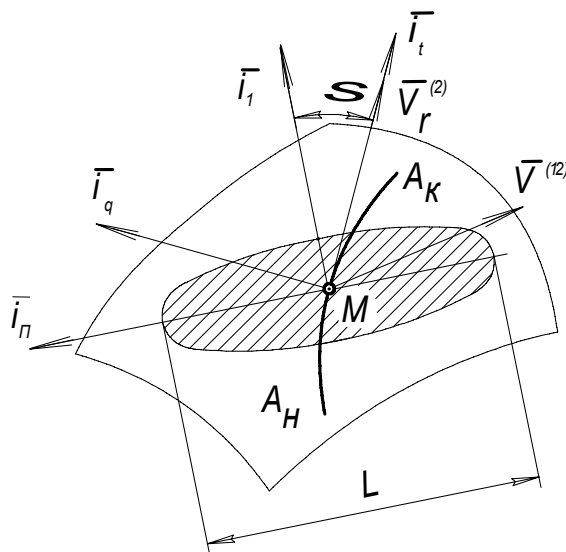


Рис. 1. Условия контакта на поверхности колеса 2

Движение в обеих передачах осуществляется с погрешностью $\Delta\varphi_2$, закон изменения которой изображен на рис. 2 (τ – угловой шаг). Точкам геометрического пересопряжения зубьев A_n и A_k на рис.1 соответствуют точки φ_{1i} и φ_{1e} .

Для оценки формы активной действующей линии введен ещё один ГКП – геодезическая кривизна $k_a^{(2)}$ линии (кривизна её ортогональной проекции на касательную плоскость к поверхности).

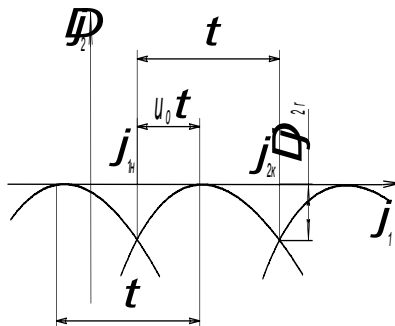


Рис. 2. Погрешность передачи движения

Цель настоящей работы – установить связь между ГКП зубчатой передачи с линейным контактом и зубчатой передачи с локализованным контактом и предложить методику её синтеза.

Соотношения между параметрами внешней и внутренней геометрии поверхностей

Условие касания боковых поверхностей зубьев Σ_1 и Σ_2 зубчатых колес в точке М представим в матричной форме [2]:

$$\bar{r}_1^{(1)} = M_{12}\bar{r}_2^{(2)}, \quad \bar{e}_1^{(1)} = M_{12}\bar{e}_2^{(2)}, \quad \bar{e}_1^{(1)}\bar{V}^{(12)} = 0. \quad (1)$$

где $\bar{r}_i^{(i)}$, $\bar{e}_i^{(i)}$ – уравнение радиус-вектора и орта нормали поверхности Σ_i , записанные в системе S_i координат (x_i, y_i, z_i) , жестко связанной с зубчатым колесом i ($i=1, 2$); $S_0(x, y, z)$ – неподвижная система координат; $M_{12} = M_{10}(\varphi_1)M_{02}(\varphi_2)$ – матрицы связи между системами координат S_1, S_0, S_2 ; φ_1, φ_2 – углы поворота зубчатых колес. В общей касательной плоскости поверхностей Σ_1 и Σ_2 с точкой М свяжем два взаимно ортогональных орта $\bar{i}_t$ и $\bar{i}_q$ (рис. 2). Орт $\bar{i}_t$ направим по касательной активно действующей линии на поверхности Σ_2 .

Дважды продифференцируем систему векторных уравнений (1) и спроектируем их на орты $\bar{i}_t$ и $\bar{i}_q$. После подстановок и преобразований получим уравнения, определяющие на поверхности Σ_i ($i=1, 2$):

а) скорость перемещения точки контакта

$$V_{rt}^{(1)} = V_{rt}^{(2)} + V_t^{(12)},$$

$$V_{rq}^{(1)} = V_{rq}^{(2)} + V_q^{(12)},$$

$$(\chi_t^{(1)} - \chi_t^{(2)})V_{rt}^{(2)} + (\tau_t^{(1)} - \tau_t^{(2)})V_{rq}^{(2)} + \alpha_t = 0,$$

$$(\tau_t^{(1)} - \tau_t^{(2)})V_{rt}^{(2)} + (\chi_q^{(1)} - \chi_q^{(2)})V_{rq}^{(2)} + \alpha_q = 0,$$

$$\alpha_t V_{rt}^{(2)} + \alpha_q V_{rq}^{(2)} + q = 0,$$

(2)

б) ускорение перемещения точки контакта

$$\begin{aligned}
 a_{rt}^{(1)} &= a_{rt}^{(2)} + a_t^{(12)} + a_t^c, \\
 a_{rq}^{(1)} &= a_{rq}^{(2)} + a_q^{(12)} + a_q^c, \\
 (\chi_t^{(1)} - \chi_t^{(2)})a_{rt}^{(2)} + (\tau_t^{(1)} - \tau_t^{(2)})a_{rq}^{(2)} + \beta_t &= D_t^{(2)} - D_t^{(1)}, \\
 (\tau_t^{(1)} - \tau_t^{(2)})a_{rt}^{(2)} + (\chi_q^{(1)} - \chi_q^{(2)})a_{rq}^{(2)} + \beta_q &= D_q^{(2)} - D_q^{(1)}, \\
 \alpha_t a_{rt}^{(2)} + \alpha_q a_{rq}^{(2)} + h &= -f.
 \end{aligned} \tag{3}$$

Из данных уравнений устанавливаются следующие соотношения между нормальными кривизнами $\chi_t^{(i)}$, $\chi_q^{(i)}$, относительным кручением $\tau_t^{(i)}$ и параметрами внутренней геометрии $D_t^{(i)}$, $D_q^{(i)}$ поверхностей вдоль ортов $\bar{i}_t$ и $\bar{i}_q$

$$\begin{aligned}
 \chi_{npt} &= (\chi_t^{(1)} - \chi_t^{(2)}) = \alpha_t \alpha_t / q, \\
 \chi_{i\partial q} &= (\chi_q^{(1)} - \chi_q^{(2)}) = \alpha_q \alpha_q / q + \Delta\chi, \\
 \tau_{i\partial t} &= (\tau_t^{(1)} - \tau_t^{(2)}) = \alpha_t \alpha_q / q, \\
 D_t^{(2)} - D_t^{(1)} &= \beta_t - (h + f)\alpha_t / q, \\
 D_q^{(2)} - D_q^{(1)} &= \beta_q - (h + f)\alpha_q / q - \Delta\chi k_a^{(2)}(q/\alpha_t)^2, \\
 \Delta\chi &= \tilde{\chi}[\tilde{\chi} - (\alpha_t \alpha_t + \alpha_q \alpha_q) / q] / [\tilde{\chi} - \alpha_t \alpha_t / q].
 \end{aligned} \tag{4}$$

При определении параметров $D_t^{(i)}$, $D_q^{(i)}$ ($i=1, 2$) скорость задается вдоль орта $\bar{i}_t$ ($V_{rt}^{(2)} = -q/\alpha_t, V_{rq}^{(2)} = 0$). В передаче с линейным контактом $\Delta\chi = \tilde{\chi} = 0$.

Из анализа системы уравнений (4) следует:

1. Параметры $\chi_t^{(2)}$, $\tau_t^{(2)}$, $D_t^{(2)}$ поверхности Σ_2 в передаче с линейным контактом и в передаче с локализованным контактом вдоль активной действующей линии совпадают. Данные параметры однозначно определяются строением поверхности Σ_1 и параметрами относительного движения.

2. Отличие параметров $\chi_q^{(2)}$, $D_q^{(2)}$ в направлении, перпендикулярном активной действующей линии (вдоль орта $\bar{i}_q$), определяется назначенной степенью локализации передачи и формой активной действующей линии.

3. Главные приведенные кривизны и угол σ между первым главным направлением $\bar{i}_1$ и ортом $\bar{i}_t$ определяются из соотношений (рис. 2)

$$\begin{aligned}
 \chi_{i\partial 1} &= (\alpha_t \alpha_t - \beta_a \alpha_a \alpha_a) / q, \quad \chi_{i\partial \bar{i}} = \tilde{\chi}, \\
 tg\sigma &= -\beta_a \alpha_q / \alpha_t, \quad \beta_a = \chi_{npt} / (\chi_{npt} - \tilde{\chi}).
 \end{aligned} \tag{5}$$

(в передаче с линейным контактом $\Delta\chi = \tilde{\chi} = 0$, $\beta_a = 1$).

Если при синтезе локализованной передачи выполняется условие $1/\tilde{\chi} \gg 1/\chi_{i\partial t}$, то ориентация мгновенной площадки контакта будет близка к положению линии контакта.

Схема синтеза локализованной зубчатой передачи

На основании изложенного предлагается следующая целенаправленная схема синтеза зубчатой передачи. Вначале должна синтезироваться зубчатая передача с линейным контактом с заданной ошибкой $\Delta\varphi_2$ передачи движения. Выбор параметров боковой поверхности Σ_1 зуба колеса 1 определяется, с одной стороны, схемой её

нарезания, а с другой – условиями оптимизации критериев качества [3]. Затем по локальным ГКП $\chi_t^{(2)}$, $\chi_q^{(2)}$, $\tau_t^{(2)}$, $D_t^{(2)}$, $D_q^{(2)}$ синтезируется боковая поверхность Σ_2 зуба колеса 2. Исходными данными для расчета являются ГКП поверхности Σ_1 в выбранной точке., размер L мгновенной площадки контакта (или $\tilde{\chi}$), направление и форма активной действующей линии на поверхности Σ_2 . Значение этих данных и область их изменения должны назначаться на основе анализа критериев качества передачи, выполненного на первом этапе, и схемы нарезания поверхности Σ_2 .

При анализе зубчатой передачи система уравнений (2) позволяет определить скорость перемещения точки контакта $\bar{V}_r^{(i)}$ (касательную к активно действующей линии), а система уравнений (3) – ускорение перемещения точки контакта $\bar{a}_r^{(i)}$ по поверхности Σ_i ($i = 1, 2$), а затем и геодезическую кривизну активно действующей линии на поверхности

$$k_a^{(i)} = (V_{rt}^{(i)} a_{rq}^{(i)} - V_{rq}^{(i)} a_{rt}^{(i)}) / (V_{rt}^{(i)} V_{rt}^{(i)} + V_{rq}^{(i)} V_{rq}^{(i)})^{1,5}. \quad (6)$$

Последние уравнения в системах (1), (2) и (3) позволяют вычислить значение передаточного отношения $i_{12} = d\phi_2 / d\phi_1$ зубчатой передачи и его первую и вторую производные. Они входят в матрицы L_v , L_a , $L_{a\phi}$ и в коэффициенты d и m (см. ниже).

Функцию ошибки движения (рис. 1) на первом этапе исследований можно аппроксимировать кривой третьего порядка:

$$\Delta\phi_2 = \Delta\phi_{2r} [u(1-u)(a-b(u-u_0)) - 1],$$

$$u = (\phi_1 - \phi_{1i}) / \tau, \quad a = [u_0(1-u_0)]^{-1}, \quad b = (1-2u_0)a^2,$$

где u_0 – параметр, определяющий положение экстремальной точки, который задается в интервале $[0,35; 0,65]$. При $u_0 = 0,5$ кривая вырождается в кривую второго порядка.

Расчет коэффициентов уравнений

Расчет параметров $\chi_t^{(i)}$, $\chi_q^{(i)}$, $\tau_t^{(i)}$, $D_t^{(i)}$, $D_q^{(i)}$ изложен в работе [4].

Рассмотрим скорости и ускорения относительного движения [2]. Матрицы относительного движения (см. уравнения (1)) имеют вид

$$L_v = L_{v1} + i_{21} L_{v2}; \quad L_a = dL_v / d\phi_1, \quad L_{a\phi} = dL_a / d\phi_1;$$

$$L_{v1} = (dM_{10} / d\phi_1) M_{01}; \quad L_{v2} = M_{10} (dM_{02} / d\phi_2) M_{20} M_{01}.$$

Скорости относительного движения имеют вид

$$\bar{V}^{(12)} = L_v \bar{r}_1^{(1)}, \quad d\bar{e}^{(12)} = L_v \bar{e}_1^{(1)}, \quad I_t = \bar{I}_t L_v \bar{I}_q.$$

а ускорения относительного движения и кориолисовое ускорение – вид

$$\bar{a}_\tau^{(12)} = L_a \bar{r}_1^{(1)}, \quad d^2 \bar{e}_\tau^{(12)} = L_a \bar{e}_1^{(1)}, \quad d\bar{a}_\tau^{(12)} = L_{a\phi} \bar{r}_1^{(1)},$$

$$\bar{a}_n^{(12)} = -L_n L_n \bar{r}_1^{(1)}, \quad d^2 \bar{e}_n^{(12)} = -L_n L_n \bar{e}_1^{(1)}, \quad a_t^c = 2I_t V_{rq}^{(1)},$$

$$\bar{a}^{(12)} = \bar{a}_\tau^{(12)} + \bar{a}_n^{(12)}, \quad d^2 \bar{e}^{(12)} = d^2 \bar{e}_\tau^{(12)} + d^2 \bar{e}_n^{(12)}, \quad a_q^c = -2I_t V_{rt}^{(1)}.$$

Параметры относительного движения первого порядка:

$$\alpha_t = \chi_t^{(1)} V_t^{(12)} + \tau_t^{(1)} V_q^{(12)} + d e_t^{(12)},$$

$$\alpha_q = \tau_t^{(1)} V_t^{(12)} + \chi_q^{(1)} V_q^{(12)} + d e_q^{(12)},$$

$$d = -\bar{e}_1^{(1)} \bar{a}_\tau^{(12)}, \quad q = d + \alpha_t V_t^{(12)} + \alpha_q V_q^{(12)}.$$

Параметры относительного движения второго порядка:

$$\begin{aligned}
\beta_t &= \chi_t^{(1)} a_t^{(12)} + \tau_t^{(1)} a_q^{(12)} + d^2 e_t^{(12)} + (\chi_t^{(1)} - \chi_q^{(1)}) a_t^c + 2\tau_t^{(1)} a_q^{(1)}, \\
\beta_q &= \tau_t^{(1)} a_t^{(12)} + \chi_q^{(1)} a_q^{(12)} + d^2 e_q^{(12)} + 2\tau_t^{(1)} a_t^c + (\chi_t^{(1)} - \chi_q^{(1)}) a_q^{(1)}, \\
f &= D_t^{(1)} V_t^{(12)} + D_q^{(1)} V_q^{(12)} + [\chi_t^{(1)} V_{rt}^{(1)} + \tau_t^{(1)} V_{rq}^{(1)}] a_t^c + [\tau_t^{(1)} V_{rt}^{(1)} + \chi_q^{(1)} V_{rq}^{(1)}] a_q^c, \\
m &= -\bar{e}_1^{(1)} d\bar{a}_\tau^{(12)}, \\
h &= m + 2[\chi_t^{(1)} a_{tt}^{(12)} + \tau_t^{(1)} a_{\tau q}^{(12)} + d^2 e_{tt}^{(12)}] V_{rt}^{(1)} + 2[\tau_t^{(1)} a_{tt}^{(12)} + \chi_q^{(1)} a_{\tau q}^{(12)} + d^2 e_{\tau q}^{(12)}] V_{rq}^{(1)} + \\
&+ \alpha_t (a_t^{(12)} + a_t^c) + \alpha_q (a_q^{(12)} + a_q^c).
\end{aligned}$$

Перечисленные параметры зависят от параметров относительного движения и от скорости $\vec{V}_r^{(1)}$ точки контакта по поверхности Σ_1 , значение которой вычисляется из системы уравнений (2).

Заключение

1. Установлены соотношения до третьего порядка между ГКП зубчатых передач с линейным контактом и с локализованным контактом.
2. Предложена схема целенаправленного синтеза локализованной зубчатой передачи. Функцию ошибки передачи движения рекомендуется аппроксимировать кривой третьего порядка.

Литература

1. Гуляев К.И., Лившиц Г.А. Закон передаточного отношения при синтезе приближенных передач. // Сб. Механика машин. Вып. 45. М.: Наука, 1974..
2. Литвин Ф.Л. Теория зубчатых зацеплений. М.: Наука, 1968.
3. Парубец В.И. О выборе зон силовой локализации в червячных передачах. // Вестник машиностроения. 1982. № 9.
4. Брицкий В.Д. Инварианты внутренней геометрии поверхностей, образующих высшую кинематическую пару. // Известия вузов СССР. Машиностроение. 1988. № 6.

ВЕРОЯТНОСТНЫЙ АНАЛИЗ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ ИНФРАНИЗКОЧАСТОТНОГО ДИАПАЗОНА В ЗАДАЧАХ ОБНАРУЖЕНИЯ И КЛАССИФИКАЦИИ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ

П.П. Парамонов, Н.С. Копорский, Б.В. Видин, И.О. Жаринов

Представлен обзор проблем, возникающих при анализе шумоподобных сигналов инфранизкочастотного диапазона, и основных подходов к их решению.

Широкий класс задач цифровой обработки стохастических сигналов связан с вероятностным анализом шумоподобных сигналов инфранизкочастотного диапазона. Для большинства технических приложений шумоподобный сигнал представляет собой временную дискретную последовательность отсчетов со случайными мгновенными значениями регистрируемого параметра. В качестве такого параметра, как правило, выступает физическая величина самой разнообразной природы. Это может быть амплитуда электрического сигнала от датчика контрольно-измерительной аппаратуры, уровень звукового давления в аэродинамической трубе или пульсации давления в биологическом сосуде, ежедневные колебания курса иностранных валют или интенсивность излучения фотонов в оптической полупроводниковой технике.

Вероятностный анализ шумоподобных сигналов связан с применением математического аппарата теории случайных процессов. Эффективность анализа определяется выбранным множеством математических подходов и адекватностью допущений, принятых при формировании математических моделей сигналов.

Особое место в ряду математических моделей, аппроксимирующих реализации шумоподобных сигналов инфранизкочастотного диапазона, занимает класс параметрических моделей авторегрессии-скользящего среднего. Достоинства АРСС-моделей связаны не только с простотой их формирования, но и с естественностью представления сигнала в конечномерном параметрическом пространстве, что открывает широкие возможности применения математического аппарата теории статистических решений и теории распознавания образов для анализа коррелированных стохастических сигналов с малыми объемами выборок.

Наиболее актуальное применение находят подходы по вероятностному анализу шумоподобных сигналов в приемных трактах РЛС. В процессе обработки радиолокационной информации (рис. 1) обычно решаются следующие основные задачи: обнаружение воздушного объекта, измерение параметров его движения, разрешение объектов и распознавание классов (марок, типов) объектов.

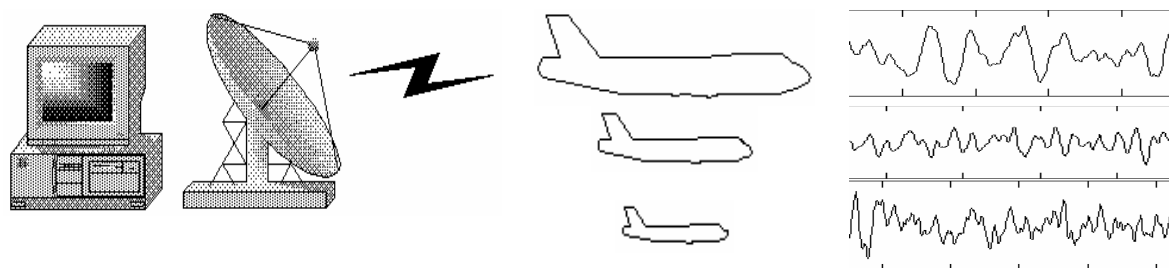


Рис.1. Модель формирования сигнала

Понятие “класс” объектов основано на допущении у множества объектов существенно общих свойств, которые позволяют пренебречь некоторыми частными свойствами отдельных представителей множества. Так, например, оказывается

целесообразным рассматривать в качестве объектов радиолокационного распознавания летательные аппараты различных типов (в простейшей классификации): тяжелые, средние, легкие, их модификации и т.п.

Задача радиолокационного распознавания включает в себя выбор радиолокационных характеристик рассматриваемых объектов, синтез, реализацию и сравнительный анализ алгоритмов распознавания.

Выбор радиолокационных характеристик при статистическом распознавании эквивалентен поиску информативного параметра (признака), значение которого инвариантно к дальности и ракурсу объекта. Признаки формируются в результате обработки радиолокационных сигналов, которые несут в себе информацию о характеристиках объектов: их эффективной площади рассеяния (ЭПР), параметрах движения, форме, размерах, поляризационных свойствах, наличии вращающихся элементов (турбин, винтов и т.п.). Формирование пространства описания является одним из важнейших этапов, от успешного выполнения которого зависит в конечном итоге эффективность радиолокационного распознавания.

Информативными признаками для распознавания воздушных объектов по праву считаются статистические флуктуации значений ЭПР и шумы объектов (шум по дальности, угловой и доплеровский шумы), обусловленные особенностями движения объекта по траектории полета. Нетрудно видеть, что процедура радиолокационного распознавания переходит в плоскость математического анализа статистических свойств отдельных классов сигналов, отождествленных с определенными типами летательных аппаратов. Задача распознавания основывается на статистическом анализе флуктуаций принимаемых сигналов, осуществляемой во времени или частотной областях.

Существует целый ряд методов принятия решений, пригодных для отнесения объекта к одному из нескольких классов по заданным признакам. Эти методы в значительной мере зависят от типов признаков и соотношения собственной и межклассовой изменчивости соответствующих образов.

Методы распознавания радиолокационных сигналов, основанные на флуктуациях, прямо или косвенно связаны с анализом корреляционной функции (или спектра) принимаемого сигнала.

Статистический подход к распознаванию образов используется в тех случаях, когда имеющихся сведений недостаточно для описания образов и классов, которые содержатся в рассматриваемом наборе данных. Исходными параметрами для применения статистических процедур служат некоторые наборы объектов (библиотеки), каждый элемент которых задается некоторым набором значений признаков.

Необходимые априорные сведения, связанные с возможным видом функции плотности аппроксимирующих моделей и т.п., определяется заранее в процессе лингвистического обучения. Статистический синтез при этом сводится к разработке эффективных средств сегментации (разделении реализации сигнала на отдельные информативные участки квазистационарности – сегменты) и последующей многоальтернативной классификации этих сегментов в реальном масштабе времени.

Литература

1. Елисеев А.А., Зиятдинов С.И., Изранцев В.В. и др. Управление движущимися объектами: Учеб. пособие / Под ред. А.А. Елисеева и А.А. Оводенко. М.: Изд-во МГАП "Мир книги", 1994. 427с.: ил.
2. Изранцев В.В. Динамическая классификация в задачах стохастического распознавания. // Наука и технология в России. 1995. №3. С.19–20.

МОДЕРНИЗАЦИЯ НАШЛЕМНОЙ СИСТЕМЫ НСЦИ ДЛЯ НЕЙРОФИЗИОЛОГИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ СОСТОЯНИЯ ПИЛОТА ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА

П.П. Рамонов, Ю.И. Сабо, Б.В. Видин, И.О. Жаринов

Предложена нашьлемная система целеуказания и индикации (НСЦИ), основанная на определении адекватности поведения человека в условиях наличия внешних факторов на основе комплексного анализа ограниченного числа электрофизиологических показателей жизнедеятельности организма человека.

Нашлемная система целеуказания и индикации (НСЦИ) представляет собой [1] одну из наиболее совершенных систем авиационной электроники, предназначенных для управления оружием и режимами стрельбы современных истребителей и вертолетов.

В отличие от систем, использующих для управления оружием коллиматорные авиационные индикаторы (индикаторы на лобовом стекле), она не требует доворота летательного аппарата (ЛА) в направлении цели и обеспечивает прицеливание управляемого оружия в направлениях, не совпадающих со строительной осью ЛА. При прицеливании пилоту необходимо совместить с целью прицельную метку, индицируемую с помощью коллиматорной подсистемой индикации, жестко закрепленной на шлеме (см. рис.1), и осуществить пуск оружия. Этот способ дает возможность существенно сократить время прицеливания и обеспечить преимущество в воздушном бою с ЛА, не оснащенными НСЦИ, а также обеспечить быстрое поражение наземных целей и уход от средств ПВО противника.

Сегодня НСЦИ широко разрабатываются и производятся многими зарубежными фирмами [1], в частности, Sextant Avionics (Франция), Kayser Electronics (США), GEC-Marconi Avionics (США), Elbit (Израиль), АО “Арсенал” (Украина), СПб ОКБ “Электроавтоматика” (Россия).

Мировой опыт применения НСЦИ и эксплуатации авиационной техники и авиатренажеров определил новое перспективное направление функциональной нагрузки комплексных нашьлемных систем – создание эффективных средств анализа и статистической обработки реализаций электрических сигналов жизнедеятельности пилота, отражающих его физиологическое состояние в условиях динамики полета современного летательного аппарата.

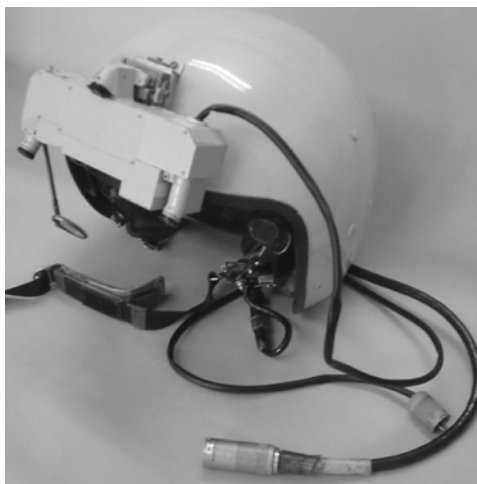


Рис.1. Нашлемная система НСЦИ

Широко известны случаи, когда в силу объективных причин (т. н. человеческий фактор) происходили трагические катастрофы как гражданских, так и военных самолетов с гибелью пассажиров и экипажа из-за отсутствия автоматических средств слежения и контроля состояния организма пилотов, а также резервирующих систем принятия экстренных решений в реальном масштабе времени.

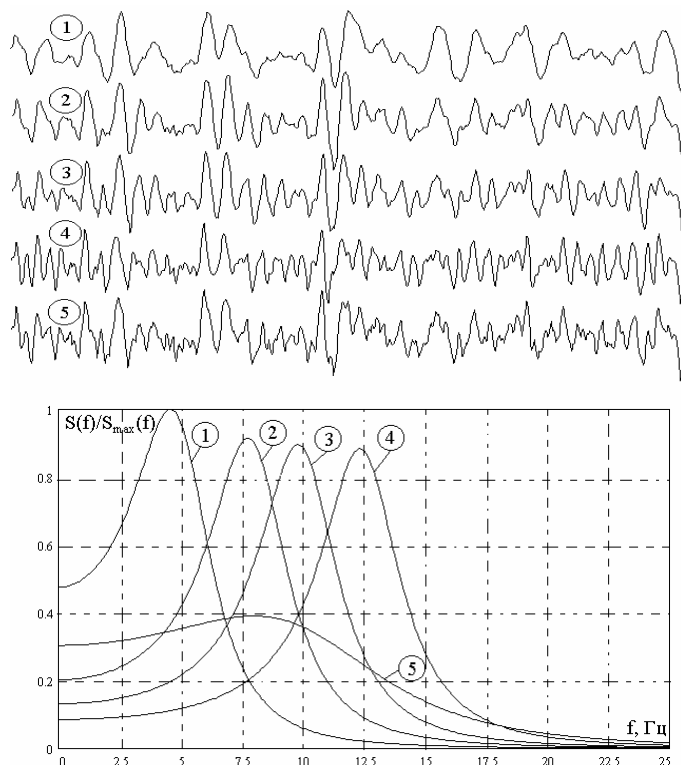


Рис.2,а. Временные реализации и СПМ классов ЭЭГ



Рис.2,б. Расположение электродов на поверхности головы при регистрации ЭЭГ

В 1996 г. авторы настоящей статьи совместно с рядом авторитетных научных сотрудников в нашей стране и за рубежом предложили альтернативную (теории информации) идею определения адекватности поведения человека в условиях наличия внешних факторов на основе комплексного анализа ограниченного числа электрофизиологических показателей жизнедеятельности организма человека. В рамках проведения ряда НИОКР показано, что разумно выбранные показатели в

полной мере могут отражать текущее состояние пилота, а грамотно выбранный математический аппарат позволяет проводить непрерывное сопровождение и оценку его состояния на основе подходов по сегментации (разделении во времени на классы состояний) и многоальтернативной классификации реализаций информационных сигналов, получаемых от датчиков нейрофизиологического контроля (см. рис. 2), интегрированных в систему НСЦИ.

Электроэнцефалография является одним из основных методов объективного тестирования функций нервной системы человека. В настоящее время не существует универсальных алгоритмов, пригодных для всестороннего анализа ЭЭГ, а тем более решения задач автоматической диагностики. Однако многие прикладные задачи решаются при помощи ЭВМ весьма успешно. Общие закономерности формирования сигнала составляют априорную информацию, которая используется для синтеза и оптимизации алгоритмов статистической обработки. В частности, экспериментально подтверждается, что нестационарный случайный процесс, соответствующий ЭЭГ–сигналу, может быть разделен на квазистационарные участки различной длительности, в пределах которых статистические свойства процесса существенно не изменяются. Эти квазистационарные участки описывают физиологические состояния соответствующих отделов головного мозга и являются важными диагностическими признаками. Определение границ квазистационарных участков составляет задачу сегментации ЭЭГ. При этом важное значение имеют статистические или спектральные характеристики сегментов, поэтому, кроме задачи собственно сегментации, необходимо решать задачу классификации сигнала.

Литература

1. Феофанов В.К., Парамонов П.П., Суслов В.Д., Сабо Ю.И. Нашлемная система целеуказания и индикации на базе координаточувствительного фотоприемника “Мультискан” // Датчики и системы. М.: Издательство “СенСиДат”, 2001. С.2–3.

АВТОРЕГРЕССИОННЫЙ АНАЛИЗ В ЭЛЕКТРОЭНЦЕФАЛОГРАФИИ

И.О. Жаринов

Рассматривается применение для анализа и математической аппроксимации ЭЭГ–сигналов параметрических моделей авторегрессии–скользящего среднего (АРСС) – вычислительные методы, статистические аспекты, границы применимости.

Введение. Постановка задачи

Использование для анализа и математической аппроксимации ЭЭГ–сигналов параметрических моделей авторегрессии–скользящего среднего (АРСС) находится сейчас в стадии интенсивного развития: совершенствуются вычислительные методы, уточняются статистические аспекты, выясняются границы применимости.

АРСС–анализ базируется на предположении, что текущие значения сигнала имеют статистическую связь с его “предысторией”. АРСС–модель ЭЭГ представляет значения дискретных отсчетов $y^{(i)}[n]$ i -го квазистационарного участка линейным соотношением вида

$$y^{(i)}[n] + \sum_{k=1}^{p^{(i)}} a_k^{(i)} \cdot y^{(i)}[n-k] = b_0^{(i)} \cdot x[n] + \sum_{k=1}^{q^{(i)}} b_k^{(i)} \cdot x[n-k], \quad i=1,2,\dots,M,$$

где $\{x[n]\}$ — порождающий процесс — последовательность независимых, нормально распределенных случайных величин с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией. Коэффициенты $\{a_1^{(i)}, a_2^{(i)}, \dots, a_{p^{(i)}}^{(i)}\}$ и $\{b_0^{(i)}, b_1^{(i)}, \dots, b_{q^{(i)}}^{(i)}\}$, а также величины $p^{(i)}$ и $q^{(i)}$ являются параметрами модели. Параметры $p^{(i)}$ и $q^{(i)}$ определяют порядок модели авторегрессии (АР) и скользящего среднего (СС) соответственно, а величина $(p^{(i)} + q^{(i)})$ определяет порядок АРСС–модели. Индекс (i) означает описание фрагмента сигнала моделью i -го класса из M возможных взаимоальтернативных классов.

Адекватную параметрическую модель ЭЭГ удастся получить, полагая коэффициенты $\{b_1^{(i)}, \dots, b_{q^{(i)}}^{(i)}\}$ равными нулю, при этом уравнение определяет авторегрессионную модель

$$y^{(i)}[n] + \sum_{k=1}^{p^{(i)}} a_k^{(i)} \cdot y^{(i)}[n-k] = b_0^{(i)} \cdot x[n], \quad i=1,2,\dots,M.$$

В последующем через параметры АРСС–модели могут быть выражены модель сигнала (см. рис.1,а), оценки частотных и корреляционных функций, определены отрезки квазистационарности сигнала, решены задачи сегментации и классификации.

В частности, при известных параметрах АРСС–модели оценка спектральной плотности (см. рис.2, б) реализации i -го класса имеет вид

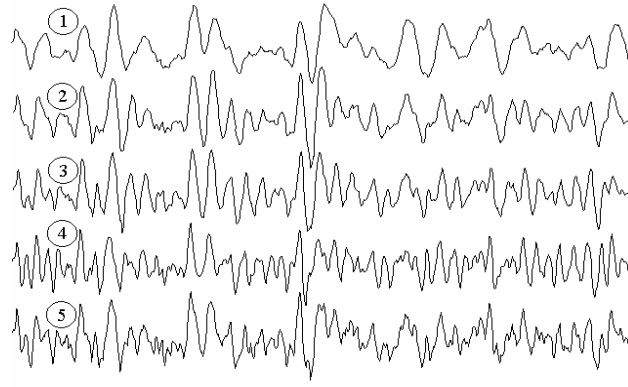
$$S^{(i)}(f) = \sigma^2 \Delta t \cdot \left| b_0^{(i)} + \sum_{k=1}^{q^{(i)}} b_k^{(i)} \cdot \exp(-j2\pi f k \Delta t) \right|^2 / \left| 1 + \sum_{k=1}^{p^{(i)}} a_k^{(i)} \cdot \exp(-j2\pi f k \Delta t) \right|^2, \quad i=1,2,\dots,M$$

где Δt – период дискретизации сигнала; σ^2 – дисперсия порождающего БШ $\{x[n]\}$; j – мнимая единица.

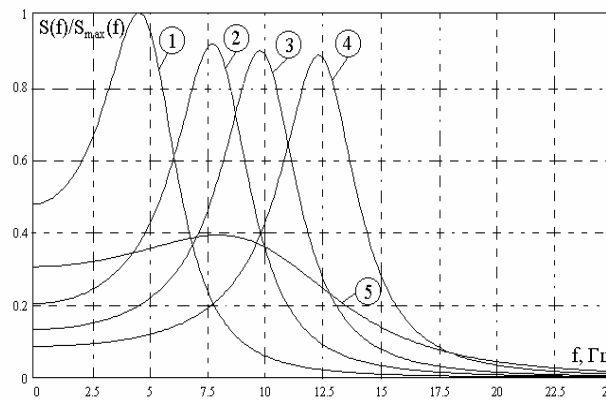
Уравнению авторегрессии отвечает линейный цифровой формирующий фильтр (ФФ), который входной последовательности $\{x[n]\}_{0}^{N-1}$ ставит в соответствие выходную

последовательность $\{y^{(i)}[n]\}_{n=0}^{N-1}$. Передаточная функция (ПФ) этого фильтра имеет следующий вид:

$$W^{(i)}(z) = \left(\sum_{k=0}^{q^{(i)}} b_k^{(i)} \cdot z^{-k} \right) / \left(1 + \sum_{k=1}^{p^{(i)}} a_k^{(i)} \cdot z^{-k} \right), \quad i=1,2,\dots,M.$$



(a)



(б)

Рис.1. Параметрические модели временных реализаций (а) и спектральных плотностей (б) стандартных ЭЭГ–сигналов: 1. Низкочастотная активность на ЭЭГ; 2. Замедленный вариант α -ритма; 3. Нормальный α -ритм; 4. Убыстренный вариант α -ритма; 5. Пароксизмальная активность на ЭЭГ.

Тогда, если гауссовский стационарный некоррелированный порождающий процесс $\{x[n]\}$ пропустить через ПФ, то на его выходе будет реализация сигнала i -го класса, обладающая достаточным сходством с исходной физиологической кривой. Причем специалисты–электрофизиологи отмечают, что исходные и синтезированные с помощью ПФ реализации визуально практически не отличаются друг от друга.

Диапазоны значений, принимаемых весовыми коэффициентами параметрической модели, должны ограничиваться требованиями стационарности и обратимости сигналов.

Условие стационарности определяется условиями устойчивости ПФ. Фильтр устойчив, если полюса его ПФ находятся внутри круга единичного радиуса на Z -плоскости. Иными словами, корни $z_k^{(i)}$, $k=1,2,\dots,p^{(i)}$, $i=1,2,\dots,M$ характеристического уравнения

$$z^{p^{(i)}} + \sum_{k=1}^{p^{(i)}} a_k^{(i)} \cdot z^{p^{(i)}-k} = 0, \quad i=1,2,\dots,M$$

должны удовлетворять неравенству $|z_k^{(i)}| < 1, k=1,2,\dots,p^{(i)}, i=1,2,\dots,M$.

Нестационарный характер модели ЭЭГ может учитываться зависимостью коэффициентов $\{a_k^{(i)}\}, k=1,2,\dots,p^{(i)}$ и $\{b_k^{(i)}\}, k=0,1,\dots,q^{(i)}$, от времени: $\{a_k^{(i)}[n]\}$ и $\{b_k^{(i)}[n]\}$.

Условие обратимости формулируется следующим образом: дискретный сигнал обратим только тогда, когда корни $z_k^{(i)}, k=1,2,\dots,q^{(i)}, i=1,2,\dots,M$ характеристического уравнения

$$1 + \frac{b_1^{(i)}}{b_0^{(i)}} \cdot z^{-1} + \frac{b_2^{(i)}}{b_0^{(i)}} \cdot z^{-2} + \dots + \frac{b_{q^{(i)}}^{(i)}}{b_0^{(i)}} \cdot z^{-q^{(i)}} = 0, \quad i=1,2,\dots,M$$

удовлетворяют неравенству $|z_k^{(i)}| < 1, k=1,2,\dots,q^{(i)}, i=1,2,\dots,M$.

Диапазоны изменения значений весовых коэффициентов АРСС–моделей малых порядков, соответствующие условию устойчивости и обратимости, приведены в табл. 1.

Вид модели	Диапазоны изменения коэффициентов
АР–модель ($p^{(i)} = 1$)	$-1 < a_1^{(i)} < 1$
АР–модель ($p^{(i)} = 2$)	$1 + a_1^{(i)} + a_2^{(i)} > 0; 1 - a_1^{(i)} + a_2^{(i)} > 0; -1 < a_2^{(i)} < 1$
АРСС–модель ($p^{(i)} = 2$), ($q^{(i)} = 1$)	$1 + a_1^{(i)} + a_2^{(i)} > 0; 1 - a_1^{(i)} + a_2^{(i)} > 0;$ $-1 < a_2^{(i)} < 1; -1 < b_1^{(i)} / b_0^{(i)} < 1$

Таблица 1. Диапазоны изменения значений коэффициентов моделей ЭЭГ

Задача формирования параметрического описания ЭЭГ

Задача формирования описания признаков классов ЭЭГ может рассматриваться (см. рис. 2) как известная задача подбора математической модели определенного класса, адаптированная к стационарным или квазистационарным случайным процессам. Такую задачу принято решать в четыре этапа:

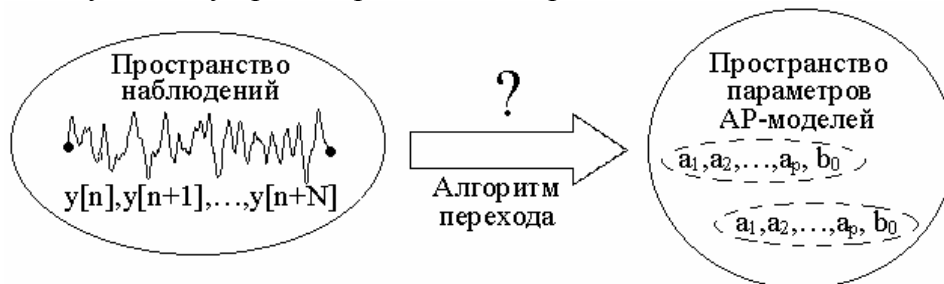


Рис. 2. Диаграмма параметрического синтеза моделей ЭЭГ–сигналов

Концептуальный выбор класса моделей. Выбор класса параметрических моделей

требует некоторых предварительных сведений о возможной форме функции спектральной плотности (см. рис.1) для наблюдаемых реализаций аппроксимируемого сигнала. Если необходимо сформировать модели сигналов с острыми спектральными пиками, но без глубоких впадин (нулей), то наиболее подходящей является АР–модель. СС–модель удовлетворительно аппроксимирует сигнал, если необходимы спектры с глубокими нулями, но без острых пиков. Что же касается АРСС–модели, то она может применяться в обоих этих предельных случаях. В тех случаях, когда одинаково пригодна любая из трех моделей, следует использовать ту из них, которая имеет наименьшее число параметров. Этот принцип экономии связан с тем, что получить оценки с хорошими статистическими свойствами удастся тогда, когда число оцениваемых параметров минимально.

Идентификация порядка модели. Поскольку наилучшее значение порядка параметрической модели заранее не известно, на практике приходится испытывать несколько значений порядков. Базируясь на этом, вводится тот или иной критерий ошибки, по которому затем определяется требуемый порядок. Если порядок модели выбран слишком малым, получаются сильно сглаженные спектральные оценки сигнала, если излишне большим — увеличивается разрешение, но в оценке появляются ложные спектральные пики.

Интуитивно ясно, что следует увеличивать порядок модели до тех пор, пока вычисляемая ошибка аппроксимации не достигнет минимума. В большинстве процедур оценивания дисперсия ошибки монотонно уменьшается с увеличением порядка модели. Показано, что одной дисперсии обычно не достаточно для того, чтобы определить момент окончания рекуррентного изменения порядка модели. Необходимо некоторое значение этого порядка, при дальнейшем изменении которого скорость изменения дисперсии резко снижается.

Оценивание параметров модели. Традиционно в задачах оценивания параметров рассматривается ряд свойств оценок, важнейшими из которых являются: состоятельность, несмещенность, достаточность и эффективность.

Подтверждение качества модели. Существует, по крайней мере, два различных подхода к решению задачи проверки адекватности модели. В первом подходе проверяется адекватность допущений, положенных в основу модели. Для классов параметрических АР– и АРСС–моделей во многих случаях единственное существенное допущение состоит в том, что порождающий процесс $\{x[n]\}$ — это последовательность независимых случайных величин с нулевым средним. Используя выбранную модель и доступные наблюдения, можно получить оценки так называемых остатков или ошибок аппроксимации, и проверить предположение об их независимости с помощью теории проверки статистических гипотез.

Сущность второго подхода состоит в следующем. Чтобы удостовериться в адекватности модели, аппроксимирующей экспериментальные данные, необходимо непосредственно сравнить характеристики ее выходного сигнала, такие как коррелограммы, спектральные плотности, моментные характеристики и т. п. с соответствующими характеристиками исходных эмпирических данных. Осуществить такое сравнение можно аналитически или посредством математического моделирования. Модель принимается, если расхождение между двумя множествами характеристик не превышает одного–двух стандартных отклонений.

Оценивание параметров моделей

Оценивание параметров $\{a_k^{(i)}\}$ и $\{b_k^{(i)}\}$ линейного уравнения регрессии по имеющимся эмпирически полученным данным представляет собой одну из основных

процедур прикладного статистического анализа. Для этой цели широко применяется метод наименьших квадратов, всесторонне изученный и имеющий несколько теоретических обоснований. Он достаточно просто реализуется в виде специализированных программ расчетов оценок параметров и других характеристик линейной регрессионной связи между объясняющими и объясняемыми переменными. Такие программы для небольшого числа оцениваемых параметров и не очень большого числа используемых наблюдений имеются сегодня в прикладном программном обеспечении любого компьютера.

В настоящее время предложены многие постановки задачи оценивания, обобщающие схему наименьших квадратов как для одного уравнения регрессии, так и для системы таких уравнений. Соответствующие им методы рассматриваются в многочисленных работах по прикладной статистике. Многие из этих методов реализованы в виде отдельных программ и составляют ядро статистических пакетов для оценивания и решения систем уравнений. Потребность в доступных пользователю и надежно работающих программах, с помощью которых на основе линейных регрессионных уравнений строятся количественно определенные модели, не может считаться удовлетворенной. Особенно велик интерес к исследованиям, где разрабатываемые и предлагаемые математические модели и методы доводятся до реализации в виде программ, написанных на алгоритмических языках и переносимых в силу этого на различные вычислительные средства.

Удачным примером подхода, сочетающего систематическое изложение теории, математических методов и алгоритмов является подход, основанный на применении традиционных методов анализа стационарных процессов к формированию новых (по постановке задач синтеза) признаков классов ЭЭГ.

Наибольшее распространение для анализа и статистической аппроксимации классов сигналов электроэнцефалограмм получили параметрические не АРСС–, а АР–модели. Связано это не только с характерной колоколообразной формой функции СПМ отдельных классов ЭЭГ, но и с тем, что сама процедура оценивания АРСС–параметров по экспериментальным данным достаточно трудоемка и требует решения систем нелинейных уравнений высоких порядков с одновременным (или последовательным) оцениванием АР– и СС–параметров АРСС–модели. Для решения таких уравнений применяются сложные итеративные численные методы оптимизации, основанные на использовании оценок максимального правдоподобия, или субоптимальные методы, которые, как правило, базируются на критерии наименьших квадратов.

Авторегрессионные модели ЭЭГ формируются в основном методом решения систем линейных уравнений и позволяют в подавляющем большинстве технических приложений проводить исследования (сегментация ЭЭГ, классификация ЭЭГ и т.д.) с достаточной для практики точностью. Существует достаточно большое число различных методов, позволяющих оценивать параметры АР–моделей по экспериментальным данным. Широкое распространение получил известный метод Юла–Уолкера, основанный на решении одноименной системы уравнений

$$\begin{bmatrix} R^{(i)}[0] & R^{(i)}[-1] & \dots & R^{(i)}[-p^{(i)}] \\ R^{(i)}[1] & R^{(i)}[0] & \dots & R^{(i)}[-p^{(i)}+1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R^{(i)}[p^{(i)}] & R^{(i)}[p^{(i)}-1] & \dots & R^{(i)}[0] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 \\ a_1^{(i)} \\ \vdots \\ a_{p^{(i)}}^{(i)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (b_0^{(i)})^2 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}, \quad i=1,2,\dots,M,$$

связывающей авторегрессионные параметры со смещенными оценками автокорреляционной функции выборок отдельных классов ЭЭГ. Система имеет однозначное решение, в частности по алгоритму Левинсона, с гарантированной устойчивостью формируемой модели, что особенно важно для обеспечения условий

стационарности и обратимости сигналов. Оценки параметров модели получают рекуррентным образом по нижеследующим выражениям:

$$a_{p^{(i)+1,k}}^{(i)} = a_{p^{(i),k}}^{(i)} - a_{p^{(i)+1,p^{(i)+1}}^{(i)}} \cdot a_{p^{(i)},p^{(i)+1-k}}^{(i)}, \quad k=1,2,\dots,p^{(i)}, \quad i=1,2,\dots,M$$

$$a_{p^{(i)+1,p^{(i)+1}}^{(i)}} = \frac{r^{(i)}[p^{(i)}+1] - \sum_{k=1}^{p^{(i)}} a_{p^{(i),k}}^{(i)} \cdot r^{(i)}[p^{(i)}+1-k]}{1 - \sum_{k=1}^{p^{(i)}} a_{p^{(i),k}}^{(i)} \cdot r^{(i)}[k]} \bigg|_{r^{(i)}[k] = \frac{R^{(i)}[k]}{R^{(i)}[0]}},$$

где $R^{(i)}[k]$ – смещенная оценка порядка k для автокорреляционной функции выборки. При использовании несмещенных оценок АКФ автокорреляционная матрица R может оказаться неположительно–определенной, и, следовательно, эквивалентный ФФ будет неустойчивым.

Нулевой компонент скользящего среднего рассчитывается с использованием уже известных оценок коэффициентов корреляции и параметров модели

$$b_0^{(i)} = \frac{1}{1 - a_1^{(i)} \cdot r^{(i)}[1] - a_2^{(i)} \cdot r^{(i)}[2] - \dots - a_{p^{(i)}}^{(i)} \cdot r^{(i)}[p^{(i)}]}, \quad i=1,2,\dots,M.$$

Сформированная таким образом модель i -ого класса ЭЭГ представляет собой косвенное математическое описание реализации сигнала, заданное набором (вектором) вещественных параметров.

Описания признаков ЭЭГ, соответствующих разным $i=1,2,\dots,M$ образцам деятельности головного мозга, могут отличаться как значениями коэффициентов модели, так и их порядками $p^{(i)}$.

ИНДИКАЦИОННОЕ ОБОРУДОВАНИЕ В АВИАЦИИ XXI ВЕКА

И.О. Жаринов, Р.Б. Емец

Конструирование современных систем бортового радиоэлектронного оборудования основано на отображении в реальном времени полетной информации на специализированных средствах индикации. Широкое распространение для визуализации пилотажно-навигационной информации получили многофункциональные цветные индикаторы МФЦИ и пульты управления и индикации ПУИ.

Благодаря введению больших экранов (жидкокристаллических и электролюминесцентных соответственно), а также кнопочного наборного поля качественно изменился подход к созданию систем индикации. Необходимую информацию (рабочий кадр) пилот получает нажатием определенной кнопки, функциональное назначение которой иллюстрируется на экране соответствующей подписью (транспарантом) и зависит от режима работы изделия и индикационной программы.

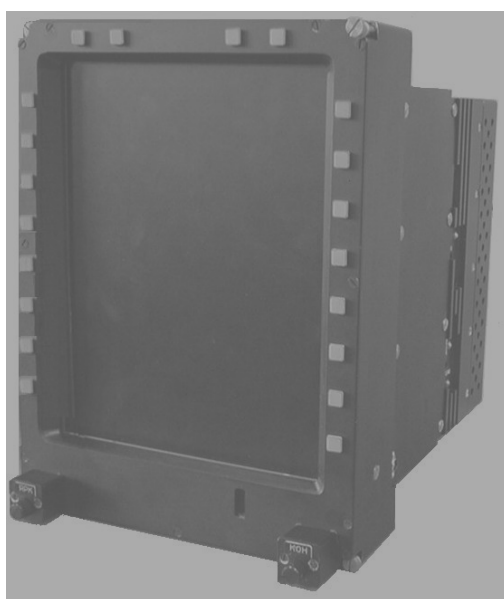


Рис.1. Индикатор МФЦИ

Многофункциональный цветной индикатор МФЦИ (см. рис. 1) представляет собой электронный блок индикации, в состав которого входят (см. рис. 2): вычислитель на базе производительного сигнального процессора; устройство ввода/вывода данных, обеспечивающее информационный обмен в составе комплекса по выбранным видам стандартизованных интерфейсов; интеллектуальный графический контроллер с библиотекой графических примитивов; устройство питания; устройство коммутации; ЖК-экран с системой подсвета и узлом подогревателя, обеспечивающие отображение полетной информации в суровых условиях наличия внешних воздействующих факторов. МФЦИ решает на борту индикационные задачи и, в зависимости от реализованных аппаратно-программных средств, в состоянии обеспечивать индикацию не только вторичных параметров (после обработки сигналов в спец. блоках преобразования), но и при необходимости первичных параметров полета летательного аппарата.

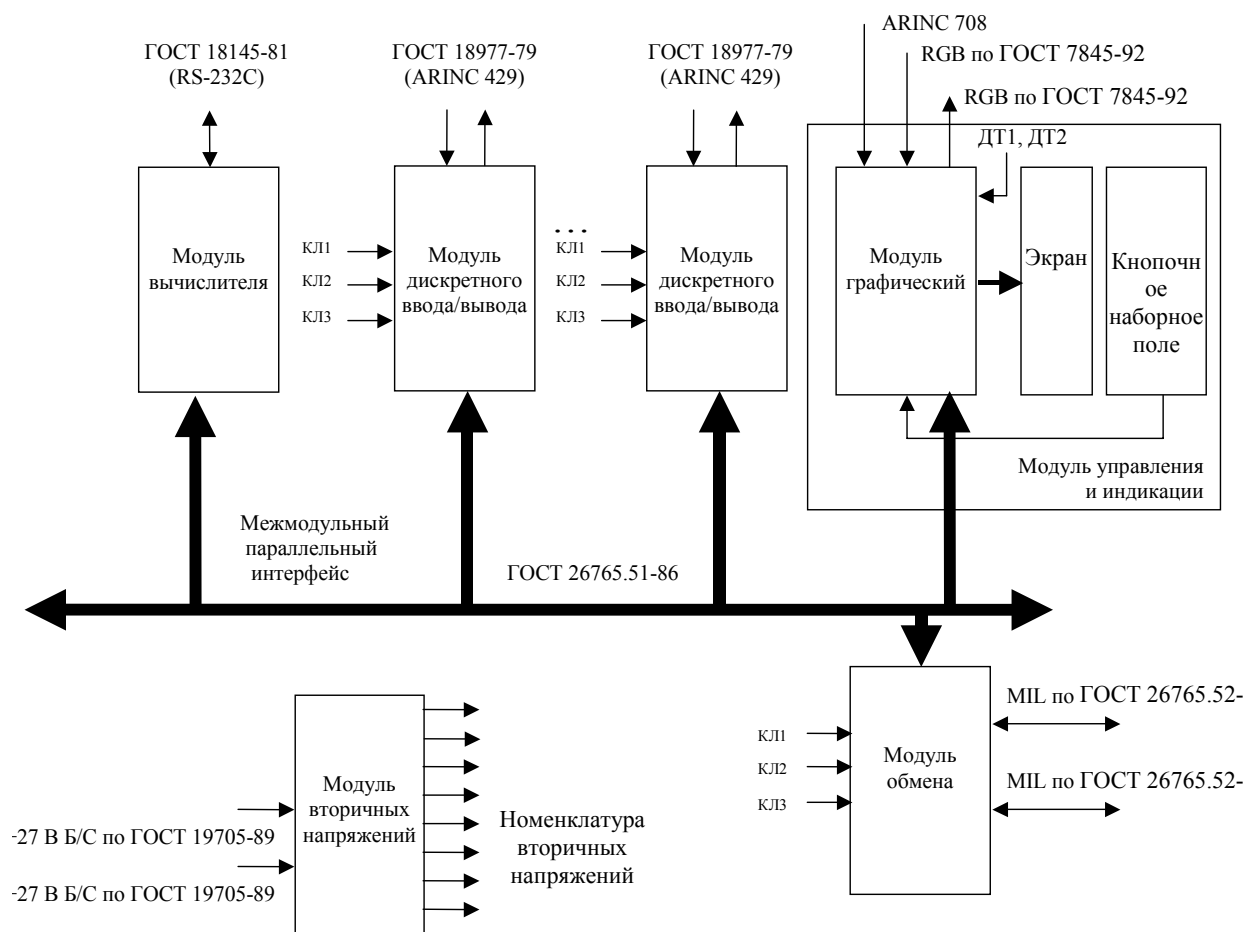


Рис.2. Структурная схема индикационного оборудования на плоских жидкокристаллических и электролюминесцентных панелях



Рис. 3. Пульт ПУИ

С развитием новых технологий в авиационной промышленности появилась необходимость в создании многорежимного, многофункционального высокопроизводительного экранного пульта управления и индикации ПУИ (см. рис.3). ПУИ представляет собой бортовое средство отображения с алфавитно-цифровой и

псевдографической индикацией. С помощью клавиатуры, экрана и программных средств, изделие позволяет сопрягаться с комплексами летательного аппарата, представляя оператору информационные потоки в удобной для восприятия форме. В основе построения пульта заложены принципы модульности и магистральности. Пульт состоит из функционально-законченных устройств, что позволяет реализовать информационный обмен между ними по единой магистрали межмодульного интерфейса. Одним из основных элементов ПУИ является электролюминесцентный экран, который не модулирует внешнее освещение (подсвет), как например ЖК-экран, а генерирует видимое (световое) излучение. Экран с устройством, преобразующим информационные сигналы (картинные файлы) в визуализационные файлы и отображающие их на экране, образуют “экран с устройством управления”, где формируется символьное изображение.

Обмен информацией с внешними потребителями (с датчиками и приемниками смежных систем) производится через каналы ввода-вывода модулей устройств ввода/вывода. Цифровая информация поступает в виде последовательных биполярных кодов, битовая – в виде отдельных разовых сигналов и команд. В соответствии с режимом работы и данными, поступающими после обработки в выходное ОЗУ, формируется выходной видеосигнал для экрана.

Обеспечение изделия напряжениями и токами необходимыми для работоспособности функциональных устройств осуществляется от модуля источника питания. Модуль вместе с сетевым фильтром радиопомех строится на принципе широтно-импульсной модуляции, где бортовое напряжение преобразуется в переменное напряжение прямоугольной формы с частотой порядка десятков килогерц, выпрямляется и стабилизируется.

Информация от БЦВМ используется в ПУИ для формирования кадра изображения на экране в соответствии с нажатием кнопок на лицевой панели изделия. Информационный обмен с БЦВМ производится последовательными кодами, после чего ПУИ получает от комплекса признак (код) индуцируемого кадра, который необходимо вывести для данного режима на экран.

Основными изображениями индикации являются:

- КАДР – законченное сообщение, которое в заданный момент времени может быть целиком размещено на экране. Кадр состоит из одного или нескольких фрагментов изображения – МОДУЛЕЙ.

- МОДУЛЬ – связанные между собой элементы изображения, которые характеризуются одинаковым законом перемещения на экране. Модуль может состоять из одного или нескольких ЭЛЕМЕНТОВ ИЗОБРАЖЕНИЯ. Модуль может быть статическим или динамическим. Статический модуль – модуль, в котором все элементы в процессе изображения не изменяют ни своего положения на экране, ни своего значения. Динамический модуль – модуль, в котором хотя бы один элемент в процессе изображения изменяет свое положение, либо значение.

- ЭЛЕМЕНТЫ ИЗОБРАЖЕНИЯ – простейшие составляющие, с помощью которых может строиться любой модуль и кадр. Элемент изображения – точка, символ (знак алфавита, цифра).

Для индикации одной буквы (цифры, знака, символа) используется фиксированный участок экрана, называемым знаковым местом или знакоместом. При формировании текстового кадра строки строятся присоединением одного знакоместа к другому вплотную слева направо и сверху вниз без зазора. Интервалы между буквами, цифрами, знаками в строке и между строк образуются за счет не использования в начертании знака периферийных пикселей знакоместа. Интервалы между словами организуются знакоместом с информацией “пробел”. Переход на следующую строку происходит автоматически по мере заполнения строки знаками или пробелами.

ОЦЕНКА СУЩЕСТВУЮЩИХ МЕТОДОВ ОТРАБОТКИ И ПРОВЕРКИ КБО ГРАЖДАНСКИХ САМОЛЕТОВ

А.М. Рогачевский

1. Введение

ОКБ "Электроавтоматика" традиционно ведет работы по КБО летательных аппаратов различного назначения в самом широком смысле этого слова: разработка, испытания, поставка опытных образцов, сопровождение эксплуатации, модернизация.

Работы ведутся в соответствии с требованиями ТЗ, в которых в настоящее время значительное внимание уделяется таким вопросам, как финансово-временные затраты на различных этапах жизненного цикла КБО: стоимость и срок появления 1-ого опытного образца, затраты на этапе эксплуатации на проведение технического обслуживания и ремонтов, а также проведение модернизации КБО на протяжении более чем 30-летнего жизненного цикла самолета.

В соответствии с указанными требованиями формулируется следующий критерий разработки КБО: "Минимизация суммарной стоимости КБО, отнесенной ко всему его жизненному циклу с обеспечением возрастающих требований к его эффективности". Основные способы реализации данного критерия представлены в табл. 1.

№	Этапы жизненного цикла КБО	Основные статьи финансово-временных затрат	Способы минимизации финансово-временных затрат
1	Приобретение	Разработка	Стандартизация и унификация аппаратных и программных модулей в целях использования базовых разработок
		Испытания (стендовые, наземные, летные)	Оптимальные способы и соотношения объемов проверок КБО в стендовых, наземных и летных условиях
		Поставка образца КБО	Унификация компонентной и элементной базы аппаратуры КБО
2	Эксплуатация	Техническое обслуживание и ремонт	Отказоустойчивость КБО, реализуемая путем информационной и аппаратурной избыточности. Унификация компонентной и элементной базы аппаратуры КБО
		Модернизация	Открытая архитектура КБО, реализуемая путем избыточной вычислительной мощности и пропускной способности интерфейсов, стандартизацией и унификацией аппаратных и программных модулей. Загружаемое ПО.

Таблица 1. Способы реализации критерия разработки КБО

Существует два этапа жизненного цикла КБО: приобретение (с подэтапами разработки, испытаний и изготовления опытного образца) и эксплуатация (с подэтапами технического обслуживания, ремонта и модернизации).

Финансово-временные затраты подэтапа разработки могут быть уменьшены стандартизацией и унификацией аппаратных и программных модулей в целях возможности использования базовых разработок, подэтапа испытаний - оптимизацией способов и соотношений объемов проверок в стендовых, наземных и летных условиях. Стоимость образца КБО может быть уменьшена унификацией компонентной и элементной базы аппаратуры КБО.

На подэтапе технической эксплуатации и ремонта основополагающим является свойство отказоустойчивости КБО, реализуемое путем информационной и аппаратурной избыточности, что позволяет достоверно определить свое текущее состояние и реконфигурировать, при необходимости, свою архитектуру. Важным является также унификация и быстросъемность аппаратуры КБО.

На подэтапе модернизации основополагающим является открытая архитектура КБО, реализованная путем избыточной вычислительной мощности и пропускной способности интерфейсов, реализация загружаемого программного обеспечения, а также унификацией аппаратных и программных модулей.

2. Назначение и состав КБО

В зависимости от назначения гражданских самолетов (транспортные, грузовые, конвертируемые транспортно-грузовые, исследования земной поверхности, воздействия на атмосферу, самолеты-салоны и т.д.) требования к КБО также различны. Это - либо навигационный комплекс, либо навигационный комплекс с решением дополнительных задач (индикация навигационных параметров; управление общесамолетным оборудованием, индикация и контроль параметров общесамолетного оборудования; выход в точку сброса и управление сбросом грузов; управление аппаратурой воздействия на атмосферу; управление аппаратурой исследования земной поверхности и т.д.).

Однако основное назначение КБО во всех случаях неизменно:

- а) автоматизированное и ручное самолетовождение с оптимизацией режимов полета по внутренним и зарубежным трассам гражданской авиации;
- б) управление радиотехническими системами (РТС) в автоматизированном и ручном режимах;
- в) отображение экипажу пилотажной, навигационной и обзорной информации, а также справочной информации, информации о функционировании КБО, его отказах и неисправностях, рекомендации по парированию отказов и неисправностей;
- г) контроль технического состояния КБО и, при необходимости, его реконфигурация, а также регистрации, хранение и выдача результатов контроля при техническом обслуживании самолета.

В соответствии с назначением КБО может включать следующие комплексы.

- а) "Ядро", состоящее из информационно-вычислительной системы (ИВС) и информационно-управляющего поля (ИУП). ИВС организована на базе высокопроизводительных вычислителей, состоящих из унифицированных конструктивных функциональных модулей (КФМ).

ИУП комплекса является одной из наиболее важных его частей, т.к. оно обеспечивает связь пилота с КБО и летательным аппаратом в целом. В состав ИУП входят индикаторы и органы управления. В качестве индикаторов могут быть использованы, например, многофункциональные цветные индикаторы (МФЦИ) с жидкокристаллической панелью, электромеханические индикаторы, индикационная панель пультов управления и индикации (ПУИ). Управляющая часть ИУП может включать клавиатуру ПУИ, кнопочное обрамление МФЦИ и т.д.

- б) Навигационно-пилотажное оборудование, которое, в свою очередь, может включать инерциальную систему (ИС), курсовертикаль (КВ), систему воздушной сигналов (СВС) и т.д.

- в) Радиотехническое оборудование навигации и посадки, которое, в свою очередь, может включать радиотехническую систему навигации и посадки (РСБН), спутниковую навигационную систему (СНС), доплеровский измеритель скорости и

угла сноса (ДИСС), автоматический радиокompас (АРК), радиовысотомер (РВ), самолетный ответчик (СО) и т.д.

г) Система автоматического управления (САУ).

д.) Общесамолетное оборудование (ОСО).

е) Радиосвязное оборудование (РС) и т.д.

Часть указанных систем может входить в состав КБО, часть – являться самолетным оборудованием и быть взаимодействующими с КБО системами.

Вопрос выбора состава КБО определяется не только техническими причинами.

3. Поколения цифровых КБО ОКБ "Электроавтоматика"

Поколения цифровых КБО ОКБ "Электроавтоматика" представлены в табл. 2.

Поко- ление КБО	Наимено- вание КБО	Суть КБО		Контроль КБО							
		Назна- чение	Состав	Автоном- ный входной контроль систем КБО	Стендовый контроль КБО						
					Разрабаты- ваемые имитаторы с анал. и цифр. интерфейсом	Серийные имитаторы с цифр. интерфейсом	Имитатор ы с цифр. и анал. интерфейс ом на базе ПК				
I	ОЛЬХА	НК	Полный	КПА систем	+	+	—				
	ПИЖМА	НК									
	ТОПОЛЬ	НК + спец.									
II	МАЛЬВА	НК+ спец.						КПА систем	+	+	—
	МАК										
	ИРИС										
	ЦИКЛОН										
	ЧЕРНИКА										
	ЧЕРЕШНЯ										
III	ЖАСМИН	НК						КПА систем	+	+	—
	ВСС-85										
IV	ССИ-80	НК + СЕИ + СУОС О	Ядро	ВСК систем	+	—	+				
	КВСС-74	НК + СЕИ			—						
	КВСС-334	НК + СЕИ									

Таблица 2. Обзор методов входного контроля и стендовой отработки КБО

К первому поколению могут быть отнесены КБО, появившиеся в начале 70-х годов и установленные на самолетах Як-42, Ил-86 и Ан-72. Они базировались на 16-разрядном бортовом вычислителе типа БЦВМ20, имеющем быстродействие порядка 200 000 оп/с на операциях типа сложение, емкость ОЗУ - 2 Кб, ПЗУ - 64 Кб.

Ко второму поколению относятся КБО для самолетов Ан-74 и его модификаций, ТУ-134СХ, Ил-24Н и т.д., ядром которых является доработанный 32-разрядный бортовой вычислитель БЦВМ20.

КБО третьего поколения базировались на БЦВМ80 производительностью 800 тыс. оп/с на операциях типа R - R, с емкостью ОЗУ - 32 Кб, ПЗУ - 256 Кб и установлены на самолетах ТУ-154М, ТУ-204, Ил-96.

К четвертому поколению относятся КБО для самолетов С-80, Ан-74ТК-300, ТУ-334, находящихся в настоящее время на этапе летных испытаний. Ядро КБО включает ИВС (бортовой 32-разрядный вычислитель БЦВМ90 с производительностью 25 млн. оп/с на операциях типа R - R, емкость ОЗУ - 1 МБ, ПЗУ - 4 МБ и развитый интерфейс) и ИУП (пульт ПУИ с экраном 3"×4" и клавиатурой, а также индикаторы МФЦИ с размером экрана 6"×8" с кнопочным обрамлением). Для самолета ТУ-334 ядром КБО является пульт-вычислитель (ПВ), объединяющий функции высокопроизводительного вычислителя и пульта управления.

4. Входной контроль систем КБО

Отработка КБО на базе предприятия-разработчика представлена в табл. 2 и проводится в два этапа: входной контроль составных частей КБО и комплексная отработка КБО на стенде.

Входной контроль составных частей КБО первого, второго и третьего поколения проводился с помощью контрольно-проверочной аппаратуры (КПА). КПА разрабатывалась, изготавливалась и поставлялась совместно с поставкой входящих в КБО систем для их автономной проверки.

Для КБО четвертого поколения КПА, в основном, отсутствует, поскольку развитая система встроенных средств контроля (ВСК), обеспечивающая полноту контроля не менее 0,95, позволяет отказаться от специальной КПА при проведении входного контроля систем и далее на этапе эксплуатации.

Требование проведения подготовки к полетам и всех видов обслуживания КБО в процессе эксплуатации без применения КПА присутствует в ТЗ на КБО четвертого поколения.

5. Стендовая отработка КБО

Стенд для отработки КБО включает в свой состав жгутовую самолетную схему (фидер), технологические рамы для установки входящих в КБО систем, набор имитаторов взаимодействующих с КБО систем и дополнительное оборудование (стойки, приборная доска, система электропитания, система обдува и т.д.).

КБО первого, второго и, частично, третьего поколений включало в свой состав не только "ядро", но и широкий набор систем, в связи с чем стенды их отработки требуют установки всего набора входящих в КБО систем, используя имитаторы (как правило, электромеханические аналоговые и громоздкие цифровые) только взаимодействующего с КБО оборудования.

В качестве примера серийно изготавливаемого имитатора с цифровым интерфейсом, используемого при отработке КБО, может быть приведен задатчик кодовой информации (ЗКИ). ЗКИ обеспечивает задание и выдачу в КБО информационных слов 32-разрядным би-полярным последовательным кодом в соответствии с ГОСТ 18977-79 и РТМ 1495-75 (обеспечивается от 1 до 8 слов в цикле с выдачей в асинхронном режиме), а также индикацию выбранного слова в 32-разрядном двоичном коде. Выдача последовательного кода осуществляется с частотой 50 Кбит/с. Электропитание ЗКИ ~ 200 В, 400 Гц, масса –15 кг.

Данный подход оказался неудовлетворительным, поскольку требовал существенных финансовых и временных средств на доставку входящих в КБО систем, их распаковку, входной контроль, отработку, упаковку и т.д., Поэтому впоследствии, в связи также с рядом причин (развитие средств вычислительной техники, ограничения экономического и временного характера и т.д.) подход к определению состава и отработке КБО был изменен. В состав КБО стали включать только "ядро", состоящее из

ИВС и ИУП. В качестве имитаторов взаимодействующего с КБО оборудования начали использовать персональные компьютеры с установленными модулями сопряжения (шина-внешняя среда) и программами, реализующими статические модели взаимодействующих систем.

Так, например, используются модули сопряжения:

- МД01-24 (с 2-мя выходными и 6-ю входными каналами 32-разрядного биполярного последовательного кода, а также с 4-мя входными и 4-мя выходными разовыми командами обрыв/корпус);
- МД03 (с 6-ью выходными каналами 32-разрядного биполярного последовательного кода),
реализующие цифровой интерфейс в соответствии с ГОСТ 18977-79.

В связи с небольшим количеством свободных слотов в ПК начали использоваться специальные контейнеры, представляющие собой промышленные ПК, допускающие установку до 20 модулей сопряжения. Подобное использование позволяет минимизировать весо-габаритные и стоимостные характеристики имитаторов взаимодействующего с КБО оборудования, отсутствует также необходимость реализации локальной сети для централизованного управления системой моделей.

Так, например, используются модули сопряжения:

- PCL-726 (с 6 выходными каналами постоянного или переменного тока, 16 выходными и 16 входными каналами TTL уровня);
- PCL-727 (с 12 выходными каналами постоянного тока, 16 выходными и 16 входными каналами TTL уровня);

и прочие, реализующие цифровой интерфейс в соответствии с ГОСТ 18977-79, а также различные аналоговыми интерфейсами.

6. Заключение

1 Анализируя рассмотренные выше способы отработки и проверки КБО гражданских самолетов на базе предприятий-разработчиков, можно предложить следующую технологию проведения данной работы.

- а) На этапе написания ТЗ на взаимодействующее с КБО оборудование представлять требование его проверки с помощью средств ВСК;
- б) Входной контроль взаимодействующих систем проводить с использованием ВСК;
- в) При отработке КБО на стенде использовать в качестве имитаторов взаимодействующих систем промышленный ПК с определенными типами и количеством модулей сопряжения, позволяющими реализовать необходимые аналоговые и цифровые интерфейсы. Возможно также использование стандартных ПК с модулями сопряжения, объединенных в локальную вычислительную сеть.
- г) В качестве моделей взаимодействующих систем использовать математические статические модели, реализующие несколько вариантов наборов входных-выходных параметров каждой системы.

2 Для повышения качества отработки считать перспективным развитие описанной выше технологии отработки КБО, заключающееся в реализации математических динамических моделей взаимодействующих систем, самолета, внешней среды.

**ПРЕДМЕТНЫЕ ОЛИМПИАДЫ КАК АЛЬТЕРНАТИВНЫЙ
ВАРИАНТ ВСТУПИТЕЛЬНЫХ ИСПЫТАНИЙ****В.Г. Карпов, Ю.А. Каракулев**

В статье описывается опыт проведения в ИТМО предметных олимпиад и на конкретных примерах рассматривается методика оценки их результатов. Полученные результаты могут найти применение в работе приемных комиссий высших учебных заведений

Основными задачами вуза при наборе на первый курс являются, во-первых, обеспечение контрольной цифры приема и, во-вторых, отбор для обучения лучших, наиболее подготовленных абитуриентов. Решение этих задач может быть получено разными способами. Хотя в настоящее время в качестве вступительных испытаний могут использоваться экзамены в вузе, единые государственные экзамены (ЕГЭ), олимпиады, результаты централизованного тестирования, предполагается переход вузов страны на прием вступительных испытаний только в форме ЕГЭ. Авторы считают, что это не позволит выявить и отобрать талантливую молодежь, и предлагают альтернативный вариант отбора – предметные олимпиады.

Этой проблемой занимаются многие вузы России и НИИ Высшего образования. Предварительные результаты этой работы представлены в литературе [1].

В Санкт-Петербургском государственном университете информационных технологий, механики и оптики используются все разрешенные Минобразованием России виды вступительных испытаний. В весенний период проводились региональные предметные олимпиады, в которых приняли участие все желающие не только из Санкт-Петербурга и Ленинградской области, но и из отдаленных регионов России (на выездных олимпиадах). В летний период были проведены вступительные испытания для выпускников профориентированных школ. После начала приема документов проводилось тестирование медалистов школ и отличников средних специальных учебных заведений (ССУЗ). По окончании приема документов проводились основные вступительные экзамены.

Работа, выполненная в ИТМО по проведению различных видов вступительных испытаний, позволяет предложить предметные олимпиады как один из вариантов решения поставленной задачи.

Предметные олимпиады, проводимые университетом, имели следующие цели:

- поднятие престижа инженерно-технических специальностей и создание предпосылок к формированию квалифицированных инженерных и научных кадров для нужд Санкт-Петербурга и регионов России;
- привлечение возможно большего числа участников для выявления наиболее одаренных и подготовленных абитуриентов;
- предоставление учащимся возможности оценки уровня подготовки для обучения в нашем университете;
- организация профориентационной работы среди выпускников общеобразовательных учреждений Санкт-Петербурга и регионов России;
- оказание содействия в реализации прав в части получения высшего профессионального образования наиболее способной молодежи, проживающей в регионах.

Оптимальным сроком проведения олимпиад являются весенние месяцы, когда учащиеся выпускных классов прошли всю школьную программу и в школах начинается период повторения и закрепление пройденного материала.

Для привлечения к олимпиадам наибольшего числа участников по радио, в газетах давалась информация о сроках и правилах проведения олимпиад, рассылались информационные письма в школы, находящиеся в области, помещалась информация об олимпиадах на сайте университета, проводились выступления преподавателей вуза в школах, имеющих договорные отношения с университетом. В результате обычно около тысячи человек заявляют о своем желании участвовать в олимпиаде.

Так как в олимпиаде при наличии паспорта может принять участие любой желающий “с улицы”, уровень подготовки участников очень разный. Поэтому возникла необходимость исключить из числа участников случайных, недостаточно подготовленных людей. Для решения этой задачи желающим участвовать в олимпиаде сначала предлагалось пройти тестирование по предмету. На решение теста отводилось 30–45 мин. Лица, получившие “зачет”, допускались на олимпиаду.

Олимпиады проводились в воскресные дни по правилам, полностью соответствующим правилам проведения вступительных испытаний в вуз. Результаты олимпиадных работ оценивались дипломами 1, 2, 3 степени, или диплом не присуждался.

Комплекты тестов и олимпиадных заданий разрабатывали только председатели предметных экзаменационных комиссий и (или) их заместители.

Тест по математике включает в себя 20 элементарных примеров, охватывающих основные разделы школьной программы. В тесте по физике предлагается 8 устных задач с альтернативными вариантами ответа. В тесте по русскому языку дается 35 заданий по правилам орфографии и грамматики. Пример типичного распределения участников тестирования по уровню результатов показан на рис 1.

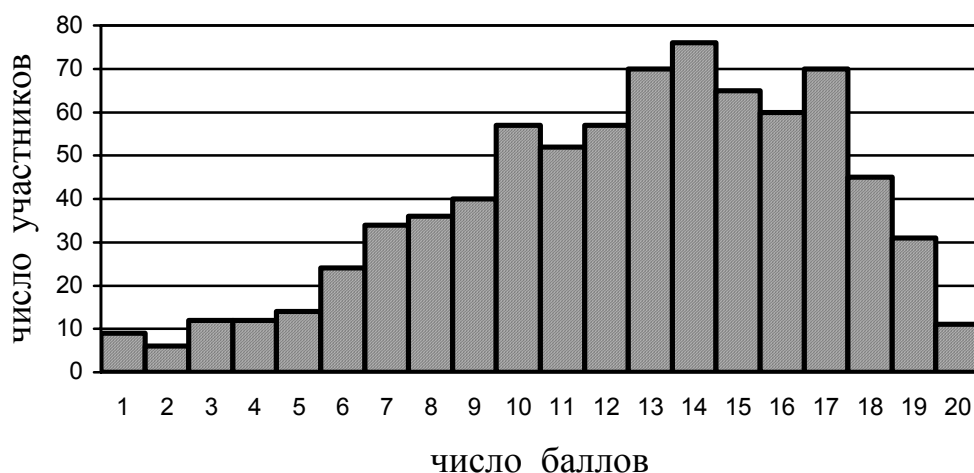


Рис.1. Гистограмма распределения числа набранных баллов среди участников тестирования по математике (март 2002)

Зачет получал участник, правильно выполнивший не менее 50% заданий. Как показала практика, человек, решивший меньшее количество заданий, не мог показать положительных результатов на олимпиаде. С другой стороны, нецелесообразно ужесточать требования к участникам тестирования, чтобы исключить влияние временного фактора на результат испытания. В итоге к олимпиаде допускалось, как правило, около 70 % от изъявивших желание участвовать.

Олимпиадные задания по математике и физике охватывают все разделы школьной программы и включают в себя задания разной степени сложности, каждое из которых

оценивается разным количеством баллов (от 1 до 4). При этом несколько заданий имеют повышенный уровень сложности и требуют нестандартного подхода к решению.

Олимпиада по русскому языку и литературе проводится в форме изложения с элементами сочинения. Изложение позволяет объективно оценить знания русского языка, а требование в одном абзаце ответить на поставленный к тексту вопрос - оценить общий культурный уровень участника, его способность грамотно излагать свои мысли.

Оценку результатов по естественнонаучным предметам рассмотрим на примере одной из олимпиад по математике, проведенной весной 2002 года. Участнику олимпиады предлагалось 12 заданий. Десять заданий – типовые, оцениваемые от 1 до 3 баллов и два – повышенной сложности, четырехбалльные. Максимально можно было набрать 24 балла.

Диплом первой степени присуждался, если участник показал твердые знания по всем разделам школьной программы, т.е. решил все типовые задачи при возможном незначительном недочете. Это соответствует 15–16 баллам. В то же время участник, решивший задачи повышенной сложности и всего лишь несколько типовых задач, может набрать такое же количество баллов. Им также присуждался диплом первой степени.

Не были отмечены дипломом олимпиады участники, набравшие менее 6 баллов, т.е. менее четверти максимально возможной суммы баллов.

Дипломами второй степени отмечались работы, набравшие сумму баллов выше среднего балла. В данном случае средний балл, набранный участниками олимпиады, был 8.4. Дипломом второй степени отмечались участники, набравшие от 9 до 14 баллов.

Остальные участники награждались дипломами третьей степени.

Гистограмма распределения участников олимпиад по набранным баллам приведена на рис 2.

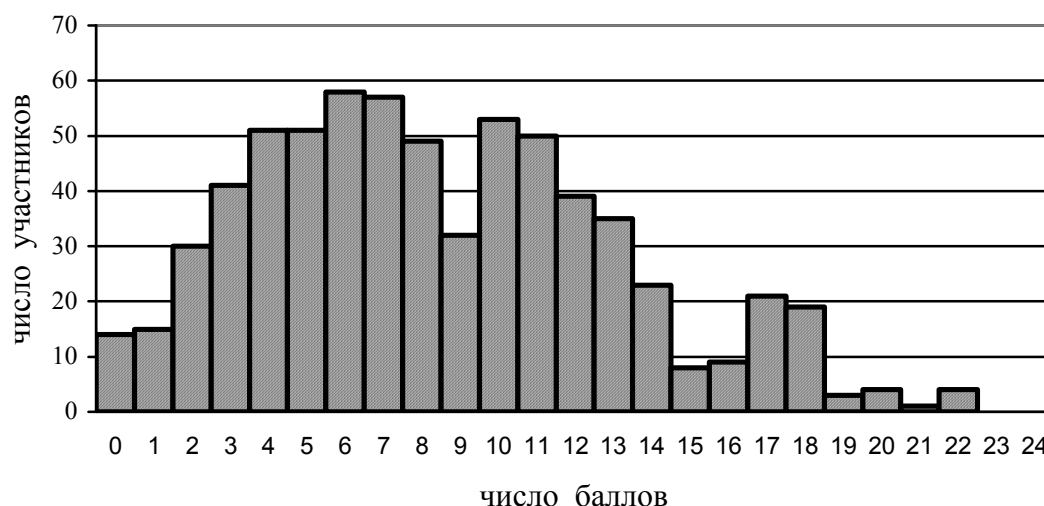


Рис. 2. Гистограмм распределения числа набранных баллов среди участников олимпиады по математике (апрель 2002)

Оценка результатов олимпиады по русскому языку и литературе проводилась по другим критериям. Для олимпиадного изложения всегда предлагался проблемный текст. Участник олимпиады обязательно должен был определить свое отношение к проблеме и продемонстрировать умение не только передать содержание текста прямым цитированием, но и изложить его творчески, своими словами.

Диплом первой степени присуждался за работу, написанную грамотно, в которой автор показывал умение творчески, логически передать мысль и провести анализ текста по проблеме, поставленной автором. Работа такого же уровня отмечалась диплом второй степени, если в ней содержались некоторые грамматические или стилистические погрешности. Диплом третьей степени присваивался автору, который в своей работе мог только передать содержание, без умения анализировать текст. При этом количество ошибок соответствовало школьным нормативам “тройки”.

Проделанная университетом работа по набору на первый курс по результатам предметных олимпиад позволяет сделать следующие выводы:

- в университет были привлечены наиболее подготовленные абитуриенты,
- за счет широкого временного интервала вступительными испытаниями было охвачено большее число молодежи,
- олимпиады предоставили учащимся возможность оценки уровня своей подготовки и выбора оптимальной специальности,
- за счет выездных олимпиад в отдаленных регионах России (Камчатка, районы Крайнего Севера, Дальний Восток и др.) была оказана помощь наиболее способной молодежи из этих регионов в реализации прав в части получения высшего профессионального образования.

Литература

1. Разработка альтернативной схемы приема в высшие учебные заведения. Итоговый отчет по договору № 5.01.(124). 13.16 .-М.: НИИ ВО, 2002

ПРОГРАММНО-МЕТОДИЧЕСКИЙ КОМПЛЕКС ДИСТАНЦИОННОГО ОБУЧЕНИЯ И ТЕСТИРОВАНИЯ ПО ВОПРОСАМ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ

Ю.А. Гатчин, Б.А. Крылов

В статье изложены результаты работ проводимых на кафедре ПКС по созданию комплекса дистанционного обучения по вопросам информационной безопасности, осуществляемых в рамках федеральной целевой программы: «Развитие единой образовательной информационной среды», раздел: «Развитие информационных технологий сферы образования, научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы» [1].

Введение

Интенсивное развитие средств информатизации, программного обеспечения в сочетании с аппаратными комплексами телекоммуникационных систем приблизило общество к качественно новому рубежу, когда информационные технологии будут определять и обеспечивать развитие общества. Сейчас уже невозможно представить работу учебных заведений, объединенных в единую образовательную среду, без внутренней инфраструктуры на базе компьютерных технологий и без выхода в глобальные информационные сети.

В этих условиях информационные ресурсы единой образовательной среды и каждой ее составляющей представляют собой огромную материальную и интеллектуальную ценность, несанкционированный доступ к которым может нанести существенный ущерб.

Возрастание количества видов и способов осуществления нарушения безопасности информации создает предпосылки для изменения требований к средствам защиты и специалистам по защите информации.

На основе проведенного анализа сформированы четыре категории специалистов по их отношению к информационной безопасности и уровню обеспечения информационной безопасности:

Для каждой категории специалистов определены конкретные требования к уровню знаний специалистов по проблемам информационной безопасности.

Для интенсификации учебного процесса разработана и доведена до практического использования система дистанционного тестирования. В состав системы дистанционного обучения включено 13 тестовых заданий.

Требования к уровню необходимых знаний, вопросов, связанных с информационной безопасностью для категорий специалистов

I категория - специалисты, эпизодически сталкивающиеся с проблемами защиты информации должны:
иметь представление

- о системе подхода к понятиям «защита информации», «информационная безопасность», «информационная война»;
- об источниках и способах воздействия угроз на объекты информационной безопасности и ее субъектов хозяйствования;
- о правовом регулировании в области информационной безопасности;
- о перспективных направлениях развития теоретических основ информационной безопасности;

знать

- методологическое и технологическое обеспечение информационной безопасности;

- базовый понятийный аппарат в области защиты информации;
- принципы, методы и средства обеспечения информационной безопасности;
- особенности организационно-правового обеспечения информационной безопасности;
- систему сохранения государственной тайны;
- методы организации деятельности подразделений обеспечения информационной безопасности на предприятии;
- систему сертификации средств защиты и лицензирования деятельности в области информационной безопасности.

II категория – специалисты, постоянно занятые деятельностью, связанной с защитой информации, но не занимающиеся профессионально защитой информации, должны:

иметь представление

- об основах государственной политики и основные нормативные документы в области информационной безопасности;
- об источниках и способах воздействия угроз на объекты информатизации;
- о правовом регулировании в области информационной безопасности;
- о системе защищенного документооборота;

знать

- цели и значение защиты информации;
- виды уязвимости защищаемой информации и формы ее проявления;
- существующие угрозы безопасности информации;
- организационные методы защиты информации;
- правовые аспекты защиты информации;
- систему сохранения государственной и других видов тайн;
- делопроизводство и защищенный документооборот;
- носители защищаемой информации;
- кадровое обеспечение информационной безопасности.

III категория – специалисты, профессионально занимающиеся защитой информации, должны:

иметь представление

- о системе национальной безопасности РФ и, в частности, информационной безопасности;
- о законодательстве и нормативных актах в области информационной безопасности;
- о концептуальных моделях составления, распределения, обработки, исполнения, использования и хранения конфиденциальных документов в различных организационных структурах и с использованием различных технологических схем;
- о правовом регулировании в области информационной безопасности;

знать

- принципы, методы, системы и средства обеспечения информационной безопасности;
- формальные модели, лежащие в основе систем обеспечения информационной безопасности и их теоретические основы;
- стандарты и нормативные документы по оценке защищенных систем;
- методы и средства реализации защищенных систем;
- методы проектирования защищенных систем и систем защиты;
- системный подход к обеспечению информационной безопасности;
- технические каналы утечки информации и их свойства;

- методы организации деятельности подразделений обеспечения информационной безопасности;
- инженерно-технические средства защиты информации;
- технологические меры поддержания безопасности мероприятия по обеспечению режима секретности;
- задачи и законодательные основы организации деятельности органов, обеспечивающих информационную безопасность;
- правовые нормы и документы по информационной безопасности;
- методы защиты интеллектуальной собственности и авторского права.

IV категория - специалисты, обслуживающие защищенную информационную инфраструктуру образовательной сферы, должны:

иметь представление

- об информационной безопасности РФ;
- об источниках и способах воздействия угроз на объекты информатизации;
- о системных вопросах защиты программ и данных;
- о протоколах управления ключами;
- о роли и месте организационно-правовых мер в обеспечении информационной безопасности;

знать

- угрозы и методы нарушения информационной безопасности автоматизированных систем;
- методы и средства реализации защищенных систем;
- программно-аппаратные методы и средства защиты программ и данных; ограничения доступа к файлам, к компонентам ЭВМ, привязки программного обеспечения к аппаратному окружению и физическим носителям, хранения ключевой информации, защиты программ от изучения, защиты от разрушающих программных воздействий, защиты программ от изменения и контроля целостности;
- методы применения программно-аппаратных средств при обеспечении информационной безопасности в операционных системах, СУБД, вычислительных сетях;
- технические каналы утечки информации и их свойства;
- методы и средства защиты технических средств от утечки информации по этим каналам;
- основные мероприятия по обеспечению режима секретности;
- основные классы шифров и типовые криптографические протоколы.

Система дистанционного обучения и тестирования по вопросам информационной безопасности

В соответствии с принятой концепцией развития системы дистанционного обучения в СПбГИТМО(ТУ) разработанный программно-методический комплекс компьютерного тестирования по вопросам информационной безопасности основан на сетевой Internet-технологии и предназначен для проведения обучения и аттестации в компьютерных IP-сетях любого масштаба [2]. В комплекс включены следующие темы.

1. Основы информационной безопасности.

Цель курса: знакомство с основными понятиями в области защиты информации; определение сущности, целей, задач и значения защиты информации; установление критериев, условий и принципов отнесения информации к защищаемой и классификация ее по собственникам, видам тайны и материальным носителям; классификация угроз безопасности информации, их причин, условий проявления,

методов реализации; определение и классификация объектов, видов, методов и средств защиты информации.

2. Правовое обеспечение информационной безопасности.

Цель курса: знакомство с методами правовой защиты информации; изучение правовых основ защиты государственной, коммерческой, служебной, профессиональной и личной тайны, персональных данных; изучение правовой ответственности за утечку информации и утрату носителей информации; изучение основных законодательных актов, правовых норм и положений.

3. Организационное обеспечение информационной безопасности.

Цель курса: получение представления об организационной структуре образовательного предприятия как объекта информатизации; знакомство с угрозами информационной безопасности; изучение организации службы безопасности предприятия; знакомство с методами организационной защиты информации; изучение правил засекречивания и рассекречивания конфиденциальной информации, а также допуска к такой информации; получение знаний об основных организационных мероприятиях на предприятии по предотвращению утечки конфиденциальной информации.

4. Защита государственных интересов и система сохранения государственной тайны.

Цель курса: определить и показать структуру системы сохранения государственной тайны; знакомство с методами организации информационной безопасности и защиты государственных интересов; знакомство с классификацией и перечнем сведений, содержащих государственную тайну; регламентирование доступа и допуска к секретной информации; изучение контроля и надзора за сохранением режима государственной тайны.

5. Организация и управление службой защиты информации на предприятии.

Цель курса: получение представления об организационной структуре малого и среднего предприятия как объекта информации; знакомство с основными угрозами информационной безопасности на предприятии; получение представления об организации службы безопасности предприятия; изучение правил ситуационного управления защитой информации при ее обработке, хранении и передаче; получение знаний об основных организационных мероприятиях на предприятии и оптимизации контроля защищенности информации.

6. Технология сертификации средств защиты и лицензирование деятельности в области информационной безопасности.

Цель курса: раскрытие сущности, целей и задач сертификации средств защиты и лицензирования деятельности в области информационной безопасности; определение принципов и этапов сертификации средств защиты и лицензирования деятельности в области информационной безопасности; освоение технологий сертификации средств защиты и лицензирования деятельности в области информационной безопасности; овладение методами сертификационных испытаний средств защиты информации; получение умений по установлению состава и содержания мероприятий по сертификации средств защиты и лицензированию деятельности в области информационной безопасности.

7. Документоведение и делопроизводство.

Цель курса: знакомство с особенностями развития государственного делопроизводства; нормативно-методической базой и основными понятиями документоведения; изучение правил работы с документами; приобретение знаний в области информационных технологии обеспечения управленческой деятельности, включая компьютерные технологии подготовки текстовых и табличных документов.

8. Защищенный документооборот.

Цель курса: изучение законодательных и нормативных актов по защите информации; знакомство с правовым полем и мерой ответственности по применению нормативных документов; изучение основ технологии защищенного документооборота; знакомство с современными носителями информации и методами её обработки; обеспечение режима при обработке информации ограниченного распространения.

9. Инженерно-техническая защита информации.

Цель курса: знакомство специалистов образовательной сферы с современными концепциями организации защиты информации техническими средствами; изучение угроз безопасности информации, обсуждение основных принципов её добывания и обработки с помощью технических средств и противодействие им.

10. Защита интеллектуальной собственности.

Цель курса: знакомство с основными понятиями патентного дела; умение ориентироваться в патентной литературе; грамотно анализировать технические решения, с целью определения их охраноспособности; проводить технико-экономические сравнения технических решений; оформлять заявки на патент, товарные знаки и промышленные образцы; грамотно защищать интеллектуальную собственность, представляемого ими юридического лица; осуществлять поиск требуемой патентной информации в Интернете.

11. Безопасность в компьютерных системах.

Цель курса: знакомство с требованиями к защите информации в компьютерных системах; изучение методов построения и анализа защиты компьютерных систем, профилактики и противодействия внешним угрозам информации; освоение практических аспектов обеспечения защиты информации в компьютерных системах и сетях.

12. Программно-аппаратные средства обеспечения информационной безопасности.

Цель курса: знакомство с составом и требованиями к программно-аппаратной защите информации; определение параметров и требований к системам идентификации и аутентификации; изучение методов и средств разграничения доступа к информации; изучение правил управления ключами и паролями; изучение методов построения защиты программного кода и защиты от разрушающих программных воздействий.

13. Криптографические методы защиты информации.

Цель курса: формирование достаточных знаний в области теории групп, теории колец, теории полей позволяющих использовать современный математический аппарат при использовании криптографических методов защиты информации.

Программно-методический комплекс реализован в рамках системы дистанционного обучения СПбГИТМО(ТУ).

Основным элементом обучения в системе является выполнение обучаемым последовательных наборов тестовых заданий по отдельным дисциплинам с предъявлением системой перед тестированием, во время тестирования, а также в зависимости от результатов тестирования информационных материалов (опорных конспектов, ссылок на литературные и другие источники и т.п.).

В режиме аттестации система предназначена для проведения контроля знаний обучаемых без возможности получения подсказок, информационных материалов и т.п. В этом режиме доступ к системе осуществляется каждый раз по разрешению преподавателя, с идентификацией личности. Результаты тестирования подтверждаются деканатом и принимаются как официальная оценка. Они заносятся в базу данных как информация о выполнении учебного плана [3].

Заключение

Результаты работы использованы для создания основы системы повышения квалификации специалистов образовательной сферы по информационной безопасности, а также для обучения студентов по специальностям с квалификацией «специалист по защите информации»

Литература

1. Итоговый отчет по Государственному контракту от 11.07.2002 № 640 «Разработка концепции и образовательных программ по вопросам информационной безопасности», СПб ГИТМО(ТУ), 2002.
2. Лисицина Л.С., Лямин А.В., Чежин М.С. Руководство пользователя компьютерной сетевой системой для проведения обучения и аттестации. СПб, ИТМО(ТУ), 2002, 43с.
3. Техническое руководство по разработке пакетов тестовых заданий для системы дистанционного обучения СПб ГИТМО(ТУ), Центр дистанционного обучения СПб ГИТМО(ТУ), 2001.

НАШИ АВТОРЫ

Абрамова Ирина Владимировна – студентка 5. курса.

Анучин Олег Николаевич – доктор технических наук, профессор кафедры приборов и процессов управления.

Бобцов Алексей Алексеевич – кандидат технических наук, доцент кафедры систем управления и информатики.

Большаков Олег Петрович – доктор медицинских наук, профессор, Санкт-Петербургский государственный медицинский университет имени акад. И.П. Павлова.

Борисов Юрий Александрович – кандидат технических наук, доцент кафедры теоретической физики и механики

Брицкий Виталлий Давыдович – кандидат технических наук, доцент кафедры мехатроники.

Бушуев Александр Борисович – кандидат технических наук, доцент кафедры систем управления и информатики.

Видин Борис Викторович – кандидат технических наук, помощник директора ОКБ "Электроавтоматика"

Гатчин Юрий Арменакович – доктор технических наук, заведующий кафедрой проектирования компьютерных систем.

Гнатюк Павел Александрович – студент 5 курса

Гуров Игорь Петрович – доктор технических наук, профессор кафедры компьютерных технологий.

Гурьянов Валерий Алексеевич – кандидат технических наук, доцент кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем.

Домненко Виталий Михайлович – кандидат технических наук, доцент кафедры прикладной и компьютерной оптики.

Евгеньев Владимир Аркадьевич – Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ"

Емельянец Геннадий Иванович – доктор технических наук, профессор кафедры приборов и процессов управления

Емец Роман Борисович – сотрудник ОКБ "Электроавтоматика"

Жаринов Игорь Олегович – кандидат технических наук, вед. инженер ОКБ "Электроавтоматика"

Заморуев Георгий Борисович – кандидат технических наук, доцент кафедры мехатроники

Золотарев Владимир Михайлович – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой спектральных и оптико-физических приборов

Зыков Анатолий Геннадьевич – кандидат технических наук, доцент кафедры информатики и прикладной математики

Каракулев Юрий Александрович – кандидат технических наук, доцент кафедры компьютеризации и проектирования оптических приборов

Карасев Вячеслав Борисович – кандидат технических наук, профессор, проректор.

Карпов Вячеслав Григорьевич – кандидат технических наук, доцент кафедры прикладной и компьютерной оптики

Кораблев Владимир Антонович – кандидат технических наук, старший научный сотрудник кафедры компьютерной теплофизики и энергофизического мониторинга.
Копорский Николай Сергеевич – кандидат технических наук, зам. директора ОКБ "Электроавтоматика"

Котов Игорь Ростиславович – Санкт-Петербургский государственный медицинский университет имени акад. И.П. Павлова.

Крамник Валерий Владимирович – ведущий инженер "УНП Лазерный Центр".

Кремлев Артем Сергеевич – аспирант кафедры систем управления и информатики

Кротенко Владимир Владимирович – кандидат технических наук, доцент кафедры электротехники и прецизионных электромеханических систем

Крылов Борис Алексеевич – кандидат технических наук, доцент кафедры проектирования компьютерных систем

Крылов Борис Алексеевич – кандидат технических наук, доцент кафедры проектирования компьютерных систем

Лаздин Артур Вячеславович – кандидат технических наук, доцент кафедры информатики и прикладной математики

Лазуренко Наталья Владимировна – студентка 5 курса

Латыев Святослав Михайлович – доктор технических наук, зав. кафедрой компьютеризации и проектирования оптических приборов

Майоров Евгений Евгеньевич – кандидат технических наук, доцент кафедры твердотельной оптоэлектроники.

Мансурова Ольга Карибековна – кандидат технических наук, доцент, Северо-западный заочный государственный политехнический университет

Мельников Андрей Александрович – кандидат технических наук, докторант кафедры систем управления и информатики.

Мельничук Ольга Петровна – студентка 5. курса

Минакова Наталья Александровна – студентка 2 курса

Митрофанов Сергей Сергеевич – кандидат технических наук, доцент кафедры компьютеризации и проектирования оптических приборов

Назаров Вячеслав Валерьевич – научный сотрудник кафедры квантовой электроники и биомедицинской оптики

Немолочнов Олег Фомич – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой информатики и прикладной математики

Никольская Татьяна Сергеевна – кандидат технических наук, доцент кафедры материаловедения

Осовецкий Леонид Георгиевич – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой безопасных информационных технологий

Парамонов Павел Павлович – кандидат технических наук, директор–главный конструктор ОКБ "Электроавтоматика"

Пилипенко Николай Васильевич – кандидат технических наук, доцент кафедры компьютерной теплофизики и энергофизического мониторинга

Платунов Алексей Евгеньевич – кандидат технических наук, доцент кафедры вычислительной техники.

Поляков Владимир Иванович – кандидат технических наук, доцент кафедры вычислительной техники

Попов Игорь Юрьевич – доктор физ.-мат. наук, профессор, зав. кафедрой высшей математики

Постников Николай Павлович – аспирант кафедры вычислительной техники.

Рогачевский Александр Маркович – кандидат технических наук, зам. главного конструктора ОКБ "Электроавтоматика"

Сабо Юрий Иванович – кандидат технических наук, главный конструктор ОКБ "Электроавтоматика"

Савинцева Людмила Алексеевна – кандидат технических наук, старший научный сотрудник кафедры компьютерной теплофизики и энергофизического мониторинга.

Сандлер Марк Моисеевич – студент 6 курса

Серегин Валерий Васильевич – доктор технических наук, профессор кафедры приборов и процессов управления

Сизиков Валерий Сергеевич – доктор технических наук, профессор кафедры измерительных технологий и компьютерной томографии.

Солунин Анатолий Александрович – кандидат физ.-мат. наук, старший научный сотрудник кафедры квантовой электроники и биомедицинской оптики.

Солунин Николай Александрович – аспирант кафедры квантовой электроники и биомедицинской оптики

Сухопаров Серафим Александрович – доктор технических наук, профессор кафедры компьютеризации и проектирования оптических приборов

Тимофеев Борис Павлович – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой мехатроники

Тимошук Ирина Николаевна – кандидат технических наук, доцент кафедры компьютеризации и проектирования оптических приборов

Тогатов Вячеслав Вячеславович. – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой электроники

Томасов Влентин Сергеевич – кандидат технических наук, заведующий кафедрой электротехники и прецизионных электромеханических систем

Ушаков Анатолий Владимирович – доктор технических наук, профессор кафедры систем управления и информатики.

Хлопонин Леонид Викторович - старший научный сотрудник кафедры квантовой электроники и биомедицинской оптики

Хопов Владимир Викторович – кандидат технических наук, доцент кафедры компьютерных технологий

Храмов Валерий Юрьевич – кандидат физ.-мат. наук, заведующий кафедрой квантовой электроники и биомедицинской оптики

Цвикевич Виктор Иванович – инженер кафедры систем управления и информатики

Шарков Александр Васильевич – доктор технических наук, профессор, зав. кафедрой компьютерной теплофизики и энергофизического мониторинга

Шехонин Александр Александрович – кандидат технических наук, профессор кафедры прикладной и компьютерной оптики.

Щекотин Дмитрий Сергеевич – аспирант кафедры измерительных технологий и компьютерной томографии.

Ющенко Владимир Ильич – зав. лабораторией кафедры приборов и процессов управления

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ	3
ПЛЕНАРНЫЙ ДОКЛАД	5
Томасов В.С.. Импульсные полупроводниковые преобразователи в системах управления приборных комплексов нового поколения	5
1. ПРОБЛЕМЫ ЛАЗЕРНЫХ И ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ	21
Большаков О.П., Котов И.Р. Майоров Е.Е., Хопов В.В. Обработка голографических интерферограмм и спектрограмм с использованием двухчастотного лазера	21
Карасев В.Б., Крамник В.В., Назаров В.В., Солунин А.А., Солунин Н.А., Хлопонин Л.И., Храмов В.Ю. Особенности генерации мощного лазера на неодимовом стекле в частотно-импульсном режиме	25
Латышев С.М., Сухопаров С.А., Митрофанов С.С., Тимощук И.Н. Эффективность энергетических преобразований в фотоэлектрических устройствах	33
Назаров В.В., Хлопонин Л.В., Храмов В.Ю. Исследования пространственно-энергетических характеристик внутрирезонаторного ПГС	37
Золотарев В.М. Оптические исследования дентина	45
Тогатов В.В., Гнатюк П.А. Высокочастотный разрядный модуль с обратной связью по мощности для систем накачки твёрдотельных лазеров	55
Домненко В.М., Шехонин А.А. Объектно-ориентированная структура данных для хранения конструктивных параметров оптических систем в программах автоматизированного проектирования	66
2. СИСТЕМЫ И АЛГОРИТМЫ УПРАВЛЕНИЯ, НАВИГАЦИИ И ОБРАБОТКИ ДАННЫХ	73
Анучин О.Н., Емельянец Г.И., Серегин В.В., Ющенко В.И. Обеспечение точности курсоуказания для подвижных объектов в интегрированных системах навигации ИНС/СНС	73
Бобцов А.А., Кремлев А.С., Цвикевич В.И. Синтез наблюдателя для конечномерного возмущения	81
Кротенко В.В. Параметрический синтез и анализ цифровой системы управления прецизионного электропривода лидарной станции	86
Гуров И.П., Сизиков В.С., Щекотин Д.С. Методы восстановления изображений в рентгеновской томографии	97
Мельников А.А., Ушаков А.В. Приведение автоматного представления устройства дискретной автоматики к линейному векторно-матричному виду на основе агрегирования булевых термов	105
Крылов Б.А. Фрактальный анализ полутоновых изображений	112
Осовецкий Л.Г., Минакова Н.А. Рефлексивное управление в области безопасных информационных технологиях на основе анализа тридцати шести китайских стратегем	115

Платунов А.Е., Постников Н.П. Единое проектное пространство плюс аспектная технология – перспективная парадигма проектирования встраиваемых систем	121
3. МЕТОДЫ АНАЛИЗА СЛОЖНЫХ СИСТЕМ	129
Абрамова И.В., Мельничук О.П., Попов И.Ю., Сандлер М.М. Резонансные эффекты в задаче рассеяния на сложном графе	129
Бушуев А.Б., Мансурова О.К. Катастрофа типа «сборки» в изобретательской задаче	137
Кораблев В.А., Савинцева Л.А., Шарков А.В. Интенсификация теплообмена в системе обеспечения теплового режим полупроводникового электронного прибора	141
Немолочнов О.Ф., Зыков А.Г., Лаздин А.В., Поляков В.И. Верификация в исследовательских, учебных и промышленных системах	146
Никольская Т.С. Акустико-эмиссионный способ оценки пороговой нагрузки и остаточного ресурса конкретного изделия	152
Пилипенко Н.В., Лазуренко Н.В. Исследование теплового состояния помещений больших размеров	158
Тимофеев Б.П. Мехатроника – научная и учебная дисциплина	162
Заморуев Г.Б. О связи максимального угла давления с основными параметрами плоского кулачкового механизма	168
Борисов Ю.А., Гурьянов В.А., Евгеньев В.А. Оценка кинематических характеристик транспортных средств при неупругом их столкновении.....	172
Брицкий В.Д. Локализованная зубчатая передача	177
Парамонов П.П., Копорский Н.С., Видин Б.В., Жаринов И.О. Вероятностный анализ шумоподобных сигналов инфранизкочастотного диапазона в задачах обнаружения и классификация воздушных объектов	182
Парамонов П.П., Сабо Ю.И., Видин Б.В., Жаринов И.О. Модернизация нагнетательной системы НСЦИ для нейрофизиологического контроля состояния пилота летательного аппарата.....	184
Жаринов И.О. Авторегрессионный анализ в электроэнцефалографии	187
Жаринов И.О., Емец Р.Б. Индикационное оборудование в авиации XXI века.....	193
Рогачевский А.М. Оценка существующих методов обработки и проверки КБО гражданских самолётов	196
4. МЕТОДИЧЕСКИЕ ПРОБЛЕМЫ СОВРЕМЕННОГО ОБРАЗОВАТЕЛЬНОГО ПРОЦЕССА	201
Карпов В.Г., Каракулев Ю.А. Предметные олимпиады как альтернативный вариант вступительных испытаний.....	201
Гатчин Ю.А., Крылов Б.А. Программно-методический комплекс дистанционного обучения и тестирования по вопросам информационной безопасности.....	205
НАШИ АВТОРЫ.....	211

Научно-технический вестник СПбГУ ИТМО . Выпуск 11.
Актуальные проблемы анализа и синтеза сложных технических систем /
Под ред. В.О. Никифорова. СПб: СПбГУ ИТМО, 2003. 197 с.

**НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ВЕСТНИК
СПбГУ ИТМО
Выпуск 11**

**АКТУАЛЬНЫЕ ПРОБЛЕМЫ АНАЛИЗА И СИНТЕЗА
СЛОЖНЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ**

Редактор В.О. Никифоров

Дизайн обложки В.А. Петров
Редакционно-издательский отдел СПбГУ ИТМО
Зав. РИО Н.Ф. Гусарова
Лицензия ИД № 00408 от 05.11.99.
Подписано в печать 15.10.03.
Заказ 730. Тираж 100 экз.