

Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
«Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича» (СПбГУТ)

Научный журнал

ТРУДЫ
УЧЕБНЫХ ЗАВЕДЕНИЙ СВЯЗИ

Том 2

№ 3

Санкт-Петербург

2016

Описание журнала

Научный журнал. Публикуются материалы научных работ, выполненных в области телекоммуникаций, телевидения и радиовещания, сетей связи и систем коммутации, систем связи с подвижными объектами, аудиовизуальной техники, почтовой связи, информатики, экономики и менеджмента в связи.

Выпускается с 1960 года. Выходит 4 раза в год.

Редакционный совет

Розанов Н.Н., д.ф.-м.н., проф., член-кор. РАН, начальник отдела теоретических исследований
Института лазерной физики «ГОИ им. С.И. Вавилова»

Koucheryavy Y., PhD, Tampere University of Technology, Finland

Hošek I., PhD, Brno University of Technology, Czech Republic

Tiamiyu O.A., PhD, University of Ilorin, Nigeria

Козин И.Д., д.ф.-м.н., проф., профессор кафедры телекоммуникационных систем «Алматинского
университета энергетики и связи», Республика Казахстан

Самуйлов К.Е., д.т.н., проф., заведующий кафедрой прикладной информатики и теории
вероятностей РУДН

Степанов С.Н., д.т.н., проф., заведующий кафедрой «Сети связи и системы коммутации» МТУСИ

Росляков А.В., д.т.н., проф., заведующий кафедрой автоматической электросвязи ПГУТИ

Кучерявый А.Е., д.т.н., проф., заведующий кафедрой сетей связи и передачи данных СПбГУТ

Канаев А.К., д.т.н., доц., заведующий кафедрой «Электрическая связь» ПГУПС

Новиков С.Н., к.т.н., проф., заведующий кафедрой безопасности и управления
в телекоммуникациях СибГУТИ

Дворников С.В., д.т.н., проф., профессор кафедры радиосвязи ВАС

Коржик В.И., д.т.н., проф., профессор кафедры защищенных систем связи СПбГУТ

Ковалгин Ю.А., д.т.н., проф., профессор кафедры радиосвязи и вещания СПбГУТ

Владыко А.Г., к.т.н., начальник управления организации научной работы и подготовки научных
кадров СПбГУТ

Редакционная коллегия

Главный редактор – **Бачевский С.В.**, д.т.н., проф., ректор СПбГУТ

Зам. главного редактора – **Буйневич М.В.**, д.т.н., проф., профессор кафедры безопасности
информационных систем СПбГУТ

Выпускающий редактор – **Аникевич Е.А.**, к.т.н., начальник отдела организации НИР
и интеллектуальной собственности СПбГУТ

Регистрационная информация

Свидетельство о регистрации СМИ: № 77-17986 от 07.04.2004.

Подписной индекс по каталогу «Межрегионального агентства подписки»: 12073.

Размещение в РИНЦ (elibrary.ru) по договору от 20.02.2013 № 59-02/2013R.

Контактная информация

Учредитель и издатель: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования «Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича» (СПбГУТ).

Адрес редакции: 193232, Санкт-Петербург, пр. Большевиков д. 22, корп. 1, каб. 368/2.

E-mail: tuzs@spbgut.ru, телефон/факс: 8 (812) 326-31-63, доб. 2099.

Подписано в печать 27.09.2016. Формат 60×841/8.

Усл.-печ. л. 13,25. Тираж 1000 экз. Заказ № 2463/3.

Отпечатано в Санкт-Петербургском университете ГПС МЧС России.
196105, Санкт-Петербург, Московский проспект, д. 149.

СОДЕРЖАНИЕ

<i>С.В. Акимов, М.Я. Афанасьев, Ю.В. Федосов</i> Программно-аппаратная реализация модульной технологической системы.....	5
<i>В.А. Бабошин, Д.В. Маркелов, А.А. Павлович, И.Б. Паращук</i> Разработка системы показателей качества процесса обслуживания и критериев оценивания качества обслуживания для системы управления мультисервисных сетей.....	9
<i>К.В. Белоус, Г.В. Верхова</i> Автоматизированная информационно-аналитическая система мониторинга сети радиосвязи УКВ-диапазона.....	15
<i>А.В. Ваганов</i> Применение ФРАА схем в системах обработки сигналов.....	18
<i>Д.В. Волошинов</i> Об уточнении понятия центра кривой второго порядка.....	22
<i>А.Н. Губин, В.Л. Литвинов, Ф.В. Филиппов</i> Использование метода главных компонент для распознавания графических объектов.....	27
<i>А.В. Гуцин, В.Л. Литвинов</i> Методы распределения ресурсов в сетях когнитивного радио.....	31
<i>В.А. Ефанов, Л.П. Козлова</i> Перспективы развития и возможности 5G сетей.....	36
<i>Н.А. Куликов</i> Анализ сценариев миграции к сетям NGN/IMS с использованием графодинамического моделирования.....	40
<i>А.А. Лебедева, Л.К. Птицына, С.В. Хроменков</i> Расширение модельного пространства агентных технологий.....	45
<i>Л.М. Макаров</i> Интеллектуальные системы и поля понятий.....	50
<i>Л.К. Птицына, А.В. Савлиш, П.В. Смирнова</i> Аналитическое моделирование сервис-ориентированной системы с типовой конфигурацией средств.....	55
<i>В.А. Рогачёв, С.Л. Ципуринда</i> Исследование методов комплексирования изображений различных диапазонов.....	59

<i>М.В. Рыжих, Е.Н. Трофимец</i> Решение краевых задач математической физики в компьютерной системе MATHCAD.....	64
<i>Е.В. Чурносков</i> Экспериментально-статистическое моделирование электромагнитного поля мобильного телефона.....	69
<i>А.Ю. Бухинник, А.М. Иванов, Ю.А. Стефанов, П.Е. Щербатый</i> Принципы построения системы синхронизации и контроля многосекционных гидроакустических антенн на базе волоконно-оптических систем передачи.....	74
<i>А.А. Ганбаев, В.А. Филин</i> Применение дельта-сигма модуляции в ключевых усилителях мощности.....	78
<i>О.В. Косарев</i> Статистические характеристики случайных сигналов на выходе идеального ограничителя с зоной нечувствительности.....	83
<i>А.Р. Кубалова</i> Ступенчатый эллиптический фильтр с реализацией на решетке связанных микрорешетчатых линий.....	88
<i>Ю.А. Никитин, В.А. Юрова</i> Моделирование преобразователя частоты на ячейке Джильберта.....	93
<i>В.В. Сергеев</i> Показатели эффективности LC-фильтров с различными аппроксимирующими функциями.....	98
СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ.....	104

ПРОГРАММНО-АППАРАТНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ МОДУЛЬНОЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

С.В. Акимов, М.Я. Афанасьев, Ю.В. Федосов

Программно-аппаратный комплекс модульной технологической системы представляет собой многоцелевую модульную систему, позволяющую создавать на своей основе различные типы высокотехнологичного оборудования, сопрягаемого с персональным компьютером. Конструктивно комплекс является координатным столом с возможностью установки разнообразных рабочих органов (сменных модулей).

Ключевые слова: программно-аппаратный комплекс, технологическое оборудование, лазерная установка, оптимизация траектории, генетические алгоритмы.

MODULAR PROCESSING SYSTEM WITH SOFTWARE SUITE

Akimov S., Afanasiev M., Fedosov Y.

Modular processing system with software suite is a multipurpose modular system, which allows to create on its basis various types of high-tech equipment, connected with a personal computer. Device consists of the x-y table including variety of working units (plug-in modules).

Keywords: hardware and software suite, technological equipment, laser, trajectory optimization, genetic algorithm.

В настоящее время широкое распространение получили различные устройства, выполняющие обработку заготовки по определенному контуру. К их числу относятся лазерные гравировщики, раскройщики материалов, станки лазерной и плазменной резки, роботы-сварщики и т. д. Зачастую такое оборудование выполняет обход по сложной траектории, вырезая, например, развёртку объёмной конструкции. При наличии большого количества траекторий перемещения инструмента встаёт вопрос об уменьшении времени обработки. Одним из путей его снижения является оптимизация траектории перемещения инструмента.

Одним из приложений решения такой задачи может быть модульная технологическая установка.

В отличие от традиционного станка с ЧПУ, который ведёт однотипную обработку заготовки, как правило, снимая с неё материал согласно заданной программе, модульная технологическая установка может иметь в своём распоряжении несколько типов обработки. Так, если при работе традиционного станка с ЧПУ происходит смена одного режущего инструмента на другой, установка может задействовать различные части обрабатывающей головки, меняя соответственно способ обработки. Вместо снятия материала может происходить его наращивание, удаление, или изменение его физических свойств. Также могут использоваться разные типы заготовок.

Также решена проблема отсутствия обратной связи между обрабатывающей головкой и материалом. При добавлении встроенных вычислительных средств и камер головка становится интеллектуальной и способна на самостоя-

тельное принятие решений. Так, она может распознать сместившуюся заготовку, либо отклонение формы заготовки от заданной, и может сама исправить возникшую ситуацию, либо сообщить об этом оператору.

При помощи интеллектуальной головки установка может проводить самостоятельную обработку, опираясь на реперные точки и отслеживая, например, форму проецируемой лазерной метки. Согласно этим данным, могут быть скорректированы траектория и скорость, обработки.

Рассмотрим один из вариантов практической реализации вышесказанного. В рассматриваемом примере модульная технологическая установка содержит основание и узел обработки, предназначенный для размещения рабочих органов, установленный на несущей платформе механизма прецизионного перемещения, обеспечивающего перемещение узла обработки относительно основания в двух координатах. В отличие от других подобных устройств, основание оснащено средствами для закрепления заготовки – пластины фольгированного диэлектрика, покрытой слоем фоторезиста. Также на основании расположен магазин рабочих органов, предназначенный для хранения в нерабочем положении лазерной и сверлильной головок. Узел обработки оснащен зажимным устройством и средством для оперативного закрепления в зажимном устройстве любого из рабочих органов из магазина рабочих органов. Отметим, что лазерная головка связана гибким световодом с источником лазерного излучения в ультрафиолетовом диапазоне длин волн, а сверлильная головка содержит сверло, закрепленное в зажимном элементе, и механизмы его вращения и продольного перемещения.

Механизм вращения сверла содержит двигатель, связанный с зажимным элементом с помощью скользящей муфты, а механизм продольного перемещения сверла содержит шаговый двигатель, связанный с зажимным элементом с помощью реечной передачи. При этом само сверло сверлильной головки выполнено ступенчатым, что позволяет выполнять отверстия различного диаметра.

Принципиальной особенностью модульной установки является предлагаемое решение по размещению в узле обработки только одного рабочего органа – лазерной или сверлильной головок, выбираемых из магазина рабочих органов в зависимости от этапа технологической обработки. Это решение (работа установки только с одной головкой) позволяет снизить вес узла обработки, и, как следствие, снизить энергопотребление установки и повысить скорость перемещения узла обработки.

Если сравнивать это решение с размещением на узле обработки сразу всех рабочих органов, то для рассматриваемого случая, когда в качестве рабочих органов используются лазерная и сверлильная головки, применение известного решения может приводить к потере точности, поскольку источник вибрации (сверло сверлильной головки) и оптическая система лазерной головки будут находиться конструктивно близко друг к другу.

В ходе обработки узел обработки совершает обход определенных участков заготовки по заранее заданному маршруту. По его завершении он совершает

технологический переход к следующему участку, после чего продолжает работу. Очевидно, что при выполнении таких работ, как сверление, или обработка поверхности заготовки ультрафиолетовым излучением, потребуются решение задачи оптимизации траектории движения инструмента за счёт сокращения общей длины технологических переходов.

Одним из способов решения задачи оптимизации траектории, состоящей из несвязанных областей, является уменьшение длины прохождения пути, включая как обход технологического перехода, так собственно пути перемещения, при этом при обходе технологического перехода допускается ускорение. На площадь, где расположен путь, накладывается координатная сетка. Если необходимо учесть изменение скорости перемещения инструмента, вводятся весовые коэффициенты. Сегменты нумеруются и помещаются в список. Сегмент в списке содержит информацию о направленности траектории движения. Список сегментов определяет последовательность их обхода, и, таким образом, общее время, затрачиваемое на прохождение траектории движения, определяется временем, затрачиваемым на прохождение всех сегментов (когда лазер включен) и временем холостого хода, необходимым для перехода от одного сегмента к другому. Так, как суммарная длина сегментов, определяющая путь, подлежащий обработке, задана, и не зависит от последовательности обработки сегментов, то вычислять необходимо только расстояние холостого хода, когда каретка перемещается от одного сегмента к другому. Учитывая сказанное выше, необходимо определить последовательность сегментов и их ориентацию, при которой данная длина, а, следовательно, и время, затрачиваемое на обработку, будут минимальными.

Схема формализации задачи оптимизации траектории движения при обработке излучением представлена на рисунке. Все дорожки, определяющие суммарную траекторию движения, подвергаются сегментации и нумеруются. Каждый сегмент $S_{(i)}$ может быть представлен следующим образом:

$$S_{(i)} \stackrel{\text{def}}{=} \langle x_a, y_a, x_b, y_b, l, v, t, d, i \rangle,$$

где x_a, x_b, y_a, y_b – координаты начала и конца сегмента (точки a и b сегмента на рис.), соответственно, l – длина сегмента, v – скорость прохождения сегмента, t – время, затрачиваемое на прохождение сегмента, направление прохождения сегмента, i – номер сегмента в очереди обработки. Список сегментов полностью определяет траекторию обработки:

$$List \stackrel{\text{def}}{=} \langle S_{(i,j)}, i, j \in \overline{1, n} \rangle,$$

где n – число сегментов, i – номер (идентификатор) сегмента, j – номер сегмента в списке, определяющим очередь обработки. Тогда время, затрачиваемое на обработку будет:

$$T = T_p + T_{\text{хх}},$$

где T_p – время, затрачиваемое на обработку, T_{xx} – общее время, затрачиваемое на прохождение кареткой от одного сегмента к другому, плюс время, необходимое для подхода к первому сегменту, и от первого к базе.

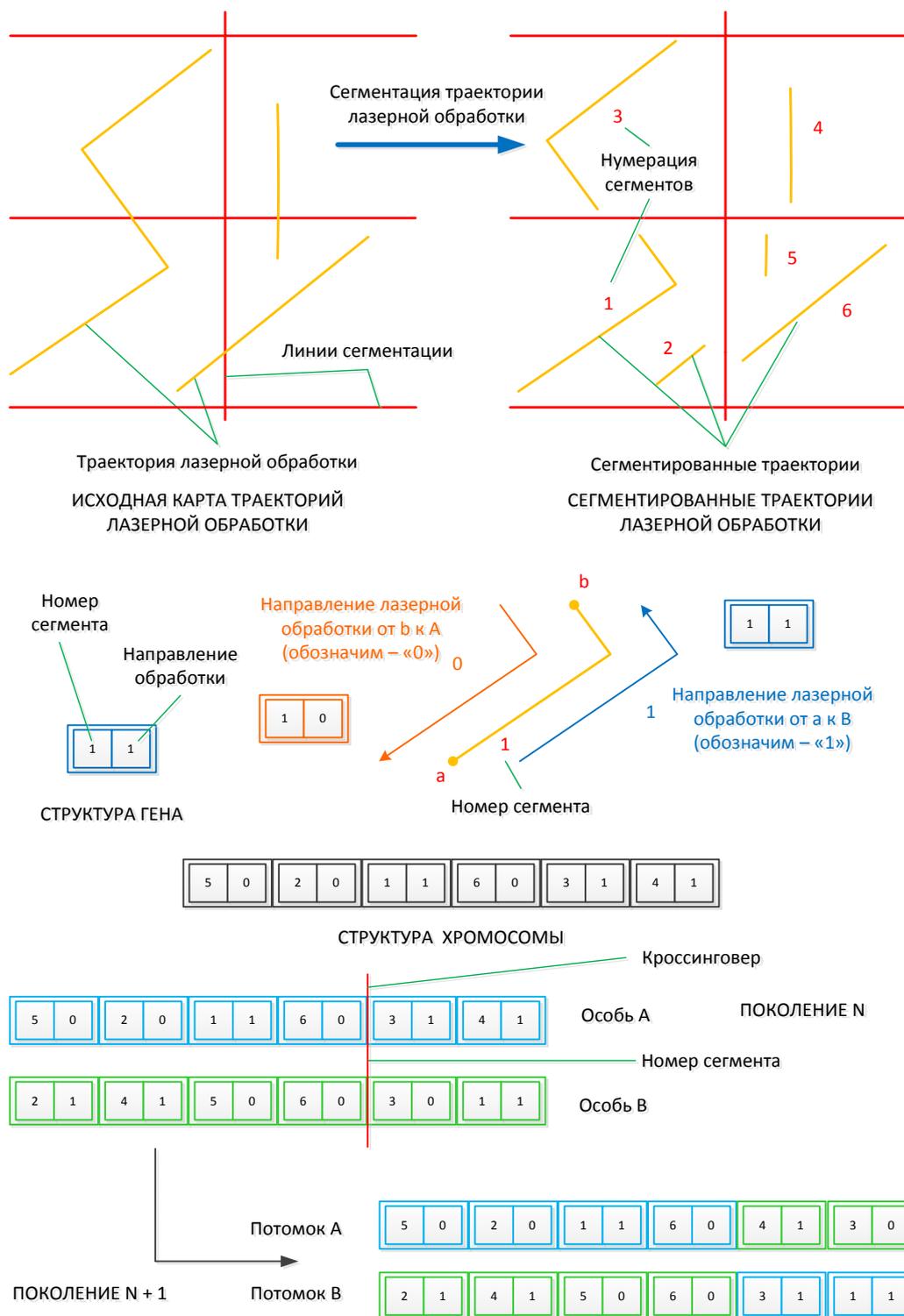


Рисунок. Генетическое моделирование процесса оптимизации траектории движения при обработке излучением

Отсюда задачу оптимизации можно сформулировать, как нахождение последовательности обработки сегментов и их ориентацию (начало и конец обработки), при которой время T , будет минимальным. Так как время, затрачиваемое на лазерную обработку сегментов, не зависит от последовательности обработки сегментов, то интерес представляет минимизация только времени T_{xx} .

Данная задача может быть решена с применением генетических алгоритмов. Схема формирования хромосомы представлена на рисунке. Исходя из условия задачи видно, что кодирование и оператор кроссинговера аналогичны задаче коммивояжера [1, 2], решаемой с помощью генетических алгоритмов, за исключением добавления направленности прохождения сегмента d . Так как генетические алгоритмы показали свою эффективность при решении задачи коммивояжера, то имеются все основания полагать, что они окажутся эффективными и для решения задачи оптимизации траектории движения обработки излучением.

Список используемых источников

1. Емельянов В. В., Курейчик В. В., Курейчик В. М. Теория и практика эволюционного моделирования. М.: Физматлит, 2003. С. 432.
2. Гладков Л. А., Курейчик В. В., Курейчик В. М. и др. Биоинспирированные методы в оптимизации: монография. М.: Физматлит, 2009. С. 384.

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ ПОКАЗАТЕЛЕЙ КАЧЕСТВА ПРОЦЕССА ОБСЛУЖИВАНИЯ И КРИТЕРИЕВ ОЦЕНИВАНИЯ КАЧЕСТВА ОБСЛУЖИВАНИЯ ДЛЯ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ МУЛЬТИСЕРВИСНЫХ СЕТЕЙ

В.А. Бабошин, Д.В. Маркелов, А.А. Павлович, И.Б. Паращук

В статье рассматриваются вопросы описания элементов (параметров) системы показателей качества (ПК) процесса обслуживания пользователей, используемой для оценивания качества и оптимального автоматизированного управления телекоммуникационными сетями. Приводится вариант формулировки вероятностно-временных критериев оценивания качества обслуживания пользователей.

Ключевые слова: метрики качества, система управления мультисервисной сетью.

SYSTEM DEVELOPMENT INDICATORS OF QUALITY OF SERVICE CRITERIA AND QUALITY ASSESSMENT SERVICE FOR CONTROL SYSTEMS MULTISERVICE NETWORKS

Baboshin V., Pavlovich A., Parashuk I., Markelov D.

The article deals with the description of the elements (parameters) of the system of quality indicators (PC) users of the service process used for evaluating the quality and optimum automated

management of telecommunication networks. A possible wording is likelihood-time evaluation criteria the user experience.

Keywords: quality metrics, multi-service network management system.

Введение

Современные телекоммуникационные сети (ТКС), являясь гетерогенными и мультисервисными сетями, должны обеспечивать представление множества услуг с требуемым качеством при условии оптимального использования сетевого ресурса. Все эти функции реализуются автоматизированной системой управления (АСУ) ТКС.

Для анализа качества и эффективности функционирования сети в интересах оптимального управления ею, в интересах работы АСУ ТКС, принято использовать системы показателей качества, причём доминирующими по отношению к показателям процессов информационного обмена, управления связью и сетевого мониторинга являются показатели процесса обслуживания пользователей.

Система показателей качества процесса обслуживания и критериев оценивания качества обслуживания пользователей

Основными внешними, пользовательскими свойствами гетерогенной и мультисервисной ТКС, характеризующими качество обслуживания, *Quality of Service (QoS)* – степень удовлетворения пользователя предоставляемым ему обслуживанием, являются: обеспеченность обслуживания; удобство использования (прозрачность) услуг; действенность обслуживания, включающая доступность – временную доступность (своевременность) и топологическую доступность, непрерывность, целостность (достоверность); безопасность всего перечня телекоммуникационных услуг, оказываемых, потребителю определённого уровня иерархии [1, 2, 3, 4, 5, 6, 7].

Для системы ПК процесса функционирования ТКС, характеризующей внешние, пользовательские свойства сети, а иными словами, QoS, рассмотрим состав векторов ПК:

$$\vec{Y}_{QoS} = \left(\vec{Y}_{\text{обесп}}; \vec{Y}_{\text{действ}} \left(\vec{Y}_{\text{дост обл}}, \vec{Y}_{\text{непр обл}}, \vec{Y}_{\text{цел}} \right); \vec{Y}_{\text{безоп}} \left(\vec{Y}_{\text{скр обл}}, \vec{Y}_{\text{защ обл}} \right); \vec{Y}_{\text{уд исп}} \right)^T.$$

Векторный ПК обеспеченности $\vec{Y}_{\text{обесп}}$ обслуживания характеризует возможность ТКС предоставлять количество услуг, которое соответствует потребностям абонентов в конкретный момент времени (k):

$$\vec{Y}_{\text{обесп}}(k) = \left(N_{\text{тех}}^{\text{усл}}(k); N_{\text{реал}}^{\text{усл}}(k); N_{\text{пот}}^{\text{усл}}(k) \right)^T,$$

где $N_{\text{тех}}^{\text{усл}}(k)$ – количество услуг различного вида; $N_{\text{реал}}^{\text{усл}}(k)$ – количество услуг различного вида; $N_{\text{пот}}^{\text{усл}}(k)$ – количество услуг различного вида.

На примере аналитических выражений для показателя пропускной способности, можно говорить о том, что показатель $N_{\text{реал}}^{\text{усл}}(k)$ связан с $N_{\text{тех}}^{\text{усл}}(k)$ соотношением:

$$N_{\text{реал}}^{\text{усл}}(k) = K_{\text{уст}}^{\text{ТКС}} \times N_{\text{тех}}^{\text{усл}}(k),$$

где $K_{\text{уст}}^{\text{ТКС}}$ представляет собой интегральный показатель устойчивости сети.

Кроме того, показатель $N_{\text{пот}}^{\text{усл}}(k)$ связан с $N_{\text{тех}}^{\text{усл}}(k)$ соотношением:

$$N_{\text{пот}}^{\text{усл}}(k) = N_{\text{тех}}^{\text{усл}}(k) + N_{\text{оу}}^{\text{усл}}(k),$$

где $N_{\text{оу}}^{\text{усл}}(k)$ представляет собой величину резерва услуг ТКС.

Таким образом, значения показателя реальной обеспеченности ТКС $N_{\text{реал}}^{\text{усл}}(k)$ должны удовлетворять потребностям пользователей:

$$N_{\text{пот}}^{\text{усл}}(k) \geq N_{\text{тех}}^{\text{усл}}(k) \geq N_{\text{реал}}^{\text{усл}}(k).$$

Таким образом, векторный ПК, характеризующий внешнее, пользовательское свойство обеспеченности ТКС, содержит следующие параметры:

$$\vec{Y}_{\text{обесп}}(k) = N_{\text{пот}}^{\text{усл}}(k); N_{\text{тех}}^{\text{усл}}(k); N_{\text{реал}}^{\text{усл}}(k).$$

Критерием обеспеченности пользователей в услугах ТКС может служить соотношение $\vec{Y}_{\text{обесп}}(k) \geq \vec{Y}_{\text{обесп}}^{\text{тр}}(k)$, где $\vec{Y}_{\text{обесп}}(k)$ – показатель обеспеченности ТКС на k -м шаге функционирования сети, $\vec{Y}_{\text{обесп}}^{\text{тр}}(k)$ – требуемое значение обеспеченности. Критерий оценивания обеспеченности ТКС может быть задан в вероятностно-временном виде:

$$P_{\text{обесп}}^{\text{ТКС}}(k) = P(\vec{Y}_{\text{обесп}}(k) \geq \vec{Y}_{\text{обесп}}^{\text{тр}}(k)),$$

где $P_{\text{обесп}}^{\text{ТКС}}(k)$ – вероятность выполнения требований по обеспеченности пользователей в услугах ТКС на k -м шаге её функционирования.

Вектор показателей удобства использования услуг $\vec{Y}_{\text{уд исп}}$ включает следующие параметры (показатели):

$$\vec{Y}_{\text{уд исп}}(k) = (V_{\text{ком}}(k); V_{\text{зн}}(k))^T.$$

Критерием удобства использования услуг в ТКС может служить соотношение $\vec{Y}_{уд исп}(k) \leq \vec{Y}_{уд исп}^{тр}(k)$ при $(\vec{Y}_{уд исп}^{тр}(k) \rightarrow \min)$, где $\vec{Y}_{уд исп}(k)$ – векторный показатель удобства использования услуг, $\vec{Y}_{уд исп}^{тр}(k)$ – требуемое значение показателя потери достоверности (искажения) информации. Критерий оценивания удобства обслуживания в ТКС может быть задан в вероятностно-временном виде:

$$P_{уд исп}^{ТКС}(k) = P(\vec{Y}_{уд исп}(k) \leq \vec{Y}_{уд исп}^{тр}(k)), (\vec{Y}_{уд исп}^{тр}(k) \rightarrow \min),$$

где $P_{уд исп}^{ТКС}(k)$ – вероятность выполнения требований по удобству использования услуг (удобству обслуживания).

Вектор ПК действенности обслуживания пользователей ТКС $\vec{Y}_{действ}$ и содержит три составляющие [5, 6, 7] – векторы доступности, непрерывности и целостности.

Векторный показатель доступности обслуживания ТКС $\vec{Y}_{дост обл}(k)$:

$$\vec{Y}_{дост обл}(k) = (\vec{Y}_{врем дост}(k); \vec{Y}_{топ дост}(k)),$$

где $\vec{Y}_{врем дост}(k)$ – вектор показателей временной доступности; $\vec{Y}_{топ дост}(k)$ – вектор показателей топологической доступности.

Обобщённый критерий оценивания доступности имеет вид:

$$\begin{aligned} P_{дост}^{ТКС}(k) &= P((\vec{Y}_{врем дост}(k) \geq \vec{Y}_{врем дост}^{тр}(k)) \times (\vec{Y}_{топ дост}(k) \geq \vec{Y}_{топ дост}^{тр}(k))) = \\ &= P(\vec{Y}_{врем дост}(k) \geq \vec{Y}_{врем дост}^{тр}(k)) \times P((\vec{Y}_{топ дост}(k) \geq \vec{Y}_{топ дост}^{тр}(k)) / (\vec{Y}_{врем дост}(k) \geq \vec{Y}_{врем дост}^{тр}(k))) = \\ &= P(\vec{Y}_{топ дост}(k) \geq \vec{Y}_{топ дост}^{тр}(k)) \times P((\vec{Y}_{врем дост}(k) \geq \vec{Y}_{врем дост}^{тр}(k)) / (\vec{Y}_{топ дост}(k) \geq \vec{Y}_{топ дост}^{тр}(k))). \end{aligned}$$

Вероятность доступности пользователей к услугам ТКС должна быть больше или равна требуемой $P_{дост}^{ТКС}(k) \geq P_{дост}^{ТКС тр}(k)$.

Критерием непрерывности обслуживания ТКС может служить соотношение $\vec{Y}_{непр обл}(k) \geq \vec{Y}_{непр обл}^{тр}(k)$, характеризующее выполнение требований по обеспечению допустимого среднего времени непрерывной (бесперебойной) реализации услуг ТКС:

$$\bar{t}_{непр ру}(k) \geq \bar{t}_{непр ру}^{тр}(k), (\bar{t}_{непр ру}^{тр}(k) \rightarrow T_{ру}(k))$$

и требований по обеспечению коэффициента $K_{непр обл}(k)$:

$$K_{непр обл}(k) \geq K_{непр обл}^{тр}(k), (K_{непр обл}^{тр}(k) \rightarrow 1).$$

Критерий оценивания непрерывности обслуживания ТКС может быть задан в вероятностно-временном виде, как вероятность непрерывного обслуживания пользователей ТКС на k -м шаге функционирования сети:

$$P_{\text{непр обл}}^{\text{ТКС}}(k) = P(\vec{Y}_{\text{непр обл}}(k) \geq \vec{Y}_{\text{непр обл}}^{\text{тр}}(k)),$$

причём, вероятность непрерывного обслуживания пользователей ТКС должна быть больше или равна требуемой $P_{\text{непр обл}}^{\text{ТКС}}(k) \geq P_{\text{непр обл}}^{\text{ТКС тр}}(k)$, где $P_{\text{непр обл}}^{\text{ТКС тр}}(k)$ – требуемая вероятность непрерывного обслуживания пользователей ТКС.

Таким образом, подводя итоги процесса формулировки компонент ВП действительности обслуживания пользователей ТКС, характеризующих QoS, отметим, что $\vec{Y}_{\text{действ}}(k)$ содержит три составляющие:

$$\vec{Y}_{\text{действ}}(k) = (\vec{Y}_{\text{дост обл}}(k); \vec{Y}_{\text{непр обл}}(k); \vec{Y}_{\text{цел}}(k))^T,$$

где $\vec{Y}_{\text{дост обл}}(k)$ – вектор показателей доступности, $\vec{Y}_{\text{непр обл}}(k)$ – вектор показателей непрерывности обслуживания; $\vec{Y}_{\text{цел}}(k)$ – вектор показателей целостности обслуживания пользователей.

Обобщённый вероятностный критерий оценивания действительности обслуживания может быть представлен как:

$$\begin{aligned} P_{\text{действ}}^{\text{ТКС}}(k) &= P_{\text{дост}}^{\text{ТКС}}(\vec{Y}_{\text{дост обл}}(k) \geq \vec{Y}_{\text{дост обл}}^{\text{тр}}(k)) \times \\ &\times P_{\text{непр обл}}^{\text{ТКС}}((\vec{Y}_{\text{непр обл}}(k) \geq \vec{Y}_{\text{непр обл}}^{\text{тр}}(k)) / ((\vec{Y}_{\text{дост обл}}(k) \geq \vec{Y}_{\text{дост обл}}^{\text{тр}}(k))) \times \\ &\times P_{\text{цел}}^{\text{ТКС}}((\vec{Y}_{\text{цел}}(k) \leq \vec{Y}_{\text{цел}}^{\text{тр}}(k)) / ((\vec{Y}_{\text{непр обл}}(k) \geq \vec{Y}_{\text{непр обл}}^{\text{тр}}(k)) / \\ &(\vec{Y}_{\text{дост обл}}(k) \geq \vec{Y}_{\text{дост обл}}^{\text{тр}}(k))). \end{aligned}$$

В качестве элементов ВП безопасности обслуживания ТКС могут выступать ВП скрытности $\vec{Y}_{\text{скр обл}}(k)$ и защищённости $\vec{Y}_{\text{защ обл}}(k)$.

Векторный показатель скрытности $\vec{Y}_{\text{скр обл}}(k)$ обслуживания характеризует защищённость данного процесса от радиоразведки (РР) противника и может быть описан с помощью ряда параметров, например, среднего времени вскрытия процесса обслуживания $\bar{t}_{\text{вскр обл}}(k)$ пользователей ТКС, дальности уверенного пеленгования объектов обслуживания $R_{\text{ув пеленг}}(k)$ средствами РР противника.

Тогда критерием скрытности обслуживания может служить соотношение $\vec{Y}_{\text{скр обл}}(k) \geq \vec{Y}_{\text{скр обл}}^{\text{тр}}(k)$. Вероятностный критерий оценивания скрытности обслуживания ТКС может быть задан как:

$$P_{\text{вскр обсл}}^{\text{ТКС}}(k) = P(\vec{Y}_{\text{скр обсл}}(k) \geq \vec{Y}_{\text{скр обсл}}^{\text{тр}}(k)) = P_{\text{мо обсл}}^{\text{ТКС}}(R_{\text{ув пеленг}}(k) \leq R_{\text{ув пеленг}}^{\text{тр}}(k)) \times \\ \times P_{\text{вф обсл}}^{\text{ТКС}}((\vec{t}_{\text{вскр обсл}}(k) \geq \vec{t}_{\text{вскр обсл}}^{\text{тр}}(k)) / (R_{\text{ув пеленг}}(k) \leq R_{\text{ув пеленг}}^{\text{тр}}(k))),$$

где $P_{\text{мо обсл}}^{\text{ТКС}}(k)$ – вероятность местоопределения объектов обслуживания ТКС средствами РР противника, $P_{\text{вф обсл}}^{\text{ТКС}}(k)$ – условная вероятность вскрытия факта обслуживания пользователей ТКС.

Векторный показатель защищённости $\vec{Y}_{\text{защ обсл}}(k)$:

$$\vec{Y}_{\text{защ обсл}}(k) = \left(\vec{Y}_{\text{защ НСИР}}(k); \vec{Y}_{\text{секр инф}}(k) \right)^T.$$

Обобщённый вероятностный критерий оценивания безопасности обслуживания представляет собой:

$$P_{\text{безоп обсл}}^{\text{ТКС}}(k) = P_{\text{скр обсл}}^{\text{ТКС}}(\vec{Y}_{\text{скр обсл}}(k) \geq \vec{Y}_{\text{скр обсл}}^{\text{тр}}(k)) \times \\ \times P_{\text{защ обсл}}^{\text{ТКС}}((\vec{Y}_{\text{защ обсл}}(k) \geq \vec{Y}_{\text{защ обсл}}^{\text{тр}}(k)) / (\vec{Y}_{\text{скр обсл}}(k) \geq \vec{Y}_{\text{скр обсл}}^{\text{тр}}(k))).$$

Обобщённый вероятностный критерий оценивания качества обслуживания пользователей ТКС можно представить, как:

$$P_{\text{вып QoS}}^{\text{ТКС}}(k) = P_{\text{действ}}^{\text{ТКС}}(k) [(\vec{Y}_{\text{действ}}(k) \geq \vec{Y}_{\text{действ}}^{\text{тр}}(k)) / \vec{Y}_{\text{обесп}}(k); \vec{Y}_{\text{безоп}}(k); \vec{Y}_{\text{уд исп}}(k)] \times \\ \times P_{\text{обесп}}^{\text{ТКС}}(k) [(\vec{Y}_{\text{обесп}}(k) \geq \vec{Y}_{\text{обесп}}^{\text{тр}}(k)) / \vec{Y}_{\text{безоп}}(k); \vec{Y}_{\text{уд исп}}(k)] \times \\ \times P_{\text{безоп обсл}}^{\text{ТКС}}(k) [(\vec{Y}_{\text{безоп}}(k) \geq \vec{Y}_{\text{безоп}}^{\text{тр}}(k)) / \vec{Y}_{\text{уд исп}}(k)] \times \\ \times P_{\text{уд исп}}^{\text{ТКС}}(k) [(\vec{Y}_{\text{уд исп}}(k) \leq \vec{Y}_{\text{уд исп}}^{\text{тр}}(k))].$$

Заключение

Таким образом, следует отметить, что качество обслуживания пользователей ТКС является общим понятием, характеризующим степень удовлетворения абонентов сети предоставляемым им обслуживанием.

Список используемых источников

1. Олифер В. Г., Олифер Н. А. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. 4-е изд. СПб.: Питер, 2010. 943 с.
2. Концепция федеральной целевой программы (ФЦП) «Развитие телерадиовещания в Российской Федерации на 2009–2015 гг.». М.: 2009. 48 с.
3. Дурынин В. В., Хохленко Ю. Л., Челышев В. Д. и др. Радиоинтерфейсы наземных систем мобильного радиосервиса / под ред. В. Д. Челышева. СПб.: ВУС, 2001. 236 с.
4. Засецкий А. В., Иванов А. Б., Постников С. Д. и др. Контроль качества в телекоммуникациях и связи. Часть II / под ред. А. Б. Иванова. М.: Сайрус Системс, 2001. 336 с.

5. Нетес В. А. Качество обслуживания на сетях связи. Обзор рекомендаций МСЭ-Т // Сети и системы связи. 1999. № 3. С. 14–21.
6. Суторихин Н. Б. Терминология в области качества обслуживания абонентов на сетях электросвязи // Электросвязь. 1988. № 12. С. 5–12.
7. Нетес В. А. Надежность сетей связи: тенденции последнего десятилетия // Электросвязь. 1998. № 1. С. 25–27.

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ ИНФОРМАЦИОННО-АНАЛИТИЧЕСКАЯ СИСТЕМА МОНИТОРИНГА СЕТИ РАДИОСВЯЗИ УКВ-ДИАПАЗОНА

К.В. Белоус, Г.В. Верхова

Представлен вариант реализации автоматизированной информационно-аналитической системы оценки состояния сети радиосвязи в условиях воздействия на нее преднамеренных электромагнитных помех. Рассмотрены архитектура системы, рабочее место оператора, организация каналов связи системы с внешними источниками данных, а также возможности интеграции в единое информационное пространство Российской Федерации.

Ключевые слова: радиосвязь, мониторинг, качество функционирование, устойчивость к внешним возмущающим факторам, помехи, автоматизированное рабочее место.

AUTOMATED INFORMATION AND ANALYTICAL SYSTEM MONITORING NETWORK RADIO VHF

Verkhova G., Belous K.

A version of the implementation of the automated information-analytical state radio network evaluation system under the conditions of exposure to the intentional electromagnetic interference. The architecture of the system operator's workplace, the organization of communication channels of the system with external sources kami data, as well as the possibility of integration into a single information space of the Russian Federation.

Keywords: radio communications, monitoring, quality of operation, resistance to external disturbing factors, noise, workstation.

Современное общество в настоящее время характеризуется возрастающей ролью информации и информационных технологий. Развитие методов и средств её обработки предполагает совершенствование аппаратных платформ и носителей. Вместе с тем производится поиск путей обобщённого представления информации и совершенствования способов её структурированного описания.

Единство подходов к структурированному описанию информации необходимо, прежде всего, для реализации концепции Единого информационного пространства РФ, представляющего собой пространство различных данных, создаваемых, накапливаемых и используемых в различных автоматизированных

информационных системах органов государственной власти и местного самоуправления.

В соответствии с утвержденной стратегией развития информационного общества в Российской Федерации определены основные направления развития информационного общества в России, среди которых немаловажное значение придается формированию единого информационного пространства, в том числе, для решения задач обеспечения национальной безопасности.

Традиционно анализом возможных вариантов воздействий на радиоэлектронные средства занимается служба РЭБ, но в настоящее время её задачи значительно расширяются и эффективная работа возможна только с учётом анализа информации, получаемой от других служб, например, метеорологической, навигационной и прочих гражданских служб. Следовательно, необходимо совершенствование механизмов информационного взаимодействия различных ведомств. Данная задача может быть успешно решена в условиях реализации концепции Единого Информационного пространства.

Таким образом, одной из актуальных задач, решаемых в настоящее время, является разработка и создание различных систем и механизмов, предотвращающих или минимизирующих воздействия различных негативных факторов на инфотелекоммуникационные системы и средства связи. Одним из возможных подходов к решению данной задачи является предоставление ДЛ инструментов, позволяющих проводить анализ воздействия различных факторов на сети связи. Предполагается, что они должны взаимодействовать с ЕСЭ РФ и функционировать в Едином информационном пространстве РФ, представляющего собой информационно-телекоммуникационную среду с возможностью взаимодействия и обмена информацией между различными подсистемами.

Одной из наиболее доступной в плане реализации является сеть радиосвязи. Для наиболее эффективного её использования ЛППР необходимо иметь инструмент, позволяющий в режиме реального времени с учётом актуальных данных, получаемых из различных внешних источников, принимать решение по разработке и созданию сети радиосвязи.

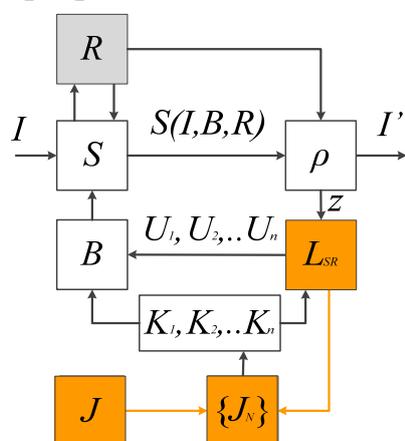


Рис. 1. Обобщённая модель функционирования сети УКВ-радиосвязи

Программное обеспечение позволит сократить цикл управления, связанный с выбором оптимальной структуры инфотелекоммуникационной сети и её элементов. Отметим, что ССПР должна взаимодействовать с Единым информационным пространством РФ по каналам ЕСЭ РФ.

В основу программного обеспечения может быть положена хорошо известная модель функционирования сети связи в условиях воздействия на неё электромагнитных помех (рис. 1).

В данном случае сеть характеризуется:

I, I' – входной и выходной информационный по-

ток; S – ресурс сети; R – возможная стратегия воздействия противника; B – структурная матрица; Z – матрица наблюдений; J_n – частный показатель эффективности; J – обобщённый показатель эффективности функционирования; L_{SR} – множество алгоритмов обработки наблюдений; U – множество алгоритмов управления ресурсом.

Более подробно модель описана в [1].

Архитектурно-технологическая схема автоматизированной системы может быть представлена следующим образом (рис. 2). Ядром АИС являются различные информационно-справочные системы, базы и банки данных, как общедоступные, так и при необходимости, специализированные. Для доступа к БД используются стандартные функции и протоколы, позволяющие получать данные в формате XML. Программное обеспечение устанавливается на рабочие места операторов, причём число рабочих мест не ограничено.



Рис. 2. Обобщённая структура автоматизированной системы

Пользовательский интерфейс системы позволяет задать структуру сети радиосвязи в матричной форме, а также основные параметры радиосредств. С учётом математической модели [1], а также методик, изложенных в [2, 4], разработаны алгоритмы и методы мониторинга сети радиосвязи.

Информационно-справочные систем обеспечивают поиск, отображение и всесторонний анализ внешней, так и внутренней информации, накопленной в БД (рис. 3). Накопленная информация охватывает все аспекты деятельности органов государственной власти, что позволяет существенно повысить эффективность принятия управленческих решений.

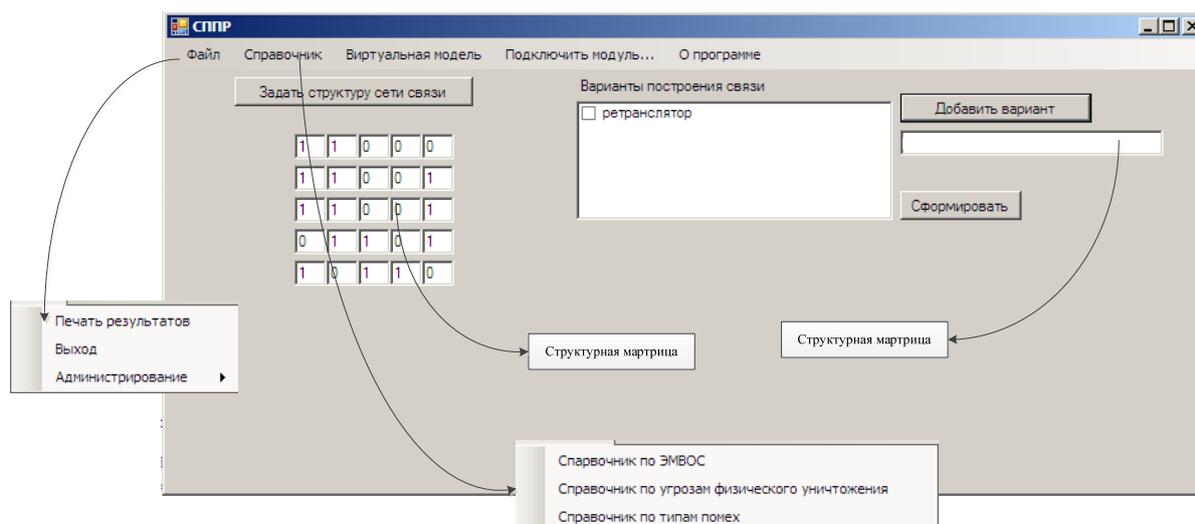


Рис. 3. Фрагмент информационно-аналитической системы

Применение системы призвано сократить время, затрачиваемое на анализ исходных данных при построении сети радиосвязи, генерации возможных стратегий управления с учётом оперативной обстановки, а также их оценке и выбора наилучшего варианта построения сети радиосвязи с учётом ограничений и в соответствии с одним или несколькими критериями выбора по введённому показателю качества.

Список используемых источников

1. Белоус К. В., Курносое В. И. Задачи оценки эффективности функционирования сетей связи Единой системы управления органов государственной власти, применительно к условиям радиоэлектронного противодействия // Материалы IV Международной научно-технической и научно-методической конференции «Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании». СПб.: СПбГУТ, 2015. С. 441–445.
2. Куприянов А. И. Радиоэлектронная борьба. М.: Вузовская книга, 2015. 360 с. ил. ISBN: 978-5-9502-0653-5.
3. Белоус К. В., Кускова И. А. Анализ состояния и стратегий сетевых воздействий на мультисервисную сеть связи // Материалы IV Международной научно-технической и научно-методической конференции «Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании». СПб.: СПбГУТ, 2015.
4. Антонюк Л. Я., Игнатов В. В. Эффективность радиосвязи и методы её оценки. Л.: ВАС, 1994. 138 с.

ПРИМЕНЕНИЕ ФРАА СХЕМ В СИСТЕМАХ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

А.В. Ваганов

В статье рассматриваются вопросы применения ФРАА микросхем, позволяющих реализовывать различные импульсные аналоговые устройства, предназначенные для предвари-

тельной обработки сигналов, а так же для реализации различных схем управления. Приведен пример реализации системы стабилизации мощности излучателя для автоматизированной системы контроля токсичности жидких сред на основе FPAА структур.

Ключевые слова: FPAА схемы, программа Anadigm Designer, модели аналоговых элементов, графическое программирование, построение схем.

THE USE OF FPAА CIRCUITS SYSTEMS SIGNAL PROCESSING

Vaganov A.

The article discusses the application of FPAА circuits, allows to implement various pulse analog device designed for preliminary signal processing, and to implement different control schemes. An example implementation of the system of stabilization of power of the radiator for an automated system of control of the toxicity of liquid media on the basis of the FPAА structures.

Keywords: FPAА, the Anadigm Designer software, models of analog components, graphics programming, building circuits.

Несмотря на активное внедрение в систему обработки сигналов цифровых методов в настоящее время сохраняется необходимость применения аналоговых способов обработки, например, в медицинских исследованиях. Типичным примером использования аналоговой обработки сигналов является построение аналогового выделителя R-зубца ЭКГ, описанное в [1].

В арсенале передового разработчика всегда должны находиться современные и эффективные инструменты. Об одном из таких инструментов и пойдет речь в данной статье.

Стало уже традицией, что схемы аналоговой обработки сигналов реализуются на основе дискретных компонентов: усилители, сумматоры, интеграторы и т. п. Такое решение имеет свои недостатки: громоздкость устройства, его высокая цена и трудоемкость настройки. Но самое главное – это невозможность изменить структуру схемы при необходимости.

Устранить указанные недостатки поможет применение программируемых аналоговых интегральных схем (ПАИС или FPAА). В настоящее время сразу несколько компаний занимаются их разработкой и производством. Одним из ведущих в данном направлении является компания Anadigm, выделенная из состава компании Motorola.

Обработка сигнала внутри микросхем FPAА осуществляется схемами на переключаемых конденсаторах. Общая теория таких структур приведена в [2]. Главным их отличием от цифровых схем является то, что сигнал в них не имеет квантования по уровню. Что практически исключает искажения сигнала при его восстановлении по выборкам.

В основе каждой FPAА микросхемы находится четыре аналоговых конфигурируемых блока (КАБ) [3]. Которые, в свою очередь содержат, наборы дискретных элементов: программируемые конденсаторы, усилители, мультиплексоры, регистры последовательного приближения и т. д. Используя такие «кубики» можно создавать конфигурируемые аналоговые модули (КАМ): уси-

лители, интеграторы, сумматоры и т. п. В отличие от дискретных аналоговых устройств КАМы обладают очень высокой временной и температурной стабильностью, что позволяет применять их в достаточно прецизионной аппаратуре.

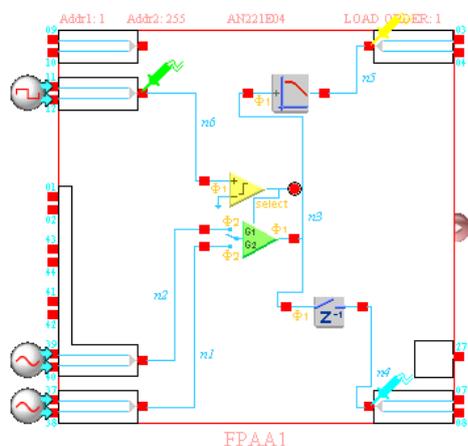


Рис. 1. Схема мультиплексора с одновременной фильтрацией сигнала

Программирование КАМов осуществляется с помощью специализированной программы Anadigm Designer 2, которая так же позволяет производить предварительное моделирование построенных схем с целью их отладки.

На рисунке 1 показан пример реализации базе FPAА двухканального мультиплексора с одновременной фильтрацией сигнала. Результат моделирования такой схемы показан на рисунке 2.

Как видно из рисунка 2, управляемый от внешнего генератора прямоугольных импульсов, мультиплексор производит соответствующее переключение источников входных сигналов. Наличие встроенного фильтра низких частот позволяет одновременно осуществлять и частотную обработку входных сигналов.

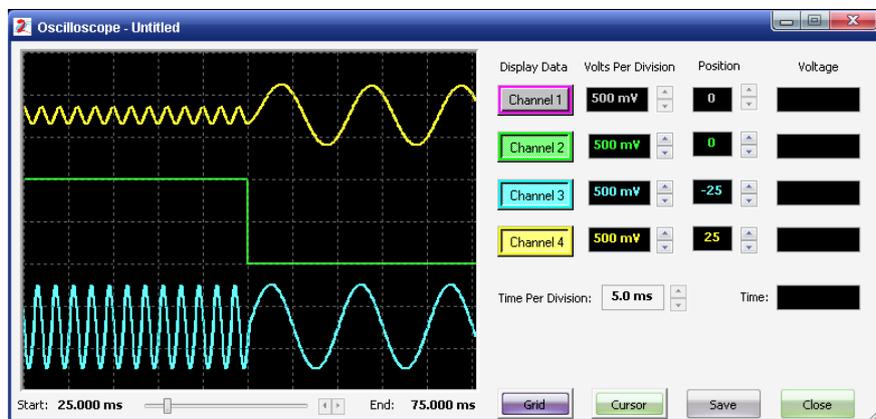


Рис. 2. Результат работы схемы мультиплексора

Встроенные в САПР AnadigmDesigner 2 стандартные КАМ уже содержат различные фильтры первого и второго порядка, настройку параметров которых пользователь может осуществить самостоятельно. Для создания более сложных систем фильтрации служит инструмент AnadigmFilter. Он позволяет автоматически осуществлять синтез сложных фильтров высокого порядка по заданным параметрам.

В главном окне AnadigmFilter расположены все основные элементы управления, представляющие интерес для большинства специалистов. Программа позволяет пользователю менять тип фильтра и его параметры, при этом в ниж-

ней части окна будет выдаваться информация по типу и числу необходимых библиотек КАМ, расчет коэффициентов и параметров КАМ происходит автоматически. Благодаря функции динамического программирования можно изменять характеристики фильтра непосредственно в процессе работы схемы.

Вторым важным и эффективным инструментом в AnadigmDesigner 2 является синтезатор пропорционально-интегрально-дифференциального (ПИД) регулятора. Часто в качестве таких регуляторов используются цифровые системы. Однако такие устройства дороги и обладают рядом недостатков: малый динамический диапазон, низкая точность, ограниченная скорость нарастания, гистерезис и т. п. Встроенный в AnadigmDesigner 2 инструмент AnadigmPID позволяет разрабатывать аналоговые ПИД-регуляторы, лишённые указанных недостатков (рис. 3).

Примером реализации устройства автоматического регулирования на FPAА структуре является система стабилизации мощности излучателя (СМИ) (рис. 4) для автоматизированной системы контроля токсичности (АСКТ), описанной в [4]. Для обеспечения устойчивости контура в СМИ включена схема демпфирования, реализованная по встречно-параллельной схеме с жестким регулированием.

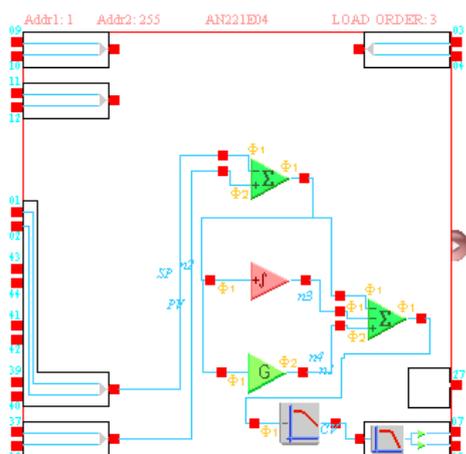


Рис. 3. Схема ПИД-регулятора, синтезированная с помощью инструмента AnadigmPID

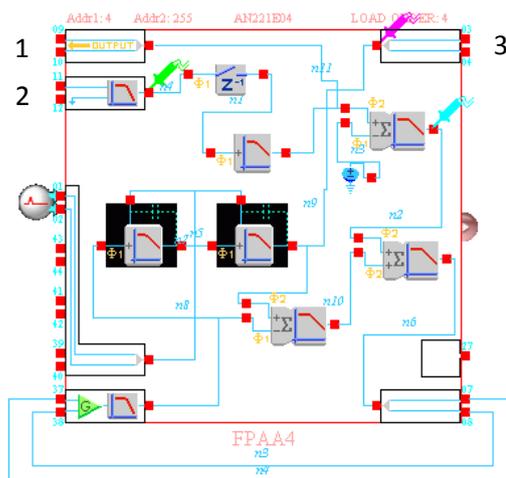


Рис. 4. Схема системы стабилизации мощности излучателя: 1 – к схеме обработки сигнала; 2 – от датчика; 3 – к излучателю

Для оценки эффективности работы схемы демпфирования на рисунках 5 и 6 показаны основные сигналы, поступающие и формирующиеся внутри СМИ, с включенной и выключенной системой демпфирования соответственно.

В заключении следует отметить, что применение FPAА структур для задач обработки сигнала позволяет достаточно просто реализовывать устройства различного назначения с возможностью их динамического переконфигурирования в процессе работы.

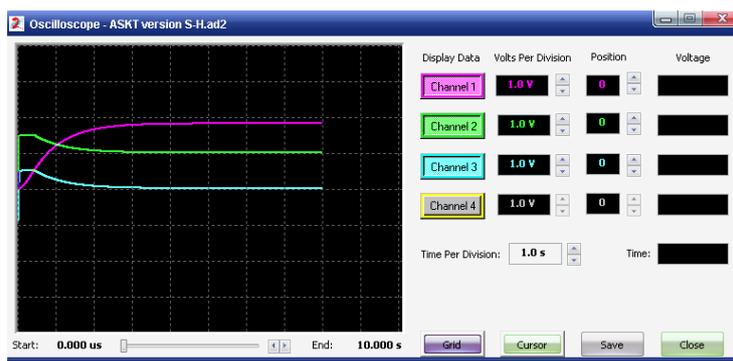


Рис. 5. Схема СМИ устойчива

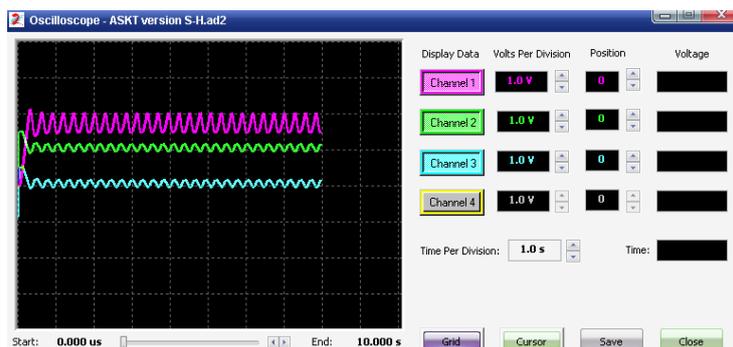


Рис. 6. Схема СМИ неустойчива

Список используемых источников

1. Пуликов Д. Г. Аналоговый выделитель R-зубца электрокардиосигнала // Известия высших учебных заведений России, ЛЭТИ. 2009. № 3. С. 20–27.
2. Тице У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. М.: ДМК-пресс, 2007. 941 с.
3. Щерба А. Программируемые аналоговые схемы Anadigm. Проекты, примеры применения // Компоненты и технологии. 2012. № 12. С. 140–143.
4. Ваганов А. В. Структура автоматизированного измерителя токсичности жидких дисперсных сред // III международная научно-техническая и научно-методическая конференция «Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании». СПб.: СПбГУТ, 2014. С. 412–416.

ОБ УТОЧНЕНИИ ПОНЯТИЯ ЦЕНТРА КРИВОЙ ВТОРОГО ПОРЯДКА

Д.В. Волошинов

Кривые второго порядка, коники, играют важную роль в решении задач конструктивного геометрического моделирования. Поиск теоретических обобщений позволяет разрабатывать алгоритмы решения разнообразных задач проективной геометрии с единых теоретических позиций. Однако некоторые устоявшиеся понятия, такие как центр кривой второго порядка, в существующей трактовке препятствует разработке единообразных алгоритмов. Материал исследования показывает, что возникающие противоречия могут

быть устранены, если определение центра кривой второго порядка принять в новой трактовке.

Ключевые слова: проективная геометрия, конструктивное геометрическое моделирование, центр кривой второго порядка.

ABOUT THE CLARIFICATION OF THE CONCEPT OF CONIC CURVE'S CENTER

Voloshinov D.

Curves of the second order play an important role in solving of constructive geometric modeling problems. The search for theoretical generalizations allows us to develop algorithms to solve various problems of projective geometry from unified theoretical positions. However, some well-established concepts, such as the center curve of the second order, in the current interpretation impedes the development of unified algorithms. The research material shows, that the contradictions can be eliminated in a new interpretation of definition of the conic curve center

Keywords: projective geometry, constructive geometric modeling, the center of the conic curve.

Понятие кривой второго порядка обычно вводится через определение конического сечения – результата пересечения плоскости с прямым круговым конусом. В аффинной геометрии различают три главных типа конических сечений – эллипс, параболу и гиперболу. С точки зрения проективной геометрии коники не различаются: добавление к евклидовой плоскости одной бесконечно удаленной прямой позволяет рассматривать невырожденные коники как результат проективного преобразования одной кривой второго порядка в другую путем установления необходимых параметров соответствующей коллинеации.

Построение коники по пяти точкам, каждые три из которых не лежат на одной прямой, можно выполнить, используя для этой цели конфигурацию Паскаля, которая устанавливает конструктивную связь между пятью исходными точками коники и произвольной ее точкой.

Выберем на произвольной конике (предположим для определенности, что коника является эллипсом) четыре определяющие ее точки. Определим на этой четверке точек два пучка с центрами в A и B (рис. 1). Возьмем теперь другие четыре точки плоскости, каждые три из которых не лежат на одной прямой и также зададим на них два пучка прямых с центрами A_1 и B_1 . Установим теперь проективные соответствия пучков $(A) - (A_1)$ и $(B) - (B_1)$. Теперь, если выбрать на конике произвольную точку p_2 и провести из нее два луча в центры пучков (A) и (B) , то, преобразовав их в соответственных проективных соответствиях, получим два образа этих лучей, которые в пересечении дадут точку p_6 . Тем самым задается коллинеарное преобразование, определенное на четырех парах соответственных точек, переводящее точку коники p_2 в точку p_6 . Нетрудно понять, что перемещение точки p_2 по конике приведет к перемещению ее образа p_6 по конике-образу, определенному заданной коллинеацией. Несложно также видеть, что любой вещественной точке исходной коники соответствует

единственная вещественная точка коники-образа. Ясно, что тип коники образа при коллинеарном преобразовании может быть любым, чем, собственно, и обусловлена неразличимость коник в проективной плоскости. Преобразование же исходной коники в конкретную конику требует определения соответственного позиционного отношения четырех пар точек, задающих коллинеацию.

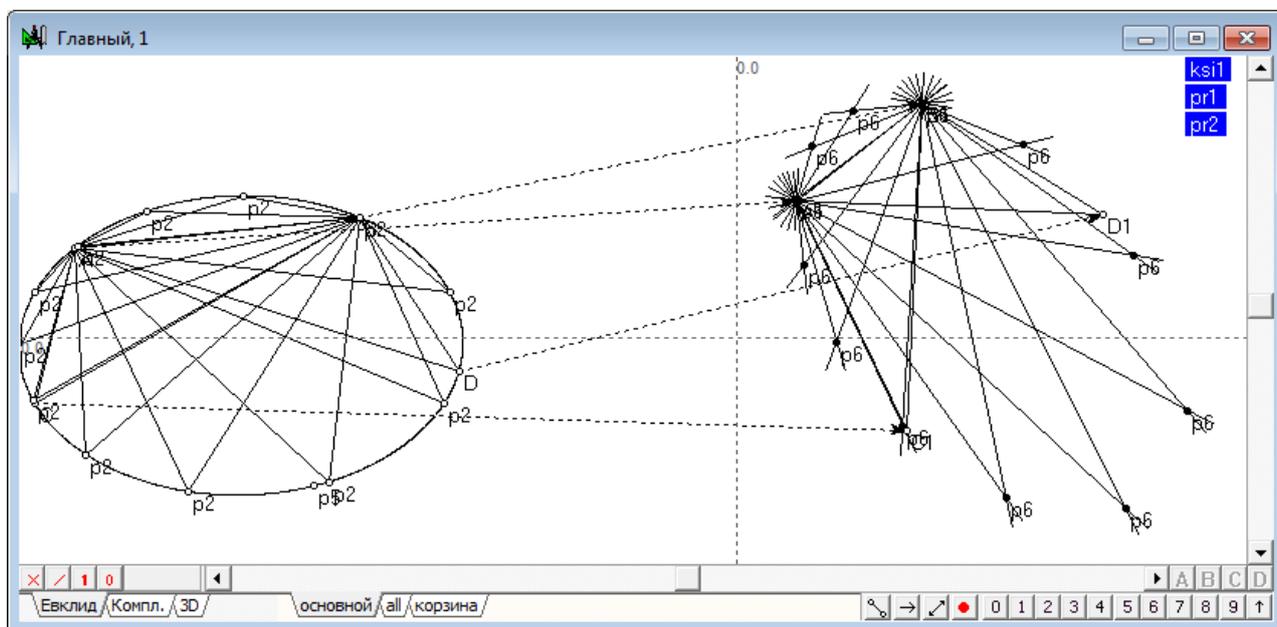


Рис. 1. Коллинеарное преобразование коники в конику

Одной из задач, имеющих важное прикладное значение, является задача преобразования коники в окружность. Данная задача, например, позволяет существенно упростить решение другой задачи – нахождение точек пересечения двух произвольных коник, поскольку после выполнения коллинеарного преобразования, при котором одна из коник превращается в окружность, выполнение операций по нахождению пересечения коники с окружностью становится проще, чем прямой поиск точек пересечения двух коник.

Решение поставленной задачи для случая, при котором в окружность переводится, эллипс не составляет труда. Для ее решения необходимо определить два главных диаметра эллипса, пересекающихся в его центре, а на окружности выбрать два взаимно перпендикулярных диаметра, после чего найти точки пересечения соответственных диаметров с определяющими их кривыми. Коллинеация, которая определяется соответствием диаметральных точек эллипса с диаметральными точками на окружностях, устанавливает однозначное соответствие, при котором каждой точке эллипса будет соответствовать единственная точка на окружности и наоборот. Следует также заметить, что любой диаметр эллипса, преобразованный в коллинеации, превращается в диаметр окружности; взаимно сопряженные диаметры эллипса помимо этого будут образовывать ортогональные диаметры окружности, а центр эллипса перейдет в центр окружности.

Казалось бы, что ввиду неразличимости коник в проективной плоскости, можно было бы ожидать, что в случае преобразования гиперболы в окружность будет действовать аналогичный алгоритм с подобными же результатами. Однако в этом случае рассмотренный ранее алгоритм становится неработоспособным.

В теории проективной геометрии принято считать, что центром кривой второго порядка является точка, являющаяся центром симметрии кривой, переводящей любую точку коники в симметричную точку, но также лежащую на конике. По этой причине определение центра кривой второго порядка утверждает, что центром коники является полюс, построенный как образ бесконечно удаленной прямой по отношению к данной конике [1]. Однако это определение ставит центры эллипса и гиперболы в неравноправное положение. Получается, что через центр гиперболы можно провести только один диаметр, который пересекает гиперболу в вещественных точках. Второй диаметр принято считать «мнимым» (несмотря на то, что он является вещественной прямой). Этот диаметр перпендикулярен вещественному диаметру и проходит через точку центра гиперболы. Естественно, что точки пересечения этого «диаметра» с гиперболой сугубо мнимые. Безусловно, отсутствие двух вещественных точек, необходимых для определения коллинеации, переводящей конику в окружность, препятствует разработке единого метода решения задачи.

Возникает естественный вопрос, каким образом возникает ситуация, при которой каждой точке гиперболы в коллинеарном преобразовании соответствует единственная точка на окружности, и эта точка вещественная, а также во что превращаются сопряженные диаметры окружности, если их отобразить в обратном преобразовании на гиперболу?

Ответ оказывается неожиданным. Общность коллинеарного преобразования, переводящего гиперболу в окружность с задачей перевода эллипса в окружность можно достичь, если в качестве недостающей для определения коллинеации пары точек взять точки пересечения гиперболы с бесконечно удаленной прямой (рис. 2). В этом смысле бесконечно удаленная прямая является вторым главным направлением гиперболы и одним её «недостающим» главным диаметром, а диаметр, который традиционно называется «мнимым», не имеет никакого отношения к решению поставленной задачи. Из сказанного следует, что центром гиперболы, то есть точкой пересечения её диаметров, является точка пересечения первого диаметра и бесконечно удаленной прямой, то есть бесконечно удаленная точка на направлении первого диаметра. Более того, при установлении коллинеарного соответствия между гиперболой и эллипсом «напрямую», то есть без участия окружности-посредника, наблюдается корректное преобразование каждой точки одной коники в другую, а центр одной кривой переходит в соответственный центр другой.

Сопряженные диаметры эллипса, проходящие через его центр, переводятся в сопряженные диаметры гиперболы, которые выглядят как параллельные прямые, но тем не менее находятся в инволюционном соответствии и проходят через бесконечно удаленный центр.

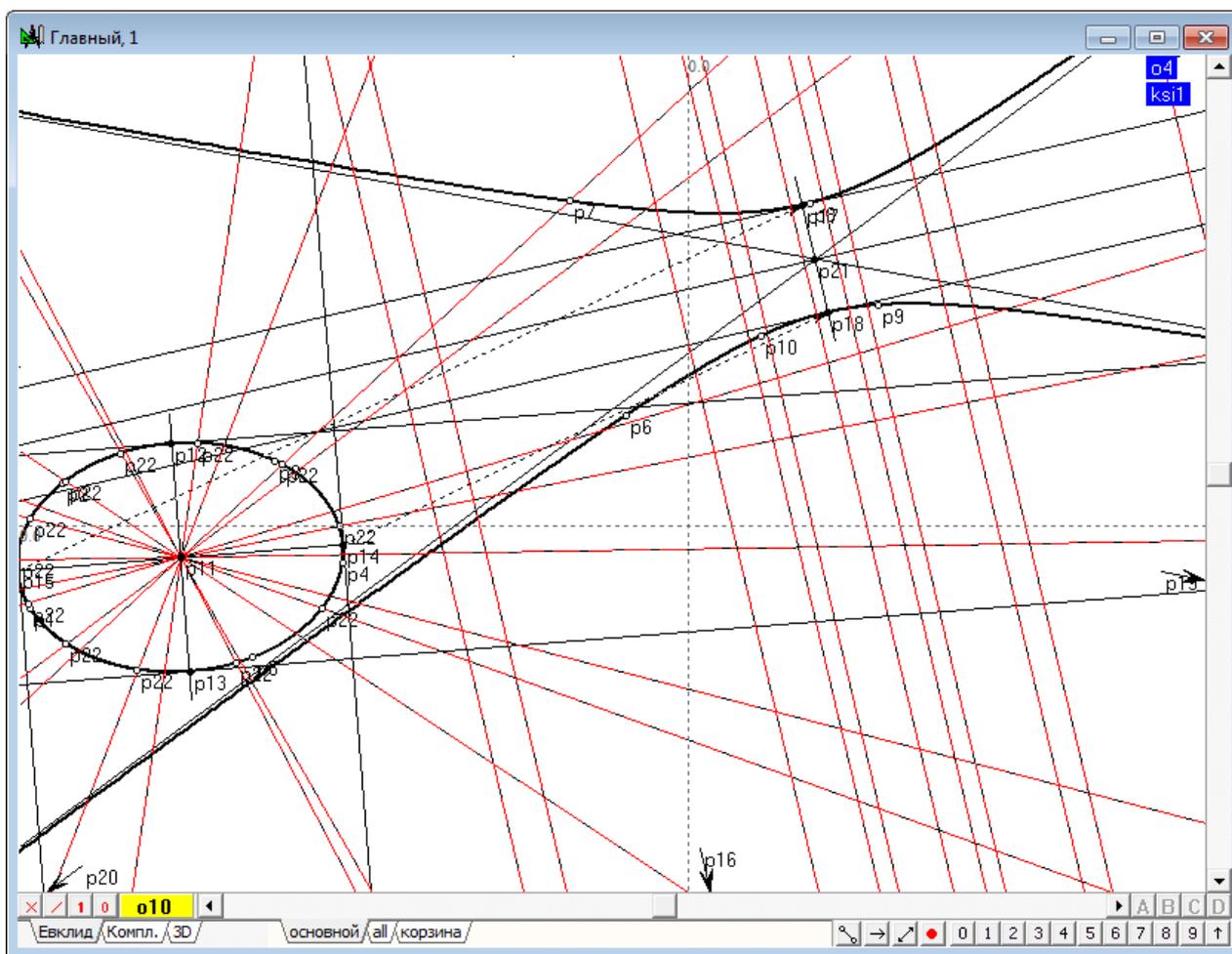


Рис. 2. Коллинеарное преобразование эллипса в гиперболу, определение положения центра гиперболы и соответствие диаметров коник

Становится понятным, что «мнимому» диаметру гиперболы соответствует бесконечно удаленная прямая, являющаяся в этом смысле «мнимым» диаметром эллипса, асимптотам гиперболы будут соответствовать касательные, проведенные к одному из диаметров эллипса. Касательные, проведенные к гиперболе в точках пересечения собственного диаметра с ней, станут касательными в точках пересечения второго диаметра эллипса с кривой. Таким образом, можно утверждать, что сделанные обобщения позволяют рассматривать объекты, связанные с кониками, с единых конструктивных позиций, а алгоритмическая основа решения задач становится однотипной. Следует признать, что определение центра кривой второго порядка как точки, являющейся результатом полярного соответствия бесконечно удаленной прямой по отношению конике, не отражает глубинной сущности наблюдаемых геометрической явлений и требует пересмотра.

Стройность и лаконичность получаемых алгоритмов стали определяющими факторами в пользу того, что функция нахождения центра кривой второго порядка в системе Симплекс [2, 3], разрабатываемой автором, была переопределена в соответствии с изложенными выше соображениями.

Список используемых источников

1. Четверухин Н. Ф. Проективная геометрия. 2-е изд. М.: Учпедгиз, 1961. С. 268.
2. Волошинов Д. В. О перспективах развития геометрии и ее инструментария // Геометрия и графика. 2014. Т. 2. № 1. С. 15–21.
3. Волошинов Д. В. Инструмент для геометрического эксперимента. Каким ему быть? [Электронный ресурс] / V Международная интернет-конференция КГПИ-2015. URL: <http://dgng.pstu.ru/conf2015/papers/47/>

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ГЛАВНЫХ КОМПОНЕНТ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ГРАФИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

А.Н. Губин, В.Л. Литвинов, Ф.В. Филиппов

Предложена простая процедура формирования оптимальных фильтров признаков на основе главных компонент. Использование оптимальных фильтров для решения задачи распознавания позволяет строить тривиальные нейронные сети (без обучения и скрытых слоев) в виде классификаторов признаков.

Ключевые слова: распознавание образов, факторный анализ, сверточные нейронные сети.

USE OF A PRINCIPAL COMPONENT ANALYSIS FOR THE RECOGNITION OF THE GRAPHIC OBJECTS

Gubin A., Litvinov V., Filippov F.

The simple procedure of the formation of the optimum filters of signs on the basis of principal component is proposed. The use of optimum filters for the solution of the problem of recognition makes it possible to build the trivial neuron networks (without the learning and the hidden layers) in the form of the classifiers of signs.

Keywords: pattern recognition, factor analysis, the convolutional neural network.

Технологии обработки информации при решении задач распознавания изображений в настоящее время широко используют аппарат сверточных нейронных сетей (СНС) [1, 2]. Очевидно, сходимость процесса распознавания изображений, реализуемого с помощью СНС может быть обоснована некоторым строго формальным образом. Авторы сочли возможным использовать для этих целей метод главных компонент.

Известно, что одной из задач факторного анализа является определение минимального числа факторов, обеспечивающих заданную точность в классификации векторов произвольного векторного пространства. Объекты на изображениях, подлежащие распознаванию, можно представить с помощью векторов значений исходных переменных, которые образуют пространство признаков $X = (x_1, x_2, \dots, x_k)$.

Под факторной моделью понимают представление исходных переменных в виде линейной комбинации факторов $F = (f_1, f_2, \dots, f_p)$ рассчитанных так, чтобы с минимальной погрешностью представить X :

$$x_i = \sum_{j=1}^p w_{ij} f_j + u_i .$$

Такое представление соответствует модели факторного анализа, в которой латентные переменные $f_j, j = 1, 2, \dots, p$, называются общими факторами, значения w_{ij} факторными нагрузками, а переменные $u_i, i = 1, 2, \dots, n$ – специфическими факторами. Если удастся закодировать объект с помощью n числовых признаков, то X можно представить, как подмножество n -мерного евклидова пространства R^n .

При этом, общая дисперсия компоненты x_i раскладывается на сумму квадратов факторных нагрузок W_i^2 , которая называется общностью, и дисперсию специфического фактора $D_{u_i}^2$, или специфичность:

$$D_{x_i}^2 = W_i^2 + D_{u_i}^2 ,$$

где $W_i^2 = \sum_{j=1}^p w_{ij}^2$.

Другими словами, общность W_i^2 представляет собой часть дисперсии переменных, объясненную факторами, а специфичность $D_{u_i}^2$ – часть дисперсии, обусловленную случайными ошибками или переменными, неучтенными в модели. В соответствии с постановкой задачи, необходимо искать такие факторы, при которых суммарная общность максимальна, а специфичность – минимальна. Поскольку, в нашем случае все признаки x_i могут быть стандартизованы, а факторы f_1, f_2, \dots, f_p независимы и не связаны со специфическими факторами u_i , то факторные нагрузки w_{ij} совпадают с коэффициентами корреляции между общими факторами и переменными x_i .

Основным объектом преобразований в факторном анализе является корреляционная матрица из коэффициентов корреляции, полученная путем обработки пространства признаков X . Выделение общих факторов и сжатие информации в ходе факторного анализа сводится к воспроизведению с той или иной степенью точности исходной корреляционной матрицы, т. е. предполагается, что редуцированная корреляционная матрица получена с использованием тех же объектов, но описанных меньшим числом переменных.

Факторизация исходных изображений в СНС осуществляется с помощью рецептивных полей, которые обрабатываются с помощью матрицы весовых коэффициентов, образующей своего рода фильтр. Значения элементов этого фильтра есть ни что иное, как факторные нагрузки w_{ij} и именно они играют решающую роль в эффективности процесса распознавания, определяя его качественные показатели. Ниже предлагается простая процедура, позволяющую вычислять главные компоненты и получать на их основе оптимальные фильтры. Использование оптимальных фильтров для решения задачи обнаружения

позволяет строить тривиальные нейронные сети (без обучения и скрытых слов) в виде классификаторов признаков.

Вместо векторов входов удобно рассматривать матрицу входных нейронов, значения которых соответствуют интенсивности пикселей, используемых как входы. Аналогично, получаемые в процессе свертки (фильтрации) карты признаков также удобно представлять в виде матриц. Таким образом, в качестве исходной матрицы M будем рассматривать двумерный массив, образованный векторами из пространства признаков $X = (x_1, x_2, \dots, x_k)$, где каждый вектор x_i состоит из $d = hv$ компонент (h – число строк, v – число столбцов матрицы M). Нашей задачей является вычисление главных компонент на множестве d компонент матрицы M .

Введем ограничение на представление объектов, подлежащих распознаванию. Будем рассматривать только черно-белые изображения объектов, без градации серого. В этом случае компоненты x_{ij} , $i = 1, 2, \dots, k$, $j = 1, 2, \dots, d$ каждого вектора x_i будут принимать значения только 0 или 1.

Рассчитаем усредненные суммарные факторные нагрузки для каждой компоненты $j = 1, 2, \dots, d$ путем суммирования всех x_{ij} по всем $i = 1, 2, \dots, k$ и усреднения по k :

$$W_j = \sum_{i=1}^k x_{ij} / k. \quad (1)$$

Очевидно, что в кандидаты на главные компоненты прежде всего следует отнести те факторы, которые позволяют осуществить дихотомическое разбиение объектов. Эти компоненты среди $j = 1, 2, \dots, d$ будут соответствовать тем j , для которых $W_{jopt} = 0,5$. Далее компоненты будут упорядочиваться в соответствии со значением дисперсии относительно W_{jopt} . Выберем среди упорядоченного таким образом множества n компонент ($n > \log_2 k$), которые обеспечивают различимость векторов из пространства признаков $X = (x_1, x_2, \dots, x_k)$. При успешном выборе – задача решена, найденные компоненты и есть искомые главные компоненты.

В случае, если n компонент недостаточно, добавляем еще одну и осуществляем предыдущую операцию выбора для $n + 1$ компоненты и так далее. Ясно, что предельным будет вырожденный случай, когда значение $n = k$.

В качестве простого примера приложения предложенного подхода рассмотрим процедуру построения оптимального фильтра для распознавания автомобильных номеров. Для формирования векторов признаков будем использовать матрицы размером 5×7 , которые получены из матриц размером 320×428 с помощью операции уплотнения [2]. На рисунке 1 показаны матрицы для всех изображений букв и цифр, которые используются в номерах автомобилей.

Усредненные суммарные факторные нагрузки W_j для каждой компоненты $j = 1, 2, \dots, 35$, полученные в соответствии с выражением (1) представлены в таблице 1. Жирным шрифтом отмечены факторы, выбранные в качестве главных компонент на основе описанной процедуры.

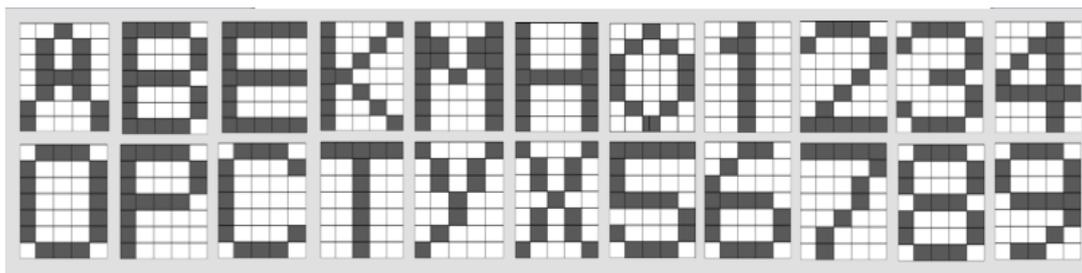


Рис. 1. Матрицы признаков распознаваемых символов

ТАБЛИЦА 1. Факторные нагрузки

0,50	0,55	0,73	0,64	0,36
0,59	0,32	0,14	0,32	0,50
0,59	0,23	0,14	0,23	0,45
0,55	0,45	0,68	0,59	0,27
0,55	0,14	0,32	0,14	0,45
0,55	0,23	0,09	0,18	0,41
0,45	0,50	0,59	0,41	0,32

Для построения фильтра на основе найденных главных компонент можно использовать три значения коэффициентов: 1 – для фактора черного, –1 – для фактора белого и 0 для компонент изображения не подлежащих анализу. При этом, в результате фильтрации значение n будут иметь те и только те элементы карты признаков, которые соответствуют распознаваемому образу. В нашем случае общая схема распознавания будет состоять из 22 (по числу распознаваемых образов) нейронов классификаторов (рис. 2). Входные изображения представлены векторами из $X = (x_1, x_2, \dots, x_{35})$, а фильтр – коэффициентами корреляции w_{ij} из множества значений $\{-1, 0, 1\}$.

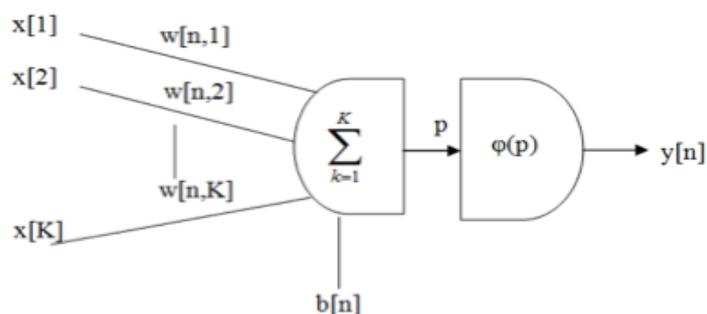


Рис. 2. Схема нейрона классификатора

В качестве примера в таблице 2 представлена матрица изображения буквы А (значения 1 и -1 вне скобок) и ее фильтр (значения -1 , 0 и 1 в скобках). Жирным шрифтом выделены элементы матрицы изображения, соответствующие главным компонентам.

ТАБЛИЦА 2. Матрица изображения буквы А и фильтр

$-1(-1)$	$-1(-1)$	$1(0)$	$-1(0)$	$-1(0)$
$-1(0)$	$1(0)$	$-1(0)$	$1(0)$	$-1(-1)$
$-1(0)$	$1(0)$	$-1(0)$	$1(0)$	$-1(0)$
$-1(-1)$	$1(1)$	$1(0)$	$1(0)$	$-1(0)$
$-1(-1)$	$1(0)$	$-1(0)$	$1(0)$	$-1(-1)$
$1(1)$	$-1(0)$	$-1(0)$	$-1(0)$	$1(0)$
$1(0)$	$-1(-1)$	$-1(0)$	$-1(0)$	$1(0)$

При вычислении взвешенной суммы для каждого нейрона классификатора активизируется только один, достигший максимального порога.

Список используемых источников

1. Krizhevsky A., Sutskever I., Hinton G. E. ImageNet classification with deep convolutional neural networks // Advances in Neural Information Processing Systems 25, 2012, pp. 1106–1114.
2. Convolutional Neural Networks for Visual Recognition, Stanford CS class CS231n. URL: <http://cs231n.github.io/convolutional-networks/>.

МЕТОДЫ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ РЕСУРСОВ В СЕТЯХ КОГНИТИВНОГО РАДИО

А.В. Гущин, В.Л. Литвинов

В статье кратко излагаются принципы работы многопользовательских когнитивных радиосетей. Обозначен круг задач, который предстоит решить при создании радиосистем по данной технологии. В качестве решения задачи распределения ресурсов предлагается использовать алгоритмы из теории устойчивых паросочетаний.

Ключевые слова: когнитивное радио, устойчивые паросочетания, распределение ресурсов, спектральный мониторинг, теория игр.

METHODS OF DISTRIBUTING THE RESOURCES IN THE NETWORKS OF THE COGNITIVE RADIO

Gushchin A., Litvinov V.

In the article the principles of the operation of multi-user cognitive radio networks briefly are presented. Is designated the circle of tasks, which is in prospect to solve with the creation of radio

systems on this technology. As the solution of the allocation problem of resources it is proposed to use algorithms from the theory of stable matching.

Keywords: cognitive radio, stable matching, the distribution of resources, spectral monitoring, the theory of games.

Одна из проблем, которая стоит перед разработчиками радиовещательного оборудования – это проблема перегруженности радиочастотного диапазона. Наибольшая дальность распространения, минимальный эффект Доплера, возможность передачи данных вне зоны прямой видимости – эти и другие требования определяют тот частотный диапазон, который используют технологии, разработанные и стандартизованные еще в шестидесятых годах двадцатого века. Таким образом, становится очевиден повышенный интерес к технологии когнитивного радио. Данная технология позволяет решить проблему перегруженности частотного диапазона за счет повторного использования уже занятых частот устаревшими и менее эффективными средствами беспроводной передачи данных [1].

Когнитивное радио – это радиосистема, которая использует технологии радиосвязи с программируемыми параметрами и другие технологии для автоматического настраивания режима работы для достижения желаемых целей. Такая радиосистема способна накапливать знания об условиях эксплуатации, а также динамической и самостоятельной адаптации своих эксплуатационных параметров к соответствующей среде и может запоминать результаты своих действий и используемые модели для той или иной окружающей среды.

В рамках идеи повторного использования частотного диапазона с применением когнитивного радио, определяют понятия первичного и вторичного пользователя. Первичный пользователь – это приемопередающая радиосистема, которая осуществляет обмен данными в присвоенном ей диапазоне частот. Вторичный пользователь – это приемопередающая радиосистема, которая осуществляет передачу данных в том же диапазоне частот, что и первичный пользователь. Передача данных вторичного пользователя должна осуществляться в «белых пятнах» частотного и временного диапазона таким образом, чтобы первичный пользователь ничего не знал о вторичном пользователе и не испытывал его отрицательного влияния. «Белое пятно» – это область частотного диапазона, в которой нет сигнала первичного пользователя. «Белые пятна» могут быть как постоянными, так и переменными во времени. В зависимости от взаимного расположения первичного и вторичного пользователей «белые пятна» могут существовать для одного вторичного пользователя и отсутствовать для другого.

Для систем когнитивного радио наиболее актуальна задача эффективного (справедливого) распределения частотно-временного ресурса между пользователями сети в зависимости от их потребностей и расположения.

Будем полагать, что используется когнитивная радиосистема с множественным доступом с централизованной архитектурой. Чтобы сформулировать данную задачу, необходимо представить список пользователей I , список каналов H и список предпочтений каждого пользователя относительно доступных

каналов $\succ = (\succ_i)$, где $i \in I$. Следовательно, задача эффективного распределения частотно-временного ресурса между пользователями может быть представлена в виде кортежа $\langle I, H, \succ \rangle$.

Необходимо определить критерии, по которым будет формироваться список предпочтений каждого пользователя канала связи. Самый разумный и распространенный критерий качества канала связи – отношение сигнал/шум (ОСШ). Для каждого пользователя ОСШ при передаче данных в одном и том же «белом пятне» может достаточно сильно отличаться. Это связано с переходной характеристикой канала связи от данного пользователя i ($i \in I$) к базовой станции, есть ли в этом канале замирания и т. д. Вторым критерием является размер «белого пятна» – ширина полосы, которую может использовать пользователь i за доступный ему промежуток времени. Данный критерий определяет наибольший объем информации, который i -й пользователь может передать в данном «белом пятне». Очевидно, что «белые пятна» с большей емкостью будут наиболее предпочтительны. Таким образом, может быть сформирован изначальный список предпочтений \succ_i для i -го пользователя.

Пусть имеет место начальное распределение ресурсов при последовательной инициализации пользователей в сети. Кортеж, описывающий задачу, принимает вид $\langle I, H, \succ, \eta \rangle$, где η – начальное распределение.

К распределению частотно-временных ресурсов в когнитивной радиосистеме между пользователями ($\mu(i)$) должны предъявляться следующие требования [2]:

1) Распределение должно быть индивидуально рационально, т. е. все пользователи должны после распределения получить не хуже чем имели ($\mu(i) \succeq_i h_i$ для всех $i \in I$).

2) Распределение должно быть Парето-эффективным, т. е. не должно существовать такого распределения $\nu(i)$, чтобы $\nu(i) \succeq_i \mu(i)$ для всех $i \in T$ и $(i) \succ_i \mu(i)$ для некоторого $i \in T$.

3) При распределении μ не должно существовать коалиции T – подмножества I и другого распределения ν , такое что:

а) $\nu(i) \in \{h_j\}_{j \in T}$ для всех $i \in T$;

б) $\nu(i) \succeq_i \mu(i)$ для всех $i \in T$;

в) $\nu(i) \succ_i \mu(i)$ хотя бы для одного $i \in T$.

Необходим алгоритм, который бы реализовал распределение ресурсов между пользователя согласно обозначенным выше требованиям. Такой алгоритм предложен в рамках теории игр, а точнее раздела данной дисциплины, который занимается устойчивыми паросочетаниями (*matching*) – это «Алгоритм Циклов Наилучших Продаж Гейла» (*Gale's Top Trading Cycles* (ТТС) [3, 4].

Алгоритм состоит из следующих шагов:

Шаг 1. Каждый из пользователей сообщает, какой канал он хотел бы занять согласно вершине списка своих предпочтений. Если образуется коалиция, в которой при обмене ресурсами между собой все члены данной коалиции получили бы канал, который соответствовал их наибольшему предпочтению,

то такой обмен следует произвести. Все члены данной коалиции получают свои каналы и не рассматриваются на следующем шаге.

Шаг n . Оставшиеся пользователи сообщают, какой они хотели бы занять канал из оставшихся. Образуется коалиция, в которой пользователи обмениваются между собой своими каналами. Данная коалиция получает свое назначение, и её члены не рассматриваются на следующем шаге. Шаг следует повторять пока остается хотя бы один пользователь без назначения.

На рисунке 1 показано распределение ресурсов согласно алгоритму ТТС для четырех пользователей.

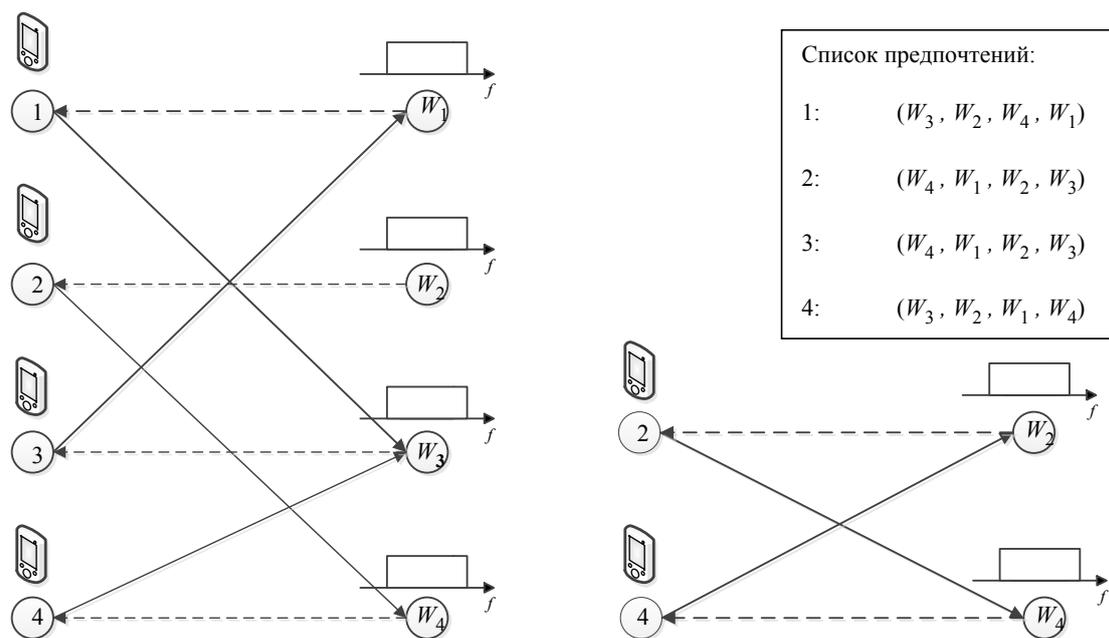


Рис. 1. Пример работы алгоритма Gale's Top Trading Cycles

Как видно из рисунка 1, на первом шаге пользователи 1 и 3 составляют коалицию, которой выгодно обменяться каналами между собой. Происходит назначение пользователям каналов согласно списку их предпочтений, после чего пользователи 1 и 3 больше не рассматриваются. На шаге 2 пользователь 2 хочет канал W_4 , а пользователь 4 – канал W_4 , но данный канал уже назначен и больше не рассматривается. Пользователь 4 рассматривает следующий канал в списке своих предпочтений. Это канал W_2 . Пользователи 2 и 4 обмениваются каналами, и алгоритм завершает работу.

В рамках данной работы в пакете Matlab была промоделирована когнитивная радиосеть со следующими характеристиками:

- централизованная сеть (базовая станция – пользователи);
- восходящий канал передачи данных (Up Link);
- модуляция SC-FDMA QPSK;
- количество каналов: 60;
- поднесущих на канал 28;
- общее количество поднесущих: 2048;

- несущая частота: 282 МГц;
- релейский канал связи.

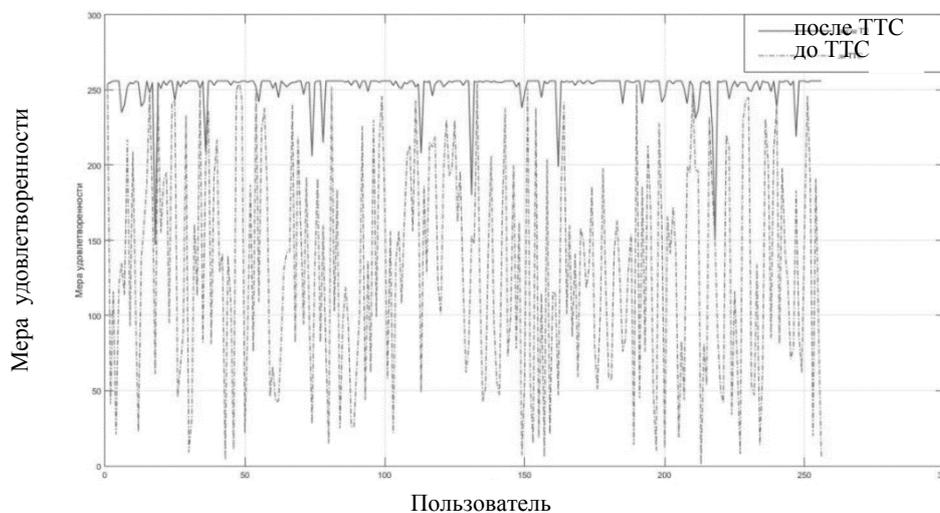


Рис. 2. Результаты моделирования в пакете Matlab

В результате симуляции в пакете Matlab было установлено, что в поставленной задаче требуются модификации алгоритма Gail's TTC (рис. 2). В том случае, если канал, который уже использует вторичный пользователь, будет занят первичным пользователем, он не сможет участвовать в распределении ресурсов. Если же попытаться применить алгоритм Gail's TTC к данной ситуации, то вторичный пользователь в процессе распределения может получить канал «не хуже» чем имел до распределения ресурсов, т. е. занятый канал, который он не сможет использовать. В результате дополнительного анализа было принято решение использовать модифицированный алгоритм, который называется Top Trading Cycles (TTC). Этот алгоритм учитывает ситуацию, в которой пользователь может вступать в распределение без ресурсов, но в такой ситуации не учитывается требование 3 к распределению частотно-временных ресурсов. В остальном данный алгоритм ведет себя так же как Gail's TTC.

Одним из важных достоинств данного алгоритма можно признать его простоту в реализации и небольшие требования к вычислительным мощностям.

Список используемых источников

1. Гушин А. В., Литвинов В. Л. Методы спектрального мониторинга для систем когнитивного радио // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. IV Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сб. научных статей. СПб.: СПбГУТ. 2015. С. 488–492.
2. Ma J. Strategy-Proofness and the Strict Core in a Market with Indivisibilities // International Journal of Game Theory. 1994. v. 23. PP. 75–83.
3. Gale D., Shapley L. College Admissions and the Stability of Marriage // American Mathematical Monthly. 1969. PP. 9–15.
4. Shapley L., Scarf H. On Cores and Indivisibility // Journal of Mathematical Economics. 1974. v. 1. PP. 23–28.

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ И ВОЗМОЖНОСТИ 5G СЕТЕЙ

В.А. Ефанов, Л.П. Козлова

Внедрение новой технологии 5G позволит решить задачу, над которой работают все операторы в мире, – повысить эффективность сетевой инфраструктуры. Новый стандарт даст скорости в 10 раз больше, чем у кабельного доступа и кардинально изменит ситуацию с тем, кто контролирует интернет. Значительно уменьшится энергопотребление в сетях, повысится скорость передачи данных, станет устойчива к поломкам.

Ключевые слова: стандарт 5G, мобильная связь, современные технологии, энергоэффективность, надежность, устойчивость к поломкам.

PROSPECTS OF DEVELOPMENT AND POSSIBILITIES OF 5G NETWORKS

Efanov V., Kozlova L.

The introduction of the new 5G technology will allow to solve the task, on which work s all operators in the world, is to increase the efficiency of network infrastructure. The new standard will provide speeds 10 times more than cable access and will radically change the situation with those who control the Internet. Significantly reduced power consumption in networks will increase the data transfer speed will be resistant to breakages.

Keywords: standard 5G, mobile communications, modern technology, efficiency, reliability, resistance to breakage.

Стремительное развитие технологий беспроводной связи в сочетании с разработкой стандартов на конвергентные сети являются предвестниками появления систем мобильной связи 5-го поколения.

Для того чтобы открыть путь для внедрения 5G, Международный союз электросвязи вынужден начать полную реструктуризацию участков частотного спектра, используемого для передачи данных, сохраняя при этом возможности для дальнейшего функционирования существующих технологий связи, включая 4G и 3G. В последнее время в частотном диапазоне наблюдается некоторый беспорядок. Развиваются новые технологии, и в поисках частот для их работы приходится втискиваться в промежутки, некогда служившие для разграничения различных диапазонов. Такое положение дел становится причиной проблем со скоростью и надёжностью соединений.

Единый международный стандарт на сети мобильной связи 5-го поколения должен обеспечить «бесшовную» совместимость с существующими сетями стандартов HSPA (*High Speed Packet Access*), LTE и Wi-Fi (*Wireless Fidelity*), а также с будущими беспроводными системами с широким набором новых мультимедийных сервисов. О существовании на рынке потребности в новых приложениях и сервисах говорят передача видео высокой четкости и сенсорный характер управления Интернетом. Другими примерами возможного применения мобильной связи стандарта 5G являются «умные города», транспорт без

водителя и перспективные системы охраны здоровья, проводящие обследование пациента непосредственно у него на дому [1].

Стандарт 5G интегрирует технологии, применимые в различных областях (рис.) [2]:

1) массивные MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) – метод пространственного кодирования сигнала, т. е. использование нескольких антенн на приемопередатчиках;

2) переход в сантиметровый и миллиметровый диапазоны (на данный момент сети LTE работают в частотных диапазонах ниже 3 ГГц);

3) мультитехнологичность, т. е. необходима поддержка как существующих стандартов, таких как UMTS, GSM, LTE, так и других;

4) D2D (*Device-to-device*) – технология, позволяющая устройствам, находящимся неподалеку друг от друга, обмениваться данными напрямую.

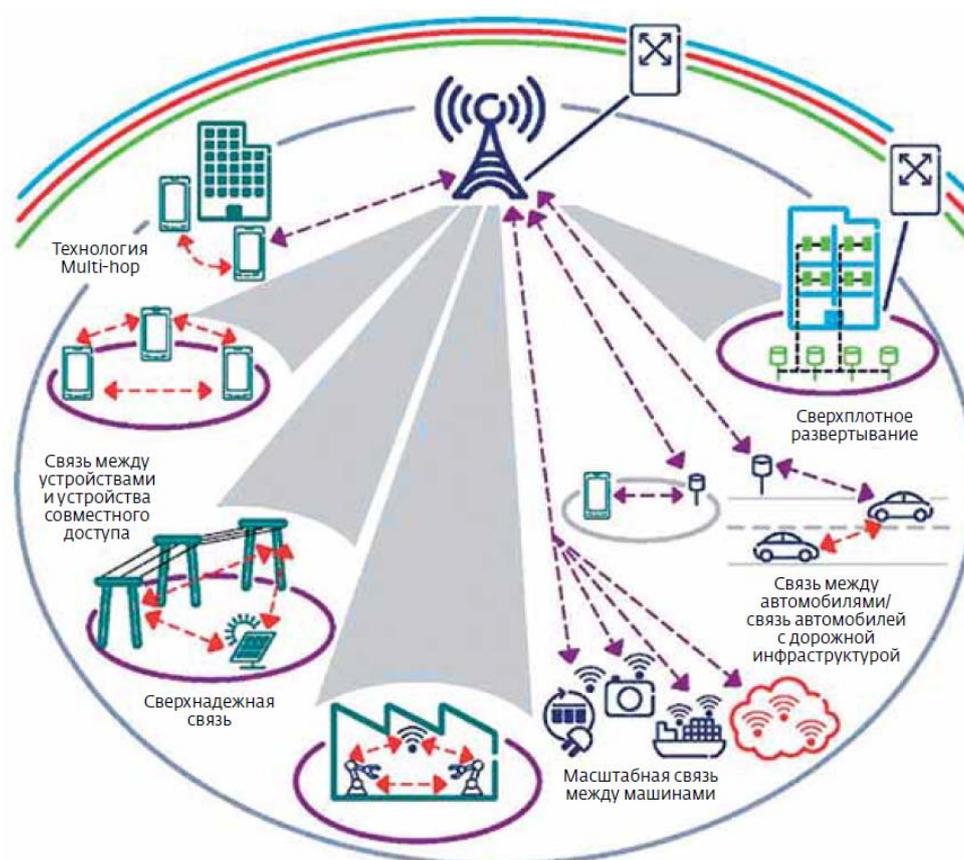


Рисунок. Стандарт 5G интегрирует технологии, применимые в различных областях

Мобильные технологии следующего поколения должны не только ускорить обмен информацией с телефонами и планшетами, но и найти множество других применений, к каждому из которых будут предъявляться собственные требования.

Увеличение скорости работы мобильных сетей потребует совершенствования антенн и радиооборудования. Операторам понадобится более широкий

спектр частот, регулируемых государством. Так в 2015 г. Федеральная комиссия США по связи начала открывать новые частотные диапазоны.

Так как к сетям 5G будет подключено множество устройств Интернета вещей (в 2015 г. начали появляться выделенные сети для Интернета вещей, функционирующих в узком частотном диапазоне), которые передают небольшие объемы данных и при этом должны размещаться в весьма ограниченном пространстве и долго работать от батарей, то увеличения скорости при построении сетей 5G недостаточно – появится потребность и в замедлении.

Таким образом, радиосети должны будут обеспечивать не только новые возможности, но и новые пути совместного использования, так как требования подписчиков широкополосных мобильных сетей и устройств Интернета вещей разные. Потребуется дополнительные расходы, и специальные способы управления прерывистым трафиком.

Стандарт следующего поколения подразумевает переход к полностью новой сетевой архитектуре, предполагающей уменьшение объемов информации в централизованных центрах обработки данных и распределение ее между оконечными узлами, в том числе и между устройствами, что позволит исключить задержку передачи информации (в сетях 4G задержка составляет не менее 10 миллисекунд).

Для успешного выполнения требований необходима разработка новых, более совершенных и эффективных решений беспроводного доступа. Усовершенствованные версии существующих технологий радиодоступа будут дополнены новыми, нацеленными на конкретные сценарии и способы применения.

При проектировании сетей 5G преследуются следующие цели.

Энергоэффективность. Значительное уменьшение энергопотребления в сетях планируется достичь за счет сокращения радиуса сот в плотных сетях, интеллектуальных возможностей «спящего» режима базовых станций, минимизации сигнального трафика при обнаружении сети и синхронизации.

Мероприятия, направленные на расширение существующих технологий, уже разрабатываются в рамках стандартов 3GPP. Однако стандарты LTE не смогут удовлетворить высочайшим требованиям некоторых приложений. Поэтому необходимо внедрять альтернативные технологии, например, для поддержки устройств с крайне высокими ограничениями по энергопотреблению. Такие технологии будут полностью интегрированы в сотовые технологии, что позволит обеспечить пользователей возможностью непрерывного доступа. К примеру, капиллярные сети, использующие альтернативные технологии, будут соединяться с остальным миром посредством сотовых сетей.

Надежность. В промышленной связи и социальных службах, например, при обеспечении безопасности движения, в работе электронного здравоохранения и в управлении умными городами, современные радиосети не всегда могут удовлетворить требования к надежности. В некоторых случаях, связанных с использованием средств связи для интеллектуальных энергосистем или безопасности движения, требования ко времени задержки, например, могут быть выше, чем могут предложить современные системы, т. е. не более нескольких милли-

секунд при сквозной передаче данных. Надежность в значительной степени зависит от архитектуры и конфигурации сети, а также достаточного количества ресурсов для обработки пиковых нагрузок. В отношении инфраструктурного оборудования нового поколения, необходимо будет дифференцировать различные виды трафика на уровне сети и в первую очередь обрабатывать критически важные. Значительная сложность заключается в сочетании пересмотреть взаимодействие элементов сегодняшних систем мобильного широкополосного доступа, которые в основном нацелены на пропускную способность, покрытие и скорость передачи данных. В целях оптимизации сетей и обеспечения малых значений времени задержки следует изменить соотношение между конструкцией управляющего канала, кодированием, адаптивной модуляцией и управлением радио-ресурсами. Там, где необходимо крайне малое время задержки, например, одна миллисекунда или ниже, нужно будет внедрить новую технологию, позволяющую обеспечить более короткие временные интервалы передачи данных.

Скорость передачи данных. Профессор Тафацолли уверен в том, что не за горами тот день, когда мы сможем передавать данные в беспроводных сетях с ошеломляющей скоростью – 800 Гбит/с, что в 100 раз быстрее показателей, достигнутых на сегодняшний день в процессе тестирования 5G. Когда в 2013 году компания Samsung сообщила о начале тестирования 5G сети со скоростью передачи данных 1 Гбит/с, журналисты с восторгом писали о том, что теперь HD-фильм можно будет скачивать за секунду. А скорость в 800 Гбит/с значит, что мы сможем за одну секунду скачивать целых 800 HD-фильмов. Предполагается, что к 2020 году во всём мире к интернету будет подключено от пятидесяти до ста миллионов различных устройств. Таким образом, для удовлетворения спроса, будут запущены соединения, использующие различные диапазоны частот. Повышение пропускной способности сети подобно расширению автомобильного туннеля. При добавлении новых полос для движения через туннель сможет пройти большее количество машин. Да и порядок движения можно разработать более эффективным: одни полосы – для транспорта дальнего следования, другие – для местного трафика.

Выделение необходимых частотных диапазонов. Устройства сами смогут динамически переключаться между тремя выделенными для них диапазонами частот, дабы не стоять в очереди, скопившейся в полосе перегруженных частот.

Устойчивость к помехам. По своей надёжности такая сеть должна быть равна существующим сегодня оптико-волоконным соединениям. Усовершенствования в конструкции антенны, ставшие доступными благодаря использованию новых технологий, должны положить конец внезапным обрывам связи и потерям данных.

Это невероятно важно с точки зрения безопасности. Ведь ряд компаний, включая китайскую Huawei, уже обсуждают возможность использования сети 5G для связи автомобилей, двигающихся без водителя, между собой и с объектами инфраструктуры, мимо которых они проезжают. Такие технологии, как «умный транспорт» и дистанционная хирургия, позволяющая человеку дистан-

ционно управлять роботом, проводящим сложные операции, также нуждаются в низких показателях задержки. Под «задержкой» понимается временной промежуток между действием и откликом на него. В компании Ericsson предостерегают, что показатели задержки в сети 5G будут равны примерно одной миллисекунде – время, которое даже не ощущается человеком. То есть, улучшение в 50 раз в сравнении с 4G!

И это улучшение может быть критичным, в частности, для врача, который управляет оборудованием, проводящим операцию на пациенте, находящемся в другом помещении. Таким образом, с появлением 5G станет возможным неограниченный доступ к информации.

Список используемых источников

1. Из зарубежных источников. Недалекое будущее сетей 5G // Век качества: журнал для руководителей, менеджеров и специалистов. 2015. № 2. С. 22–25.
2. Оссейран А. Технологии мобильной связи 5G: анализ и перспективы // Первая миля. 2013. № 5. С. 16–21.

АНАЛИЗ СЦЕНАРИЕВ МИГРАЦИИ К СЕТЯМ NGN/IMS С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ГРАФОДИНАМИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Н.А. Куликов

Операторы связи, абоненты, поставщики услуг, производители оборудования – все участники телекоммуникационного рынка находятся под влиянием собственных интересов, оказывая влияние друг на друга. Подобное влияние приводит к последовательной смене технологических поколений оборудования: от аналоговой телефонии до концепции post-IMS. Анализ процессов, основанный на создании сценарных графодинамических моделей, позволяет выработать последовательность шагов по достижению стратегических целей.

Ключевые слова: IMS, NGN, сценарный анализ, графодинамическое моделирование.

ANALYSIS OF SCENARIOS OF MIGRATION TO NGN/IMS NETWORKS USING DYNAMICAL GRAPH MODELING

Kulikov N.

Telecom operators, subscribers, service providers, vendors - all telecommunications market members are influenced by their own interests, influencing each other. Such influence leads to sequential technology generations changes from analog telephony to post-IMS concept. Analysis of the processes based on the creation of dynamical graph scenario models to develop a series of steps to achieve strategic goals.

Keywords: IMS, NGN, scenario analysis, dynamical graph modeling.

В России и на постсоветском пространстве идет строительство сетей следующего поколения. Этот процесс отличается от пошаговой эволюции техно-

логий, которую можно было наблюдать на сетях стран западной Европы и Америки. Основное отличие заключается в том, что на сетях стран СНГ до сих пор существуют оборудование различных поколений: аналоговые АТС (преимущественно координатного типа), цифровые АТС, программные коммутаторы и сегменты NGN.

Консорциум 3GPP (*third-generation partnership project*) стандартизировал концепцию IMS, для реализации возможности сетей на основе IP-протокола предоставлять широкий и единый набор сервисов в сетях следующего поколения. Вместе с тем, инженерный совет IETF (*Internet Engineering Task Force*) стандартизировал протокол инициализации сессий SIP (*Session Initiation Protocol*) [1] для сети Интернет, а 3GPP стандартизировал SIP для процедур IMS: установления, управления и модификации сессий.

Характерной особенностью IMS является ее универсальность. Последовательно выпуская наборы рекомендаций, получивших в англоязычной литературе наименование релизы (*Release*), консорциум 3GPP определил архитектуру построения подсистемы IP Multimedia для ядра мобильных сетей поколения 2,5G (GSM/GPRS), 3G (UMTS/GPRS) – Release 5. Затем были добавлены архитектуры для технологий доступа WLAN/Wi-Fi (*Release 6*) и xDSL (*Release 7*). Таким образом, была сформирована полноценная архитектура, обеспечивающая конвергенцию сетей.

Вопрос модернизации сетей с целью перехода к архитектуре IMS, не является тривиальной задачей. В данном аспекте саму сеть связи и оператора, управляющего ей, стоит рассматривать как сложную модель, на которую влияет множество факторов. При таких условиях, рекомендуется рассмотреть телефонную сеть как агента графодинамической модели целеполагания [2], а целеполагание выполнить на основе «древовидных» ациклических сетей Петри [3].

Сценарное планирование

Международным союзом электросвязи ITU были разработаны рекомендации по осуществлению миграции к NGN. Рекомендация Y.2261 [4] предлагается три возможных сценария модернизации сети, построенной с использованием ядра:

- 1) начиная с местных и оконечных станций;
- 2) начиная с транзитных узлов;
- 3) модернизация в один шаг.

В силу особенностей реальных сетей, на которых сохранились станции различных поколений, международные рекомендации на практике применимы с трудом. Прибегнем к сценарному планированию, которое состоит из следующих частей:

- формулировка состава целей;
- задание порядка действий;
- выбор ключевых показателей;
- установка связи между целями, действиями, показателями.

Цели и действия оператора связи

Для «классической» сети связи, в которой смена технологий оборудования происходила последовательно, набор целей и действий для их достижения может быть выражен графом, представленным на рисунке 1а. Данный граф отражает последовательную смену типов оборудования, начиная от замены аналоговых АТС, оканчивая переходом к архитектуре IMS.

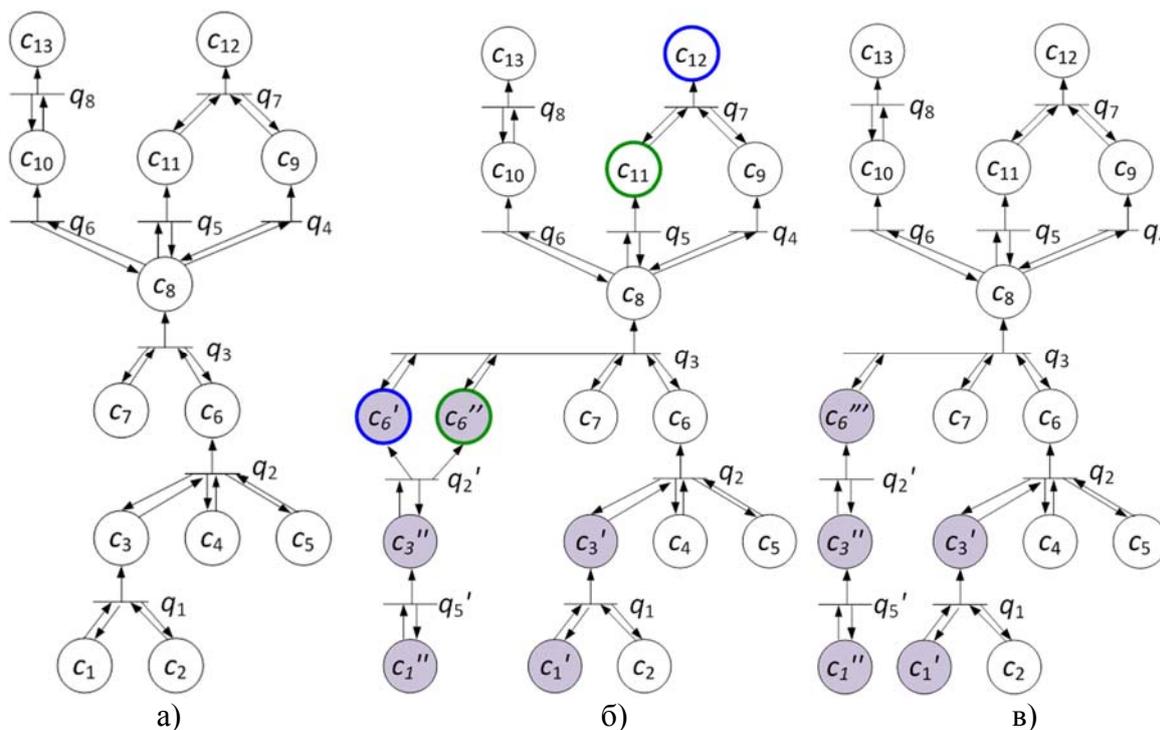


Рис. 1. Цели и действия для последовательной модернизации сети

Узлы графов, представленных на рисунке 1, имеют следующие значения. Цели и действия оператора связи:

- c_{13} уменьшение расходов
- c_{12} увеличение доходов
- c_{11} сохранение лояльности абонентов
- c_{10} демонтаж транзитных станций, освобождение помещений
- c_9 предоставление новых услуг
- c_8 переход к архитектуре IMS
- c_7 переключение IN-услуг в IMS
- c_6 последовательная замена цифровых АТС на MSAN
- c_6' последовательная замена аналоговых АТС на MSAN
- c_6'' последовательное переключение аналоговых абонентов на PON
- c_6''' последовательная модернизация аналоговых АТС комплексом МПН
- c_5 создание пакетной сети ПД
- c_4 создание IMS-ядра
- c_3 полная «цифровизация» сети

- c_2 внедрение IN-платформ
- c_1 последовательная замена аналоговых АТС на цифровые
- c_1' выборочная замена аналоговых АТС на цифровые
- c_1'' выделение «малодоходных» АТС

На рисунке 1б приведен альтернативный сценарий развития сети, который широко использовался операторами связи на постсоветском пространстве. Его особенностью является разделение модернизируемых АТС на две группы: с высокой и низкой доходностью. «Высокодоходные» станции, как правило, расположенные в центральных районах городов, с высокой концентрацией коммерческих фирм, заменялись на цифровые АТС. Станции, расположенные в квартирном секторе, сохранялись без изменений, что впоследствии вызвало конфликт целей, обозначенный на графе.

Конфликт 1: цель c_6' конфликтует с целью c_{12} , поскольку полна замена АТС на MSAN – задача, требующая существенных финансовых вложений, возврат которых не гарантирован.

Конфликт 2: альтернативой внедрению MSAN является переход на технологию PON, что соответствует цели c_6'' , однако она конфликтует с целью c_{11} – сохранением лояльности абонентов, т. к. при переключении требуется изменения телефонного номера.

Показатели функционирования

Для телефонной сети может быть введен набор показателей, отражающих качество ее функционирования. Взаимовлияние показателей может быть показано «взвешенным» ориентированным графом, предложенным Ф. Робертсом [5], вершины которого соответствуют показателям, дуги (стрелки) соответствуют влияниям показателя – предшественника на показатель – последователь.

Динамика показателей определяется линейной моделью:

$$p_i(\tau+1) = p_i(\tau) + \sum_{k \in I_i} \omega_{ki} (p_k(\tau) - p_k(\tau-1)), \quad (1)$$

где p_i – последователь; p_k – предшественник; ω_{ki} – вес дуги $p_k p_i$; $\tau = 0, 1, \dots, N$ – дискретное время; I_i – множество номеров показателей, воздействующих на p_i ; $i, k = 1, 2, \dots, n$.

Модель, приведенная на рисунке 2, отражает следующие особенности функционирования графодинамической модели. Увеличение базы абонентов и дохода от ДВО приводит к увеличению доходов, коэффициенты влияния данных показателей, соответственно $\omega_{30} > 0$ и $\omega_{40} > 0$. Предполагается, что рост дохода от ДВО приводит к приросту базы абонентов, либо замедлению оттока абонентов, с коэффициентом $\omega_{43} > 0$. Капитальные затраты, направленные на строительство и модернизацию сети приводят к росту расходов оператора, $\omega_{10} < 0$. Вместе с тем, они направлены на расширение набора предоставляемых услуг $\omega_{14} > 0$ и на снижение операционных затрат $\omega_{12} < 0$. Сами операционные

затраты имеют тенденцию к постепенному возрастанию и влекут за собой снижение капитализации $\omega_{20} < 0$.



Рис. 2. Показатели функционирования модернизируемой сети

Корректировка графа целей

Путем имитационного моделирования, может быть произведена оценка поведения системы при различных внешних действиях (или их отсутствии), отраженных на рисунке 1. Может быть показано, что чрезмерное задержка модернизации устаревающего оборудования приводит к увеличению расходов, а так же затрудняет дальнейшую окупаемость нового оборудования. С использованием формулы (1), может быть произведена взвешенная оценка функционирования сети связи, при реализации сценария, приведенного на рисунке 1б и представляющего наибольший интерес.

Вместе с тем, конфликты, которые наблюдаются на рисунке 1б, могут быть разрешены путем использования альтернативных методов модернизации сети [6]. На рисунке 1 (в) представлен сценарий модернизации сети с использованием комплекса Медиатор Плана Нумерации (МПН). Данный подход позволяет существенно удешевить [7] переключение абонентов, подключенным к аналоговым АТС, в сеть IMS, тем самым устраняя Конфликт 1. После модернизации АТС с использованием комплекса МПН и перевода абонентов в сеть IMS, набор услуг, предоставляемых абонентам, эквивалентен использованию MSAN [8]. Но при необходимости, абонент может расширить набор услуг, переключившись на технологию PON. В этом случае реализуется стандартная услуга IMS – переносимость номера, таким образом устраняется Конфликт 2.

Заключение

В данной работе был предложен метод сценарного планирования процесса модернизации, который позволяет структурировать управление сложными системами. На основе графодинамической модели может быть выполнено имитационное моделирование, позволяющее оценить поведение системы при различных управляющих действиях. Было показано, как системное планирование позволяет выявить «конфликты целей». Модифицированная модель целей и действий позволяет математически обосновать альтернативные подходы к модернизации сетей.

Список используемых источников

1. Rosenberg J. et al. SIP: Session Initiation Protocol / Tech. Rep. RFC 3261, IETF, June 2002.
2. Юдицкий С. А. Моделирование динамики многоагентных триадных сетей. М.: СИНТЕГ, 2012. 112 с.
3. Котов В. Е. Сети Петри. М.: Наука, 1984. 160 с.
4. ITU-T Recommendation Y.2261, 2006. PSTN/ISDN evolution to NGN.
5. Робертс Ф. С. Дискретные математические модели с приложениями к социальным, биологическим и экологическим задачам. М.: Наука, 1986.
6. Kulikov N. Original models of NGN/IMS networks surrounded by circuit switched systems // T-Comm – Telecommunications and Transport. 2014. № 4.
7. Решение «Протея» поможет МГТС в 10 раз снизить затраты на цифровизацию [Электронный ресурс] / РИА Новости. 29.04.2011. URL: <http://ria.ru/economy/20110429/369341025.html> (дата обращения 13.04.2016).
8. Гойхман В. Ю., Ковалева Е. И., Куликов Н. А., Сибирякова Н. Г. Медиаторы плана нумерации: учебное пособие. СПб.: СПбГУТ, 2012.

РАСШИРЕНИЕ МОДЕЛЬНОГО ПРОСТРАНСТВА АГЕНТНЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

А.А. Лебедева, Л.К. Птицына, С.В. Хроменков

Рассмотрены основания для выбора объектно-ориентированного подхода к проектированию информационных агентов. Представлен опорный базис для развития методологического обеспечения многоагентных систем. Описаны принципы построения модели функционирования агента из состава многоагентной системы. Построена расширенная объектно-ориентированная модель функционирования агента из состава многоагентной системы. Раскрыты характеристики модели.

Ключевые слова: информационный агент, агентные технологии, объектно-ориентированное моделирование, активная инфокоммуникационная среда, характеристики модели.

EXTENSION OF THE MODEL SPACE AGENT TECHNOLOGIES

Lebedeva A., Ptitsyna L., Khromenkov S.

We consider the reasons for the choice of an object-oriented approach to the design of information agents. Presented by the reference basis for the development of methodological support of multi-agent systems. The principles of constructing a model of the functioning of an agent. Built enhanced object-oriented operating model agent. Reveals the characteristics of the model.

Key words: information agent, agent technologies, object-oriented modeling, active infocommunication environment, model characteristics.

Среди известных формальных подходов к сопровождению жизненного цикла агентных технологий, широко используемых в активных инфокоммуникационных инфраструктурах, выделяется объектно-ориентированный подход, позволяющий, с одной стороны, совмещать обоснование рационального выбора

архитектурных и технологических решений и их программную реализацию, а, с другой стороны, развивать его методологические аспекты за счёт разработки новых формализаций, отражающих инновационные профили представления инновационных решений. В связи с этим объектно-ориентированный подход выбирается в качестве основы для формирования и развития методологического обеспечения многоагентных систем. Из достаточно представительного множества методологического обеспечения агентных технологий формируется опорный базис для развития методологического обеспечения многоагентных систем, в который включаются следующие составляющие:

- методология формирования модельно-аналитического интеллекта агентов, обеспечивающего определение и соблюдение гарантий качества их функционирования при расширенном базисе описаний механизмов синхронизации выполняемых ими действий, представленная в [1];

- концептуальная основа развития указанной методологии при объектно-ориентированном анализе достижимости целей программными интеллектуальными агентами, раскрытая в [2];

- концептуальная основа для формирования модельно-аналитического интеллекта информационных агентов с динамической синхронизацией их действий, предложенная в [3].

Предлагаемый путь развития касается только процесса построения расширенной объектно-ориентированной модели функционирования агента из состава многоагентной системы. При этом снимается недостаток, присущий моделированию в классе конечных автоматов и связанный с одинаковой длительностью пребывания агентов в возможных состояниях.

В соответствии с преимуществами объектно-ориентированного моделирования предлагаемое построение модели функционирования агента из состава многоагентной системы осуществляется применительно к классу диаграмм деятельности. При построении модели принимается система предположений:

- при функционировании агента из состава многоагентной системы выполняются действия по определению состояния среды, действия по формированию информации, действия по формированию знаний, действия по моделированию среды, действия по планированию деятельности агента, действия по установлению и поддержке коммуникации с информационным ресурсом, действия по установлению и поддержке коммуникации с другим агентом и собственно функциональное действие, ради которого моделируемый агент и включается в многоагентную систему;

- взаимодействие моделируемого агента с информационным ресурсом организуется с использованием протокола типа точка-точка (P2P);

- взаимодействие моделируемого агента с другим агентом организуется с использованием протокола типа точка-точка (P2P);

- действия по установлению и поддержке коммуникации с информационным ресурсом выполняются параллельно с действиями по установлению и поддержке коммуникации с другим агентом;

– действия по взаимодействию с информационным ресурсом и другим агентом планируются в процессе функционирования моделируемого агента;

– среди действий по установлению и поддержке коммуникации с информационным ресурсом выделяются три вида действий: первый вид действий предназначается для установления связи агента с информационным ресурсом; второй вид – для передачи данных, информации или знаний, размещённых или формируемых в ресурсе; третий вид – для разрыва связи моделируемого агента с ресурсом;

– среди действий по установлению и поддержке коммуникации с другим агентом выделяются три вида действий: первый вид действий предназначается для установления связи с другим агентом; второй вид – для передачи данных, информации или знаний, формируемых в другом агенте; третий вид – для разрыва связи моделируемого агента с другим агентом;

– обмен данными, информацией и знаниями с информационным ресурсом проводится в целях уточнения информации, знаний, модели среды, плана деятельности моделируемого агента;

– обмен данными, информацией и знаниями с другим агентом многоагентной системы проводится в целях уточнения информации, знаний, модели среды, плана деятельности моделируемого агента;

– уточнение информации, знаний, модели среды, плана деятельности моделируемого агента выполняется на альтернативной основе, имеющей стохастический характер;

– отражаемые в модели действия имеют стохастическую природу.

При построении модели проводится расширение традиционных приёмов объектно-ориентированного моделирования в части отражения стохастических альтернатив в базовых функциях и статистических свойств выполняемых агентом действий. В модели учитывается концептуальная канва типовой функциональной спецификации интеллектуального агента из состава многоагентной системы. На рисунке приводится построенная расширенная объектно-ориентированная модель функционирования агента из состава многоагентной системы. Математические объекты модели представляют следующие характеристики:

– $u_{\text{occ}}(k_{\text{occ}})$, $k_{\text{occ}} = 1, 2, \dots, K_{\text{occ}}$ – плотность распределения вероятностей k_{occ} дискретного времени выполнения действия по определению состояния среды;

– $u_{\text{фи}}(k_{\text{фи}})$, $k_{\text{фи}} = 1, 2, \dots, K_{\text{фи}}$ – плотность распределения вероятностей $k_{\text{фи}}$ дискретного времени выполнения действия по формированию информации;

– $u_{\text{фз}}(k_{\text{фз}})$, $k_{\text{фз}} = 1, 2, \dots, K_{\text{фз}}$ – плотность распределения вероятностей $k_{\text{фз}}$ дискретного времени выполнения действия по формированию информации;

– $u_{\text{мс}}(k_{\text{мс}})$, $k_{\text{мс}} = 1, 2, \dots, K_{\text{мс}}$ – плотность распределения вероятностей $k_{\text{мс}}$ дискретного времени выполнения действия по моделированию среды;

– $u_{п1}(k_{п1})$, $k_{п1} = 1, 2, \dots, K_{п1}$ – плотность распределения вероятностей $k_{п1}$ дискретного времени выполнения действия по предварительному планированию;

– $u_{ка1}(k_{ка1})$, $k_{ка1} = 1, 2, \dots, K_{ка1}$ – плотность распределения вероятностей $k_{ка1}$ дискретного времени выполнения действия по установлению связи с другим агентом;

– $u_{ва}(k_{ва})$, $k_{ва} = 1, 2, \dots, K_{ва}$ – плотность распределения вероятностей $k_{ва}$ дискретного времени выполнения действия по передаче данных, информации или знаний от другого агента;

– $u_{ка2}(k_{ка2})$, $k_{ка2} = 1, 2, \dots, K_{ка2}$ – плотность распределения вероятностей $k_{ка2}$ дискретного времени выполнения действия по разрыву связи с другим агентом;

– $u_{кр1}(k_{кр1})$, $k_{кр1} = 1, 2, \dots, K_{кр1}$ – плотность распределения вероятностей $k_{кр1}$ дискретного времени выполнения действия по установлению связи с информационным ресурсом;

– $u_{вр}(k_{вр})$, $k_{вр} = 1, 2, \dots, K_{вр}$ – плотность распределения вероятностей $k_{вр}$ дискретного времени выполнения действия по передаче данных, информации или знаний от информационного ресурса;

– $u_{кр2}(k_{кр2})$, $k_{кр2} = 1, 2, \dots, K_{кр2}$ – плотность распределения вероятностей $k_{кр2}$ дискретного времени выполнения действия по разрыву связи с информационным ресурсом;

– $u_{пр}(k_{пр})$, $k_{пр} = 1, 2, \dots, K_{пр}$ – плотность распределения вероятностей $k_{пр}$ дискретного времени принятия решения по уточнению информации или знания или модели среды;

– $u_{п2}(k_{п2})$, $k_{п2} = 1, 2, \dots, K_{п2}$ – плотность распределения вероятностей $k_{п2}$ дискретного времени выполнения действия по уточнённому планированию;

– $u_{фд}(k_{фд})$, $k_{фд} = 1, 2, \dots, K_{фд}$ – плотность распределения вероятностей $k_{фд}$ дискретного времени выполнения функционального действия моделируемого агента;

– q_1 – вероятность уточнения информации после взаимодействия с информационным ресурсом и другим агентом;

– q_2 – вероятность уточнения знания после взаимодействия с информационным ресурсом и другим агентом;

– q_3 – вероятность уточнения модели среды после взаимодействия с информационным ресурсом и другим агентом;

– q_4 – вероятность уточнения плана после взаимодействия с информационным ресурсом и другим агентом.

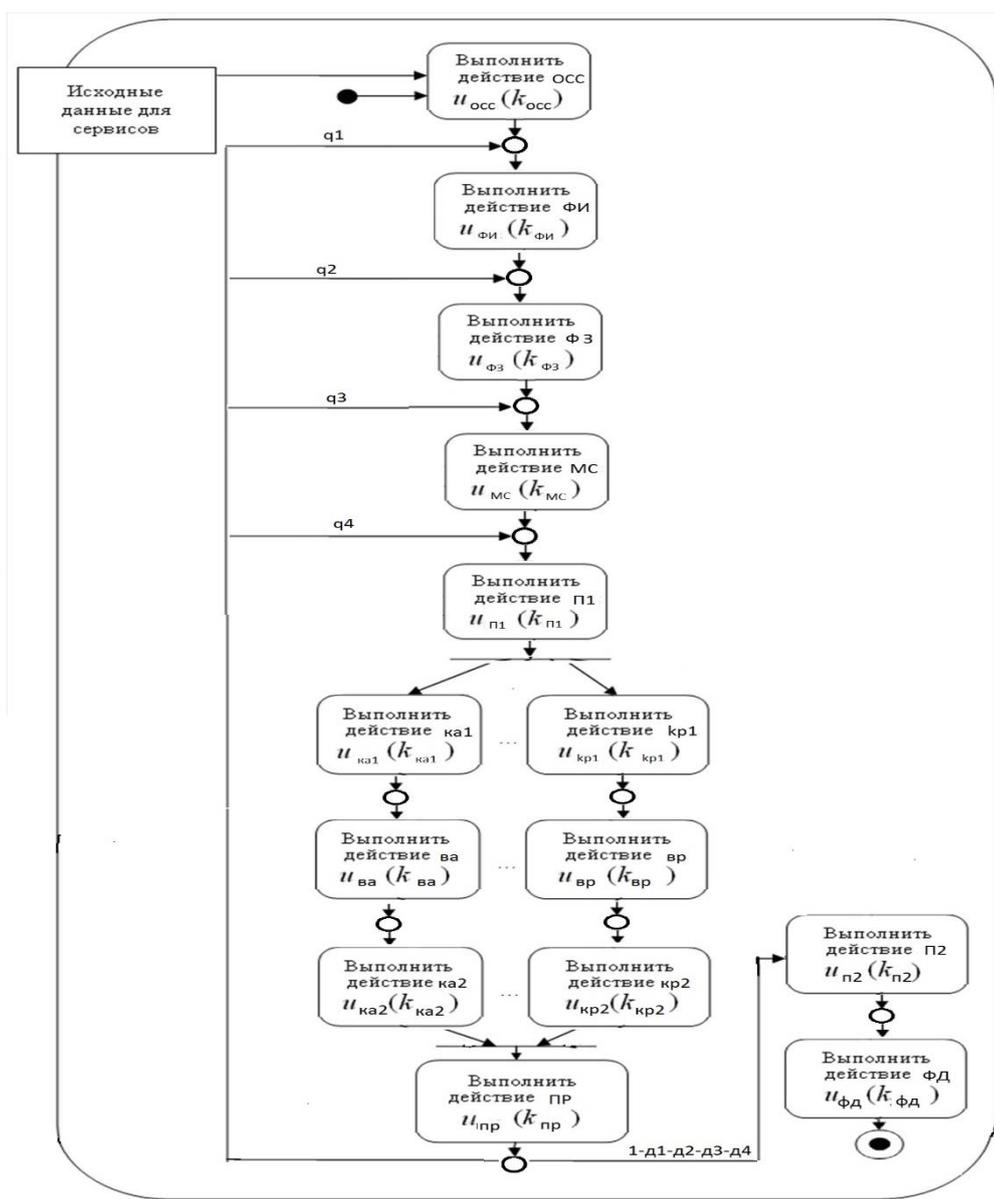


Рисунок. Расширенная объектно-ориентированная модель агента

Построенная объектно-ориентированная модель функционирования агента из состава многоагентной системы, расширяющая модельное пространство агентных технологий, является опорной базой для генерации её модельно-аналитического интеллекта, обеспечивающего гарантированное качество функционирования артефакта.

Список используемых источников

1. Птицын А. В., Птицына Л. К. Аналитическое моделирование комплексных систем защиты информации. Гамбург. Saarbrucken: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2012. 293 с. ISBN 978-3-659-23299-2.

2. Птицына Л. К., Птицын А. В. Объектно-ориентированный анализ достижимости целей программными интеллектуальными агентами // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. II Международная научно-техническая и научно-

методическая конференция: сб. научных статей. СПб.: СПбГУТ, 2013. С. 636–640. URL: http://www.sut.ru/doci/nauka/sbornic_confsut_2013_no_cory.pdf

3. Птицына Л. К., Лебедева А. А. Разработка системно-аналитического ядра информационных интеллектуальных агентов с динамической синхронизацией их действий // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. III Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сб. научных статей. СПб.: СПбГУТ, 2014. С. 505–509. URL: <http://www.sut.ru/doci/nauka/iiiapino2014.pdf>

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ И ПОЛЯ ПОНЯТИЙ

Л.М. Макаров

Рассмотрены вопросы структурной организации баз знаний, на основе технической интеллектуальной системы, с учетом тезауруса понятийного поля абонента телекоммуникационной сети.

Ключевые слова: база знаний, математическое моделирование лингвистических процессов.

INTELLIGENT SYSTEMS AND CONCEPT OF THE FIELD

Makarov L.

Considered questions of structural organization of knowledge bases, based on the motion of the intellectual system, subject thesaurus conceptual field of the subscriber of the telecommunications network.

Keywords: knowledge base, mathematical modeling of linguistic processes.

В зарубежной терминологии компьютерные науки, характеризует совокупность теоретических и практических знаний, которые используют в своей работе специалисты в области вычислительной техники, программирования, информационных систем и технологий. Развитие представлений об области интересов специалистов, использующих компьютер как инструмент, постепенно сместилось в область интеллектуальных систем. Наметившиеся в прошлом тенденции изменения генеральной линии разработок породили большое количество программных продуктов, способных заменить ручной труд разработчиков и специалистов, эксплуатирующих сложные технические системы. На этом пути в первую очередь следует указать на программные комплексы по конструированию электронных модулей реальных функциональных блоков. Участие человека в таких разработках фактически ограничивалось внедрением известных и доступных модулей, имеющихся библиотеке программного пакета. Наличие интерактивного режима способствовало развитию навыков конструирования новых инженерных проектов.

Системы автоматизации проектных работ (САПР) разнообразны и охватывают различные области деятельности человека, где возникает необходимость создания пакета конструкторской или технологической документации. Оперир-

руя известными представлениями о процессе конструирования, воспроизводятся наборы документации. Рассматривая понятие набора конструкторской документации как базовое, постулируется наличие специфических знаний, которыми должен обладать специалист. В таком понимании реализация САПР всегда рассматривается как коллективный труд специалистов, обладающих определенными знаниями из смежных областей практической деятельности.

Подготовка специалистов для профессиональной деятельности в определенной сфере, осуществляется с использованием специализированного тезауруса, который постоянно модифицируется. Это естественный процесс совершенствования понятий об окружающем мире. Современный социум и учебные центры синхронно обновляют тезаурусы по избранным направлениям подготовки специалистов. Значительные усилия, предпринимаемые по модификации тезауруса направлены на создание навыков осуществлять построение лаконичных запросов к информационной системе и умения создавать развернутые схемы интерпретации понятий [1].

Подобные воззрения характерны для технических систем, относимых к категории интеллектуальных. В самом общем представлении интеллектуальная система (ИС) содержит блок настройки на прием сообщения (запроса). В блоке происходит преобразование запроса и выделение семантического ядра, в определенной степени связанного с набором явлений, процессов или вообще проявлений внешнего мира. Целевая функция «реакции системы» формируется на основе исполнительной модели запроса, которая использует библиотечные информационные и управляющие блоки. В современных разработках информационных интеллектуальных систем большое внимание уделяется реализации процедур автоматического поиска решения задачи, способность по заданному набору фактов (данных) конструировать выводы (суждения). Такой процесс должен предусматривать реализацию как минимум двух подходов: индуктивный и дедуктивный. Возможно, дополнительное расширение решающего блока способного осуществлять поиск решения по аналогии. Наряду с очевидными явно необходимыми процедурами для практики такие системы должны обладать способностью аргументировано устанавливать приоритеты выбранных решений проблемы. Такие системы должны обладать в известной степени рефлексией – способностью формировать оценки собственных действий.

Типовые разработки интеллектуальных систем соотносят с множеством разработок поисковых систем. В этом есть свои закономерности.

Полагая, что постоянно совершенствую методы и математические средства создания поисковых систем, работающих по обслуживанию многочисленных информационных ресурсов Интернета, будет установлено некоторое универсальное правило организации диалога человека и компьютера. В поиске такой процедуры очевиден первый уровень – инициализация запроса к технической системе. Далее запускается процедура поиска адекватной реплики (ответа).

Инициализация процесса поиска нового решения проблемы начинается с этапа поиска [2]. Исходным пунктом процесса поиска информации является информационная потребность, которая возникает у пользователя как следствие

недостатка имеющейся информации для решения новой проблемы. Чтобы найти необходимую информацию, пользователь обращается к информационно-поисковой системе (ИПС). Наличие современных блоков интерактивного диалога позволяет приобрести определенные навыки работы, однако не способствует развитию понятий сопряженности терминов, определений и семантических конструкций, отражающих существенные особенности объектов, явлений и процессов. При обращении к ИПС пользователь должен сформулировать информационную потребность в виде запроса. Формулировка информационной потребности на языке запросов – трудно формализуемый этап поиска. Без опыта и знания принципов работы ИПС, при отсутствии представлений о коллекции документов сформулировать эффективный запрос довольно сложно.

На практике существует несколько способов использования тезауруса для формирования запроса на стороне клиента. Во-первых, тезаурус можно рассматривать как понятийную карту предметной области, которая создается конкретным индивидом, на основе имеющихся воззрений на объект исследования. С точки зрения формальной логики здесь выделяют перечень терминов, и, если это возможно, создают визуальный образ концептуальных терминов. Во-вторых, дифференциация типов семантических отношений элементов тезауруса позволяет использовать полуавтоматические процедуры модификации запросов, в частности – стратегии поиска.

Создание модели карты предметной области ответственный этап в проектировании и познании. Этот этап необходим для выявления, классификации и формализации сведений обо всех элементах понятийного поля. Понятийное поле рассматривается как набор элементарных терминов, порождающих образ запроса к ИПС.

Разработка понятийного поля в рамках процесса обучения специалиста представляется актуальной задачей. Аналогия этой задачи рассматривается в образовательном процессе, когда по окончании обучения создается набор терминов и понятийный образ. Одной из составляющих этой задачи является аналогичный процесс формирования понятийного поля для технической системы, например, исполняющей роль поисковой. Здесь также существенным этапом является формирование набора терминов – слов и слов сочетаний.

Простым способом определения значимости слова запроса в документе является частота употребления слова в документе - чем чаще встречается слово запроса в документе, чем выше его вес. Такой способ вычисления веса слов запроса в документе предполагает, что все слова документа имеют одинаковую значимость.

После вычисления весов всех слов в документе документ может быть представлен как вектор, в котором каждый компонент соответствует отдельному слову документа. Представление документов и запросов в виде векторов, входящих в них слов, и составляет суть векторной модели информационного поиска. Очевидно, простота вычислительной процедуры порождает упрощенное представление образа документа или коллекции документов.

И все же к преимуществам векторной модели информационного поиска относится то, что модель предоставляет простую модель для создания упорядоченной выдачи информационной системы. При этом конкретный способ вычисления весов слов в документе может меняться в зависимости от решаемой задачи и рабочей коллекции.

Другой и более сложный подход построения понятийного поля сопряжен с созданием языковой статистической модели. Это справедливо. Действительно, многие понятия на разных языках порождают разные образы. Это становится очевидным и наглядным при использовании большого количества слов.

Формально в рамках языковой модели оценивается вероятность синтеза слова, содержащего заданное количество элементов, соотносимого с установленным образом из тезауруса. Такие модели перспективны в организации сложных процессов коммуникации: человек – компьютер и компьютер – компьютер. Посредством технических систем, соотносимых с искусственным интеллектом, решается проблема приобретения новых знаний. Это направление основывается на представлении, что знания адекватны формализованной информации, которая логически взаимно обусловлена. Выделение этой темы в искусственных интеллектуальных системах представляется наиболее значимой проблемой, поскольку позволяет наметить ряд постановочных задач.

Так одной из проблем из области математики является гипотеза Коллатца [3]. Формулировка гипотезы достаточно проста: для любого натурального числа всегда выполняется процедура:

$$a_n = \begin{cases} n/2 \Rightarrow \text{Если } n \text{ четное;} \\ \frac{3n+1}{2} \Rightarrow \text{Если } n \text{ нечетное,} \end{cases}$$

где n – номер позиции числа, или иначе:

$$a_n = n.$$

Принимая во внимание, что поля понятий, в терминах математики, можно рассматривать как множества, по гипотезе Коллатца декларируется возможность трансформации любого натурального числа на элементарные составляющие (акты). Представление о множестве создается по классическим работам в области математики. Различают упорядоченные и неупорядоченные множества. В данном случае в качестве исходного тезиса принято рассмотрение натурального ряда чисел. Это бесконечное и упорядоченное множество. Применение к любому элементу множества процедуры трансформации порождает бесконечное множество функционально связанных элементов. По гипотезе Коллатца декларируется наличие формальной процедуры связи между трансформированными элементами и элементами натурального ряда чисел. В качестве постановки задачи рассматривается проблема обнаружения функциональ-

ной зависимости, что позволило бы сделать заключение о сопряженности разных элементов числовых рядов. Такая функциональная зависимость установлена [3]. Для любого натурального числа $a_n = n$ всегда найдется значение q_n , пара которых формируют ряд:

$$\begin{aligned} 2^m a_n &= (a_{n-1} + q_{n-1}), \\ n &= [1, 2, 3, \dots]; \\ m &= [0, 1, 2, 3, \dots]. \end{aligned}$$

Аналогичное решение найдено для нечетного числа из натурального ряда:

$$\begin{aligned} a_u &= u; \\ q_u &= ((3u + 1) + q_{3u+1}) \\ u &= [1, 3, 5, 7, \dots, \dots] \end{aligned}$$

Синтез таких семантических конструкций суждений с использованием математического аппарата становится возможным благодаря наличию интерактивных режимов работы с сетевыми информационными источниками. Используя полученные результаты нетрудно заметить, наличие эффекта так называемых вложенных событий. Развитие этих представлений хорошо согласуется основной парадигмой пространственно-временного континуума. Действительно, обсуждая наличие любого события, зафиксированного на временной оси, всегда констатируется продолжительность – как фактор времени. Понятийное поле фактора времени, с позиции физики, декларирует наличие вложенных событий (актов). В таком понимании гипотеза Коллатца декларирует наличие сложных событий, представленных как минимум из двух актов всех элементах натурального ряда чисел.

Таким образом, сочетание естественного и искусственного интеллекта, способного воспроизвести детали проблемы, позволяет синтезировать сложное суждение.

Список используемых источников

1. Макаров Л. М., Минаков Л. М. Моделирование когнитивного диссонанса // Системы управления и информационные технологии. 2015. № 1. С. 73–77.
2. Луис Розенфельд, Питер Морвиль Информационная архитектура в Интернете. М.: Символ-Плюс, 2010. 608 с.
3. Makarov L. Formalism of procedure of Kollatt's 3N+1 // International scientific review. 2016. № 3 (13). С. 5–8.

АНАЛИТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СЕРВИС-ОРИЕНТИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ С ТИПОВОЙ КОНФИГУРАЦИЕЙ СРЕДСТВ

Л.К. Птицына, А.В. Савлиш, П.В. Смирнова

Описаны особенности сервис-ориентированной системы с типовой конфигурацией средств. Представлены формальные основания для построения модели сервис-ориентированной системы с типовой конфигурацией средств. Построена двухуровневая объектно-ориентированная модель рассматриваемой системы. Раскрыт процесс вывода аналитических соотношений для определения показателей качества её функционирования.

Ключевые слова: сервис-ориентированное средство, интеграция средств, система, аналитическое моделирование, качество функционирования.

ANALYTICAL MODELING OF SERVICE-ORIENTED SYSTEMS WITH THE STANDARD CONFIGURATION TOOLS

Ptitsyna L., Savlish A., Smirnova P.

The features of a service-oriented system with the standard configuration means. We present a formal basis for constructing a model of service-oriented systems with the standard configuration means. Built two-level object-oriented model of the system. Expand the withdrawal analytical relations for the determination of parameters of quality of its functioning.

Keywords: service-oriented means, integration of means, system, analytical modeling, quality operation.

В раскрытых в [1] формализациях для моделирования многокомпонентных программных комплексов сервис-ориентированной архитектуры предусматривается преобразование расширенных моделей в классе диаграмм деятельности, согласующихся с реальными условиями их функционирования в сетевых инфраструктурах. В связи с этим сервис-ориентированная система с типовой конфигурацией средств описывается в виде расширенной объектно-ориентированной модели. В типовой конфигурации учитывается наиболее распространённый случай избыточности, задействованный в целях обеспечения надёжных технических решений.

На рисунке 1 демонстрируется построенная расширенная объектно-ориентированная модель сервис-ориентированной системы с типовой конфигурацией.

Спецификация узла соединений параллельных действий сервис-ориентированной системы с типовой конфигурацией может описываться функциями: $\wedge(3)$, $\vee(3)$, «2 из 3» и априорно неопределённой функцией.

Согласно [2] плотность времени выполнения процесса интеграции партнёрских сервисов, с узлом соединения на базе функции синхронизации $\wedge(3)$ для трех процессов определяется по формулам:

$$u_{\wedge}(k_{1,2,3}) = \prod_{n=1}^3 \left(\sum_{k_n=1}^{k_{1,2,3}} u_n(k_n) \right) - \prod_{n=1}^N \left(\sum_{k_n=1}^{k_{1,2,3}-1} u_n(k_n) \right),$$

$$k_{1,2,3} = \max_3(\min k_1, \min k_2, \min k_3), \dots, \max_3(\max k_1, \max k_2, \max k_3).$$

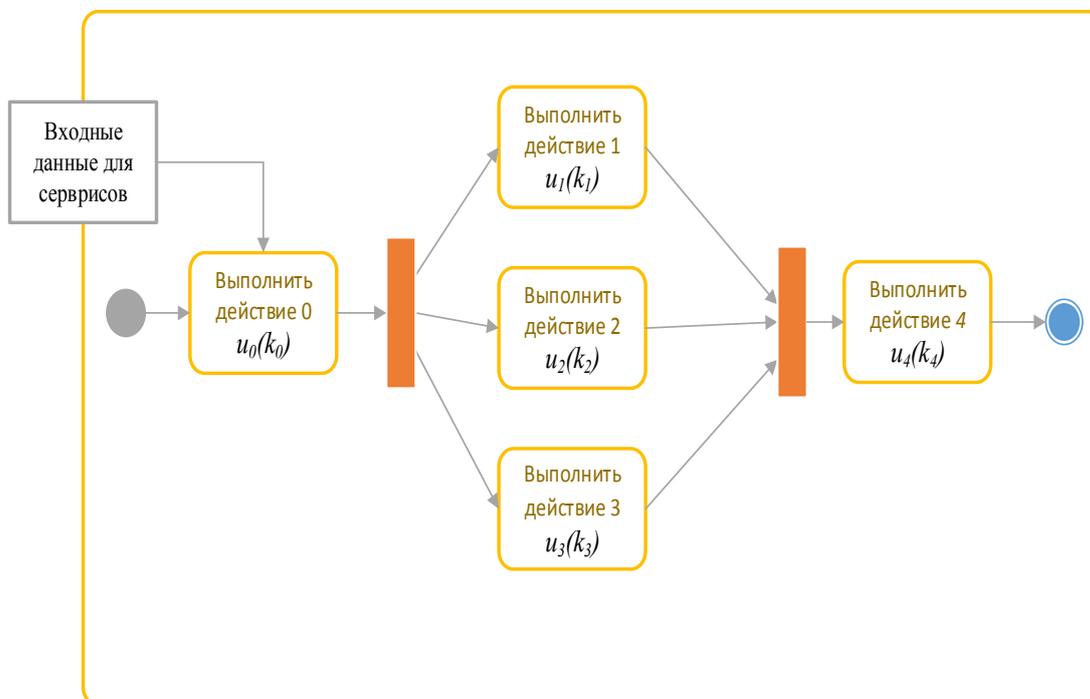


Рис. 1. Расширенная объектно-ориентированная модель сервис-ориентированной системы с типовой конфигурацией

В соответствии с [3] плотность вероятности времени выполнения трех параллельных действий на базе функции синхронизации $\vee(3)$ при трех параллельных процессах вычисляется согласно соотношениям:

$$u_{\vee}(k_{1,2,3}) = \prod_{n=1}^3 \left(1 - \sum_{k_n=1}^{k_{1,2,3}-1} u_n(k_n) \right) - \prod_{n=1}^3 \left(1 - \sum_{k_n=1}^{k_{1,2,3}} u_n(k_n) \right),$$

$$k_{1,2,3} = \min_3(\min k_1, \min k_2, \min k_3), \dots, \min_3(\max k_1, \max k_2, \max k_3)$$

Плотность вероятности времени выполнения параллельных действий на базе функции «2 из 3» при 3 параллельных процессах определяется в результате следующих преобразований:

$$u_{M,N}(k_{1,2,3}) = U_{M,N}(k_{1,2,3}) - U_{M,N}(k_{1,2,3} - 1),$$

$$U_{M,N}(k_{1,2,3}) = \sum_{r=1}^{k_{1,2,3}} u_{\wedge}(r) \text{ при } M = 3,$$

$$U_{M,N}(k_{1,2,3}) = \sum_{r=1}^{k_{1,2,3}} u_{\vee}(r) \text{ при } M = 1, ,$$

$$U_{M,N}(k_{1,2,3}) = G(N, M, N, k_{1,2,3}) \text{ при } 1 < 2 < 3,$$

где

$$U_{IND}(k_{1,2,3}) = \sum_{r=1}^{k_{1,2,3}} u_{IND}(r), \text{ } IND = 1, 2, 3;$$

$$G(N, M, IND, k_{1,2,3}) = \begin{cases} 0, \text{ если } M > N; \\ \sum_{r=1}^{k_{1,2,3}} u_{\vee}(r), \text{ если } M = 1; \\ \sum_{r=1}^{k_{1,2,3}} u_{\wedge}(r), \text{ если } M = N; \\ U_{IND}(k_{1,2,3})G(N-1, M-1, IND-1, k_{1,2,3}) + \\ + (1 - U_{IND}(k_{1,2,3})) \times \\ \times G(N-1, M, IND-1, k_{1,2,3}), \text{ если } M < 3. \end{cases}$$

Плотность вероятности времени выполнения трех параллельных действий с учетом априорной неопределенности синхронизации 3 параллельных исполняющихся сервис-ориентированных средств находится по соотношениям:

$$u_{AU}(k_{1,2,3}) = p_1 u_1(k_1) + p_2 u_2(k_2) + p_3 u_3(k_3),$$

$$k_{1,2,3} = \min_3(\min k_1, \min k_2, \min k_3), \dots, \max_3(\min k_1, \min k_2, \min k_3)$$

Каждое отдельное действие из системы параллельных действий деятельности характеризуется подпроцессом последовательных действий. Деятельность подпроцессов представляется в виде графа на рисунке 2, где действие 5 описывается псевдовершиной, соответствующей поглощающему состоянию.

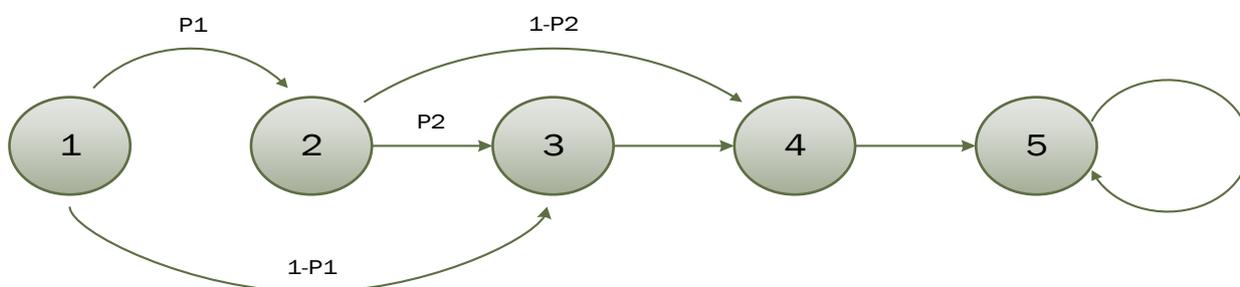


Рис. 2. Расширенная модель последовательных действий

Общий вид матричного описания каждого отдельного действия представляется следующим образом:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} 0 & P1 & 1-P1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & P2 & 1-P2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix},$$

где \mathbf{P} – квадратная матрица (5×5) переходов во множестве дискретных состояний \mathcal{S} , $|\mathcal{S}| = 5$, где 5-е состояние является поглощающим.

В соответствии с теорией цепей Маркова $u(k)$ плотность распределения вероятностей времени выполнения последовательного действия вычисляется согласно формуле:

$$u(k) = P_{1,5}^{(k)} - P_{1,5}^{(k-1)},$$

$$k = 1, 2, 3$$

где $P_{1,5}^{(k)}$ – (1,5) -й элемент k -й степени матрицы \mathbf{P} ; $P_{1,5}^{(k-1)}$ – (1,5) -й элемент $(k-1)$ -й степени матрицы \mathbf{P} ; k – дискретное время выполнения процесса интеграции сервис-ориентированных средств.

Следующим шагом после нахождения плотности распределении вероятностей времени выполнения интеграции сервис-ориентированных средств является нахождение $E[k_{io}]$ математического ожидания и $D[k_{io}]$ дисперсии дискретного времени функционирования системы:

$$E[k] = \sum_{\min k}^{\max k} ku(k),$$

$$D[k] = \sum_{\min k}^{\max k} (k - E[k])^2 u(k)$$

Выведенные аналитические соотношения в совокупности являются математическим обеспечением интеллектуальной сервис-ориентированной системы с типовой конфигурацией средств, ориентированной на контроль и соблюдение гарантий качества её функционирования.

Список используемых источников

1. Птицына Л. К., Смирнов Н. Г. Программное обеспечение компьютерных сетей. Управление крупно-гранулярными процессами на основе языка BPEL: учеб. пособие. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2011. 105 с. ISBN 978-5-7422-2951-3.
2. Птицына Л. К., Смирнов Н. Г. Системно-аналитическая основа интеграции сервис-ориентированных средств // Промышленные АСУ и контроллеры. 2011. № 5. С. 31–36.

3. Птицына Л. К., Смирнов Н. Г. Разработка и анализ моделей интеграции сервис-ориентированных средств в гетерогенных сетях // Научно-технические ведомости СПбГПУ. 2011. № 6.1 (138). С. 71–81.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ РАЗЛИЧНЫХ ДИАПАЗОНОВ

В.А. Рогачёв, С.Л. Ципуринда

Описаны особенности, достоинства и недостатки существующих датчиков различной физической природы, применяемых при формировании изображений динамических объектов и процессов, определены преимущества комплексирования изображений, связанные с повышением информативности создаваемых образов. Классифицированы процессы комплексирования изображений по различным признакам. Систематизированы известные технологии комплексирования изображений различных диапазонов и выделены соответствующие им модели, методы и средства. Раскрыт эвристический метод повышения достоверности классификации объектов и процессов по создаваемым образам.

Ключевые слова: датчики различной физической природы, построение изображений, комплексирование изображений, методы комплексирования, технологии комплексирования, достоверности классификации.

VARIOUS RANGE IMAGE FUSION METHODS RESEARCH

Rogachev V., Tsipurinda S.

Current research describes features, advantages and disadvantages of existing sensors of various physical nature used in the imaging of dynamic objects and processes, identifies benefits of image fusion concerned increased information content of created images. Also it classifies processes of image fusion on various features, systematizes discovered technologies of image fusion of different ranges and isolates corresponding models, methods and tools. Finally, the research reveals heuristic method of increasing the reliability of the classification of objects and processes to create images.

Keywords: sensors of various physical nature, construction of images, image fusion, image fusion methods, image fusion technology, classification of image fusion.

В системах машинного зрения часто возникают проблемы с получением достоверного, информативного изображения изучаемого объекта. Зачастую причиной этого является естественная низкая различимость объекта исследования на оптическом изображении, например, атмосферные осадки, либо другие природные явления, такие как туман, песчаные бури и прочие. Помимо этого, причинами могут послужить дополнительные помехи, такие как маскировка, заградительные элементы, а также шумовые компоненты сигналов, характерные для используемых типов датчиков и неидеальности каналов передачи данных. Факторы, влияющие на распознавание объектов, и на вычленение необходимой информации из изображений могут создавать серьёзные проблемы, и требуют особого внимания и особых средств борьбы с ними [1].

Большинство разработчиков перспективных систем управления видят основной путь борьбы группой проблем распознавания изображений в совместном использовании датчиков различной физической природы (ДРФП). Под физической природой в данном контексте понимается информационная природа получения сигнала от датчика. К датчикам различной физической природы относят видеодатчики, в том числе ночного видения, лазерные локаторы, датчики миллиметрового диапазона и другие. В различных областях применения машинного зрения неотъемлемой частью является совместное применение визуальных датчиков различной физической природы, будь то системы дистанционного видеонаблюдения или зрение роботов [2].

Большое распространение получили системы, снабженные тепловизионной и телевизионной камерами. Диапазон примеров совместного использования видимых и инфракрасных изображений простирается от фармацевтики и микроскопических методов производственного контроля до определения характеристик материалов, от систем видеонаблюдения до машинного зрения в робототехнике [3]. Полезная информация, необходимая для принятия решения оператором таких систем, может быть распределена между изображениями разного спектра. В этом случае оператор вынужден анализировать несколько изображений и сопоставлять их между собой, что приводит к задержкам в принятии решения. По этой причине целесообразно выводить на дисплей комплексированное изображение, синтезированное из исходных тепловизионных и телевизионных кадров. Такой режим позволяет повысить информативность системы, объединив на одном кадре детали наблюдаемой сцены в инфракрасном и в видимом диапазонах спектра [4].

Под комплексированием в области обнаружения и распознавания объектов понимается слияние двух и более изображений, полученных от датчиков различной физической природы, при этом целью такой операции является получение наиболее полной необходимой информации об объекте исследования.

На рисунке отображен пример того, насколько удобным может быть комплексирование изображений. Изображение, полученное от телевизионного датчика (слева), отображает интенсивность отраженного света в видимом диапазоне, изображение от инфракрасного датчика в диапазоне 3–5 мкм (в центре) отображает интенсивность излучения объектов, имеющих температуру около нескольких сотен градусов, а изображение от инфракрасного датчика в диапазоне 8–14 мкм (справа) отображает интенсивность излучения объектов, имеющих температуру около нескольких десятков градусов. Весьма целесообразно объединить эти изображения для удобства в одно.

Таким образом, можно отметить основные цели комплексирования многоспектральных изображений:

- получение новой, дополнительной информации об объекте исследования;
- увеличение информативности изображения;

– преодоление факторов, препятствующих получению изображения объекта [5].



Рисунок. Изображения городской сцены в ТВ и двух ИК-диапазонах (3–5 и 8–14 мкм)

Задачи комплексирования разделяют на геометрические и радиометрические. Геометрическое комплексирование состоит в субпиксельном совмещении видеоданных из различных спектральных зон в единой системе координат. Целью радиометрического комплексирования является объединение разнозональных данных с тем, чтобы с возможно максимальной четкостью передать на синтезируемом изображении все объекты, отображенные на разнозональных снимках [6].

На сегодняшний день известно несколько способов и методов комплексирования. Методы комплексирования в свою очередь широко используют следующие преобразования: Фурье преобразование, пирамидальное преобразование, Вейвлет-преобразование.

Комплексирование изображений можно классифицировать по следующим признакам:

1) По целям комплексирования:

- улучшение границ изображения;
- преодоление плохих условий видимости (туман, песчаные бури и т. д.);
- получение дополнительной информации об объектах (например, информации о тепловой составляющей, с помощью тепловизионного оборудования);
- преодоление границ видимости. например, обзор сквозь стены, с помощью микроволнового радара.

2) По природе датчиков:

- комплексирование изображений, полученных от датчиков различной физической природы;
- комплексирование изображений датчиков одной физической природы, но в разных диапазонах.

3) По областям применения:

- интеллектуальные робототехнические системы;
- получение и исследование изображений в медицине;
- производство;

- военные и правоохранительные органы;
- дистанционное зондирование.

4) По информационному уровню комплексирования:

- уровень элементов изображения (точечный уровень). Комплексирование на пиксельном уровне, то есть проведение попиксельного суммирования;
- уровень объектов. На уровне объектов комплексирование предполагает предварительной процедуры сегментации (выделения объектов на изображениях, которые в последствие подвергнутся обработке);
- уровень решений. На этом уровне происходит отдельная обработка исходных изображений для вычленения необходимой информации, после которой полученные результаты суммируются по определённым правилам согласования.

5) По методам комплексирования:

- работа с яркостями пикселей. Примером такого подхода может послужить «Метод формирования матричного изображения». При наложении двух разнодиапазонных изображений складываются яркости пикселей. Для этого способа характерно использование только черно-белых изображений с большим числом градаций яркости [7];

- замещение фрагментов. Этот метод продемонстрирован в «Способе дистанционного обследования объектов электрических сетей с помощью тепловидео съемочного устройства». Полученные тепловизионное и телевизионное изображения накладывают одно на другое, при этом нагретые электрические сети закрывают фрагменты изображения, полученные в видимом световом диапазоне [8];

- критериальное суммирование пикселей. Примером является «Комплексирование цифровых полутоновых телевизионных и тепловизионных изображений». Совмещение изображений происходит на основе критериального суммирования каждого пикселя, формировании результирующего изображения и нормализации яркостного диапазона изображения [9];

- чередование пикселей в результирующем изображении. Примером такого способа является «Способ совмещения изображений, полученных с помощью различных фотодатчиков». Формируются изображение видимого и инфракрасного спектров, затем пиксели попеременно записываются в общее изображение в шахматном порядке [10];

- чередование со смешиванием пикселей в результирующем изображении. Такой приём продемонстрирован в способе «Совмещение изображений от датчиков различных диапазонов частот». Формируются изображение видимого и инфракрасного спектров, после чего пиксели изображений построчно записываются в результирующее изображение. В полученном смешанном изображении организуется междустрочный обмен частями пикселей. Таким образом, получаем изображение, в котором каждый пиксель содержит в себе информацию от обоих исходных диапазонов [11].

Рассматривая методы комплексирования необходимо сказать, что каждый метод имеет свои достоинства и недостатки (см. таблицу).

После рассмотрения известных методов комплексирования необходимо отметить, что каждый может применяться лишь в отдельно взятых условиях и имеет свои недостатки, таким образом, является открытым вопрос по созданию универсального метода комплексирования многоспектральных изображений, который бы достигал наиболее высокой информативности. Более того, не определены критерии оптимальности комплексирования изображений.

ТАБЛИЦА. Достоинства и недостатки рассматриваемых методов комплексирования

Метод	Достоинства	Недостатки
Работа с яркостями пикселей	Повышение качества изображений путем формирования фотореалистичных изображений объектов с одновременной возможностью коррекции нелинейных искажений, вносимых низкокачественными объективами	Работа только с черно-белыми изображениями. Невозможно точно определить температуру участков объекта
Замещение фрагментов	Простота реализации. Хорошие результаты в области обследования объектов электрических сетей.	Отсутствие замещаемых фрагментов одного изображения и неиспользуемых фрагментов другого
Критериальное суммирование пикселей	Сравнительно высокое качество результирующего изображения, за счет повышения локального контраста и информативности	Пиксели либо ИК диапазона, либо видимого диапазона частот
Чередование пикселей	Наличие пикселей каждого из исходных изображений	Изображение растягивается в размерах, и становится неестественным за счёт чередования пикселей. Пиксели конечного изображения либо ИК, либо видимого диапазона
Чередование со смешиванием пикселей	Увеличивает информативность относительно исходных изображений в шесть раз	Изображение становится растянутым по высоте, то есть теряются первоначальные размеры объекта

Список используемых источников

1. Визильтер Ю. В., Желтов С. Ю. Проблемы технического зрения в современных авиационных системах // Техническое зрение в системах управления мобильными объектами: Труды научно-технической конференции-семинара. Вып. 4 / под ред. Р. Р. Назирова. М.: КДУ, 2011. С. 16–17.

2. Информационный проект профессионального сообщества «Техническое зрение» [Электронный ресурс] / Технологии и приложения машинного зрения. URL: <http://wiki.technicalvision.ru/index.php/> (дата обращения 09.11.2015).

3. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2005. 584 с.

4. Михеев С. М. Комплексование изображений разных диапазонов спектра в многоканальных системах наблюдения: автореф. дис. ... канд. техн. наук : 05.13.01 / Михеев Сергей Михайлович. Москва, 2011. 3 с.

5. Кисляков А. Н. Оценка информативности многоспектральных изображений земной поверхности // Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии: материалы X международной науч. конф., Владимир-Суздаль, 2012. Т. 3. С. 161–165.

6. Злобин В. К., Еремеев В. В., Кузнецов А. Е. Обработка изображений в геоинформационных системах: учебное пособие. Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет, 2006. 264 с.

7. Бендицкий А. А. Способ формирования матричного объекта. Патент № 2305320 РФ; заявл. 02.07.2004 № 2004120046/09; опубл. 27.08.2007. Бюл. 24.

8. Кузнецов А. Е., Калужный В. И., Ковалев А. О., Ефремов И. Ф., Гектин Ю. М. Способ дистанционного обследования объектов электрических сетей с помощью тепловидео съемочного устройства. Патент № 2258204 РФ; заявл. 16.02.2004 № 2004104193/28; опубл. 10.08.2005. Бюл. 22.

9. Богданов А. П., Костяшкин Л. Н., Морозов А. В., Павлов О. В., Романов Ю. Н., Рязанов А. В. Способ комплексования цифровых полутоновых телевизионных и тепловизионных изображений. Патент № 2451338 РФ; заявл. 23.12.2010 № 2010152858/08; опубл. 20.05.2012 Бюл. № 14.

10. Ерош И. Л., Соловьев Н. В., Филатов Г. П., Сергеев М. Б., Козлов А. А., Литвинов М. Ю., Ерош И. Л. Способ совмещения изображений, полученных с помощью различных фотодатчиков и устройство для его реализации. Патент № 2435221 РФ; заявл. 10.12.2007. № 2007145889/28; опубл. 27.11.2011 Бюл. № 33.

11. Ветров А. Н., Осипова А. А., Гахзар М. А., Артюхин И. Ю. Совмещение изображений от датчиков различных диапазонов частот // Современные проблемы науки и образования: электрон. научн. журн. 2013. № 6. URL: <http://www.science-education.ru/ru/article/view?id=11589> (дата обращения 27.02.2016).

РЕШЕНИЕ КРАЕВЫХ ЗАДАЧ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ ФИЗИКИ В КОМПЬЮТЕРНОЙ СИСТЕМЕ MATHCAD

М.В. Рыжих, Е.Н. Трофимец

В статье рассматривается решение уравнения вынужденных колебаний струны с помощью формулы Даламбера в компьютерной системе MathCad. Решение краевой задачи представлено в виде двухмерного графика и в виде поверхности (трёхмерного графика).

Ключевые слова: краевая задача, уравнения гиперболического типа, формула Даламбера, компьютерная система Mathcad.

SOLVING BOUNDARY VALUE PROBLEMS MATHEMATICAL PHYSICS IN COMPUTER SYSTEMS MATHCAD

Ryzih M., Trofimes E.

The article deals with the solution of the forced vibrations of a string with strength in the formula of d'Alembert in the computer system MathCad. The solution of the boundary value problem is presented in the form of two-dimensional graphics and a surface (three-dimensional graphics).

Keywords: boundary problem, hyperbolic equations, the formula D'alamberte, the computer system Mathsad.

В век информационных технологий практика применения математических методов для решения наукоемких и сложных задач все шире опирается на функциональные возможности программных математических пакетов. Наиболее распространенными считаются MathCad, Maple, MatLab, Mathematica, Derive и др. [1, 2, 3].

Решение краевых задач математической физики целесообразно рассматривать в компьютерных системах, например, в MathCad. Фокус внимания сместим на уравнения гиперболического типа. Уравнение вынужденных колебаний струны имеет вид:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = a^2 \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + f(x, t),$$

где $u(x, t)$ – искомая функция поперечных отклонений струны в точке x в момент времени t ; $f(x, t)$ – линейная плотность внешней силы; a^2 – волновой параметр, который определяется соотношением:

$$a^2 = \frac{T}{\rho},$$

где T – сила натяжения струны; ρ – погонная плотность струны.

Формула Даламбера для решения уравнения вынужденных колебаний струны получается добавлением к формуле Даламбера для свободных колебаний струны еще одного слагаемого:

$$u(x, t) = \frac{\varphi(x + at) + \varphi(x - at)}{2} + \frac{1}{2a} \int_{x-at}^{x+at} \psi(z) dz + \frac{1}{2a} \int_0^t \int_{x-a(t-\tau)}^{x+a(t-\tau)} f(\xi, \tau) d\xi d\tau,$$

где $\varphi(x) = u(x, 0)$ – начальное отклонение струны; $\psi(x) = \frac{\partial}{\partial t} u(x, 0)$ – начальная скорость струны.

Таким образом, функции $\varphi(x)$ и $\psi(x)$ задают начальные условия (т. е. решается задача Коши).

Пусть на струну действует внешняя сила с линейной плотностью $f(x, t) = e^{-t} \sin(x)$.

Будем рассматривать бесконечную струну с волновым параметром $a^2 = 1$. Начальная скорость точек струны $\psi(x) = 0$. В начальный момент времени струна имеет профиль, который описывается функцией $\varphi(x)$:

$$\varphi(x) = \begin{cases} 0, & x < -c \\ u_0 \frac{x+c}{c}, & -c \leq x \leq 0 \\ u_0 \frac{c-x}{c}, & 0 \leq x \leq c \\ 0, & x > c \end{cases},$$

где u_0 – максимальное отклонение струны, c – «масштабный» параметр по координате x . Пусть $u_0 = 1$ и $c = 1$.

Решение краевой задачи получим при помощи компьютерной системы MathCad в виде графика профиля струны в моменты времени t_0 и $2t_0$, которые кратны отношению c/a . Решение задачи представлено на рисунке 1.

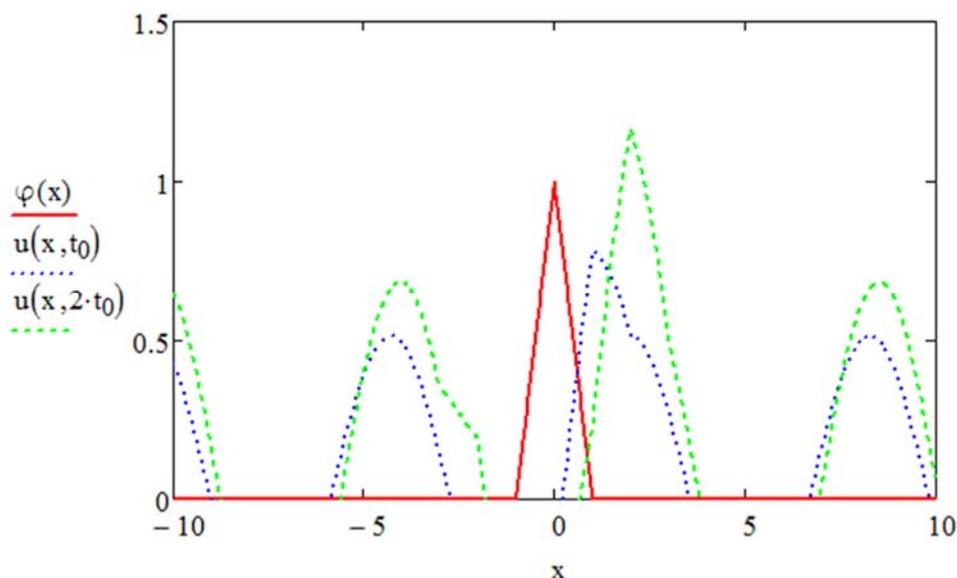


Рис. 1. Определение профиля струны с помощью функции Даламбера

Теперь решим краевую задачу для волнового уравнения:

$$\frac{\partial^2}{\partial t^2} u(x,t) = a^2 \frac{\partial^2}{\partial x^2} u(x,t) + e^{-t} \sin \frac{\pi x}{L}, \quad 0 < x < L, \quad t > 0,$$

с начальными условиями:

$$u(x,0) = \sin \frac{5\pi x}{2L}, \quad \frac{\partial}{\partial t} u(x,0) = \cos \frac{\pi x}{2L}, \quad 0 \leq x \leq L,$$

и граничными условиями:

$$u(0,t) = \frac{5\pi}{L}, \quad u(L,t) = 0, \quad 0 \leq t \leq T.$$

Зададим следующие параметры: $a^2 = 1$, $L = 1$, $T = 1$.

Для решения задачи воспользуемся блоком **Given/Pdesolve**.

Функция **Pdesolve** имеет следующее ограничение: для частной производной по времени допустима только первая производная. Поэтому требуется преобразование исходного волнового уравнения к эквивалентной системе из двух уравнений, т. е.:

$$\frac{\partial^2 u}{\partial t^2} = a^2 \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + f(x,t) \Leftrightarrow \begin{cases} \frac{\partial u}{\partial t} = w(x,t), \\ \frac{\partial w}{\partial t} = a^2 \frac{\partial^2 u}{\partial x^2} + f(x,t). \end{cases}$$

При этом граничные условия не изменяются, а начальные условия будут иметь вид $u(x,0) = \varphi(x)$, $w(x,0) = \psi(x) = 0$.

Решим задачу для $t_0 = 0,25$, $t_0 = 0,5$ и $t_0 = 0,75$.

Решение краевой задачи о малых поперечных колебаниях ограниченной струны представлено на рисунке 2 в виде двухмерного графика.

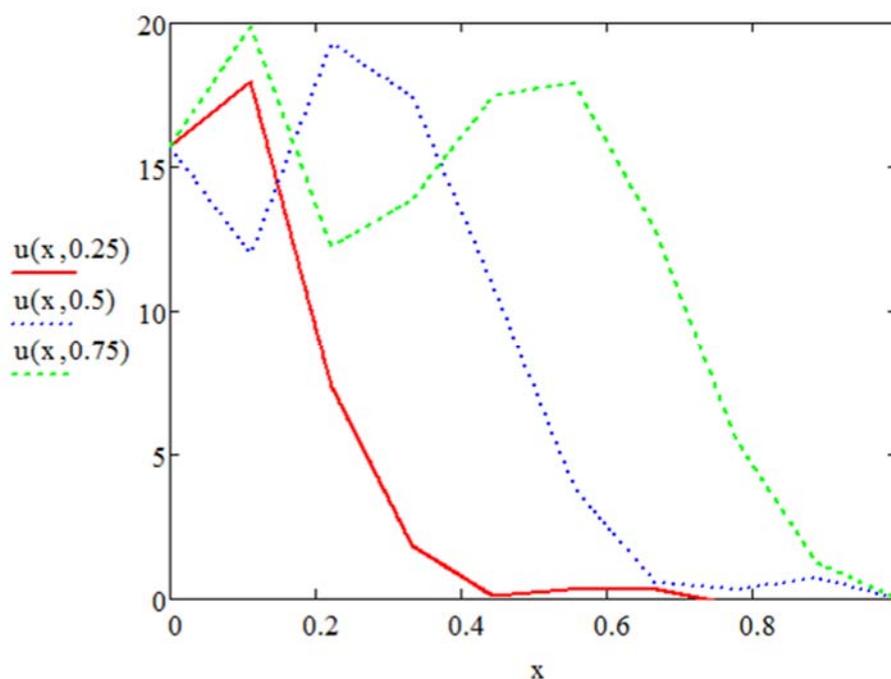


Рис. 2. Решение в виде двухмерного графика

Обратим внимание, что полученное решение имеет вид ломаных линий, хотя можно было ожидать, что будут получены синусоидальные кривые. Причина такого несоответствия состоит в том, что при использовании функции **Pdesolve** важным является выбор правильного шага дифференцирования (за него отвечают два последних аргумента функции: **xpts** – число пространственных узлов сетки и **tpts** – число временных узлов сетки). Так, если шаг будет достаточно большим (число узлов сетки малым), то найденное решение может оказаться весьма далеким от истинного. Такой эффект при решении дифференци-

альных уравнений получил название осцилляции решений (т. е. колебаний решений).

Исправить ошибку достаточно легко – необходимо ввести аргументы **xpts** и **tpts**. При использовании функции **Pdesolve** часто указываются следующие значения аргументов: **xpts** = 50...100, **tpts** = 100...200. Добавим в введенную ранее функцию **Pdesolve** аргументы **xpts** = 100 и **tpts** = 200 (см. рис. 3).

$$\begin{pmatrix} u \\ w \end{pmatrix} := \text{Pdesolve} \left[\begin{pmatrix} u \\ w \end{pmatrix}, x, \begin{pmatrix} 0 \\ L \end{pmatrix}, t, \begin{pmatrix} 0 \\ T \end{pmatrix}, 100, 200 \right]$$

Рис. 3. Исправленная функция **Pdesolve**

Правильное решение задачи представлено на рисунке 4.

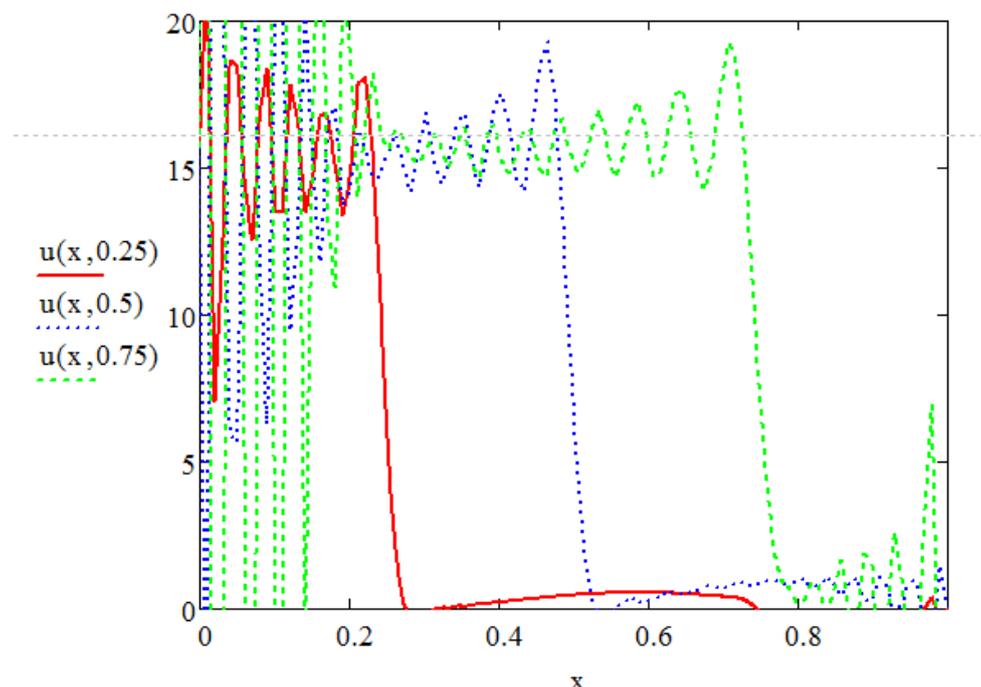


Рис. 4. Правильное решение

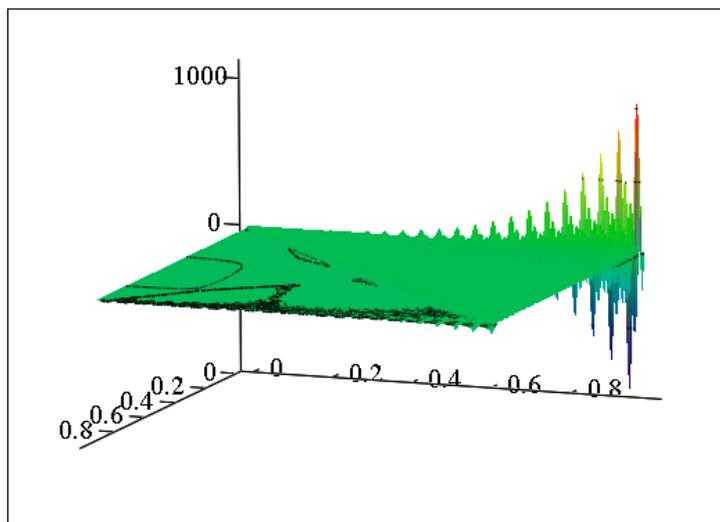
Представим решение задачи в виде поверхности (трёхмерного графика). Для этого воспользуйтесь функцией **CreateMesh** (находится в категории **Построение графика**) со следующими параметрами см. (рис. 5).

$$U := \text{CreateMesh}(u, 0, L, 0, T, 100, 200)$$

Рис. 5. Функция **CreateMesh**

Решение задачи в виде поверхности представлено на рисунке 6.

Компьютерная система MathCad – удобный и мощный инструмент, позволяющий решать корректно поставленные задачи математической физики.



U

Рис. 6. Решение в виде поверхности

Список используемых источников

1. Трофимец Е. Н. Информационные технологии математического моделирования в экономических вузах // Образовательные технологии и общество. 2012. Т. 15. № 1. С. 414–423.
2. Трофимец Е. Н. Информационно-аналитические технологии обучения менеджеров в образовательных учреждениях России и за рубежом // Вестник РУДН. Серия: Информатизация образования. 2010. № 1. С. 86–95.
3. Трофимец Е. Н. Интегральный подход в обучении математике студентов – экономистов: монография. Ярославль: Ярославский гос. технический ун-т, 2009.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНО-СТАТИСТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ МОБИЛЬНОГО ТЕЛЕФОНА

Е.В. Чурносов

Предложена экспериментально-статистическая модель распределения характеристик электромагнитного поля мобильного телефона, основанная на методологии математического планирования эксперимента. Исследуемая характеристика поля измеряется в расчетных точках пространства вокруг телефона. На основе полученных результатов строится регрессионная модель, позволяющая вычислить величину исследуемого параметра поля в любой точке заданного пространства.

Ключевые слова: мобильный телефон, системный анализ, факторы, электромагнитное поле, математическое планирование эксперимента, коэффициенты модели.

THE EXPERIMENTAL-STATISTICAL MODELLING
ELECTROMAGNETIC FIELD OF A MOBILE PHONE

Churnosov E.

The experimental-statistical model electromagnetic field of a mobile phone is offered. The model is based on methods of design of experiment. As a result begins possible to spend the comparative analysis of specificity of influence mobile phone on various functions and subsystems of an organism.

Keywords: mobile phone, the system analysis, electromagnetic field, mathematical planning of experiment, factors of model.

Результат воздействия мобильного телефона на пользователя определяется совокупностью многих факторов, включающих характеристики электромагнитного поля, продолжительность разговора, частоту переговоров и т. д. [1, 2]. Ранее нами была предложена и исследована регрессионная модель, описывающая комбинированное воздействие на пользователя продолжительности разговора и паузы после него в цикле «разговор-пауза» [3, 4, 5]. Эта модель была построена на основе методологии математического планирования эксперимента [6]. В продолжение этих работ представляется важным аналогичным образом построить модели, описывающие зависимость величин параметров поля от совокупных значений координат пространства вокруг телефона. Решение такой задачи позволяет построить в перспективе системную модель, описывающую реакцию пользователя на комбинированное воздействие, с одной стороны, характеристик электромагнитного поля, а с другой стороны, продолжительности разговора, частоты переговоров, способа разговора и других факторов.

Основная задача настоящего исследования состояла в том, чтобы на основе точечных измерений величины мощности электромагнитного излучения в заданном пространстве построить картину его распределения, интерполируя указанные измерения в точках. С этой целью необходимо провести многофакторные эксперименты и по их результатам построить регрессионную модель, описывающую зависимость величины мощности поля от координат пространства.

Необходимо было исследовать плоское поле на уровне ушей человека. На рисунке 1 представлены границы электромагнитного поля и расположение телефона. Использован телефон фирмы Nokia.

Условные обозначения: x_1 – ось координат, перпендикулярная плоскости телефона; x_2 – ось телефона, проходящей через уши испытуемого x_1 .

Правая полуплоскость обращена к лицевой стороне мобильного телефона.

Итак, факторное пространство, в пределах которого должна быть построена модель распространения электромагнитного поля, ограничено двумя осями: x_1 и x_2 . В качестве исследуемых факторов рассматривались координаты этого пространства.

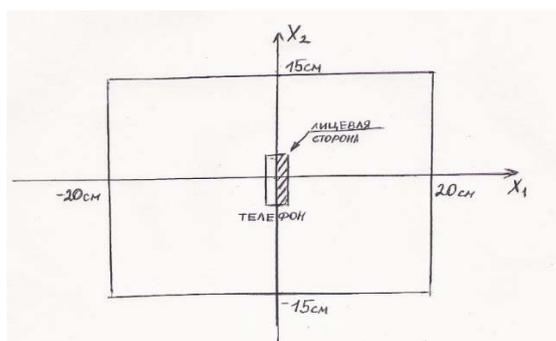


Рис. 1. Схема исследуемого факторного пространства в горизонтальной плоскости вокруг мобильного телефона

Функция отклика (y) – это мощность излучения мобильного телефона в мкВт/см².

Значения факторов представлены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1. Значения воздействующих факторов

Условное обозначение	Наименование	Значения факторов						Ед. изм.
		натуральные			кодированные			
		мин.	сред.	макс.	мин.	сред.	макс.	
X_1	Горизонтальная координата	-20	0	+20	-1	0	+1	см
X_2	Вертикальная координата	-15	0	+15	-1	0	+1	см

В исследуемом пространстве факторов (координат) был спланирован полный двухфакторный эксперимент второго порядка, представленный в таблице 2. Здесь же приведены его результаты.

ТАБЛИЦА 2. План и результаты эксперимента

№ опыта	Факторы				Мощность мкВт/см ²	
	нормированные		натуральные		y	$\text{Log}_{10} y$
1	-1	-1	-20	-15	30	1,48
2	-1	1	-20	15	30	1,48
3	1	-1	20	-15	30	1,48
4	1	1	20	15	30	1,48
5	1	0	20	0	40	1,6
6	-1	0	-20	0	40	1,6
7	0	1	0	15	90	1,95
8	0	-1	0	-15	90	1,95
9	0	0	0	0	200; 300; 250	2,3; 2,5; 2,4

Примечания: с целью получения статистических оценок модели опыт в средней точке дублирован 3 раза, контрольные значения (без телефона) – 30мкВт/см².

В связи с резким перепадом величин излучаемой мощности, для моделирования целесообразно взять ее логарифм, как показано в таблице 2.

С целью измерения мощности ЭМИ использовался «Измеритель уровней электромагнитных излучений», представленный на рисунке 2.



Рис. 2. Измеритель уровней электромагнитных излучений

По результатам спланированного эксперимента была построена регрессионная модель, коэффициенты которой представлены в таблице 3.

ТАБЛИЦА 3. Коэффициенты модели

Условные обозначения	b_0	b_1	b_2	b_{12}	b_{11}	b_{22}
Значения	2,4	0	0	0	-0,68	-0,33

Примечание: все коэффициенты модели статистически значимы, а величины факторов кодированы от -1 до +1.

Модель можно представить следующим образом:

$$\log y = 2,4 - 0,68x_1^2 - 0,33x_2^2. \quad (1)$$

На рисунке 3 представлена графическая интерпретация модели в виде линий равного уровня.

На рисунке 3. видно, что распределение величины мощности представляет собой систему вложенных друг в друга эллипсов, образующих симметричную фигуру с максимумом в центре поля в месте расположения телефона. Здесь логарифм величины мощности равен 2,4, что составляет величину мощности, равную около 250 мкВт/см², что в 2,5 раза больше её допустимой величины (100 мкВт/см²).

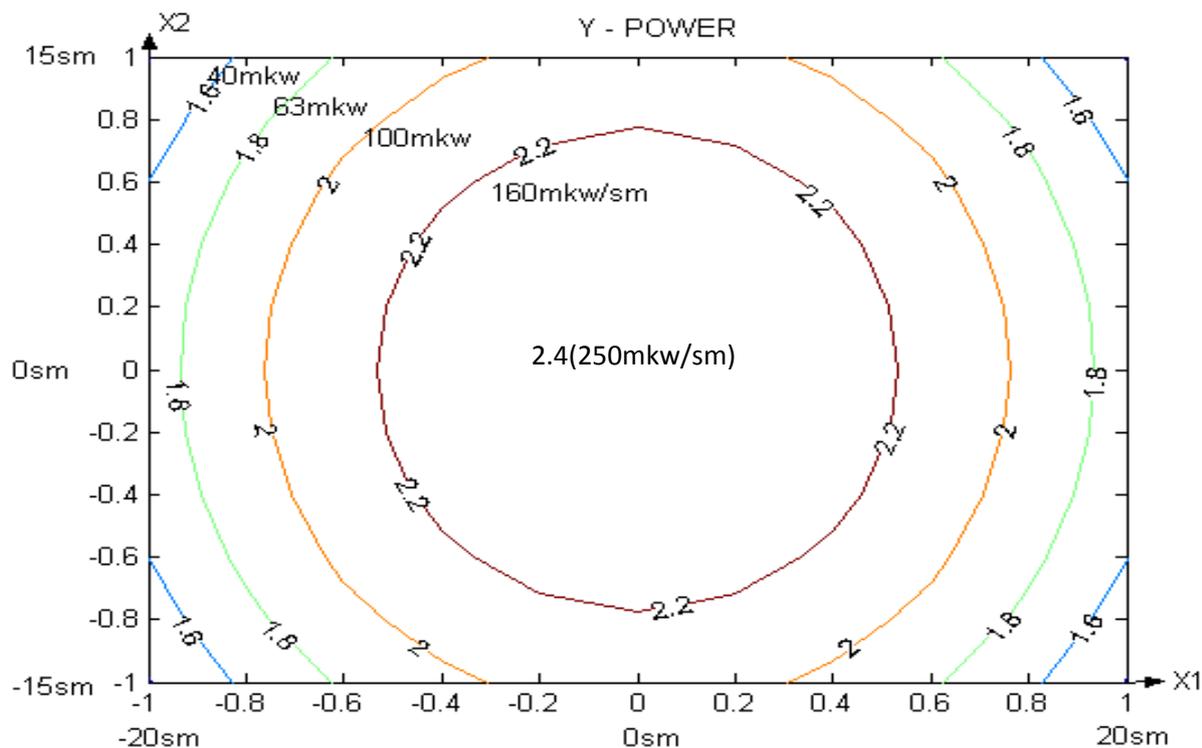


Рис. 3. Графическое представление модели распределения величины мощности в горизонтальной плоскости вокруг мобильного телефона в виде линий равного уровня

Далее важно было оценить на каком расстоянии от телефона величина мощности падает до уровня нормы, т. е. до 10 мкВт/см^2 . На основе модели (1) показано, что это расстояние составляет 10–15 см от МТ.

Список использованных источников

1. Электромагнитные поля и общественное здравоохранение: мобильные телефоны / Информационный бюллетень Международного агентства по изучению рака (МАИР). 2011. № 193. 52 с.
2. Григорьев Ю. Г. Электромагнитное поле мобильных телефонов: влияние на здоровье детей и молодежи // Радиационная биология. Радиоэкология. 2011. Т. 51. № 4. С. 483–487.
3. Чурносов Е. В. Исследование многофакторного воздействия мобильного телефона на человека // Тезисы 5-го международного конгресса «Слабые и сверхслабые поля и излучения в биологии и медицине», Санкт-Петербург, 2009. С. 182.
4. Чурносов Е. В. Системная оценка влияния мобильного телефона на пользователя // Сборник научных трудов 4-го международного конгресса «Нейробиотелеком – 2010», Санкт-Петербург, 2010. С. 213–216.
5. Чурносов Е. В. Системный контроль влияния мобильного телефона на пользователя // Материалы 5-го международного научного конгресса «Нейробиотелеком – 2012», Санкт-Петербург, 2012. С. 279–285.
6. Грачев Ю. П., Плаксин Ю. М. Математические методы планирования экспериментов. М.: ДеЛи, 2006. 296 с.

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ И КОНТРОЛЯ МНОГОСЕКЦИОННЫХ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ АНТЕНН НА БАЗЕ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ

А.Ю. Бухинник, А.М. Иванов, Ю.А. Стефанов, П.Е. Щербатый

Представлены основные результаты разработки принципов построения и структуры системы синхронизации и контроля многосекционных гидроакустических антенн, построенной на базе цифровых волоконно-оптических систем передачи (ВОСП). Система решает задачу взаимной синхронизации процедур дискретизации и аналого-цифрового преобразования гидроакустических сигналов в секциях антенны при минимизации искажений выходного сигнала антенны, обусловленных фазовыми рассогласованиями и фазовыми дрожаниями импульсов дискретизации АЦП секций, а также задачу контроля исправности секций с минимизацией времени переключений на резерв при регистрации аварий. Обсуждается выбор протокола обмена данными по ВОСП, структуры группового цифрового сигнала и метода линейного кодирования, обеспечивающий решение данной задачи.

Ключевые слова: волоконно-оптическая система передачи, гидроакустическая антенна, синхронизация, протоколы обмена, мультиплексирование, линейное кодирование, фазовые дрожания, вероятность ошибки, самоконтроль.

THE PRINCIPLES OF THE SYNCHRONIZATION AND CONTROL SYSTEM FOR MULTIPLE SECTIONS HYDROACOUSTIC ANTENNA BASED ON FIBER OPTIC TRANSMISSION SYSTEMS

Buhinnick A., Ivanov A., Stefanov Yu., Scherbaty P.

Presents the main results of the development of principles of construction and structure of the synchronization and control system for multiple sections hydroacoustic antenna based on the digital fibre-optic transmission systems (FOTS). The system solves the problem of mutual synchronization of procedures for the sampling and analog-to-digital conversion of hydroacoustic signals in the sections of the antenna while minimizing distortion of the output signal of the antenna due to phase misalignments and jitter in pulse sampling ADC sections as well as the task of monitoring the health sections for minimizing the time of switching on the reserve during the registration of accidents. Discusses the selection of data exchange Protocol by the FOTS, the structure of the digital line signal and method of line coding, provides a solution to this problem.

Keywords: fiber-optic transmission system, hydroacoustic antenna, synchronization, communication protocols, multiplexing, line coding, jitter, error probability, self-control.

Специфической областью применения волоконно-оптических систем передачи информации (ВОСПИ) являются гидроакустические станции (ГАС) на базе цифровых гидроакустических антенн (ГАА) [1, 2, 3]. Предметом данной работы является ВОСПИ для системы синхронизации, контроля и управления (СКУ) для ГАС на базе многосекционных гидроакустических антенн.

Структура подобной ГАС включает ГАА, состоящую из N секций, к каждой из которых подключено некоторое множество гидроакустических пьезо-

датчиков, и центр обработки гидроакустических данных (ЦО). В каждой из секций антенны сигналы, снятые с датчиков, оцифровываются схемами АЦП и по линиям цифровой связи передаются в ЦО. Кроме этого, ЦО и секции антенны связывают линии связи системы СКУ. Система СКУ выполняет следующие функции:

- передача от ЦО в секции антенны сигнала частоты дискретизации (СЧД) для АЦП сигналов датчиков;
- передача от ЦО в секции сигнала начальной установки (сброса) АЦП;
- передача от ЦО в секции аналогового стимулирующего сигнала, выполняющего функции калибровки и контроля антенны;
- поддержка служебного канала для передачи от ЦО к секциям команд, а от секций в ЦО контрольной и диагностической информации в спорадическом режиме или по командам от ЦО.

Для применения в ГАС с многосекционными антеннами была разработана система СКУ на базе ВОСПИ, с одномодовым кабелем и с разделением направлений передачи по длине волны 1,3/1,55 мкм. Структурная схема системы представлена на рисунке 1.

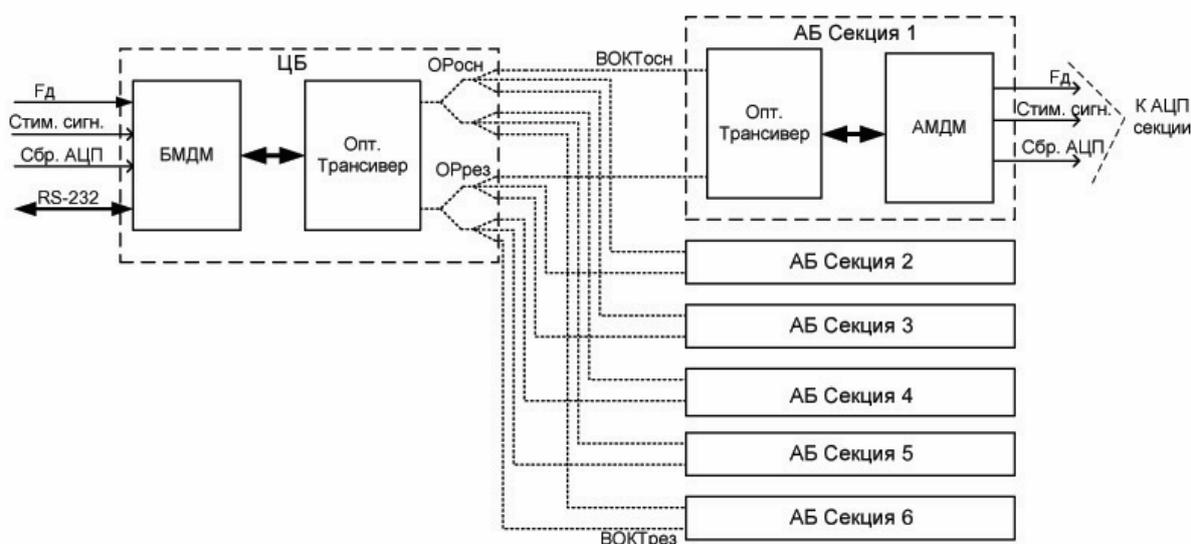


Рис. 1. Структурная схема системы СКУ

В системе имеется центральный блок (ЦБ), антенные блоки (АБ) по числу секций антенны (в разработанном варианте – до 6-ти секций). Каждый из АБ соединен с ЦБ двумя волоконно-оптическими кабельными трактами (ВОКТ): основным и резервным.

Оборудование ЦБ составлено электронным бортовым мультиплексором/демультиплексором БМДМ, оптическим трансивером и двумя оптическими разветвителями (ОРосн и ОРрез) на 6 направлений для подключения к ВОКТосн и ВОКТрез соответственно. В состав оборудования каждого АБ входит электронное устройство антенного мультиплексора/демультиплексора (АМДМ) и оптический трансивер, аналогичный трансиве-

ру ЦБ. В трансивере имеется основной и резервный комплект оптических передатчиков и приемников, которые подключены к, соответственно, основным и резервным оптическим трактам.

На входы ЦБ от центра обработки ГАС для передачи в секции ГАА поступают три сигнала: СЧД, сигнал сброса АЦП и стимулирующий сигнал. Стык RS-232 между ЦО и ЦБ служит для обмена данными по служебному каналу.

Сигнал ЧД представляет собой последовательность импульсов частоты дискретизации АЦП антенны. В зависимости от решаемой задачи гидроакустического обнаружения эта частота F_d может быть в диапазоне 12 кГц...1 МГц. Существенным для системы СКУ являются жесткие требования по синфазности и малым фазовым дрожаниям (не более единиц нс) импульсов дискретизации на входах АЦП секций. Сигналом сброса являются однократные переключения логического уровня на соответствующем входе ЦБ. Стимулирующий сигнал представляет собой аналоговый сигнал в полосе частот 0,1...15 кГц с динамическим диапазоном до 60 дБ.

Для рассматриваемой системы были разработаны протоколы передачи информации и структуры линейных сигналов, основанные на принципе синхронной передачи потоков данных. Для передачи по оптическим трактам СЧД, стимулирующий сигнал и сигнал сброса, а также сигнал служебного канала в БМДМ объединяются в два цифровых информационных потока со скоростями передачи $F_{ип}$ каждый. Побитным мультиплексированием этих двух потоков формируется групповой поток с удвоенной скоростью передачи $2F_{цп}$.

В первом информационном потоке передаются импульсы длительностью в один такт, регистрирующие фронты импульсов исходного сигнала « F_d », и импульсы также длительностью один такт, регистрирующие фронты сигнала «Сбр. АЦП», во втором – оцифрованный стимулирующий сигнал и сигнал служебного канала.

Групповой поток далее кодируется в линейный код «Манчестер». Таким образом, скорость передачи линейного сигнала по оптическому тракту в прямом направлении $F_{л} = 4 F_{ип}$.

Тактовая частота информационных потоков $F_{ип}$ формируется умножением частоты дискретизации в схеме умножения частоты БМДМ (фактически, в умножителе частоты вырабатывается тактовая частота линейного сигнала $F_{л}$, а частота $F_{ип}$ получается последующим делением $F_{л}$ на 4). Номинальное значение $F_{ип} = 6$ МГц и в зависимости от исходной частоты дискретизации может быть в интервале 5,5...6,5 МГц, т. е. $F_{л} = 22...26$ МГц. Таким образом, в данной системе в отличие от традиционных цифровых систем передачи скорость передачи информации по линиям связи не является постоянной величиной, а подстраивается под частоту одного из источников сигнала. Кратность частот $F_{ип}$ и F_d устраняет систематические фазовые дрожания регистрации фронтов исходного СЧД при формировании информационного потока на передачу.

Структуру информационных потоков иллюстрируют временные диаграммы (рис. 2). На рисунке в первом информационном потоке ИП1 имеется последовательность импульсов длительности один такт частоты $F_{ип}$, синхронизиро-

ванная по фронтам исходного сигнала частоты дискретизации F_d . При регистрации схемой БМДМ растущего фронта сигнала «Сбр. АЦП» к очередному импульсу частоты дискретизации в информационном потоке «прилепляется» одноктактный импульс команды сброса. На приеме в АМДМ импульсы сброса отделяются от импульсов частоты дискретизации и поступают на соответствующие выходы блока.

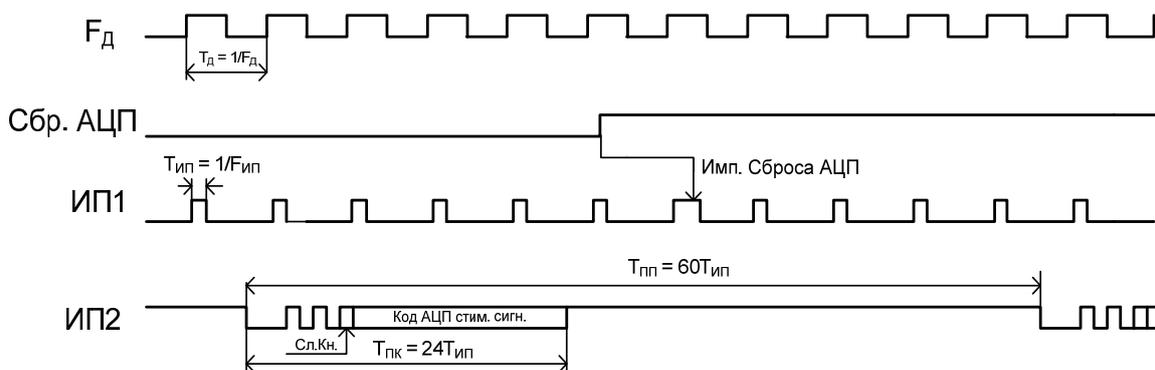


Рис. 2. Временные диаграммы информационных потоков

Второй информационный поток ИП2 имеет структуру синхронной последовательности пакетов данных. Период следования пакетов $T_{пп}$ составляет 60 тактов $T_{ип}$ и соответствует частоте дискретизации стимулирующего сигнала: номинально 100 кГц. Каждый из пакетов содержит 7 бит синхронизирующей преамбулы, один бит сигнала служебного канала Сл.Кн. и 16-ти разрядный код очередного цифрового отсчета стимулирующего сигнала. Паузы между пакетами заполнены сигналом логической «1».

В обратном направлении от АБ к ЦБ передается только информационный поток служебного канала в линейном коде «Манчестер» с фиксированной линейной частотой 24 МГц.

Аппаратно-программными средствами ЦБ и АБ системы осуществляется постоянный контроль исправности основных и резервных оптических трактов. Источниками данных для контроля зарегистрированные нарушения структуры линейного кода на приеме, а также информация об уровнях принимаемого оптического сигнала. При нормальной работе системы оба оптических приемника на ЦБ и на АБ включены постоянно. Так же постоянно включены оба передатчика ЦБ, и на них от БМДМ поступает один и тот же линейный сигнал.

В АБ при нормальной работе оба оптических передатчика выключены и включаются только на время сеансов связи по служебному каналу. На обработку в АМДМ поступает сигнал от основного приемника, в случае пропадания этого сигнала происходит автоматическое переключение на резервный приемник и в ЦБ в спорадическом режиме передается сообщение об аварии оптического тракта. Регистрация аварий посредством анализа структуры кода «Манчестер» в принятом сигнале позволяет минимизировать время переключения на резерв.

Электронные блоки ЦБ и АБ реализованы аппаратно-программным методом на базе ПЛИС серии Max V фирмы Altera [4] и 8-ми разрядных универсальных микроконтроллеров. Умножение частоты дискретизации выполняется микросхемой программируемого преобразователя частоты SI5328 фирмы Silicon Lab [5].

Конструктивно аппаратура АБ выполнена на печатной плате габаритами 150×90 мм, а аппаратура ЦБ – на плате «Евромеханика-6U».

Принципы построения и технические решения, заложенные в разработку, обоснованы результатами лабораторных испытаний системы. В частности, были получены следующие результаты измерений основных параметров системы:

- энергетический запас ВОКТ – 37 дБ;
- вероятность ошибки приема оптического сигнала в ЦБ и АБ – не более 10–11;
- пиковый джиттер СЧД на выходе АБ – 2 нс;
- коэффициент нелинейных искажений стимулирующего сигнала на выходе АБ – не более 0,1 %;
- мощность потребления ЦБ – не более 2 Вт, АБ – не более 1,5 Вт.

Список используемых источников

1. Корякин Ю. А., Смирнов С. А., Яковлев Г. В. Корабельная гидроакустическая техника: состояние и актуальные проблемы. СПб.: Наука, 2004. 410 с.
2. Рубанов И. Л. и др. Волоконно-оптическая система передачи информации для гидроакустической станции с буксируемой антенной // Подводные исследования и робототехника. 2013. № 2. С. 65–69.
3. Бухинник А. Ю., Коровин А. Н., Стефанов Ю. А., Щербатый П. Е. Принципы построения волоконно-оптической системы передачи информации для гидроакустических станций // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании. II Международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сб. научных статей. СПб.: СПбГУТ, 2013. С. 684–687.
4. MAX V Device Handbook: Altera, 2011.
5. SI-53xx Family Reference Manual: Silicon Laboratories, 2013.

ПРИМЕНЕНИЕ ДЕЛЬТА-СИГМА МОДУЛЯЦИИ В КЛЮЧЕВЫХ УСИЛИТЕЛЯХ МОЩНОСТИ

А.А. Ганбаев, В.А. Филин

Проанализированы возможности усиления сигнала в ключевых усилителях мощности с использованием дельта-сигма ($\Delta\Sigma$) модуляции. Проведено сравнение спектрального состава прямоугольных колебаний с $\Delta\Sigma$ -модуляцией и широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Дана оценка нелинейных искажений сигнала для обоих случаев. Показано, что применение $\Delta\Sigma$ -модуляции в усилителях мощности на нитрид-галлиевых (GaN) транзисторах позволяет достигать высокого КПД при минимальных искажениях усиливаемого сигнала.

Ключевые слова: дельта-сигма ($\Delta\Sigma$) модуляция, широтно-импульсная модуляция (ШИМ), усилитель мощности (УМ), амплитудный спектр, аналого-цифровой преобразователь (АЦП), цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП).

APPLICATION OF THE DELTA-SIGMA MODULATION IN THE SWITCHING MODE POWER AMPLIFIERS

Ganbayev A., Filin V.

The possibility of signal amplification in switching mode power amplifiers using a delta-sigma ($\Delta\Sigma$) modulation is analyzed. A comparison of the spectral structures of square waves with $\Delta\Sigma$ -modulation and pulse width modulation (PWM) is provided. The estimation of non-linear distortions of the signal in both cases is given. The use of $\Delta\Sigma$ -modulation in power amplifiers on gallium nitride (GaN) transistors permits to reach high efficiency and minimum distortions of the amplified signal.

Keywords: $\Delta\Sigma$ -modulation, pulse width modulation (PWM), power amplifier (PA), amplitude spectrum, analog-to-digital converter (ADC), digital-to-analog converter (DAC).

В исследованиях последних лет по ключевым транзисторным усилителям мощности вместо прямоугольных импульсов возбуждения, модулированных по длительности (ШИМ), предложено использовать импульсную последовательность, сформированную с помощью $\Delta\Sigma$ -модуляции [1]. В данной работе рассматриваются особенности работы такого модулятора в усилителе класса D, исследуется спектральный состав импульсов и осуществляется его сравнение со спектром ШИМ-импульсов.

На рисунке 1 приведена классическая схема $\Delta\Sigma$ -модулятора, широко используемая в системах цифровой обработки сигналов. Схема включает вычитающее устройство, интегратор, АЦП и ЦАП.

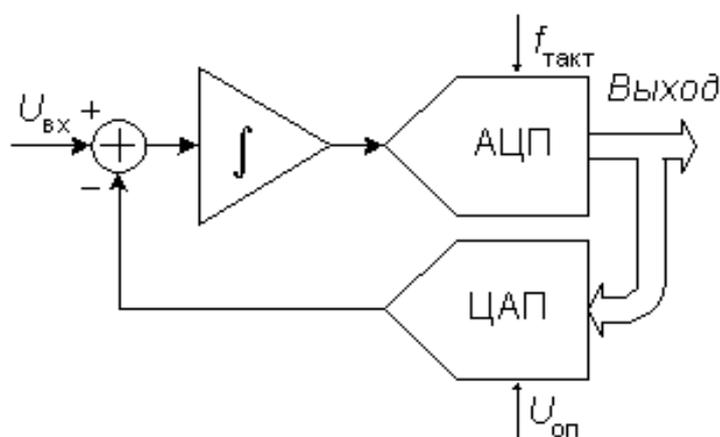


Рис. 1. Классический $\Delta\Sigma$ -модулятор

При усилении колебаний ключевыми методами нашел применение однобитный $\Delta\Sigma$ -модулятор [2, 3], схема которого показана на рисунке 2. В однобит-

ном $\Delta\Sigma$ -модуляторе в качестве АЦП используется компаратор, а в качестве ЦАП – аналоговый коммутатор.

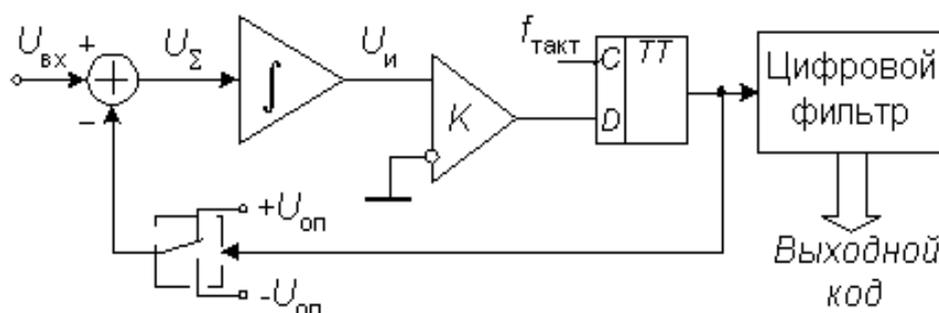


Рис. 2. Однобитный $\Delta\Sigma$ -модулятор

Одним из основополагающих принципов $\Delta\Sigma$ -модуляции является превышение частоты Котельникова в K раз. При такой передискретизации эффективная разрядность, а соответственно, и отношение сигнал/шум, увеличивается согласно формуле $K = 2^N$, где K – коэффициент передискретизации, а N – количество дополнительных битов. За счет большего, чем при ШИМ количества переключений между ‘0’ и ‘1’, происходит эффект вытеснения шумов в ВЧ область, которые в итоге легче отфильтровать [2, 3].

В программе FASTMEAN 6.0 была исследована схема дельта-сигма модулятора (рис. 3) и был рассчитан амплитудный спектр выходного сигнала (рис. 4).

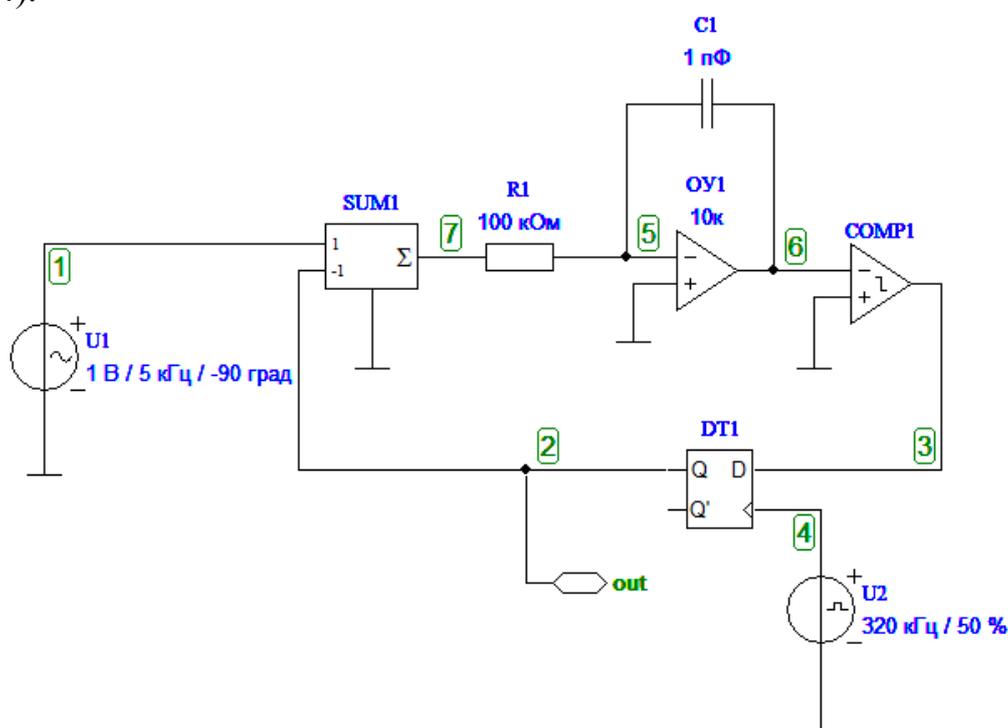


Рис. 3. Схема однобитного $\Delta\Sigma$ -модулятора в FASTMEAN 6.0

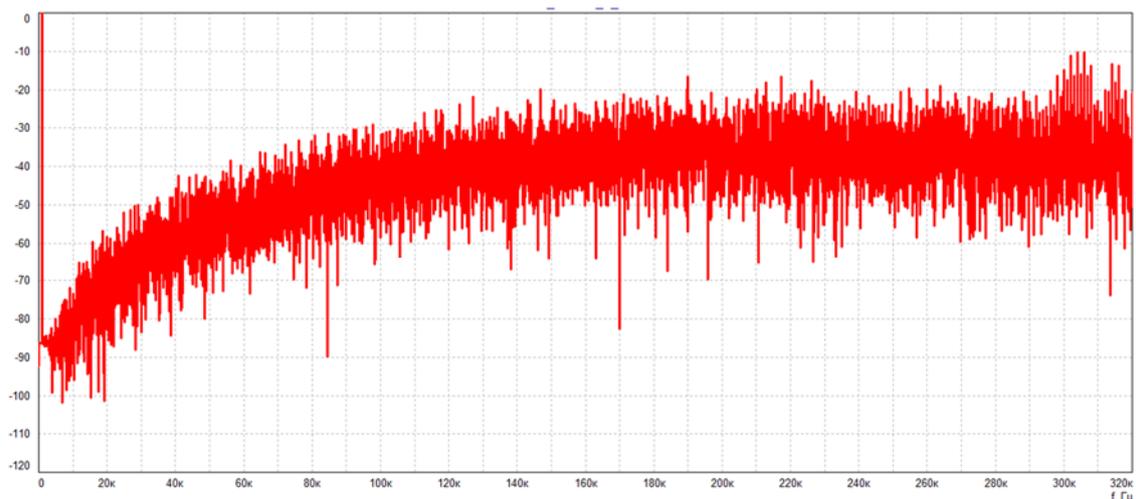


Рис. 4. Амплитудный спектр на выходе $\Delta\Sigma$ -модулятора

Аналогично была исследована схема широтно-импульсного модулятора (рис. 5) и получен амплитудный спектр (рис. 6) для сравнения его со спектром прямоугольных колебаний на выходе $\Delta\Sigma$ -модулятора.

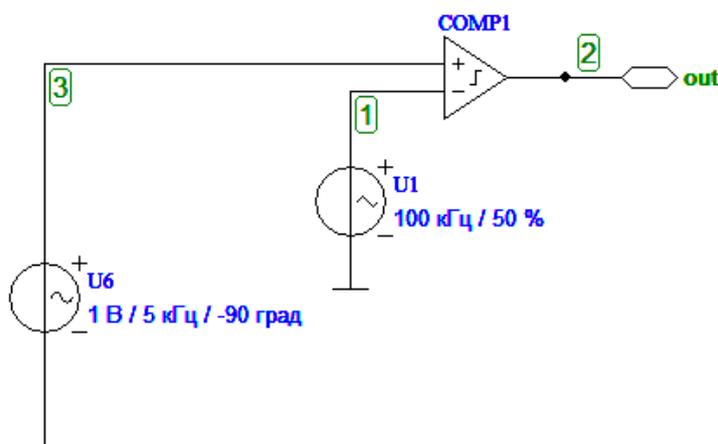


Рис. 5. Схема ШИМ в FASTMEAN 6.0

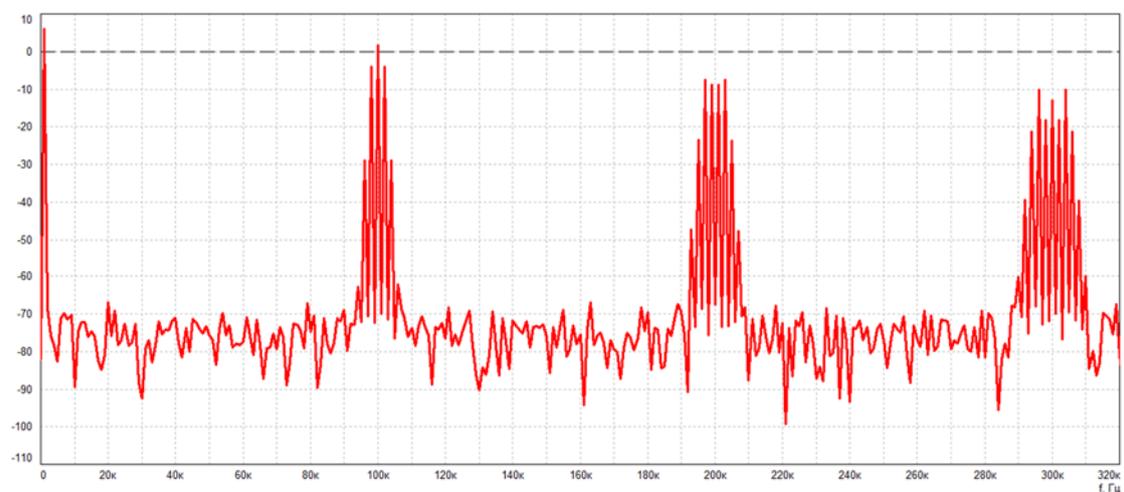


Рис. 6. Амплитудный спектр на выходе ШИМ

Проводилось моделирование процессов в ключевом усилителе мощности класса D с применением драйвера, работающего по принципу $\Delta\Sigma$ -модуляции (рис. 7), а также традиционного драйвера с широтно-импульсной модуляцией (см. рис. 8).

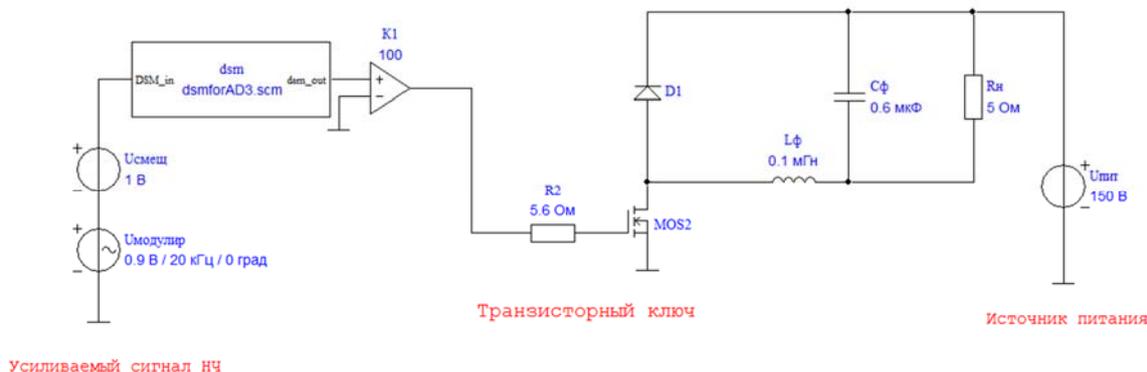


Рис. 7. Схема усилителя с использованием $\Delta\Sigma$ -модулятора

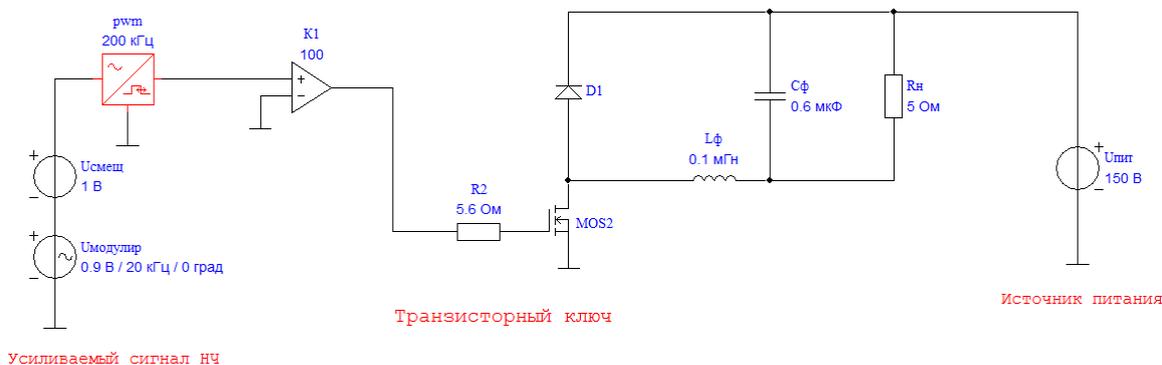


Рис. 8. Схема усилителя с использованием ШИМ

Для данных схем усилителя класса D были рассчитаны коэффициенты нелинейных искажений (THD) выходного сигнала (рис. 9 и 10).

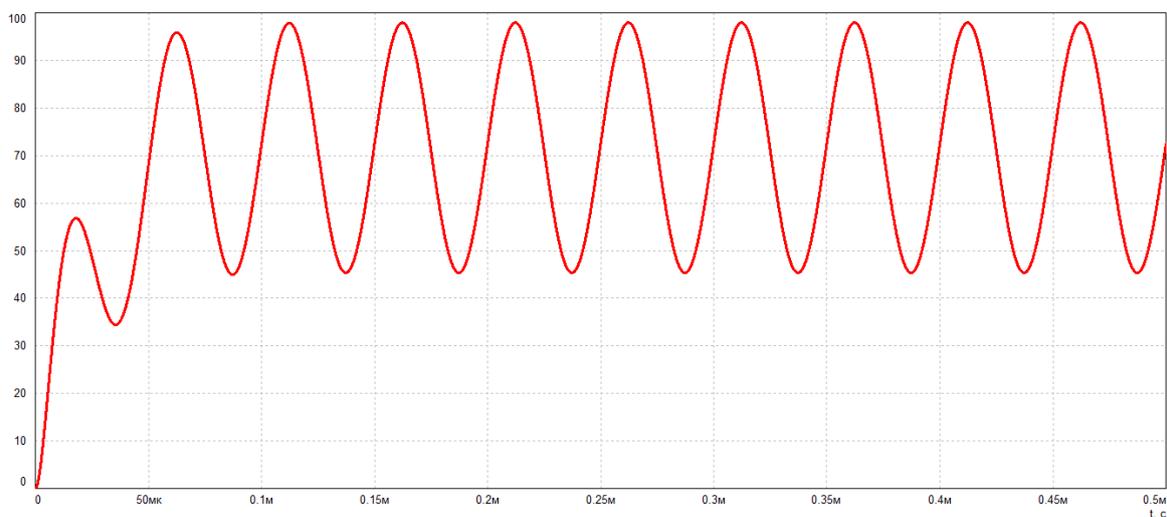


Рис. 9. Временная диаграмма на выходе усилителя с использованием $\Delta\Sigma$ -модулятора

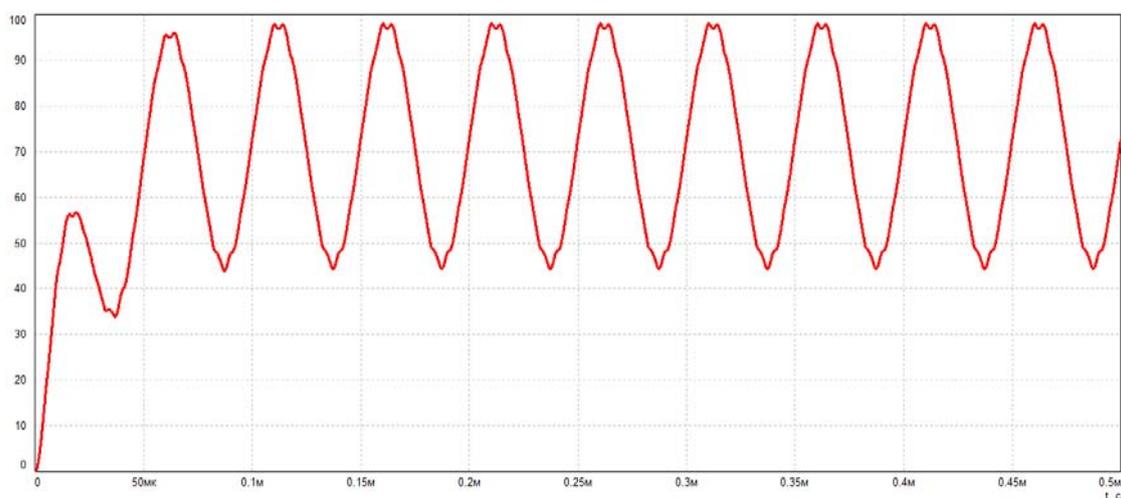


Рис. 10. Временная диаграмма на выходе усилителя с использованием ШИМ

Для усилителя с использованием $\Delta\Sigma$ -модулятора коэффициент нелинейных искажений составил 0,92 %, а при использовании ШИМ – 3,33 %.

Таким образом, выполненный анализ подтверждает, что усилитель класса D с аналоговой ШИМ не позволяет реализовать высококачественное усиление сигнала. Для снижения нелинейных искажений, как показывают проведенные исследования, следует перейти от ШИМ к $\Delta\Sigma$ -модуляции. Однако неизбежным следствием этого становится возрастание частоты переключения выходных транзисторов и снижение КПД из-за роста потерь при переключениях. Для преодоления этого недостатка представляется перспективным применение в качестве мощных ключей нитрид-галлиевых (GaN) транзисторов, обладающих широкой рабочей полосой частот и температурной устойчивостью. Использование же $\Delta\Sigma$ -модулятора в качестве драйвера в этом случае позволяет обеспечить высокие качество усиления сигнала и КПД [1].

Список используемых источников

1. Dr Andrzej Samulak. System Analyses of Class-S Power Amplifier. Germany: Erlangen, 2010.
2. Baker, Bonnie. Delta-sigma ADCs in a nutshell. EDN, 2007, pg 22.
3. Baker, Bonnie. Delta-sigma ADCs in a nutshell, part 2: the modulator. EDN, 2008, pg 24.

СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ НА ВЫХОДЕ ИДЕАЛЬНОГО ОГРАНИЧИТЕЛЯ С ЗОНОЙ НЕЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ

О.В. Косарев

Снижение разрядности обрабатываемых данных в устройствах обработки радиолокационных сигналов является актуальной задачей, несмотря на рост производительности вычислительных устройств. Предельным случаем снижения разрядности является бинар-

ное квантование. Бинарному квантованию присущ ряд недостатков. Недостатки присущие бинарному квантованию предлагается компенсировать введением третьего уровня квантования. Рассмотрены статистические характеристики сигналов на выходе устройства идеального ограничителя с зоной нечувствительности.

Ключевые слова: согласованная обработка, радиотехнические сигналы, бинарное квантование, идеальный ограничитель с зоной нечувствительности.

STATISTICAL CHARACTERISTICS OF RANDOM SIGNALS AT THE OUTPUT OF THE IDEAL LIMITER WITH DEAD ZONE

Kosarev O.

Reducing the processed data in the device processing of radar signals is an important task, despite the increasing performance of computing devices. The limiting case of reducing the bit depth quantization is binary. Binary quantization has a number of drawbacks. The inherent disadvantages of binary quantization is proposed to compensate for the introduction of third-level quantization. Examined statistical characteristics of signals at the output of the ideal limiter with dead zone.

Keywords: coherent processing, radar signals, binary quantization, the ideal limiter with dead zone.

В задачах радиолокации не требуется восстановление формы сигнала. Поэтому представляет интерес снижение разрядности квантования выборок радиолокационного сигнала при цифровой обработке. Вопросы малоразрядной цифровой обработки в условиях ресурсных ограничений освящены в ряде работ [1, 2]. Предельным случаем снижения разрядности квантования выборок можно считать бинарное квантование. Бинарное квантование обладает рядом преимуществ и недостатков. Несомненным преимуществом является простота технической реализации устройств обработки бинарных сигналов. К недостаткам следует отнести то, что пороговый уровень квантования постоянен при любых отношениях сигнал/шум на входе. Введение третьего уровня квантования позволит «отсекать» энергию шума.

Три уровня квантования обеспечивает идеальный ограничитель с зоной нечувствительности (см. рис. 1).

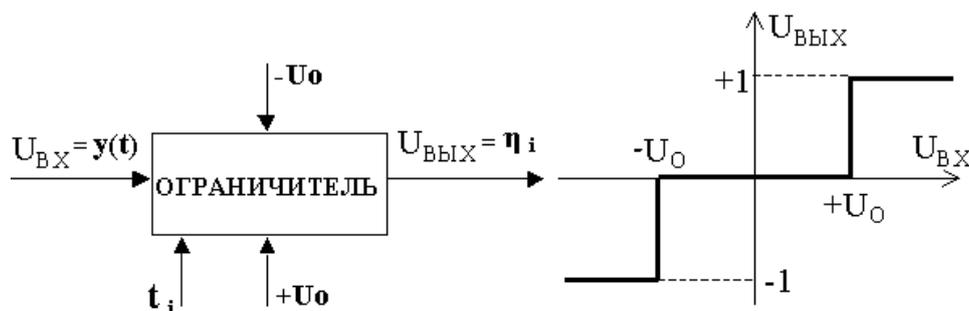


Рис. 1. Идеальный ограничитель с зоной нечувствительности

Отсчеты берутся через время, превышающее интервал корреляции шумов, а квантование осуществляется по правилу (1):

$$\eta_i = \begin{cases} 1, & y(t_i) \geq U_o \\ 0, & -U_o < y(t_i) < U_o \\ -1, & y(t_i) \leq -U_o \end{cases} \quad (1)$$

где η_i – дискретная величина на выходе ограничителя, $y(t_i)$ – отсчеты выборки входного сигнала, U_o – пороговый уровень ограничителя.

Преобразование в ограничителе является существенно нелинейной операцией, при которой происходит переход от непрерывной случайной величины к дискретной случайной величине. В каждом отсчете можно получить одно из трех попарно несовместимых значений (+1, 0, -1). Вероятности их появления для шума и смеси сигнал + шум можно найти, зная плотность распределения входной непрерывной величины по формулам (2):

$$\begin{aligned} P^{+1} &= \int_{U_o}^{\infty} W(y) dy \\ P^0 &= \int_{-U_o}^{U_o} W(y) dy \\ P^{-1} &= \int_{-\infty}^{-U_o} W(y) dy \end{aligned} \quad (2)$$

где P – вероятность появления минус единицы, ноля или плюс единицы соответственно, $W(y)$ – плотность вероятности входной непрерывной величины.

Плотности вероятностей входной непрерывной величины $W(y)$ и вероятности превышения порога для случая нормального шума P_n и аддитивной смеси нормального шума и сигнала αP_{cn} показаны на рисунке 2.

По результатам серии из N_d отсчетов необходимо принять решение о наличии сигнала от цели во входной реализации. Для этого необходимо найти функционал отношения правдоподобия и сравнить его с порогом. Обозначим:

Q^{+1} – случайная величина количества «+1» в серии из N_d отсчетов;

Q^0 – случайная величина количества «0» в серии из N_d отсчетов;

Q^{-1} – случайная величина количества «-1» в серии из N_d отсчетов.

Тогда $\bar{Q} = (Q^+, Q^0, Q^-)$ – дискретный случайный вектор. В общем виде функционал отношения правдоподобия имеет вид:

$$\Phi = \Psi\left(\frac{P_{cn}(\bar{Q})}{P_n(Q)}\right),$$

где $P_{\text{п}}(\vec{Q})$ – распределение вероятностей вектора \vec{Q} при наличии только помехи, $P_{\text{сп}}(\vec{Q})$ – распределение вероятностей вектора \vec{Q} при наличии сигнала и помехи.

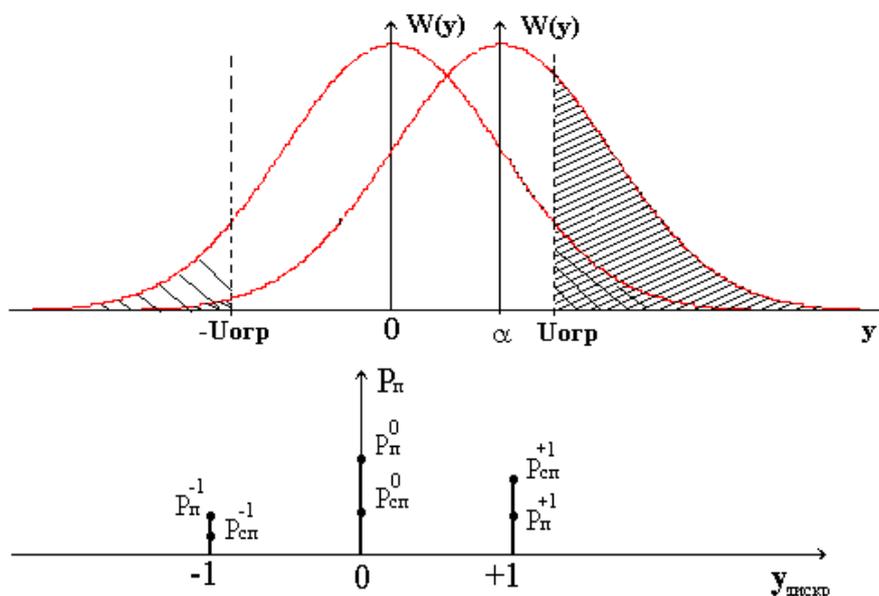


Рис. 2. Плотность вероятности нормального шума и вероятность появления минус единицы, нуля и плюс единицы

Для нахождения отношения правдоподобия необходимо найти распределения $P_{\text{п}}(\vec{Q})$, $P_{\text{сп}}(\vec{Q})$ и найти решающее правило разбиения области всех возможных по результатам испытаний значений вектора \vec{Q} на области принятия решений о наличии и отсутствии цели.

Вектор \vec{Q} имеет конечное число значений, так как количество отсчетов в серии ограничено:

$$\overline{Q_{i,j,k}} = (Q^{+1} = i, Q^0 = j, Q^{-1} = k),$$

где Q^{+1} – количество «+1» в векторе, Q^0 – количество «0» в векторе, Q^{-1} – количество «-1» в векторе, $i + j + k = N_{\text{д}}$.

Распределение вероятностей вектора \vec{Q} имеет дискретный характер и его удобно представить в виде матрицы M , элементы которой являются вероятностями всех возможных реализаций вектора \vec{Q} :

$$P_{i,j,k} = P(Q^{+1} = i, Q^0 = j, Q^{-1} = k).$$

Так как элементами матрицы являются вероятности всех возможных реализаций вектора \vec{Q} , то сумма всех вероятностей в матрице равна единице. Пример такой матрицы для пяти отсчетов приведен ниже в таблице. В таблицу по строкам заносятся вероятности реализаций вектора \vec{Q} с одинаковым количеством +1 (первый индекс), в столбцы заносятся вероятности реализаций вектора \vec{Q} с одинаковым количеством -1 (третий индекс). Второй индекс на пересечении столбца и строки, то есть число нулей в серии равно $j = N_{\text{д}} - i - k$.

ТАБЛИЦА. Матрица M распределения вероятностей вектора \bar{Q}

		Количество –1 (третий индекс)					
		0	1	2	3	4	5
Количество +1 (первый индекс)	5	P_{500}					
	4	P_{410}	P_{401}				
	3	P_{320}	P_{311}	P_{302}			
	2	P_{230}	P_{221}	P_{212}	P_{203}		
	1	P_{140}	P_{131}	P_{122}	P_{113}	P_{104}	
	0	P_{050}	P_{041}	P_{032}	P_{023}	P_{014}	P_{005}

Для стационарного шума при условии независимости отсчетов вероятности P^{+1} , P^0 , P^{-1} одинаковы для любого отсчета. В этом случае вектор \bar{Q} подчиняется полиномиальному закону распределения (3):

$$P_{i,j,k} = \frac{N_{\bar{Q}}!}{i! \cdot j! \cdot k!} \cdot (P^{+1})^i \cdot (P^0)^j \cdot (P^{-1})^k. \quad (3)$$

При постоянной величине полезного сигнала закон распределения входной реализации смещается на эту величину, не меняя своей формы. В этом случае вероятности P^{+1} , P^0 , P^{-1} также одинаковы для всех отсчетов. Следовательно, вектор \bar{Q} также подчиняется полиномиальному закону распределения. Поэтому для заполнения матрицы $P_n(\bar{Q})$ также используется выражение (3).

В случае, когда амплитуда полезного сигнала в аддитивной смеси не является постоянной величиной, вероятности всех возможных реализаций вектора \bar{Q} рассчитать по полиномиальному закону нельзя. В общем случае для n -го отсчета элемент матрицы вероятностей M реализации можно вычислить по рекуррентной формуле:

$$P_{i,j,k} \Big|_{i+j+k=n} = P_{i-1,j,k} \cdot P_n^{+1} + P_{i,j-1,k} \cdot P_n^0 + P_{i,j,k-1} \cdot P_n^{-1}.$$

При этом вероятности P можно рассчитать, зная закон изменения полезного сигнала. Заполнение матрицы M вероятностей реализаций вектора \bar{Q} на n -м отсчете должно выполняться путем перемножения матриц предыдущего отсчета на вероятности исходов в текущем отсчете их суммирования после выравнивания размерностей.

Зная алгоритм расчета матриц вероятностей, возможно рассчитать показатели качества обнаружения и оценить влияние порогов квантования на показатели качества обнаружения.

Список используемых источников

1. Горбунов Ю. Н. Стохастическая радиолокация: условия решения задач обнаружения, оценивания и фильтрации [Электронный ресурс] // Журнал радиоэлектроники. 2014. № 3. URL: <http://jre.cplire.ru/alt/nov14/3/text.html#8> (дата обращения 10.04.20016).

2. Горбунов Ю. Н. Цифровая обработка радиолокационных сигналов в условиях использования грубого (малоразрядного) квантования. Монография [Электронный ресурс]. М.: ФКА, ФГУП «ЦНИРТИ им. акад. А. И. Берга», 2008. 87 с. URL: http://www.cnirti.ru/pdf/d_260109.doc (дата обращения 10.03.20016).

СТУПЕНЧАТЫЙ ЭЛЛИПТИЧЕСКИЙ ФИЛЬТР С РЕАЛИЗАЦИЕЙ НА РЕШЕТКЕ СВЯЗАННЫХ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ

А.Р. Кубалова

Разработан новый метод проектирования эллиптического полосно-пропускающего СВЧ фильтра с реализацией на решетке связанных микрополосковых линий. Предложена методика расчета фильтра с применением симулятора электромагнитного поля. Представлены результаты экспериментального исследования макета фильтра.

Ключевые слова: эллиптический фильтр, СВЧ фильтр, микрополосковая линия, связанные микрополосковые линии, полосно-пропускающий фильтр (ППФ), многопроводная линия, электромагнитное моделирование.

STEPPED ELLIPTIC FILTER IMPLEMENTED ON COUPLED MICROSTRIPLINES LATTICE

Kubalova A.

The new method of design of microwave elliptic bandpass filter implemented on coupled microstriplines lattice is developed. The methodology of calculating the filter using an electromagnetic field simulation is proposed. Results of an experimental study of the filter layout are presented.

Keywords: elliptic filter, microwave filter, microstrip, coupled microstripline, bandpass filter (BPF), multiple wire line, electromagnetic simulation.

В статье представлена методика проектирования узкополосного ступенчатого микрополоскового ЭФ, проиллюстрированная синтезом ППФ с реализацией на МПЛ с параметрами: центральная частота: $f_0 = 2,5$ ГГц; относительная ПП: $w = 3$ %; затухание в ПЗ: $a_s \geq 30$ дБ; сопротивление нагрузки: $Z_0 = 50$ Ом; порядок фильтра $N = 3$; материал подложки RogersRO4003C с $\epsilon_r = 3,55$, $h = 1,524$ мм. С применением электромагнитного моделирования рассчитаны и приведены кривые для определения ширины зазора между связанными МПЛ. Представлены результаты макетирования фильтра.

Для получения реализуемых геометрических размеров при проектировании узкополосного ступенчатого ЭФ на МПЛ следует реализовать фильтр как структуру без заземленных линий. На начальном этапе, воспользовавшись

частотным преобразованием от фильтра нижних частот (ФНЧ) к ППФ и преобразованием Ричардса [1] переходим от эллиптического фильтра-прототипа нижних частот (ФПНЧ) на сосредоточенных элементах к ППФ на элементах с распределенными параметрами одинаковой электрической длины. Схему ФПНЧ выбирают из таблиц Заала [2]. Как показали предварительные расчеты, при реализации ЭФ на связанных МПЛ следует выбирать прототип с минимальным затуханием в ПЗ a_S больше требуемого на 10–15 дБ. Исходя из этого, был выбран ФПНЧ С0315-16 с $a_S = 40,8$ дБ. Схема П-секции эллиптического ФПНЧ и его АЧХ представлены на рисунке 1а и 1б. С помощью одной П-секции можно реализовать эллиптический ППФ третьего порядка с парой нулей передачи на конечных частотах (рис. 1в). Полученную схему можно представить как параллельное соединение двух лестничных подсхем: A из замкнутых и B из разомкнутых элементов. Подсхемы A и B реализуются решетками связанных полосковых линий, соединенными параллельно. С целью обеспечить параллельное соединение следует задавать $\theta_0 = \pi/4$. Тогда ширины зазоров и полосков обеих подсхем будут примерно равны. Исходные значения волновых проводимостей элементов цепи на рисунке 1в получают по расчетным формулам [1, 3, 4]. Решетки связанных линий удобно характеризовать матрицами собственных и взаимных узловых проводимостей или нормированных погонных емкостей.

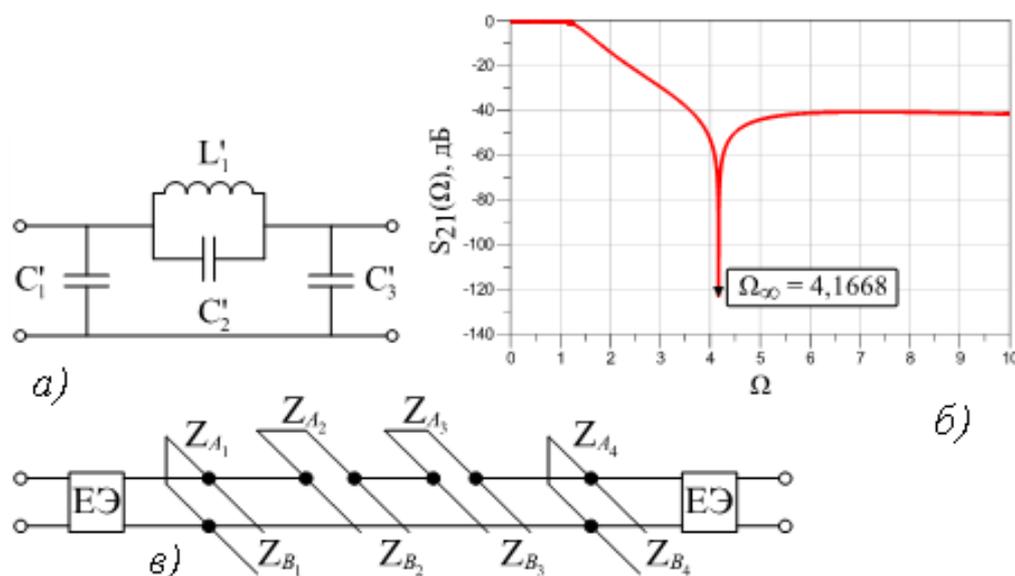


Рис. 1. П-секция эллиптического ФПНЧ (а), АЧХ ФПНЧ (б) и П-секция эллиптического ППФ 3-го порядка на элементах с распределенными параметрами (в)

В исходных матрицах у нулевого и четных узлов отсутствуют проводимости на землю, а уровень всех проводимостей узлов оказывается слишком высоким. Чтобы внутреннюю часть фильтра стало возможным реализовать связанными микрополосками, необходимо произвести преобразование матриц проводимостей [1]. Согласующие трансформаторы волновых сопротивлений

реализуются встречно-стержневыми связанными МПЛ электрической длины θ_0 на f_0 . При этом одна из линий с отрицательным волновым сопротивлением поглощается первой и последней линиями внутренней части подسхемы *A*. В результате преобразований, не меняющих входные и выходные характеристики всего четырехполюсника, у каждого узла подсхем *A* и *B* есть проводимости на землю. Для удобства последующих расчетов физических размеров с применением метода краевых емкостей следует преобразовать матрицы проводимостей в матрицы нормированных погонных емкостей. Для погонных емкостей элементов подсхем *A* и *B* на землю за ϵ_{reff} принимаются, соответственно, $\epsilon_{reffA} = 3,24$ и $\epsilon_{reffB} = 3,1$, а для взаимных элементов – $\epsilon_m = 1,7$. Значения эффективных диэлектрических проницаемостей были получены в результате электромагнитного анализа структур из трех и пяти связанных МПЛ на заданном материале подложки с $\epsilon_r = 3,55$ на частоте f_0 . Двумерные емкостные диаграммы преобразованных подсхем представлены на рисунке 2.

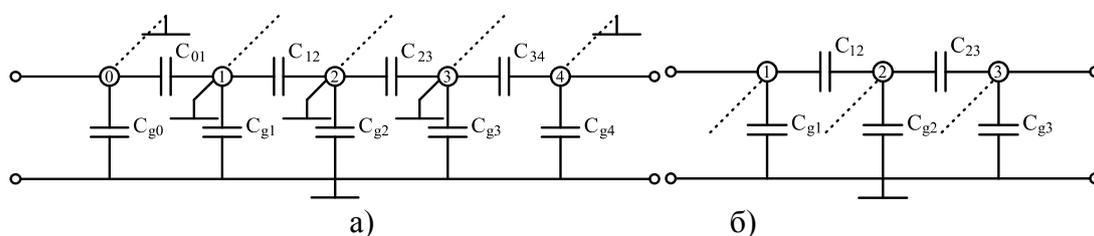


Рис. 2. Преобразованные емкостные диаграммы решеток связанных линий передачи:
а) для подсхемы *A*; б) для подсхемы *B*

Определение физических размеров связанных МПЛ сводится, во-первых, к нахождению длин микрополосков в неоднородных диэлектрических средах с $\epsilon_{reffA} = 3,24$ и $\epsilon_{reffB} = 3,1$ и, во-вторых, к вычислению ширин зазоров и микрополосков методом краевой емкости, совмещенным с электромагнитным моделированием связанных МПЛ (рис. 3).

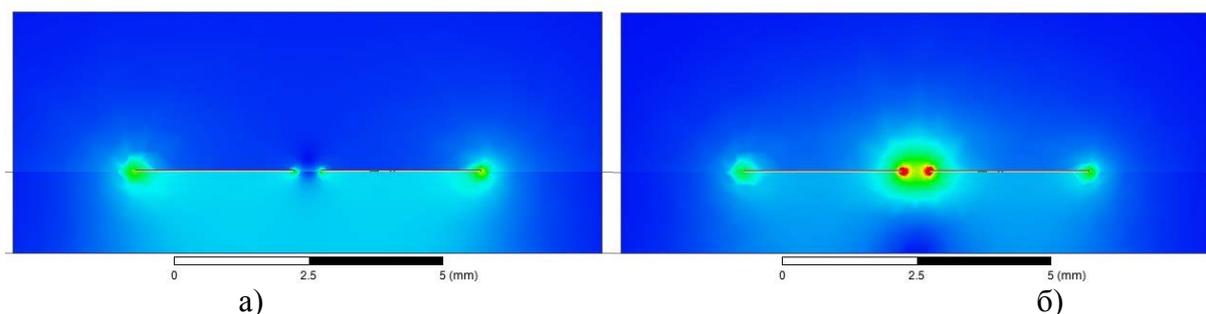


Рис. 3. Моделирование электрического поля в связанных МПЛ: а) при четном возбуждении;
б) при нечетном возбуждении

В результате анализа были получены кривые зависимостей нормированной взаимной погонной емкости C_M/ϵ_0 и нормированной погонной краевой емкости микрополоска в области связи при четном возбуждении C_{fe}/ϵ_0 от ширины зазо-

ра S (см. рис. 4). Приблизительные значения ширин микрополосков $W_{Ai, Bi}$ под-
схем A и B можно выразить из формулы для емкости плоского конденсатора.
Полученные размеры служат исходными данными при последующей корректи-
ровки топологии на этапе электромагнитного моделирования всей структуры
фильтра.

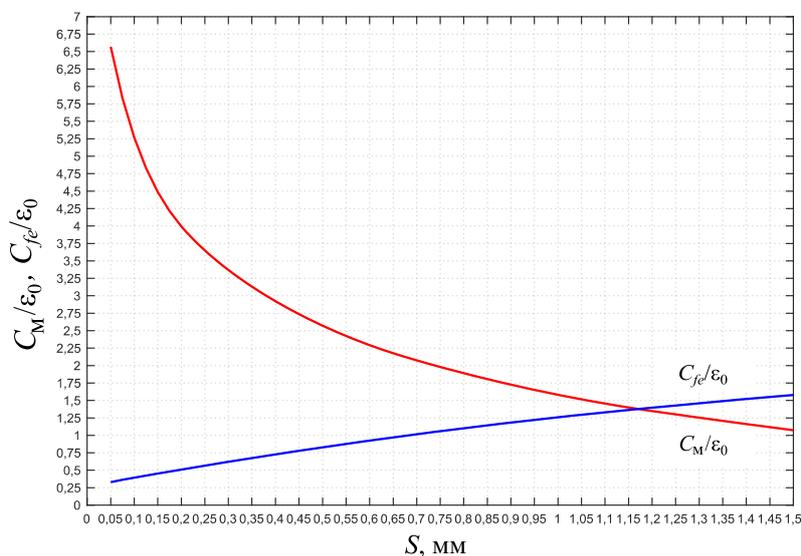


Рис. 4. C_M/ϵ_0 и C_{fel}/ϵ_0 в зависимости от S для связанных МПЛ $W_0 = 3$ мм на материале RO4003C с $\epsilon_r = 3,55$, $h = 1,524$ мм, полученные с помощью электромагнитного моделирования методом конечных элементов на частоте f_0

Аналитическое исследование полученной структуры, которое бы учитывало все неоднородности и их взаимное влияние, не представляется возможным. Поэтому была построена трехмерная модель фильтра для анализа методом конечных элементов в симуляторе электромагнитного поля. Результаты моделирования исходной топологии показали, что нули передачи фильтра смещены в сторону высоких частот. Смещение нулей передачи объясняется неоднородностью среды распространения электромагнитных волн в связанных микрополосковых линиях. Эффективная электрическая длина взаимных элементов цепи, реализуемых зазорами между линиями, всегда оказывается короче электрической длины самих линий. Известно, что импеданс отрезка линии передачи на некоторой частоте определяется как электрической длиной, так и волновым сопротивлением линии. Следовательно, частотой, на которую попадают нули передачи, можно управлять, изменяя ширины зазоров. Смещение в сторону нижних частот первого нуля передачи достигается уменьшением зазора S_{B23} и увеличением S_{A23} . Для коррекции положения второго нуля передачи необходимо уменьшать S_{B12} и увеличивать S_{A12} . На рисунке 5 представлены АЧХ исходной топологии и АЧХ при увеличении зазоров S_{A12} и S_{A23} в 3 и 4 раза. Для сравнения на рисунке 5 пунктиром показана АЧХ схемы фильтра из идеальных элементов.

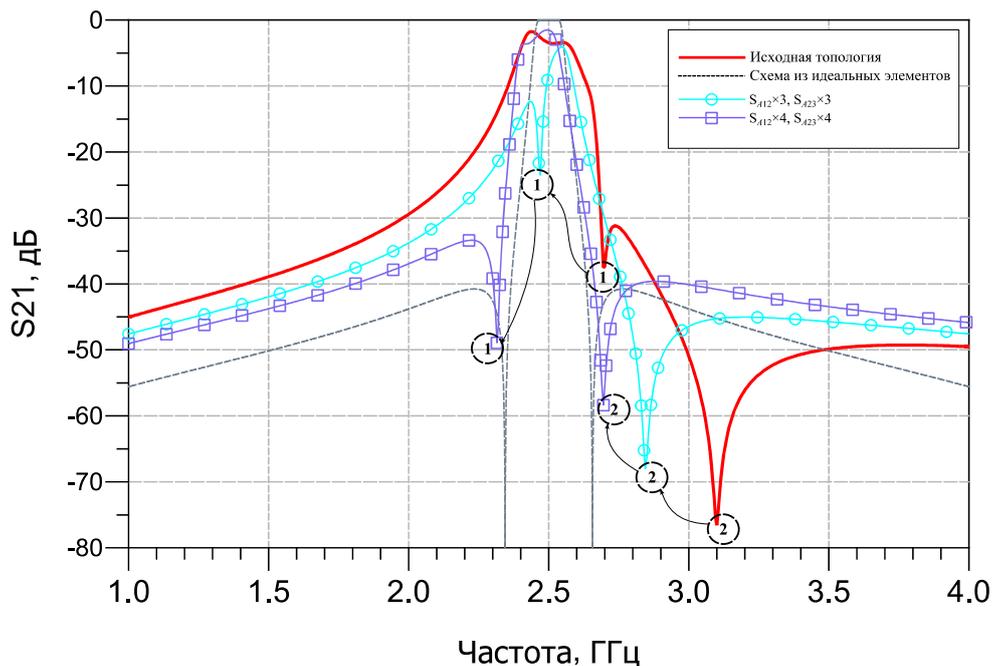


Рис. 5. АЧХ исходной топологии и компенсация сдвига нулей передачи

В результате систематических корректировок зазоров и значений ширин микрополосков была получена скорректированная топология фильтра, представленная на рисунке 6а. Был изготовлен экспериментальный образец узкополосного ступенчатого микрополоскового ЭФ СВЧ (рис. 6б). Конструктивно фильтр состоит из диэлектрической подложки, на которой сформирована топология и металлизированные отверстия. Измерения проводились на измерителе комплексных коэффициентов передачи «Обзор–304/1» в полосе частот 1–3 ГГц. Рассчитанная и измеренная АЧХ фильтра представлены на рисунке 7.

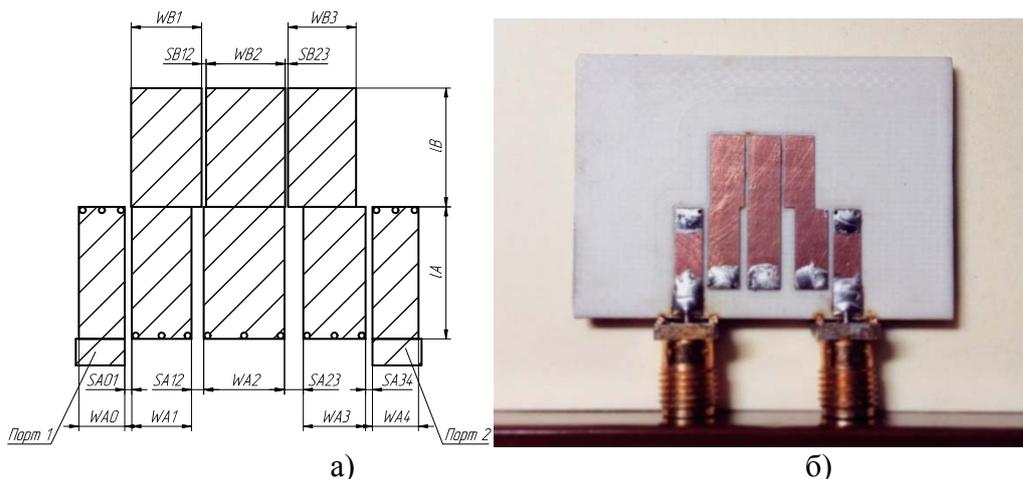


Рис. 6. Скорректированная топология микрополоскового ступенчатого ЭФ и экспериментальный образец микрополоскового ступенчатого ЭФ СВЧ

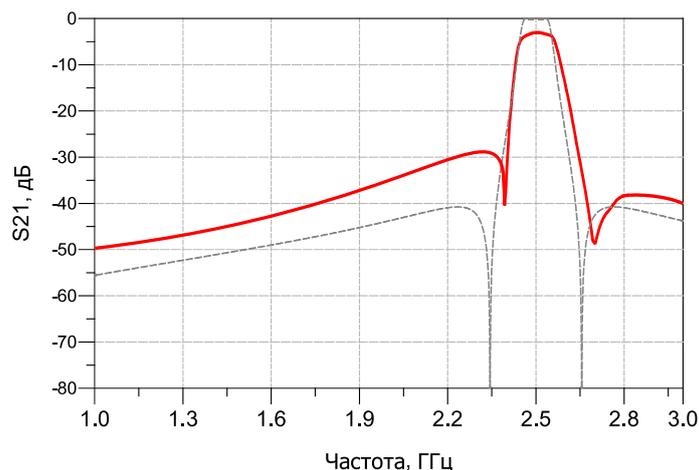


Рис. 7. Результаты моделирования и эксперимента

Заключение

Разработан новый метод синтеза компактных микрополосковых ступенчатых ЭФ. В качестве примера рассчитана топология ступенчатого ЭФ с центральной частотой $f_0 = 2,5$ ГГц и заданной относительной ПП $w = 3$ % на диэлектрической подложке из материала RogersRO4003C с $\varepsilon_r = 3,55$ и толщиной $h = 1,524$ мм. Представлены результаты макетирования фильтра. Потери на центральной частоте составили 3 дБ, относительная ПП по ослаблению 3 дБ – 5 %. Габариты фильтра $21,8 \times 16,1 \times 1,524$ мм. Эксперимент демонстрирует хорошее совпадение с теорией. Использование симулятора электромагнитного поля на различных этапах расчета существенно снижает трудоемкость расчета ЭФ СВЧ и позволяет удовлетворительно предсказывать характеристики реального фильтра, что создает дополнительные предпосылки для ускорения темпов внедрения устройств данного типа в радиоэлектронную промышленность.

Список используемых источников

1. Кубалова А. Р., Томашевич С. В. Анализ и синтез микроволновых эллиптических фильтров. СПб.: Издательство СПбГУТ, 2013. 368 с.
2. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров. М.: Радио и связь, 1983. 752 с.
3. Rhodes J. D. The Stepped Digital Elliptic Filter // Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on. 1969. Vol.: 17. С. 178–174.
4. Jia-Sheng Hong, Lancaster M. J. Microstrip filters for RF/Microwave applications. N. Y.: John Wiley & sons. Inc., 2001. P. 482.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ НА ЯЧЕЙКЕ ДЖИЛЬБЕРТА

Ю.А. Никитин, В.А. Юрова

В устройствах радиосвязи смесители (перемножители частоты) во многом определяют динамический диапазон и чувствительность аппаратуры, её устойчивость к воздействию помех. Возможно построение смесителей как на диодах, так и на транзисторах,

например, на управляемых токовых зеркалах и ячейках Джильберта. В статье рассмотрены варианты построения аналоговых преобразователей частоты, построенных на токовых зеркалах и ячейках Джильберта. Проведено их моделирование с помощью пакета Fastmean 6.

Ключевые слова: смеситель, диод, транзистор, токовое зеркало, ячейки Джильберта, дифференциальный каскад.

MODELING OF THE FREQUENCY MIXER ON THE GILBERT CELL

Nikitin Yu., Yurova V

In radio communication devices mixers (frequency multipliers) in many respects determine the dynamic range and sensitivity of the equipment, its resistance to influence of noises. It's possible to construct mixers on diodes, and on transistors, for example, on the operated current mirrors and Dzhilbert's cells. We consider the different types of electric circuits of the analog converters of frequency. A simulation is carried out using the package FASTMEAN.

Keywords: frequency mixer, diode, transistor, current mirror, differential amplifier, Gilbert cell.

При разработке современных электронных устройств в системах управления и связи существует значительная потребность в усилительных устройствах, сочетающих высокие энергетические характеристики с низким уровнем интермодуляционных искажений. Эта потребность определяется необходимостью плотного размещения каналов в частотном диапазоне, чтобы передавать постоянно возрастающие объемы информации. В результате взаимодействия сигналов разной частоты на нелинейных элементах возникают интермодуляционные искажения, основным способом борьбы с которыми является обеспечение линейности применяемых усилителей. Имеется обширная литература, посвященная анализу параметров и режимов работы как усилителей, так и преобразователей частоты. При этом авторы используют различные подходы, критерии оценки и математический аппарат, что затрудняет сравнение рассматриваемых ими схем.

В силу этого представляется целесообразным провести сравнительный анализ схем преобразователей частоты на транзисторах (диодах или $p-n$ -переходах) с единых позиций, по единым критериям с использованием единой среды компьютерного моделирования работы схем.

Линейность – это отсутствие или низкий уровень спектральных компонентов, отсутствующих в исходном сигнале. При идеальном перемножении двух частот на выходе получают только суммарное и разностное колебания. Оценить нелинейность активного устройства, содержащего $p-n$ -переход, можно с помощью уровня интермодуляционных (внутрисистемных) искажений. Этот параметр определяется нелинейностью входных и выходных характеристик активных элементов, используемых в современной технике. Для измерения интермодуляционных искажений необходимо на вход исследуемого устройства

подать два таких сигнала с близкими частотами, чтобы амплитуды выходных сигналов были меньше точки однодецибельной компрессии (P_1) на 6...10 дБ.

Чтобы провести анализ работы схем и определить спектры выходного сигнала, в работе была использована компьютерная программа моделирования электрических цепей FASTMEAN [1, 2]. Она позволяет оценить работу схем разной сложности, как с использованием встроенной базы активных элементов, так и с построением их эквивалентных моделей с заданными параметрами. В программе FASTMEAN применены алгоритмы решения матричных уравнений электрических цепей, которые позволяют существенно повысить точность и скорость расчета переходного процесса и спектров по сравнению с известными стандартными алгоритмами.

Основой большинства усилительных элементов является p - n -переход (диода или транзистора), на границе которого имеют место различные эффекты, определяющие работу полупроводниковых приборов. Вольт-амперная характеристика (ВАХ) p - n -перехода имеет ярко выраженную нелинейную форму. Для проведения качественного анализа работы схем важным является подбор наилучшей аппроксимации ВАХ p - n -переходов усилительных элементов с отображением её нелинейности. Идеальную ВАХ можно описать выражением зависимости тока от напряжения, величина которого определяется числом носителей заряда, способных преодолеть потенциальный барьер обедненного слоя p - n -перехода [3]:

$$I = I_0 \cdot [\exp(e \cdot U / k \cdot T) - 1],$$

где I – сила тока, выраженная в амперах; I_0 – тепловой ток (или обратный ток насыщения); e – заряд электрона; U – приложенное к p - n -переходу напряжение в вольтах; k – постоянная Больцмана, выраженная в Дж/К; T – температура в Кельвинах.

Из-за падения части приложенного напряжения на объемном сопротивлении p - n -перехода прямая ветвь ВАХ реального диода в области прямых напряжений будет располагаться несколько ниже. В области обратных напряжений этим падением напряжения можно пренебречь.

На рисунке 1а представлена принципиальная схема широко используемого диодного перемножителя. Она состоит из диода и симметрирующего трансформатора со средней точкой. Трансформатор предназначен для дифференциального разделения принимаемого сигнала и сигнала гетеродина. Однако его использование в схемах при работе в широком диапазоне частот приводит к появлению собственных частот резонанса и искажение формы импульсов на выходе трансформатора в результате действия паразитной межвитковой емкости и емкости монтажа.

Степень подавления входных сигналов на выходе определяется уровнем симметричности (балансности) схемы смесителя и характеризует его развязку по отношению к входным сигналам. Схема позволяет осуществлять инверти-

рующее и неинвертирующее преобразование, характеризуется малым уровнем собственных шумов, малыми внутренними паразитными реактивностями и малогабаритностью [4].

Полученный в ходе компьютерного моделирования спектр выходного сигнала для перемножителя на диоде представлен на рисунке 1б.

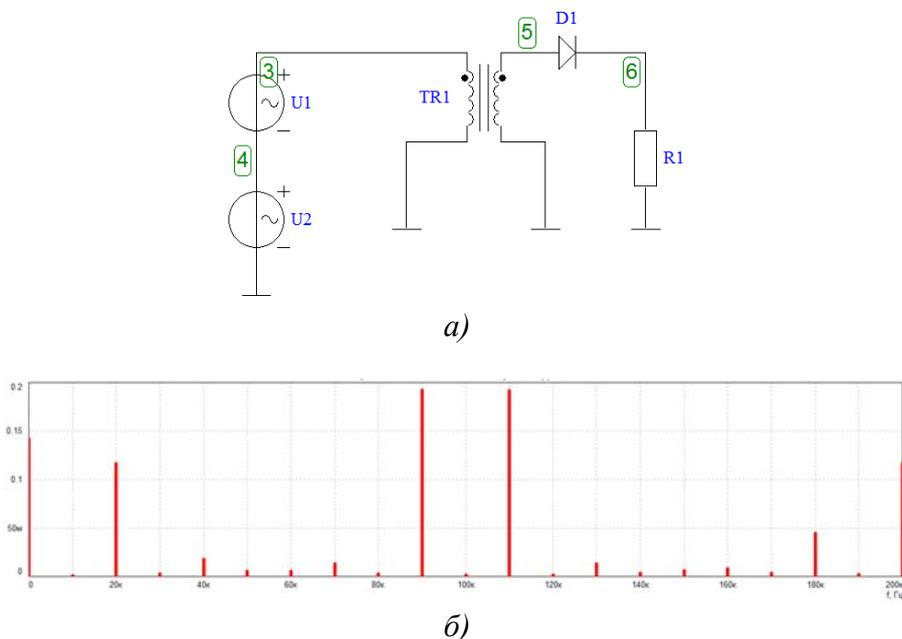


Рис. 1. а) Принципиальная схема балансного перемножителя на диоде и б) спектр её выходного сигнала

Простейшая схема перемножителя, выполненная на транзисторе, приведена на рисунке 2. Обычно у транзисторного перемножителя довольно низкое входное сопротивление и высокое выходное, поэтому для согласования с цепями источников переменного сигнала и нагрузки используют трансформаторы, что делает затруднительным интеграции и миниатюризации данной схемы.

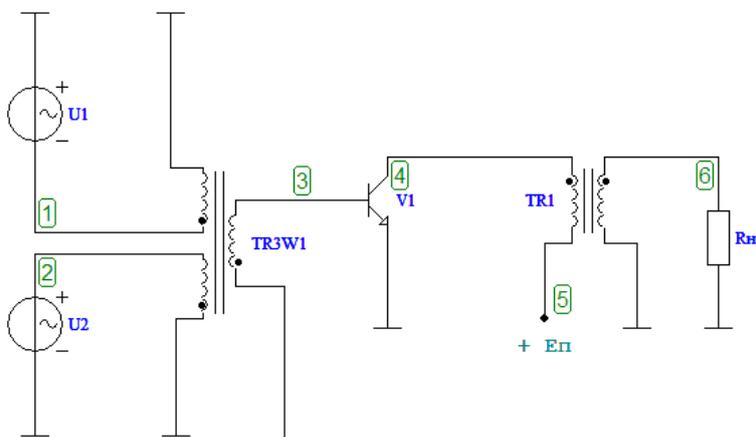


Рис. 2. Принципиальная схема перемножителя на транзисторе

Также для проведения сравнительного анализа была рассмотрена схема перемножителя на управляемых токовых зеркалах (см. рис. 3). Здесь один из транзисторов плеча работает в диодном режиме, что позволяет увеличить температурную стабильность рабочей точки, и улучшается линейность перемножения.

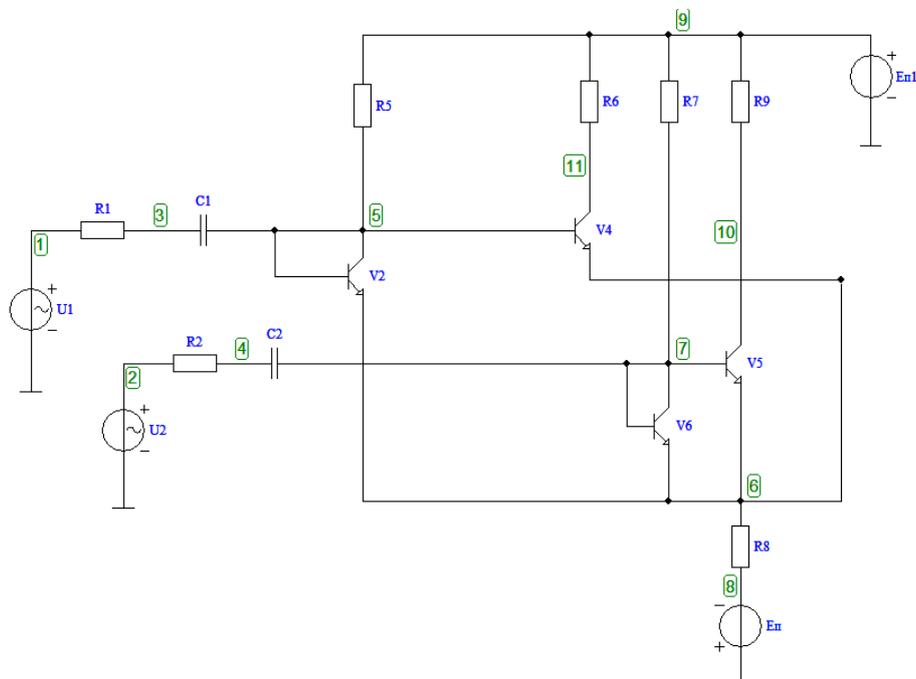


Рис. 3. Принципиальная схема перемножителя на управляемых токовых зеркалах

На рисунке 4 приведена принципиальная схема активного перемножителя на ячейке Джилберта с двойной балансировкой. Широкополосный разностный усилитель и/или перемножитель напряжения, спроектированный на основе управляемых и соединенных между собой дифференциальных транзисторных пар, называется ячейкой Джилберта [5]. Вследствие её симметричности гармоники четных порядков малы.

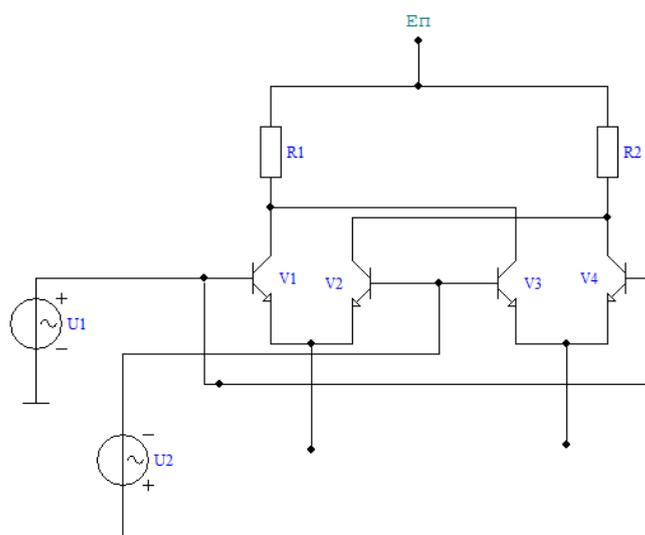


Рис. 4. Принципиальная схема перемножителя на ячейках Джилберта

Таким образом, был проведен анализ и подбор методики для проведения сопоставления работы разных схем преобразователей частоты. Подобраны параметры цепей смещения, которые позволяют получить на выходе заданные дифференциальный сигнал и коэффициент усиления. Получение спектральных характеристик и оценка линейности остаются задачей для будущих исследований.

Список используемых источников

1. Филин В. А., Смирнов В. С. Автоматизированная компьютерная программа быстрого расчета и оптимизации переходных и стационарных процессов в электрических цепях радиотехнических и телекоммуникационных устройств FASTMEAN. Свидетельство о регистрации № 2002610191 Российская Федерация; Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича.
2. Артым А. Д., Есполов К. Ж., Филин В. А. Матричные модели радиотехнических цепей / под ред. д.т.н., проф. В. А. Филина. СПб.: «Элмор», 2015. 280 с.
3. Джонс М. Х. Электроника – практический курс; пер. с англ. 2-е изд. М.: Техносфера, 2006. 512 с.
4. Фомин Н. Н., Буга Н. Н., Головин О. В. и др. Радиоприемные устройства: учебник для вузов / под редакцией Н. Н. Фомина. 3-е изд., стереот. М.: Горячая линия – Телеком, 2007. 520 с.
5. Бобрешов А. М., Малежин М. И., Степкин В. А., Усков Г. К. Двойной балансный смеситель для перемножения сверхширокополосных импульсных сигналов // Вестник ВГУ. Серия: Физика. Математика. 2014. N 2. С. 5–13.

ПОКАЗАТЕЛИ ЭФФЕКТИВНОСТИ LC-ФИЛЬТРОВ С РАЗЛИЧНЫМИ АППРОКСИМИРУЮЩИМИ ФУНКЦИЯМИ

В.В. Сергеев

Максимальная запасаемая энергия в реактивном фильтре является универсальным показателем его эффективности и определяет массу, габариты, потери энергии и параметрическую чувствительность характеристик фильтра. В работе приведены результаты сравнительного анализа указанных показателей и даны рекомендации по их оптимизации для фильтров Баттерворта, Чебышева (полиномиальных и инверсных) и Золотарева-Кауэра.

Ключевые слова: реактивный фильтр, энергетические функции, массогабаритные показатели.

PERFORMANCE INDICATORS LC-FILTERS WITH DIFFERENT FUNCTIONS APPROXIMATING

Sergeev V.

The maximum stored energy in the reactive filter is a universal indicator of its efficiency and determines the mass, dimensions, power loss and parametric sensitivity characteristics of the filter.

This paper presents the results of a comparative analysis of these indicators and recommendations for their optimization for Butterworth filters, Chebyshev and Zolotarev-Cauer.

Keywords: reactive filter, energy functions, mass and dimensions indicators.

При практической реализации реактивных фильтров для мощных радиотехнических устройств зачастую определяющее значение имеют такие его технико-экономические показатели как вес, габаритные размеры, стоимость, коэффициент полезного действия (КПД), а также стабильность частотных характеристик. Перечисленные показатели эффективности фильтров во многом определяются их энергетическими функциями, то есть функциями накапливаемой в реактивных элементах энергии [1]:

$$W_C = \sum_{i=1}^{N_C} U_i^2 C_i; \quad W_L = \sum_{i=1}^{N_L} I_i^2 L_i, \quad (1)$$

где W_C и W_L – суммы максимальных энергий, запасаемых во всех емкостях C_i (N_C – число конденсаторов) и во всех индуктивностях L_i (N_L – число катушек индуктивности), U_i и I_i – действующее значение напряжения и тока в соответствующем элементе.

Для радиотехнических и преобразовательных устройств используются реактивные фильтры с различными функциями, аппроксимирующими амплитудно-частотную характеристику (АЧХ), из которых наиболее важными с практической точки зрения являются полиномы Баттерворта, Чебышева, обратные (инверсные) полиномы Чебышева, а также дроби Золотарева [2, 3].

Известно [1], что энергетические функции (1) связаны с фазовыми характеристиками четырехполюсника, а точнее с групповым временем задержки (ГВЗ). Для фильтров нижних частот (ФНЧ) характерна нарастающая функции ГВЗ с максимумом вблизи частоты среза фильтра и с последующим убыванием. При этом различным аппроксимирующим функциям соответствуют различные фазовые характеристики и, следовательно, различные энергетические функции в рабочей области, то есть в полосе пропускания фильтра.

В данной работе рассмотрены результаты сравнительного анализа реактивной энергии и связанных с ней показателей эффективности LC-фильтров нижних частот с указанными выше аппроксимирующими функциями и даны рекомендации по оптимизации этих показателей.

Будем считать, что заданы требования к характеристике затухания ФНЧ а именно, ω_0 – граничная частота полосы пропускания, ω_k – граничная частота полосы задерживания, гарантированное затухание a_0 в полосе задерживания и допустимая неравномерность Δa характеристики затухания в полосе пропускания. В дальнейшем удобно использовать нормированную частоту $\Omega_k = \omega_k / \omega_0$.

Сравнительный анализ фильтров с различными аппроксимирующими функциями проводился при одинаковых требованиях к характеристике затухания для следующих важных для практического применения исходных услови-

ях: $a_0 = 20\text{--}80$ дБ; $\Omega_k = 1,3\text{--}2,0$; $\Delta a = 1\text{--}0,01$ дБ. В качестве критерия эффективности использовался энергетический показатель, а именно, максимальное в полосе пропускания значение относительной (нормированной) суммарной реактивной энергии:

$$\hat{W}_m = \max(W_C + W_L) \cdot \frac{\omega_0}{P_{2m}},$$

где P_{2m} – максимальное значение мощности, которую может передать в нагрузку генератор, подключенный к входу фильтра.

Расчеты проводились на ЭЦВМ по программам, описание которых приведено в [1]. В [1] предложен метод минимизации энергетических функций классических LC-фильтров, который основан на уменьшении неравномерности Δa характеристики затухания в полосе пропускания фильтра. С уменьшением неравномерности затухания Δa максимальное в рабочей области значение реактивной энергии уменьшается и принимает минимальное значение при некотором оптимальном значении неравномерности $\Delta a_{\text{опт}}$, которое для практически важных случаев составляет $(10^{-4}\text{--}10^{-6})$ дБ. Соответствующие фильтры названы оптимизированными по реактивной энергии. Следует заметить, что уменьшение Δa при неизменном гарантированном затухании a_0 достигается за счет увеличения порядка и числа элементов фильтра.

Можно предположить, что эффективность указанного метода минимизации энергетических функций будет зависеть от вида характеристик фильтра. Для иллюстрации этого на рисунке представлены зависимости максимальной в полосе пропускания суммарной реактивной энергии \hat{W}_m от неравномерности затухания Δa для ФНЧ с различными аппроксимирующими функциями при конкретных требованиях в полосе задерживания: $\Omega_k = 1,5$; $a_0 = 60$ дБ.

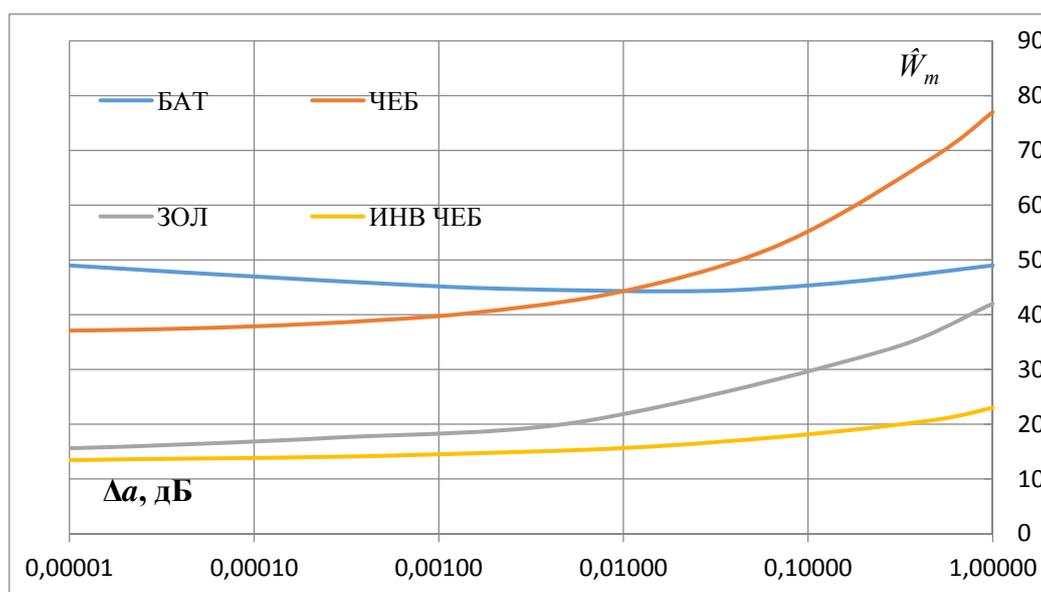


Рисунок. Зависимости максимальной реактивной энергии различных ФНЧ от неравномерности затухания Δa при $\Omega_k = 1,5$; $a_0 = 60$ дБ

На основании приведенных зависимостей можно сделать следующие выводы:

1. Для ФНЧ Баттерворта уменьшение неравномерности Δa не приводит к заметному уменьшению реактивной энергии. Для остальных фильтров за счет уменьшения Δa максимальная в рабочей области (в полосе пропускания) реактивная энергия \dot{W}_m может быть уменьшена в 2–3 раза (при принятых, равных для всех фильтров требованиях к характеристике затухания в полосе задерживания).

2. Наименьшие энергетические показатели имеют инверсные ФНЧ Чебышева при прочих равных условиях, то есть при одинаковых значениях a_0 , Ω_k и Δa .

3. Оптимизированные по реактивной энергии фильтры с всплесками затухания (Золотарева-Кауэра и инверсные Чебышева) имеют по сравнению с полиномиальными фильтрами существенно меньшие энергетические показатели.

Эти выводы являются определенной закономерностью, так как остаются справедливыми и при других требованиях к характеристике затухания в полосе задерживания, то есть при других значениях a_0 и Ω_k ,

Следует отметить, что для расчета LC-фильтров оптимизированных по реактивной энергии необходимо использовать известные аналитические или численные методы расчета, так как при малых неравномерностях затухания, какими являются $\Delta a_{\text{опт}}$, табулированных решений нет. Однако, в справочнике [3] представлены таблицы для расчета LC-фильтров с достаточно малым значением $\Delta a = 4,34 \cdot 10^{-4}$ дБ. Такие табличные варианты можно использовать для улучшения показателей эффективности фильтра по сравнению с традиционными решениями, которые предусматривают минимизацию числа его элементов.

Далее рассмотрим пример расчета LC-фильтра с учетом энергетических критериев и сравним его показатели эффективности с показателями традиционных вариантов. Примем следующие исходные данные: частота среза ФНЧ – $f_0 = 15$ кГц; неравномерность затухания в полосе пропускания не более $\Delta a = 0,5$ дБ; гарантированное затухание $a_0 = 60$ дБ в полосе задерживания при $f > f_k = 22,5$ кГц ($\Omega_k = 1,5$); сопротивление генератора и нагрузки $R_n = 270$ Ом; мощность в нагрузке $P_{2m} = 200$ кВт. При сравнительном анализе также принято, что коэффициенты потерь (обратные добротности) элементов $d_C = d_L = 0,005$; удельные энергоемкости: катушек индуктивностей 0,15 Дж/кг (по весу); 30 Дж/м³ (по объему); конденсаторов 0,3 Дж/кг; 700 Дж/м³.

В таблице приведены показатели традиционных и оптимизированных по реактивной энергии ФНЧ Чебышева (Ч), инверсных Чебышева (ИЧ) и Золотарева-Кауэра (ЗК). Обозначения в таблице: n – порядок фильтра; \dot{W}_m – максимальные (в полосе пропускания) значения суммарной относительной реактивной энергии; C_Σ и L_Σ – суммарные емкости и индуктивности; $U_{C(L)}/U_n$ и $I_{C(L)}/I_n$ – максимальные значения относительных напряжений и токов в эле-

ментах (U_n и I_n – напряжение и ток в нагрузке); Δa_n – неравномерность затухания в полосе пропускания с учетом потерь в элементах.

ТАБЛИЦА. Параметры различных вариантов ФНЧ

Вид ФНЧ	n	Δa , дБ	\hat{W}_m	C_Σ нФ	L_Σ мГн	$U_{C(L)}/$ U_n	$I_{C(L)}/$ I_n	Δa_n , дБ	кпд %	вес кг	объём $м^3$	S_m
Ч	9	0,49	69,1	452	15,1	4,23	5,8	1,6	74	734	2,6	3,7
Ч опт	13	$2,3 \cdot 10^{-4}$	38,4	379	27,1	2,87	2,92	0,42	84	407	1,4	$3 \cdot 10^{-2}$
ИЧ	9	0,49	20,7	183	10,4	2,84	2,41	0,78	90	218	0,75	0,94
ИЧ опт	13	$2,3 \cdot 10^{-4}$	14,0	264	9,8	1,54	1,67	0,16	93,4	149	0,52	$1,3 \cdot 10^{-2}$
ЗК	6	0,25	33,3	220	8,8	3,88	2,73	0,77	86	354	1,2	1,3
ЗК опт	10	$3,9 \cdot 10^{-7}$	14,8	196	10,2	1,61	1,68	0,17	93,1	157	0,54	$5 \cdot 10^{-4}$

Во многих случаях в качестве обобщенного показателя чувствительности (стабильности) рассматривают максимальное в полосе пропускания значение среднеквадратической чувствительности (в таблице S_m). Указанные в таблице параметры рассчитывались путем моделирования на ЭЦВМ и по формулам, приведенным в [1].

На основании сравнительного анализа показателей, приведенных в таблице, можно отметить некоторые особенности важные при практической реализации фильтра.

При переходе от традиционных вариантов (с минимальным порядком) к оптимизированным по реактивной энергии ее уменьшение сопровождается уменьшением токов и напряжений, а также суммарных емкостей или индуктивностей. Однако суммарные параметры в некоторых случаях могут и увеличиваться. Например, для ФНЧ Чебышева несколько увеличивается суммарная индуктивность, а для инверсного фильтра Чебышева увеличивается суммарная емкость.

Потери в элементах фильтра влияют не только на его КПД, но и на такой его чувствительный параметр, как неравномерность Δa затухания в полосе пропускания. Увеличение этого параметра за счет потерь (Δa_n) для оптимизированных ФНЧ существенно. То же можно сказать и о среднеквадратической чувствительности S_m , которая у оптимизированных вариантов на несколько порядков меньше чем у традиционных.

Будем считать ФНЧ Чебышева порядка $n = 9$ первоначальным вариантом, который рассчитан на основании традиционного подхода без учета энергетического критерия, а вариант фильтра Золотарева-Кауэра $n = 10$ рекомендуемым вариантом. Последний по сравнению с первым имеет более чем в 4,6 раза меньше реактивную энергию, массу и габариты, а также характеризуется меньшим значением среднеквадратической чувствительности ($S_{CKm} = 0,0005$

против 3,7), меньшим влиянием потерь в элементах ($\Delta a_{\text{п}} = 0,17$ дБ против 1,6 дБ), большим КПД (91,3 % против 74 %) и имеют существенно меньшие суммарные параметры, токи и напряжения элементов при прочих равных условиях.

Таким образом, расчет LC-фильтров с учетом энергетических критериев позволяет существенно повысить его важнейшие показатели эффективности при практической реализации.

Список используемых источников

1. Дмитриков В.Ф., Сергеев В.В., Самылин И.Н. Повышение эффективности преобразовательных и радиотехнических устройств. М.: Радио и связь, 2005. 424 с.
2. Справочник по расчету и проектированию ARC- схем / Под ред. Ланнэ А. А. М.: Связь, 1984. 368 с.
3. Зааль Р. Справочник по расчету фильтров; пер. с нем. / под редакцией Н. Н. Слепова. М.: Радио и связь, 1983. 752 с.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Акимов Сергей Викторович – кандидат технических наук, доцент кафедры автоматизации предприятий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, akimov-sv@yandex.ru

Афанасьев Максим Яковлевич – кандидат технических наук, доцент кафедры технологии приборостроения Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики, ichiro.kodachi200@gmail.com

Бабошин Владимир Александрович – кандидат технических наук, начальник отдела ОАО НИИ «Рубин», boboberst@mail.ru

Белоус Константин Владимирович – старший преподаватель кафедры автоматизации предприятий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, kostos_84@mail.ru

Бухинник Александр Юрьевич – кандидат технических наук, начальник научно-исследовательской лаборатории опорных сетей связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, bhnnk@mail.ru

Ваганов Александр Валерьевич – старший преподаватель кафедры автоматизации предприятий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, a_v_vaganov@mail.ru

Верхова Галина Викторовна – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой автоматизации предприятий Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Galina500@inbox.ru

Волошинов Денис Вячеславович – доктор технических наук, заведующий кафедрой информатики и компьютерного дизайна Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, denis.voloshinov@yandex.ru

Ганбаев Асиф Акиф оглы – аспирант кафедры электроники и схемотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, asif.ganbayev@gmail.com

Губин Александр Николаевич – кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры информационных управляющих систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, gan50_60@mail.ru

Гущин Алексей Владимирович – аспирант кафедры информационных управляющих систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, alexeygushinpost@gmail.com

Ефанов Владимир Алексеевич – инженер поддержки пользователей и мультимедийных аудиторий, студент Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, vovaefanov@yandex.ru

Иванов Александр Михайлович – заместитель начальника НИО ОАО «Концерн «Океанприбор», bhnnk@mail.ru

Козлова Людмила Петровна – кандидат технических наук, доцент кафедры информационных управляющих систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, tigrenok59@mail.ru

Косарев Олег Валерьевич – кандидат технических наук, доцент кафедры теории электрических цепей и связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Oleg.v.kosarev@gmail.com

Кубалова Анна Рудольфовна – кандидат технических наук, доцент кафедры теории электрических цепей и связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, kubalovaap@mail.ru

Куликов Николай Александрович – руководитель проектов ООО «НТЦ ПРОТЕЙ», kulikov@protei.ru

Лебедева Анна Андреевна – аспирант кафедры информационных управляющих систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, annalebedeva4@mail.ru

Литвинов Владислав Леонидович – кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры информационных управляющих систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, vlad.litvinov61@gmail.com

Макаров Леонид Михайлович – кандидат технических наук, доцент кафедры автоматизации предприятий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, elfbio@gmail.com

Маркелов Дмитрий Владимирович – кандидат технических наук, директор по научно-исследовательской и опытно-конструкторской работе ОАО НИИ «Масштаб», boboberst@mail.ru

Никитин Юрий Александрович – кандидат технических наук, старший научный сотрудник, доцент кафедры электроники и схемотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, yurijan@list.ru

Павлович Артур Александрович – преподаватель учебного военного центра Института военного образования Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, boboberst@mail.ru

Паращук Игорь Борисович – доктор технических наук, профессор, профессор Военной академии связи им. Маршала Советского Союза С.М. Буденного, boboberst@mail.ru

Птицына Лариса Константиновна – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой информационных управляющих систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, ptitsina_lk@inbox.ru

Рогачев Виктор Алексеевич – кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры информационных управляющих систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, vrogachev@spbgut.ru

Рыжих Мария Валентиновна – курсант группы САиУ-28 Санкт-Петербургский университет ГПС МЧС РФ, ezemifort@inbox.ru

Савлиш Александр Вячеславович – студент Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, ptitsina_lk@inbox.ru

Сергеев Валерий Варламович – доктор технических наук, профессор кафедры теории электрических цепей и связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, vservg43@mail.ru

Смирнова Полина Владимировна – студент Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, smirnova-polina-vladimirovna@mail.ru

Стефанов Юрий Александрович – ведущий инженер ОАО «Концерн «Океанприбор», bhnnk@mail.ru

Трофимец Елена Николаевна – кандидат педагогических наук, доцент кафедры «Высшая математика и системное моделирование сложных процессов» Санкт-Петербургский университет ГПС МЧС РФ, ezemifort@inbox.ru

Федосов Юрий Валерьевич – кандидат технических наук, доцент кафедры технологии приборостроения Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики, yf01@yandex.ru,

Филин Владимир Алексеевич – доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой электроники и схемотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, filin_vladimir@mail.ru

Филиппов Феликс Васильевич – кандидат технических наук, доцент кафедры информационных управляющих систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, 9000096@mail.ru

Хроменков Сергей Викторович – студент Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, khromenkov_sergejj@mail.ru

Ципуринда Сергей Леонидович – магистр кафедры информационных управляющих систем Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, tsipurinda.sl@outlook.com

Чурносов Евгений Владимирович – доктор биологических наук, профессор, профессор кафедры автоматизации предприятий связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, evg.vlad@mail.ru

Щербатый Павел Евгеньевич – инженер-исследователь научно-исследовательской лаборатории опорных сетей связи Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, spdliis@sut.ru

Юрова Валентина Александровна – кандидат физико-математических наук, доцент кафедры электроники и схемотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, va-yurova@mail.ru