

Муромский институт (филиал) федерального государственного бюджетного  
образовательного учреждения высшего образования  
«Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и  
Николая Григорьевича Столетовых»

*На правах рукописи*



БЕЙЛЕКЧИ ДМИТРИЙ ВЛАДИМИРОВИЧ

**АЛГОРИТМЫ МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОГО ФОРМИРОВАНИЯ  
ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫХ СТРУКТУР ОПЕРАТИВНО-  
КОМАНДНЫХ СИСТЕМ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ**

05.12.13 – «Системы, сети и устройства телекоммуникаций»

Диссертация

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:  
доктор технических наук, профессор,  
Кропотов Юрий Анатольевич

Владимир – 2018

## СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ .....	5
ГЛАВА 1. ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЕ СТРУКТУРЫ ОПЕРАТИВНО-КОМАДНЫХ СИСТЕМ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ .....	14
1.1. Структуры программно-аппаратного обеспечения систем телекоммуникаций .....	14
1.2. Критерии эффективности принимаемых решений по формированию структуры программно-аппаратных систем .....	21
1.3 Математические методы анализа и обработки данных при формировании структур программно-аппаратных систем телекоммуникаций .....	24
1.4. Модели аудиосигналов и методы их оценивания .....	28
1.5. Исследование параметров акустических сигналов и аудиосигналов в телекоммуникационных системах передачи речи. ....	38
1.5.1. Исследование моделей акустических речевых сигналов .....	38
1.5.2. Модель речевых сигналов с изменяющимися параметрами во времени. ....	40
1.6. Задачи создания алгоритмов формирования структур программно-аппаратного обеспечения оперативно-командных систем телекоммуникаций обмена аудиоинформацией .....	42
ГЛАВА 2. АЛГОРИТМЫ ФОРМИРОВАНИЯ ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ СТРУКТУР ОБМЕНА ИНФОРМАЦИЕЙ. ....	44
2.1. Оценка критериев альтернативных вариантов структур программно-аппаратных систем телекоммуникаций .....	44
2.2. Методы оценивания сочетаний программных и аппаратных средств по качественным и количественным критериям .....	50
2.2.1. Функциональная модель программно-аппаратной структуры .....	50
2.2.2. Декомпозиция функциональной модели программно-аппаратной структуры .....	54
2.2.3. Оценка качества декомпозиции системы из условия минимальной функциональной связности. ....	55

2.3. Методы построения алгоритмов решения задач принятия решений при формировании систем обмена информацией.....	57
2.4. Разработка алгоритмов принятия решений методом генетических алгоритмов .....	60
2.5. Выводы .....	64
<b>ГЛАВА 3. ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫХ СТРУКТУР СИСТЕМ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ.....</b>	
3.1. Разработка алгоритма функциональной схемы системы принятия решений, основанной на нейро-нечеткой (гибридной) сети .....	66
3.2 Разработка адаптивной модели алгоритма формирования структуры программно-аппаратного обеспечения.....	70
3.3. Алгоритм локального анализа в структурах обмена информацией в телекоммуникационных системах .....	79
3.4. Экспериментальное исследование алгоритмов локальной обработки сигналов методами компьютерного моделирования. ....	86
3.5. Выводы .....	91
<b>ГЛАВА 4. СТРУКТУРЫ ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПРИ РАЗРАБОТКЕ ОПЕРАТИВНО-КОМАНДНЫХ СИСТЕМ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ.....</b>	
4.1. Алгоритмы синхронизации разделенных каналов передачи данных систем телекоммуникаций аудиообмена.....	92
4.2. Разработка структуры абонентского устройства оперативно-командной телекоммуникационной системы корабельной связи с учетом реализуемых сетевых протоколов. ....	98
4.3. Разработка структуры модуля беспроводной передачи речевой информации для системы громкоговорящей связи. ....	101
4.4. Разработка сетевой системы обмена текстовой и аудио информацией с применением технологии Ethernet. ....	104

4.5. Разработка программно-аппаратной структуры коммутационных центров оперативно-командной телекоммуникационной системе корабельной связи.....	106
4.6. Выводы .....	108
ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....	110
ЛИТЕРАТУРА.....	112
ПРИЛОЖЕНИЕ.....	124

## ВВЕДЕНИЕ

*Актуальность темы диссертации.* Современный этап развития систем телекоммуникаций аудиообмена и оперативно-командных систем громкоговорящей связи характеризуется постоянным совершенствованием технологий и возрастающими требованиями к повышению эффективности и надежности обмена информацией в создаваемых специализированных системах. При этом обеспечивается более эффективный обмен речевыми сигналами, эффективная и надежная передача данных, передача видео, передача телеметрической и другой информации, при повышенных требованиях к обеспечению достоверности обмена информацией в телекоммуникационной системе, а также к обеспечению минимальной задержки на установление соединений и конфигурированию программно-аппаратных структур с высокой размерностью. Поэтому основными задачами при создании специализированных систем телекоммуникаций являются задачи оптимизации их структуры, протоколов связи, программных алгоритмов, а также структуры аппаратной части систем по различным критериям, например, по критерию повышения эффективности и надежности передачи информации в условиях помех.

Программно-аппаратная структура системы телекоммуникаций может рассматриваться как сложная структурированная система с большим числом элементов и входов. Выбор структурных программных и аппаратных элементов при проектировании или модернизации программного и аппаратного обеспечения можно формулировать как решение задачи при многокомпонентном критерии [36, 37, 38]. При этом параметры элементов системы могут быть представлены характеристиками, часто имеющими нечисловую форму представления, например, список поддерживаемых интерфейсов связи. Кроме этого решение задачи, то есть принятие решения по выбору определенного элемента, влияет на выбор остальных элементов системы. Таким образом, формирование структуры системы также относится к решению задачи принятия решений в нечеткой среде, так как в начале имеется

неполное или нечеткое представление о конечном наборе выбранных элементов. Результат принятия решений не может быть однозначным, так как на него могут влиять предпочтения разработчика, например, по критериям протоколов связи и выбора производителя аппаратных элементов системы. Таким образом, процесс должен быть адаптивным, по которому необходимо предусмотреть возможность повтора процесса принятия решений, с новыми уточненными данными, в зависимости от выбора разработчика.

Поэтому данную задачу следует рассматривать как многокритериальную многопараметрическую с нечеткой информацией. Решение таких задач основано на методах многокритериального анализа, рассмотренных в работах известных авторов: А.А. Амосов, А. Вальд, Р. Кини, Р. Клемен (R. Clemen), О.И. Ларичев, В.Д. Ногин, А.И. Орлов, Т. Л. Саати, Дж. К. Смит (J.Q. Smith), А.Н. Тихонов, С. Ханссон (S. Hansson)), и предполагает разработку и создание сложных, зачастую многоуровневых, систем поддержки принятия решений, базирующихся на математических моделях, обеспечивающих учет большого количества параметров и критериев, и характеризуется значительными вычислительными затратами и высокой стоимостью разработки.

В настоящее время всё большее внимание уделяется разработке гибридных подходов к многокритериальному анализу сложных систем, основанных на «мягких» вычислениях и реализующих совместное применение различных методов искусственного интеллекта, позволяющих сформировать новую информационную технологию, важную роль в которой играют знания предметной области конкретной прикладной задачи (В.В. Борисов, А.И. Галушкин, В.В. Круглов, А.В. Кузьмин, Ю.Н. Минаев, М. Пилиньский, А.П. Ротштейн, Д. Рутковская, Л. Рутковский, А.А. Усков, О.Ю. Филимонова, А.С. Федулов, Н.Г. Ярушкина). При этом этапы решения задачи и результаты определяются текущим состоянием базы знаний, а не каким-либо «жестким» алгоритмом моделирования. К таким методам, в первую очередь, относятся методы, основанные на применении теории нечетких множеств и теории генетических алгоритмов.

**Объект исследования** – программно-аппаратная структура систем телекоммуникаций, оперативно-командных систем, а также громкоговорящих систем связи и оповещения.

**Предмет исследования** – методы, модели и алгоритмы принятия решений при создании программно-аппаратной структуры систем телекоммуникаций.

**Цель диссертационной работы** – разработка алгоритмов формирования структур программно-аппаратного обеспечения для повышения эффективности процесса проектирования и качества функционирования оперативно-командных систем громкоговорящей связи и оповещения.

Для достижения сформулированной цели были поставлены и решены **следующие задачи**:

1. Формирование оценок вариантов программно-аппаратных систем, и разработка методов и моделей, применяемых для представления структурных решений.

2. Разработка модели программно-аппаратной структуры и модели алгоритма принятия решений системы телекоммуникаций обмена информацией.

3. Разработка алгоритма принятия решений по формированию структуры программно-аппаратных систем с повышенной надежностью обмена информацией.

4. Разработка функциональной схемы системы обмена информацией на основе алгоритма формирования программно-аппаратной структуры с учетом метода многокритериального и многопараметрического характера решения задачи.

5. Исследование возможностей применения созданных алгоритмов при разработке программно-аппаратной структуры устройств оперативно-командных систем громкоговорящей связи и оповещения.

**Методы исследования** базируются на теории систем и системного анализа, теории массового обслуживания, методах параметрической оптимизации, теории принятия решений, теории нечетких множеств, теории нейронных систем.

***Соответствие диссертационной работы паспорту специальности:***

п. 8. Исследование и разработка новых сигналов, модемов, кодеков, мультиплексоров и селекторов, обеспечивающих высокую надежность обмена информацией в условиях воздействия внешних и внутренних помех.

п. 11. Разработка научно-технических основ технологии создания сетей, систем и устройств телекоммуникаций и обеспечения их эффективного функционирования.

***Научная новизна и теоретическая значимость*** полученных результатов заключается в том, что разработаны:

1. Математическое описание алгоритма многокритериального формирования программно-аппаратной структуры системы телекоммуникаций и алгоритм определения критериев оценки структуры.

2. Алгоритмы принятия решений по оценке конфигурации оперативно-командной системы громкоговорящей связи.

3. Методика создания программного обеспечения системы принятия решений по формированию программно-аппаратной структуры эффективного обмена информацией.

***Практическая значимость результатов диссертационных исследований*** заключается в том, что:

1. Применение разработанных алгоритмов позволило повысить эффективность процесса проектирования и качество функционирования устройств систем телекоммуникаций с обеспечением синхронизации разделенных каналов передачи информации.

2. Разработанный алгоритм определения критериев принимаемых решений позволяет определить аппаратные и программные параметры, необходимые для формирования структуры программно-аппаратных систем.

3. Разработанный алгоритм оценки принятия решений по конфигурации структур устройств систем телекоммуникаций обеспечивает выбор элементной базы на этапе технического предложения, что позволяет сократить срок проведения опытно-конструкторских разработок.

4. Разработанный программный комплекс позволяет решать задачи поддержки принятия решений по конфигурированию программно-аппаратных структур систем с высокой размерностью и наличием дискретных неоднородных критериев. При это алгоритмы обеспечивают оценку близкую к экспертной с погрешностью не более 15%.

**Достоверность и обоснованность** разработанных алгоритмов подтверждается их внедрением и использованием на предприятии АО «Муромский радиозавод» и в учебном процессе.

**Результаты диссертационной работы внедрены:**

– при разработке технического предложения ОКР по теме «Корабельная оперативно-командная телекоммуникационная система связи с использованием сетевых технологий»;

– при выполнении ОКР «Разработка модификации комплекса оперативно-командной громкоговорящей и телефонной связи КТС-01ЦС с функциями сопряжения с цифровыми сетями»;

– в учебном процессе, в ходе курсового и дипломного проектирования по направлению подготовки бакалавров «Информатика и вычислительная техника» в Муромском институте (филиале) ГОУ ВПО «Владимирский государственный университет имени А.Г. Столетова и Н.Г. Столетова».

Внедрение результатов диссертационной работы подтверждены соответствующими актами.

**Апробация работы.** Основные положения диссертационной работы докладывались на международных и Всероссийских конференциях и опубликованы в материалах и сборниках тезисов докладов: конференции Муромского института Владимирского государственного университета (г. Муром, 2004-2012 гг.); I – IV Всероссийских научных Зворыкинских чтениях «Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России» (г. Муром, 2009-2012 гг.); XII Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов (г. Рязань, 2007 г.); Международной молодежной научной конференции

Туполевские чтения (г. Казань, 2005 г.); XXXII-XXXVI Международных молодежных научных конференциях Гагаринские чтения (г. Москва, 2006-2010 г.); Всероссийской выставке научно-технического творчества молодежи НТТМ-2010 (г. Москва, 2010 г.).

*Диссертационные исследования выполнялись* в рамках госбюджетных и научно-исследовательских работ: ГБ НИР МИ ВлГУ № 376/01 «Анализ и синтез электронных устройств, систем и сигналов с применением компьютерных технологий» (Инв. № 02.2004.04934, № гос. рег. 01200108484) (н.р. Кропотов Ю.А.); ГБ НИР МИ ВлГУ № 376/01 «Анализ и синтез электронных устройств, систем и сигналов с применением компьютерных технологий» (Инв. № 02.2007.03232, № гос. рег. 01200108484) (н.р. Кропотов Ю.А.); ГБ НИР МИ ВлГУ № 376/01 «Анализ и синтез электронных устройств, систем и сигналов с применением компьютерных технологий» (Инв. № 02.2010.52978, № гос. рег. 012007004452) (н.р. Кропотов Ю.А.); ХД НИР с ОАО «Муромский радиозавод» "Модернизация и разработка командной системы беспроводной передачи речевой информации" (№ гос. рег. 01200804923) (н.р. Кропотов Ю.А.); ХД НИР с ОАО «Муромский радиозавод» "Разработка корабельной оперативно-командной телекоммуникационной системы связи с использованием сетевых технологий" (№ гос. рег. 0120.0809610) (н.р. Кропотов Ю.А.); ХД НИР с ОАО «Муромский радиозавод» "Разработка абонентского устройства системы трансляции радиостанций с использованием Интернет-технологий" (№ гос. рег. 01201067422) (н.р. Кропотов Ю.А.); ХД НИР с ОАО «Муромский радиозавод» «Разработка абонентского устройства телекоммуникационной системы передачи речевой информации с применением беспроводных технологий» (№ гос. рег. 01201260753) (н.р. Кропотов Ю.А.); грант на проведение научных исследований по приоритетным направлениям развития науки, технологий и техники Владимирской области (проект «Система Интернет-радио», Бейлекчи Д.В. Кульков Я.Ю., научный рук. Кропотов Ю.А.), 2010 г.; грант РФФИ №14-07-31064 «Исследование и разработка методов оптимизации аппаратно-программной структуры устройств

телекоммуникационных систем» 2014-2015 гг. (№ гос. рег. 012001454949, научный рук. Бейлекчи Д.В.).

***Основные положения, выносимые на защиту:***

1. Предложенный алгоритм определения критериев оценки созданной структуры программно-аппаратных систем позволяет определить программные и аппаратные параметры при проектировании оперативно-командных систем громкоговорящей связи.

2. Полученный алгоритм формирования и оценки программно-аппаратной структуры устройств эффективных оперативно-командных систем телекоммуникаций, обеспечивает оценку близкую к экспертной с погрешностью не более 15%.

3. Разработанная система принятия решений по формированию программно-аппаратной структуры обмена информацией, обеспечивает повышение скорости проведения опытно-конструкторских разработок оперативно-командных систем телекоммуникаций.

***Публикации по работе.*** По результатам выполненных исследований опубликовано 26 работ и материалов конференций, в том числе 5 статей в журналах из перечня ВАК, 1 патент и 6 статей в изданиях РИНЦ.

***Структура и объем работы.*** Диссертационная работа состоит из введения, 4 глав, заключения и библиографического списка использованной литературы, содержащего 127 наименования, на 125 страницах, включая 31 рисунок и 3 таблицы.

**Краткая характеристика содержания диссертационной работы.**

**Во введении** обоснована актуальность темы, сформулированы цель и задачи диссертационной работы, определены ее научная новизна и практическая значимость, представлены положения, выносимые на защиту, приведены сведения об апробации работы и публикациях.

**В первой главе** рассмотрено современное состояние вопроса проектирования программно-аппаратной структуры систем телекоммуникаций, таких как диспетчерско-технологические, оперативно-

командные системы связи, а также громкоговорящие системы оповещения. На основе анализа процесса проектирования устройств и структуры современных устройств систем телекоммуникаций определены факторы, влияющие на общую оценку вариантов структуры, и общий перечень критериев эффективности системы телекоммуникаций, а также определяется задача построения системы принятия решений по оптимизации структуры программно-аппаратных систем как многокритериальная многопараметрическая задача с нечеткой информацией.

Во *второй главе* содержит основные теоретические результаты по обобщению известных методов решения задачи оптимального выбора и описывается разработка модели программно-аппаратной структуры устройств и систем телекоммуникаций, и построения на ее основе общей функциональной схемы системы принятия решений.

*Третья глава* посвящена разработке подсистем и алгоритмам определения критериев оптимальности принимаемых решений и оценки вариантов программно-аппаратных структур. Описываются применяемые методы и разработанные алгоритмы для подсистем оценки вариантов программно-аппаратных структур, сбора информации о параметрах аппаратных и программных элементах, поиска параметров и ввода критериев.

В *четвертой главе* рассмотрены практические результаты применения разработанных алгоритмов и системы для проектирования устройств систем телекоммуникаций, а именно в задачах синхронизации разделенных каналов передачи данных систем телекоммуникаций аудиообмена, выбора программно-аппаратной структуры коммутационных центров и абонентских устройств оперативно-командной телекоммуникационной системе корабельной связи, проектирования программно-аппаратной структуры модуля кодирования речевого сигнала в устройстве беспроводной передачи речевой информации для системы громкоговорящей связи и при разработке устройства системы приема текстовой информации и аудиопотока через сеть Ethernet.

**В заключении** содержатся выводы по работе.

**Приложение** содержит акты внедрения результатов диссертационной работы в производство и в учебный процесс.

# ГЛАВА 1. ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЕ СТРУКТУРЫ ОПЕРАТИВНО-КОМАДНЫХ СИСТЕМ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

## 1.1. Структуры программно-аппаратного обеспечения систем телекоммуникаций

Спектр рассматриваемых программно-аппаратных систем включает в себя следующие категории:

- аппаратные средства;
- программное обеспечение;
- информационное обеспечение.

Основными программно-аппаратными системами как объекты исследования являются:

- диспетчерско-технологические системы связи.
- телекоммуникационные системы связи

Современные системы телекоммуникаций имеют сетевую распределенную структуру в виде многоканальной системы передачи информации с применением цифровых проводных (Ethernet, ISDN) и беспроводных (WiFi, 3G, Bluetooth и т.п.) технологий. Системы должны обеспечивать увеличенную пропускную способность канала связи вследствие требования на значительное число абонентских постов обмена. Также при разработке современных систем оперативно-командной связи и оповещения требуется обеспечить передачу по единому каналу связи не только речевой информации [102], но и информацию другого вида, например, командную текстовую информацию, аудиосигналы оповещения, аудиотрансляцию художественных передач, биометрический мониторинг, видеоинформацию.

Общая структурная схема оперативно-командной системы связи приведена на рис. 1.1.

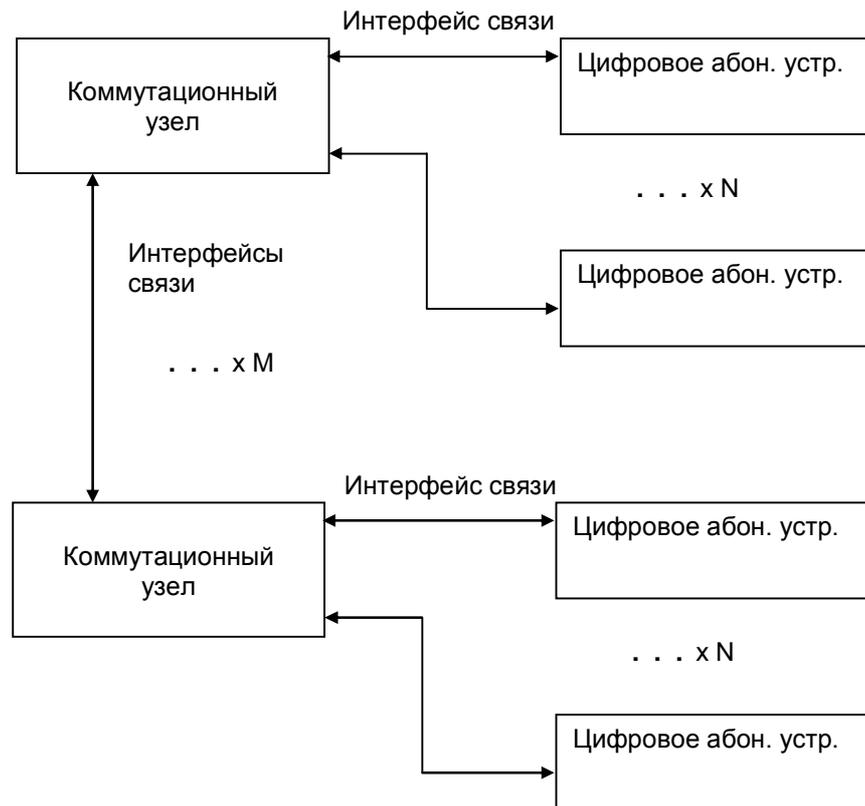


Рис. 1.1. Общая структурная схема оперативно-командной системы связи.

Как видно из рис.. 1.1, коммутационный узел представляет собой устройство, которое обеспечивает коммутацию соединений по линиям связи и обеспечивает возможность организации многозвенной сети и выбор оптимальных маршрутов для доставки данных от абонента к адресату.

Цифровые абонентские устройства представляют собой окончательные устройства, непосредственно обеспечивающие работу абонентов с системой. В зависимости от программно-аппаратной конфигурации, цифровые абонентские устройства подразделяются на специализированные абонентские устройства, которые могут выполнять определенный набор функций.

В процессорных модулях коммутационного узла и абонентского устройства может применяться встраиваемый одноплатный компьютер, который позволяет значительно сократить время на разработку аппаратной структуры. Однако, одноплатный компьютер реализует универсальные функции, которые могут не согласовываться со спецификой работы устройства, например реализации специфического интерфейса управления, что приводит к

необходимости реализовывать дополнительные устройства расширения и в итоге не удовлетворять критерию стоимости устройства. Кроме того, при разработке устройств военного применения имеются требования к использованию отечественной элементной базы, это значительно снижает возможность применения одноплатных компьютеров, так как в настоящее время они включают значительное количество импортных компонентов [36].

Таким образом, устройство системы телекоммуникации состоит из множества аппаратных элементов, а также одного или нескольких вычислительных устройств реализующих программные элементы системы, имеющих характеристики различного вида (числовые, лингвистические).

Чтобы представить уровень сложности задачи принятия решений по формированию структуры программно-аппаратного обеспечения, необходимо определить основные типы аппаратных компонентов [37], входящих в состав исследуемых программно-аппаратных систем.

В современные программно-аппаратные системы могут входить:

- локальные вычислительные сети, обеспечивающие передачу информационных сигналов (речевой сигнал, сигналы управления, телеметрическая информация);
- рабочие станции, обеспечивающие контроль и мониторинг системы;
- абонентские устройства, предназначенные для громкоговорящей или телефонной речевой связи, а также оповещения;
- системы датчиков обеспечивающие дистанционный телеметрический мониторинг различных объектов;
- исполнительные устройства, обеспечивающие управляющие воздействия на объекты системы;

Взаимодействие в современных цифровых программно-аппаратных систем основывается на сетевых протоколах. Основные сетевые протоколы как объекты исследования - протоколы стека TCP/IP (Transmission Control Protocol/Internet Protocol).

Протокол TCP/IP - основное средство современного сетевого и межсетевого взаимодействия. Большинство современных систем поддерживают данный протокол. Распространению данного протокола способствовало, в частности, развитие сети Internet и использование TCP/IP в качестве универсального транспорта. TCP/IP предоставляет пользователям однородный интерфейс, обеспечивающий взаимодействие с сетевыми аппаратными средствами различных типов. Этот протокол гарантирует возможность обмена данными между системами, невзирая на многочисленные различия, существующие между ними. TCP/IP, кроме того, позволяет соединять на программном уровне отдельные физические сети в более крупную и более гибкую логическую сеть.

В состав комплекта TCP/IP входит несколько компонентов:

- межсетевой протокол (Internet Protocol, IP), который обеспечивает транспортировку без дополнительной обработки данных с одной машины на другую;
- межсетевой протокол управления сообщениями ICMP (Internet Control Message Protocol), который отвечает за различные виды низкоуровневой поддержки протокола IP, включая сообщения об ошибках, содействие в маршрутизации, подтверждение получения сообщения;
- протокол преобразования адресов ARP (Address Resolution Protocol), выполняющий трансляцию логических сетевых адресов в аппаратные;
- протокол пользовательских дейтаграмм UDP (User Datagram Protocol) и протокол управления передачей TCP, которые обеспечивают пересылку данных из одной программы в другую с помощью протокола IP. Протокол UDP обеспечивает транспортировку отдельных сообщений без проверки, тогда как TCP более надежен и предполагает проверку установления соединения.

Математические модели программно-аппаратных систем являются частью математического обеспечения систем проектирования и представляют собой описание объекта на формальном математическом языке (алгебраические, дифференциальные, интегральные уравнения с соответс-

твующими ограничениями – начальными и граничными условиями), позволяющее выносить суждение о параметрах процесса и ходе протекания процесса [10]. При рассмотрении различных процессов (например: технологических, производственных), их математические модели дают возможность исследовать изменение выходных величин объекта при различных входных воздействиях, а также соответствующие управляющие воздействия.

Математическое моделирование для исследования характеристик процесса функционирования программно-аппаратных систем телекоммуникаций можно разделить на аналитическое, имитационное и комбинированное.

*Аналитическая модель* может быть исследована следующими методами:

1) Аналитические методы позволяют получить модели характеристик систем как некоторые функции параметров ее функционирования. Таким образом, аналитическая модель представляет собой систему уравнений, при решении которой получают параметры, необходимые для оценки системы (время ответа, пропускную способность и т.д.). Использование аналитических методов дает достаточно точную оценку, которая, зачастую, хорошо соответствует действительности. Смена состояний реальной системы происходит под воздействием множества внешних и внутренних факторов, подавляющее большинство из которых носят стохастический характер [49, 75]. Вследствие этого, а также вследствие большой сложности большинства реальных систем, основным недостатком аналитических методов является получение результатов с достаточно значительной погрешностью, поэтому полученные результаты используются для исследования интересующих параметров с определенными допущениями. Несмотря на ограниченные возможности аналитического подхода, решения, полученные в явной аналитической форме, имеют достаточно большую ценность и находят результативное применение при решении широкого класса теоретических и прикладных задач.

2) Численные методы используются, когда для моделирования

применяются числовые результаты при конкретных начальных данных. При наличии математической модели исследуемого объекта применение численных методов сводится к замене математических операций и отношений соответствующими операциями над числами: замене интегралов суммами, производных разностными отношениями, бесконечных сумм конечными и т. д. В результате этого строится алгоритм, позволяющий точно или с допустимой погрешностью определить значения требуемых величин. Алгоритм реализуется вручную или программируется для вычислительной техники. Результат применения численных методов – таблицы (графики) зависимостей, раскрывающих свойства объекта.

3) Качественные методы исследования моделей используются при отсутствии решения в явном виде, в этом случае используется возможность отыскания некоторого свойства решения (например, оценить устойчивость решения).

При имитационном моделировании исследуется реализующий модель алгоритм, который воспроизводит процесс функционирования системы во времени, причем имитируются элементарные явления, составляющие процесс, с сохранением их логической структуры и последовательности протекания во времени, что позволяет по исходным данным получить сведения о состояниях процесса в определенные моменты времени, дающие возможность оценить характеристики системы.

Применение имитационного моделирования целесообразно при наличии определенных условий которые перечислены ниже [47].

1. Не существует законченной математической постановки данной задачи, либо еще не разработаны аналитические методы решения сформулированной математической модели. К этой категории относятся многие модели массового обслуживания, связанные с рассмотрением очередей.

2. Аналитические методы имеются, но математические процедуры столь сложны и трудоемки, что имитационное моделирование дает более простой способ решения задачи.

3. Кроме оценки определенных параметров, желательно осуществить на имитационной модели наблюдение за ходом процесса в течение определенного периода.

Когда результаты, полученные при воспроизведении на имитационной модели процесса функционирования системы, являются реализациями случайных величин и функций, тогда для нахождения характеристик процесса требуется его многократное воспроизведение с последующей статистической обработкой информации и целесообразно в качестве метода машинной реализации имитационной модели использовать метод статистического моделирования. Статистическое моделирование представляет собой процесс получения статистических данных о процессах, происходящих в моделируемой системе. Для получения представляющих интерес математических результатов статистические данные обрабатываются и классифицируются с использованием методов математической статистики.

Метод математического моделирования позволяет решать задачи анализа больших систем, включая задачи оценки: вариантов структуры системы, эффективности различных алгоритмов управления системой, влияния изменения различных параметров системы. Имитационное моделирование может быть положено также в основу структурного, алгоритмического и параметрического синтеза больших систем, когда требуется создать систему, с заданными характеристиками при определенных ограничениях, которая является оптимальной по некоторым критериям оценки эффективности.

*Комбинированное* (аналитико-имитационное) *моделирование* при анализе и синтезе систем позволяет объединить достоинства аналитического и имитационного моделирования. При построении комбинированных моделей проводится предварительная декомпозиция процесса функционирования объекта на составляющие подпроцессы и для тех из них, где это возможно, используются аналитические модели, а для остальных процессов строятся имитационные модели. Такой комбинированный подход позволяет охватить качественно новый класс систем, которые не могут быть исследованы с

использованием только аналитического и имитационного моделирования в отдельности.

В связи с тем, что цель исследования диссертационной работы заключается в разработке алгоритма формирования программно-аппаратной структуры и в исследованиях процессов функционирования программно-аппаратных систем, то для этого становится необходимым разработка математической модели программно-аппаратной структуры, в том числе с применением имитационного моделирования. Такой подход решения задачи позволяет осуществить необходимые расчеты и получить характеристики программно-аппаратной системы, как функции параметров его функционирования. Поэтому использование в отдельности как аналитических, так и имитационных математических методов не рационально. На основе анализа вышеперечисленных методов представления программно-аппаратных систем комбинированные методы, включающие в себя отображение процесса в виде имитационной модели и анализ параметров системы аналитическими и численными методами [109], наиболее полно отражают процесс функционирования системы и возможность дальнейшего построения структуры.

## 1.2. Критерии эффективности принимаемых решений по формированию структуры программно-аппаратных систем

Основой создания программно-аппаратных систем является разработка конструкторской документации, по которой проектируемая система может быть изготовлена. Ограниченный во времени процесс создания конструкторской документации будем называть этапом разработки программно-аппаратных систем.

Процесс разработки можно представить в виде трех стадий, каждая из которых также ограничена во времени и завершается выполнением отчета или другого документа. Это стадии разработки алгоритмов, разработки

программного обеспечения и разработки (проектирования) технических средств. Все стадии взаимозависимы по исходным данным и характеристикам создаваемой системы и фактически выполняются с некоторым параллелизмом. Например, после разработки алгоритмов функционирования параллельно разрабатывается программное обеспечение (ПО) и аппаратура.

Эскизный проект разрабатывается для установления принципиальных решений, дающих полное представление о принципе работы всей системы и ее устройств. На периоде разработки эскизного проекта рассматриваются несколько или один вариант системы и ее составных частей. Принимаемые технические решения при эскизном проектировании направлены на обеспечение требований, заданных в техническом задании на систему. В общем случае при разработке эскизного проекта проводятся следующие основные работы:

- разработка и обоснование технических решений на обеспечение требуемых показателей качества;
- изготовление и испытание макетов (при необходимости) для проверки принципов построения системы и ее составных частей и предварительной оценки их характеристик эффективности;
- оценка системы на технологичность и правильность выбора средств и методов контроля ее технического состояния;
- оценка эксплуатационных показателей системы, ее ремонтпригодность, стандартизация унификация;
- проработка основных вопросов технологии изготовления (при необходимости);
- оценка соответствия характеристик эффективности системы требуемым значениям.

Техническое проектирование предназначено для разработки рабочей документации для изготовления опытных образцов. При разработке технического проекта системы выполняются работы, необходимые для обеспечения заданных требований и позволяющие получить детальное

представление об элементах системы, оценить соответствие характеристик эффективности требуемым значениям.

Алгоритм решения задачи на каждой стадии имеет сходные процедуры. Обеспечение процедур обеспечения соответствия программно-аппаратных систем поставленным требованиям является базовой задачей.

На основе анализа процесса проектирования устройств и структуры современных устройств систем телекоммуникаций определены факторы, влияющие на общую оценку вариантов структуры, приведенные на рис. 1.2, и общий перечень критериев эффективности системы телекоммуникаций.



Рис.1.2. Факторы, влияющие на общую оценку вариантов структуры устройств систем телекоммуникаций.

Таким образом, получена структура (рис. 1.2.) факторов, влияющих на общую оценку вариантов устройств систем телекоммуникаций

### 1.3 Математические методы анализа и обработки данных при формировании структур программно-аппаратных систем телекоммуникаций

Удобными математическими методами для анализа, исследований и построения моделей обработки информационных сигналов в виде временных рядов данных, являются теория спектрального анализа и преобразование Фурье [12], преобразование Лапласа и Z-преобразование [59], вейвлет-преобразование [44, 66, 91] и другие.

При представлении непрерывной информационной функции в виде временного ряда  $x(k)$ , процесс дискретизации представляется в виде [59, стр. 65-66]:

$$x(t) = x(t) \sum_{k=0}^{\infty} \delta(t - kT) = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT) \delta(t - kT). \quad (1.1)$$

Применив преобразование Фурье [33, стр. 28] вида

$$s(\omega) = \int_0^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt, \quad (1.2)$$

после подстановки подынтегрального значения временного ряда  $x(kT)$  в виде (1.1), получают спектральную функцию временного ряда

$$S_T(\omega) = \sum_{k=0}^{\infty} x(kT) \int_0^{\infty} e^{-j\omega t} \delta(t - kT) dt = \sum_{k=0}^{\infty} s(kT) e^{-j\omega kT}. \quad (1.3)$$

Подставив вместо комплексной частоты  $j\omega$  комплексную переменную  $p = \delta + j\omega$ , получаем изображение временного ряда по Лапласу [59, стр. 66] в виде

$$S_T(p) = \sum_{k=0}^{\infty} s(kT) e^{-pkT}. \quad (1.4)$$

Изображение временного ряда по Лапласу  $S_T(p)$  можно упростить, перейдя к новой переменной  $Z$ , которая связана с переменной  $P$  выражением  $Z = e^{pT}$  [59, стр. 361].

При подстановке значения  $Z$  в изображение временного ряда по Лапласу,

получают изображение временного ряда в  $Z$ -плоскости в виде

$$S_T(z) = \sum_{k=0}^{\infty} s(kT)z^{-k}. \quad (1.5)$$

$Z$ -преобразование используется для синтеза передаточных функций фильтрации, передаточных функций алгоритмов обработки временных рядов:

$$k(z) = \sum_{k=0}^{\infty} g(kT)z^{-k}, \quad (1.6)$$

где  $g(kT)$  - импульсная характеристика четырёхполюсника алгоритма обработки.

Получение оригинала осуществляется обратным  $Z$ -преобразованием в виде [59, стр. 366]

$$g(kT) = \frac{1}{2\pi j} \oint_{|z|=1} k(z)z^{(k-1)} dz. \quad (1.7)$$

Преобразование Фурье последовательности  $x(k)$  выборок сигнала  $x(t)$  на конечном числе выборок  $N$  принимает вид [99, стр. 67]

$$S(e^{j\omega}) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k)e^{-j\omega kT}. \quad (1.8)$$

В этом случае вычисление значений ДПФ в  $L$  точках, равномерно распределенных по единичной окружности  $Z$ -плоскости при изменении  $\omega_l$  от значения 0 до  $2\pi F_\Delta$ , осуществляется по выражению [95, 99]

$$S\left(e^{j\frac{2\pi F_\Delta l}{L}}\right) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{k=0}^{N-1} x(k)e^{-j2\pi\frac{F_\Delta l k T}{L}}, \text{ при } L < N. \quad (1.9)$$

В случае  $L=N$ , выражение 1.9 имеет вид

$$S\left(e^{j\frac{2\pi F_\Delta l}{N}}\right) = \sum_{l=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} x(k)e^{-j\frac{2\pi F_\Delta l k T}{N}}. \quad (1.10)$$

Вышепредставленное выражение ДПФ, при принятии обозначения  $W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$ , представляется в виде

$$S(l) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k)w_N^{lk}, \text{ если } L=N, \text{ то } 0 \leq l \leq N-1, \quad (1.11)$$

где  $S(l) = S(j \cdot \Delta\omega \cdot l) = S(j \cdot \omega_l)$ .

Обратное дискретное преобразование Фурье производится по формуле [99, стр. 63]

$$x(k) = \frac{1}{N} \sum_{l=0}^{N-1} S(l) W_N^{-lk}. \quad (1.12)$$

Вейвлеты являются одним из удобных математических методов при анализе и обработке нестационарных сигналов, к которым относится дискретное представление непрерывной функции изменений концентраций выбросов. Согласно теории вейвлет-анализа, любую функцию можно разложить на некотором заданном уровне  $i=n$  в ряд вида [44, 66]

$$s(k) = \sum_k C_{n,k} \varphi_{n,k} + \sum_k \sum_{i=1}^n d_{i,k} \psi_{i,k}, \quad (1.13)$$

где  $\varphi_{n,k}$  и  $\psi_{i,k}$  скейлинг функция и вейвлет-функция имеет вид

$$\varphi(t) = \sqrt{2} \sum_l h_l \varphi(2t - k), \quad (1.14)$$

$$\psi(t) = \sqrt{2} \sum_l g_l \varphi(2t - k),$$

где  $l = 0, 1, \dots, l_0 = 2m - 1$ ,  $m$  – порядок вейвлета.

Коэффициенты масштабирующей функции (масштабирующий вектор или масштабирующий фильтр)  $h_l$  могут представлять переходные характеристики фильтров обработки [11, 44].

Значения  $h_l$  и  $g_l$  для ортонормированных базисов определяются выражениями

$$h_l = \sqrt{2} \int \varphi(x) \varphi(2t - k) dt, \quad g_l = (-1)^l h_{2n-l-1}. \quad (1.15)$$

Такое представление каждой составляющей сигнала вейвлетами можно рассматривать как во временной так и в частотной области. В этом суть крупномасштабного анализа (КМА). Известный пакет реализации КМА (Wavelet Toolbox) осуществляет быстрые вейвлет преобразования, «дерево» коэффициентов которого имеет вид как на рис. 1.3 [44, 66].

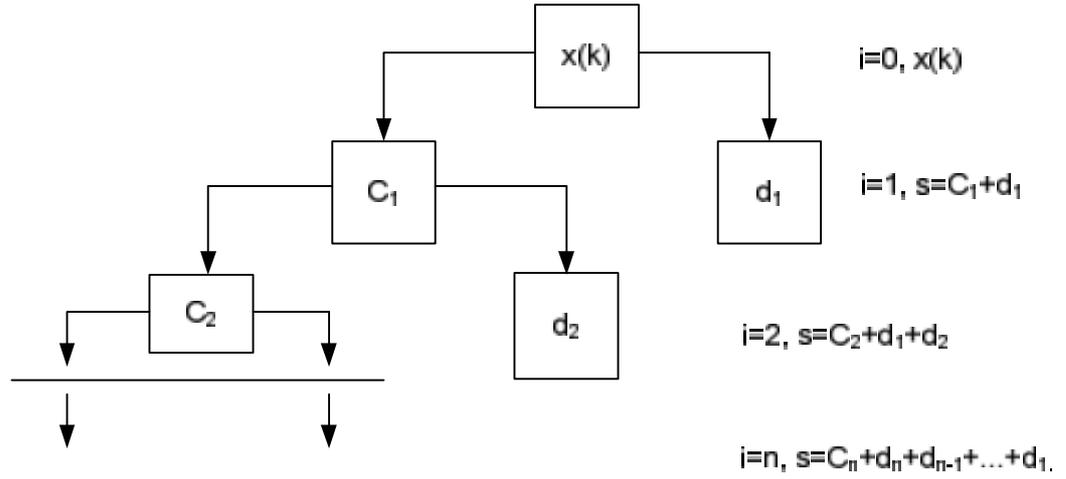


Рис. 1.3. Дерево коэффициентов вейвлет-разложения временного ряда  $x(k)$

Из рис. 1.3 видно, что декомпозиция сигнала осуществляется вниз, реконструкция вверх.

Масштабированные и смещенные версии скейлинг-функции  $\varphi_{i,k}$  и материнского вейвлета  $\psi_{i,k}$  имеет вид [44]

$$\varphi_{i,k} = 2^{i/2} \varphi(2^i t - k), \quad \psi_{i,k} = 2^{i/2} \psi(2^i t - k). \quad (1.16)$$

В этом случае аппроксимирующие и детализирующие коэффициенты вычисляются по формулам [44]

$$C_{i,k} = \frac{1}{p} \sum_{i=1}^n C_{i-1} \varphi_{i,k}(2^i t - k), \quad d_{i,k} = \frac{1}{p} \sum_{i=1}^n C_{i-1} \psi_{i,k}(2^i t - k), \quad (1.17)$$

где  $p = 2^{i/2}$  – коэффициент ортонормирования, обеспечивающий единичную норму скейлинг-функции. При  $i=1$ ,

$$d_{1,k} = \frac{1}{p} C_{0,k} \psi_{1,k}(t - k), \quad C_{0,k} = x(k) \varphi_{1,k}(t - k) \approx x(k), \quad (1.18)$$

где  $x(k) = u(k) + n(k)$ ,  $n(k)$  – шумовая составляющая флуктуации отсчетов функции изменений концентраций выбросов,  $C_{0,k}$  – локальное среднее значение сигнала  $x(k)$  взвешенное со скейлинг функции  $\varphi_{1,k}$  [44].

Соответственно, при декомпозиции сигнала  $x(k)$  до  $n$ -ого уровня и последующего восстановления его в виде (1.13), получают аппроксимирующие коэффициенты  $i$ -ого уровня путем локальных усреднений аппроксимирующих

коэффициентов уровня  $(i-1)$  с  $i$ -ой скейлинг функцией на каждом уровне разложения в виде

$$C_{n,k} = \frac{1}{p} \sum_k C_{n-1} \varphi_{n,k}(2^n t - k), C_{n-1,k} = \frac{1}{p} \sum_k C_{n-2} \varphi_{n-1}(2^{n-1} t - k), \dots,$$

$$C_{i,k} = \frac{1}{p} \sum_k C_{i-1} \varphi_{i,k}(2^i t - k), \dots, C_{0,k} = x(k) \frac{1}{p} \varphi_{1,k}(2t - k). \quad (1.19)$$

Согласно вышеуказанному, при помощи вычисления  $C_{n,k}$ , осуществляется многоуровневая статистическая обработка временного ряда входных сигналов [77].

Таким образом, метод создания модели обработки, основанный на вейвлет-разложении сигналов, является перспективным для создания алгоритмов предварительной обработки в автоматизированных системах мониторинга.

#### 1.4. Модели аудиосигналов и методы их оценивания

Задачи обработки сигналов в системах аудио обмена обуславливаются потребностями выделения информации, подавления помех, повышения устойчивости систем связи и компенсации эха [16, 53]. К указанным задачам относятся задачи диагностики объектов по излучаемым шумовым сигналам, задачи повышения эффективности систем связи.

В связи с с необходимостью совершенствования методов обработки аудио сигналов можно поставить задачи:

- оценивания и аппроксимации одномерных функций распределения [90] и корреляционных функций по ограниченным наборам данных и, на этой основе, формирования базы априорной информации и выделения интервалов стационарности наблюдаемых сигналов;
- сглаживания и локальной аппроксимации наблюдаемых сигналов и, на этой основе, сегментации нестационарных сигналов [93];
- обнаружения и оценивания гармонических сигналов, сигналов с

дискретным спектром на фоне акустического шума с непрерывным распределением и, на этой основе, диагностики объектов [88];

- спектрального анализа наблюдаемых сигналов и, на этой основе, разрешения источников излучения и селекции речевого сигнала и помехи [59];

- формирования модели эхо-сигналов и оценивания ее параметров [88];

- идентификации нестационарных сигналов и создания нестационарных моделей под наблюдаемые данные [45];

- адаптивной компенсации акустических помех и эхо-сигналов с применением многоканальной и многоскоростной обработки [1, 88].

Одномерные функции распределения являются достаточно простым средством различения сигналов, которым можно воспользоваться в целях различения речи и шума. Аппроксимация функций распределения речи, обсуждаемая в работе [88] может быть сформулирована как задача оптимизации с ограничениями. А именно, как задача минимизации квадрата нормы [86, 88]

$$\|f(\theta) - \hat{f}\|^2 \rightarrow \min ,$$

$$P(x, \theta) \geq 0 , \int_{a_0}^{a_n} P(x, \theta) dx = 1. \quad (1.20)$$

Здесь  $\hat{f}$  – вектор значений гистограммы, характеризующей распределение выборок  $x$  наблюдаемого сигнала. Компонентами вектора  $f(\theta)$  являются, соответственно, вероятности, с которыми значения наблюдаемого сигнала попадают в интервалы гистограммы  $[a_{k-1}, a_k]$ ,  $k = 1, \dots, n$ .

То есть  $f_k(\theta) = \int_{a_{k-1}}^{a_k} P(x, \theta) dx$ . При этом  $P(x, \theta)$  является аппроксимацией искомой функции плотности вероятности, а  $\theta$  – вектором параметров, по которым осуществляется минимизация. В целях регуляризации на вектор  $\theta$  параметров могут быть наложены и дополнительные ограничения.

Статистические характеристики вектора параметров, представляющего решение задачи (1.20), существенно зависят от объема используемых выборок.

Установление этой зависимости является необходимым основанием для достижения необходимой достоверности полученных результатов аппроксимации.

Другой важной характеристикой является корреляционная функция (АКФ), определяемая выражением [7, 88]

$$R_{xx}(t, \tau) = E\{x(t)x(t + \tau)\}.$$

В случае стационарного процесса корреляционная функция зависит только от одного аргумента и описывается выражением

$$R_{xx}(\tau) = E\{x(t)x(t + \tau)\}.$$

Спектральная плотность мощности стационарного процесса представляет собой преобразование Фурье от корреляционной функции:

$$\Phi_{xx}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xx}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau.$$

Аналогично определяется взаимная корреляционная функция

$$R_{xy}(\tau) = E\{x(t)y(t + \tau)\}$$

и взаимный спектр

$$\Phi_{xy}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xy}(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau.$$

В дискретном случае функция взаимной корреляции задается выражением

$$\hat{R}_{xy}(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x(i)y(k + i).$$

Другой подход к оцениванию корреляционных и спектральных функций основан на параметрическом представлении случайных процессов [55]. Этот подход широко используется при анализе временных рядов и предполагает наличие некоторой дискретной модели, описываемой соответствующим разностным уравнением [6].

В задачах оптимальной фильтрации процессы часто моделируются с помощью динамических систем, возбуждаемых случайными сигналами с известными характеристиками [8, 32]. В случае акустических сигналов такой

подход также вполне обоснован, особенно если учесть вполне детерминированный механизм их формирования. В этом случае входные воздействия можно отнести скорее к регулярным сигналам с неизвестными, возможно изменяющимися, параметрами, нежели к случайным процессам. Например, акустический шум вращающейся машины может быть обусловлен в основном гармониками частоты ее вращения [85].

Акустические и механические резонансы природных и искусственных объектов под воздействием ветра обуславливают звуки на соответствующих резонансных частотах, интенсивность которых зависит от скорости и направления ветра. Характеристики ветра, имеющего на небольших интервалах вполне регулярный характер, в целом подвержены, конечно, значительным, возможно скачкообразным изменениям. Все это в плане борьбы с шумами и выделения полезных сигналов приводит к задаче идентификации параметров как самой модели, так и входных воздействий [85, 106].

Пример формирования акустической помехи  $x(t)$  резонансной системой  $H$  под влиянием фактора  $u(t)$  и в условиях, определяемых параметром  $\theta$ , приведен на рис. 1.4. Здесь  $h$  и  $g$  обозначают некоторые операторы, форма которых в каждом конкретном случае вытекает из постановки задачи.

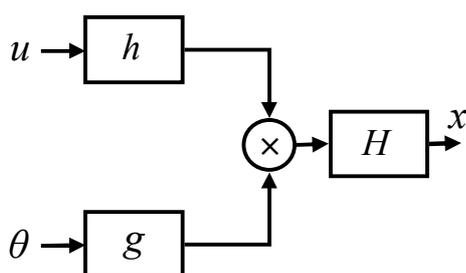


Рис. 1.4. Пример модели акустической помехи

Модели сигналов и помех являются неотъемлемым элементом многих адаптивных систем. Естественно, они могут быть применены и при обработке акустических сигналов, которая, как правило, связана с задачей подавления помех и выделения из наблюдаемых данных необходимой информации [56, 61, 92, 94, 100, 101].

Задача подавления помех может основываться как на методах адаптивной фильтрации [1], так и на методах компенсации [88]. В первом случае помеха устраняется с помощью соответствующим образом спроектированных заграждающих фильтров, а во втором – посредством вычитания ее оценки из наблюдаемого сигнала. Однако в последующем, в целях упрощения, подавление будет чаще рассматриваться в узком смысле – как фильтрация помехи.

В качестве моделей сигналов используются дискретные системы, описываемые разностными уравнениями [6], либо вида авторегрессии – скользящего среднего

$$x_k = a_1 x_{k-1} + a_2 x_{k-2} + \dots + a_p x_{k-p} + u_k - b_1 u_{k-1} - b_2 u_{k-2} - \dots - b_q u_{k-q}, \quad (1.21)$$

либо вида системы в переменных состояния

$$\begin{aligned} y(k+1) &= Ay(k) + Bu(k), \\ x(k) &= Cy(k) + Du(k), \end{aligned} \quad (1.22)$$

где  $y \in R^n$  – вектор состояния,  $u \in R^m$  – вектор входных воздействий и  $x \in R^h$  – вектор выходов. Соответственно матрицы  $A$ ,  $B$ ,  $C$  и  $D$  имеют размеры:  $n \times n$ ,  $n \times m$ ,  $h \times n$  и  $h \times m$ . При этом оценивание спектров сводится к оцениванию параметров модели (1.21) или (1.22).

Уравнение (1.21) является, как это следует из его названия, комбинацией двух моделей, модели авторегрессии, если все коэффициенты  $b_k = 0$ , и модели скользящего среднего – если  $a_k = 0$ .

Для системы (1.22) изображения вектора переменных состояния и вектора выхода модели записываются в виде

$$\begin{aligned} Y(z) &= (zI - A)^{-1} BU(z), \\ X(z) &= (C(zI - A)^{-1} B + D)U(z). \end{aligned} \quad (1.23)$$

Соответственно, спектры выходов описываются выражением

$$X(\omega) = \left| C(e^{j\omega} I - A)^{-1} B + D \right| \cdot |U(e^{j\omega})|. \quad (1.24)$$

Обычно модель, описываемая выражениями (1.8) – (1.10), зависит только

от состояния системы, при этом  $x(k) = Cy(k)$ , а матрица  $D = 0$ .

Задача идентификации модели (1.22) может заключаться не только в оценивании матриц  $A$ ,  $B$  и  $C$ , но и в оценивании состояния системы. При этом иногда используется прием, основанный на замене модели в переменных состояния эквивалентной моделью авторегрессии [46].

Задача идентификации во многих случаях – это задача минимизации некоторого функционала потерь, характеризующего отклонение результата аппроксимации  $\hat{x}(k)$  от наблюдаемых данных  $\bar{x}(k)$ ,  $k = 1, \dots, N$ :

$$\rho(\hat{\mathbf{x}}, \bar{\mathbf{x}}) \rightarrow \min .$$

Здесь  $\hat{\mathbf{x}} = (\hat{x}(1) \ \hat{x}(2) \ \dots \ \hat{x}(N))^T$  и  $\bar{\mathbf{x}} = (\bar{x}(1) \ \bar{x}(2) \ \dots \ \bar{x}(N))^T$  – векторы результатов аппроксимации и наблюдаемых данных. Уравнение (1.22) или (1.23) выступает при этом в качестве ограничения задачи. Возможны и другие ограничения, обусловленные, например, условиями устойчивости модели.

Указанный функционал потерь при решении некорректных задач [17] дополняется регуляризирующим функционалом  $\Omega(\hat{x}(t))$ , который областью своего определения может иметь множество функций как дискретного, так и непрерывного времени. При этом задача идентификации принимает вид

$$\rho(\hat{\mathbf{x}}, \bar{\mathbf{x}}) + \alpha \Omega(\hat{x}(t)) \rightarrow \min .$$

Во многих случаях в качестве функционала потерь используется норма, характеризующая расстояние между наблюдаемыми данными и значениями функции, полученной в результате идентификации:

$$\rho(\hat{\mathbf{x}}, \bar{\mathbf{x}}) = \frac{1}{2} \|\hat{\mathbf{x}} - \bar{\mathbf{x}}\|^2 .$$

В случае гильбертова пространства норма представляется скалярным произведением, а функционал потерь

$$\rho(\hat{\mathbf{x}}, \bar{\mathbf{x}}) = \frac{1}{2} \langle \hat{\mathbf{x}} - \bar{\mathbf{x}}, \hat{\mathbf{x}} - \bar{\mathbf{x}} \rangle$$

является квадратичной функцией оценки сигнала по наблюдаемым данным.

Если ограничения также имеют вид квадратичных или линейных функций, то имеет место задача квадратичного программирования [5].

Вектор  $\hat{x}$  может быть образован выборками функции  $\hat{x}(t)$  непрерывного времени, представленной в виде линейной или нелинейной регрессии. А именно, в виде функции  $\hat{x}(t) = g(t, \mathbf{a})$ , зависящей от вектора  $\mathbf{a}$  параметров оптимизации [96, 97, 119]. В случае линейной регрессии эта функция принимает вид  $\hat{x}(t) = \boldsymbol{\varphi}^T(t)\mathbf{a}$ , где  $\boldsymbol{\varphi}(t) = (\varphi_1(t) \ \varphi_2(t) \ \dots \ \varphi_n(t))^T$  представляет собой вектор по системе линейно независимых функций  $\varphi_k(t)$ ,  $k = 1, \dots, n$ .

Вектор  $\hat{x}$  можно при этом записать в виде

$$\hat{x} = \Phi \mathbf{a},$$

где строками матрицы  $\Phi$  являются значения транспонированных векторных функций  $\boldsymbol{\varphi}(k)$  в точках наблюдения:

$$\Phi = \begin{pmatrix} \boldsymbol{\varphi}^T(1) \\ \boldsymbol{\varphi}^T(2) \\ \vdots \\ \boldsymbol{\varphi}^T(N) \end{pmatrix}.$$

В случае нелинейной регрессии вектор

$$\hat{x} = \begin{pmatrix} g(1, \mathbf{a}) \\ g(2, \mathbf{a}) \\ \vdots \\ g(N, \mathbf{a}) \end{pmatrix} \equiv \mathbf{g}(\mathbf{a}).$$

Тогда задачу минимизации функции потерь в случае нелинейной регрессии можно записать в виде

$$\frac{1}{2} \|\mathbf{g}(\mathbf{a}) - \bar{\mathbf{x}}\|^2 \rightarrow \min, \quad (1.25)$$

а в случае линейной регрессии – в виде

$$\frac{1}{2} \|\Phi \mathbf{a} - \bar{\mathbf{x}}\|^2 \rightarrow \min. \quad (1.26)$$

Как известно [8], математическое ожидание функции (1.26) достигает своего наименьшего значения, если вектор  $\mathbf{g}(\mathbf{a})$  или  $\Phi \mathbf{a}$  совпадает с условным

математическим ожиданием вектора  $\mathbf{x}$ ,  $E\{\mathbf{x}|\bar{\mathbf{x}}\}$ , рассматриваемым как функция наблюдаемых данных  $\bar{\mathbf{x}}$ . При этом величина потерь совпадает с условной дисперсией, если только отбросить коэффициент  $1/2$ .

Полученный в результате минимизации функции потерь вектор коэффициентов регрессии  $\hat{\mathbf{a}}$  определяет оптимальное решение  $\hat{x}^*(t) = \varphi^T(t)\hat{\mathbf{a}}$  как функцию непрерывного времени. Это позволяет при необходимости наложить на ее поведение между выборками данных дополнительные ограничения, с помощью, например, регуляризирующего функционала.

Существуют и другие способы оценки параметров модели, например, способ, основанный на согласовании корреляционных функций. В частности, такого рода методы используются при сжатии речи и вычислении спектров [88]. Используются методы, основанные на собственных значениях и сингулярных разложениях ковариационных матриц, имеющих тёплицеву структуру.

Достижимая точность приближения наблюдаемых данных функцией регрессии зависит в значительной степени от размеров области ее определения. С увеличением размеров области, в пределах которой наблюдаемые данные не стремятся к нулю, точность снижается. Устранить этот недостаток можно, воспользовавшись методом локальной аппроксимации [79]. Приближение наблюдаемых данных в этом случае обеспечивается последовательностью функций регрессии, каждая из которых задана на своем конечном интервале. Одновременно это позволяет аппроксимировать нестационарные сигналы и системы.

Вопрос сопряжения отдельных функций регрессии можно решить, если дополнить ограничения, представленные в задаче минимизации, условиями согласования значений этих функций и, возможно, значений их производных в узлах сопряжения.

Поставим задачу определения параметров в наблюдаемом сигнале  $x(t)$ , являющимся аддитивной суммой оцениваемого сигнала  $s(t)$  и акустической

помехи  $\eta(t)$ , которая также считается комплексной функцией. В дискретной форме этот сигнал имеет вид

$$x(k) = s(k) + \eta(k) = \sum_{n=1}^p a_n e^{j\left(\frac{\omega_n}{f_0}k + \varphi_n\right)} + \eta(k). \quad (1.27)$$

Здесь  $f_0$  – частота дискретизации.

Задачу определения параметров функции (1.27) можно решить также методом максимального правдоподобия [9], применение которого осложнено недостаточной надежностью априорной информации о распределениях помех. Метод максимального правдоподобия, как известно, в случае независимых одинаково распределенных гауссовых величин эквивалентен методу наименьших квадратов [118]. В этом случае параметры функции (1.27) можно, в принципе, найти методами нелинейного программирования [43, 68]. А именно, в случае функции (1.27), посредством решения задачи минимизации:

$$\{\hat{\omega}_1, \hat{\mathbf{a}}, \hat{\boldsymbol{\varphi}}\} = \arg \min_{\{\omega_1, \mathbf{a}, \boldsymbol{\varphi}\}} \|s - x\|^2.$$

Если ввести векторы выборок выделяемого  $\mathbf{s} = (s(1) \ s(2) \ \dots \ s(N))^T$  и наблюдаемого  $\mathbf{x} = (x(1) \ x(2) \ \dots \ x(N))^T$  сигнала, векторы  $\mathbf{a} = (a_1, \dots, a_p)^T$  и  $\boldsymbol{\varphi} = (\varphi_1, \dots, \varphi_p)^T$ , то норму можно записать в виде

$$\|s - x\|^2 = \langle s - x, s - x \rangle = \sum_{k=1}^N \left| \sum_{n=1}^p a_n e^{j\left(\frac{\omega_n}{f_0}k + \varphi_n\right)} - x(k) \right|^2.$$

Если, к тому же, помеха является коррелированной, с корреляционной функцией  $R(t)$  и корреляционной матрицей [57, 98, 111]

$$\mathbf{R}(k, n) = \begin{pmatrix} R(1, 1) & R(1, 2) & \dots & R(1, K) \\ R(2, 1) & R(2, 2) & \dots & R(2, K) \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ R(K, 1) & R(K, 2) & \dots & R(K, K) \end{pmatrix},$$

то квадрат нормы в задаче минимизации принимает [83, 84] вид

$$\|s - x\|^2 = \langle s - x, s - x \rangle = (\mathbf{s} - \mathbf{x})^T \mathbf{R}^{-1} (\mathbf{s} - \mathbf{x})^*.$$

Как задачу нелинейной регрессии можно рассматривать метод

максимального правдоподобия [51], если только принять, что оцениваемый сигнал имеет вид многочлена  $\mathbf{a}^T \boldsymbol{\varphi}(t)$  по системе линейно независимых функций. Это приводит к параметрической задаче максимизации функции правдоподобия  $P(y_a^b | \mathbf{a})$ , решение которой по наблюдаемым на интервале  $[a, b]$  данным  $y_a^b$  записывается в виде:

$$\hat{\mathbf{a}} = \arg \sup_{\mathbf{a}} P(y_a^b | \mathbf{a}). \quad (1.28)$$

Метод максимального правдоподобия может быть использован при определенных условиях, если наблюдаемые данные представляют собой последовательность независимых случайных величин с плотностью вероятности  $p(y_k | \mathbf{a})$ . При этом функция правдоподобия имеет вид

$$P(y_a^b | \mathbf{a}) = \prod_{k=1}^n p(y_k | \mathbf{a}).$$

Аналогично, если известны одномерная плотность вероятности  $p(y_k | \mathbf{a})$  и условная плотность вероятности  $p(y_{k+1} | y_k, \mathbf{a})$ , то

функция правдоподобия описывается выражением

$$P(y_a^b | \mathbf{a}) = p(y_1 | \mathbf{a}) \prod_{k=1}^{n-1} p(y_{k+1} | y_k, \mathbf{a}).$$

В связи с рассмотренными выше методами параметрической оптимизации и локальной аппроксимации следует отметить, что по своему содержанию они практически эквивалентны проекционным методам решения операторных уравнений, проекционным и интерполяционным методам анализа и расчета систем [70, 79, 116, 117].

Таким образом, проблема оптимальной обработки сигналов в телекоммуникационных системах передачи речи обусловливается недостаточностью достоверной априорной информации о статистических характеристиках наблюдаемых сигналов. Задача оценивания параметров моделей решается различными методами в зависимости от ограничений на статистические характеристики наблюдаемых сигналов. Наиболее перспективными методами для данных условий можно считать метод минимизации функции потерь, метод максимального правдоподобия, метод

согласования корреляционных функций.

1.5. Исследование параметров акустических сигналов и аудиосигналов в телекоммуникационных системах передачи речи.

1.5.1. Исследование моделей акустических речевых сигналов.

К характеристикам сигналов относятся их математическое ожидание, дисперсия, корреляционные функции, функции распределения, начальные и центрированные моменты высоких порядков, семиинварианты (или кумулянты), а также их спектры – спектры первого и высокого порядков [13].

По виду одномерной функции распределения [71] можно, например, оценить нелинейные искажения, возникающие в каналах передачи, а также при преобразовании акустической энергии в электрический сигнал [2]. Известно, например, что параметры плотности вероятности речевого сигнала зависят от типа микрофона [52]. Это объяснимо, если принять во внимание различия в нелинейных и инерционных характеристиках преобразователей.

Аналогично можно ожидать, что и ковариационные функции сигналов на выходах различных преобразователей не будут описываться одинаковыми функциями. При этом нелинейность преобразователя может особенно заметно проявить себя при высоком уровне помехи. Изменение характеристик выходного сигнала обуславливается также и перемещениями преобразователя относительно источника акустического сигнала. В любом случае, независимо от причины, возможное влияние характеристик преобразователя на результаты обработки акустического сигнала не должно остаться без внимания.

В качестве меры отклонения распределения случайной величины  $x$ , характеризуемой плотностью вероятности  $f(x, \varphi)$ , от распределения с плотностью  $f(x, \theta)$  часто используется информация Кульбака [9]

$$I(\varphi, \theta) = E_{\varphi} \left\{ \log \frac{f(X, \varphi)}{f(X, \theta)} \right\} = \int f(x, \varphi) \log \frac{f(x, \varphi)}{f(x, \theta)} d\mu(x). \quad (1.29)$$

Эта функция равна нулю, если плотности вероятности  $f(x, \varphi)$  и  $f(x, \theta)$  по мере  $\mu(x)$  совпадают между собой. В остальных случаях  $I(\varphi, \theta) > 0$ . Если случайная величина  $x$  с независимыми значениями на выходе линейного преобразователя имеет плотность вероятности  $f(x, \theta)$ , а на выходе нелинейного преобразователя – плотность  $f(x, \varphi)$ , то информация Кульбака

$$I(\varphi, \theta) = \int f(x(\xi), \theta) \left| \frac{dx(\xi)}{d\xi} \right| \log \left| \frac{dx(\xi)}{d\xi} \right| d\xi.$$

Здесь принято, что случайная переменная на выходе нелинейного преобразователя  $\xi = \xi(x)$  является монотонной нелинейной функцией выхода линейного преобразователя [50, 122]. Соответственно,  $x(\xi)$  – это обратная функция.

В качестве меры отклонения от нормального распределения используется также выражение [81]  $H = -\int f(x, \theta) \log f(x, \theta) dx$ , именуемое энтропией случайной величины.

Посредством энтропии вводится коэффициент качества шума [9]

$$\eta = \frac{1}{2e\pi} e^{2H(x)},$$

который удовлетворяет неравенству  $\eta \leq 1$ , если случайная величина  $x$  отклоняется от гауссового распределения.

Моменты и спектры высокого порядка позволяют оценивать асимметрию распределений, выделять негауссовы сигналы на фоне гауссовых помех, поскольку для гауссовых помех все семиинварианты второго и более высокого порядка равняются нулю. Равняются нулю и соответствующие им спектры высокого порядка.

В качестве оценки близости распределения экспериментальных данных к принятой модели используют также различные критерии согласия. Однако в силу сложности реализации обычно ограничиваются лишь некоторыми параметрами распределений, типа приведенных выше. В целях идентификации распределений используются и моментные функции, в том числе моменты и

спектры второго и более высокого порядков [88]. Традиционным является их применение при оценке точности моделей математических ожиданий и дисперсий.

Оценка старших моментов, взаимных ковариационных функций, кумулянтов и других числовых характеристик случайных процессов основывается на подобных выражениях [88]. В этой связи следует отметить, что помимо приведенных оценок дисперсий и корреляционных функций иногда предпочтение отдается смещенным оценкам, поскольку в ряде случаев смещенные оценки характеризуются более высокой точностью.

Таким образом, в качестве формирующих моделей стационарных сигналов могут найти применение линейные системы с постоянными параметрами [73, 113].

1.5.2. Модель речевых сигналов с изменяющимися параметрами во времени.

Модели речевых сигналов с параметрами, изменяющимися во времени, можно разделить на модель с переменным во времени средним значением и на модель с переменной во времени дисперсией.

Оценки математического ожидания, дисперсии и корреляционных функций используются в задачах обнаружения изменений в свойствах сигналов и динамических систем. В частности, они используются при сегментации речевого сигнала. В подобных задачах можно принять, что по характеру изменения параметров речевой сигнал можно отнести к сигналу в виде нестационарного процесса. При этом необходимые оценки можно получить методом наименьших квадратов [79].

Детерминированные функции  $a(t)$  и  $b(t)$  нестационарного процесса  $y(t) = a(t) + b(t)u(t)$  по отдельности находятся методом наименьших квадратов как функции линейной регрессии [3]:

$$a(t) = \sum_{k=1}^n \alpha_k \varphi_k(t) = \boldsymbol{\varphi}^T(t) \boldsymbol{\alpha} \text{ и } b(t) = \sum_{k=1}^n \beta_k \varphi_k(t) = \boldsymbol{\varphi}^T(t) \boldsymbol{\beta}.$$

Здесь введены векторы  $\boldsymbol{\varphi}^T(t) = (\varphi_1(t) \cdots \varphi_n(t))$ ,  $\boldsymbol{\alpha} = (\alpha_1 \cdots \alpha_n)^T$  и  $\boldsymbol{\beta} = (\beta_1 \cdots \beta_n)^T$ . Вектор коэффициентов  $\boldsymbol{\alpha}$  находится, при условии, что функция  $b(t)$  известна, в результате минимизации функции потерь

$$Q(\boldsymbol{\alpha}) = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^N \frac{1}{b^2(t_k)} (y(t_k) - \boldsymbol{\varphi}^T(t_k) \boldsymbol{\alpha})^2.$$

Если ввести матрицу  $\Phi = (\boldsymbol{\varphi}(t_0) \quad \boldsymbol{\varphi}(t_1) \quad \cdots \quad \boldsymbol{\varphi}(t_N))$ , вектор наблюдаемых данных  $\mathbf{y} = (y(t_0) \quad y(t_1) \quad \cdots \quad y(t_N))^T$  и диагональную матрицу

$P = \text{diag}\left(\frac{1}{b^2(t_0)} \quad \frac{1}{b^2(t_1)} \quad \cdots \quad \frac{1}{b^2(t_N)}\right)$ , то функцию потерь можно записать в виде

$$Q(\boldsymbol{\alpha}) = \frac{1}{2} (\mathbf{y} - \Phi^T \boldsymbol{\alpha})^T P (\mathbf{y} - \Phi^T \boldsymbol{\alpha}).$$

Тогда вектор коэффициентов, обеспечивающий минимум этой функции, находится из выражения

$$\boldsymbol{\alpha} = (\Phi P \Phi^T)^{-1} \Phi P \mathbf{y}. \quad (1.30)$$

Аналогично, если известно математическое ожидание  $a(t)$ , то вектор коэффициентов  $\boldsymbol{\beta}$  функции  $b^2(t)$  находится из условия минимума функции

$$Q(\boldsymbol{\alpha}) = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^N \left( \frac{(y(t_k) - a(t_k))^2}{\sigma_u^2} - \boldsymbol{\varphi}^T(t_k) \boldsymbol{\beta} \right)^2. \quad (1.31)$$

Для распространения этого подхода на случай, когда неизвестными являются обе функции,  $a(t)$  и  $b(t)$ , предлагается [79] использовать метод последовательных приближений, основанный на поочередном, до получения заданной точности, вычисления указанных функций. Там же рассматриваются рекуррентные алгоритмы вычисления векторов коэффициентов  $\boldsymbol{\alpha}$  и  $\boldsymbol{\beta}$ , а также статистические характеристики полученных решений.

Поскольку полученные таким способом решения имеют силу только на ограниченных интервалах времени, задачу можно дополнить условиями сопряжения отдельных локальных решений, например, условиями гладкого сопряжения. При решении этой задачи можно воспользоваться рекуррентным

алгоритмом, обеспечивающим обновление коэффициентов регрессии по мере смещения скользящего окна конечного набора данных. В принципе, такой подход более соответствует задаче обработки нестационарных сигналов, чем алгоритм обновления по мере увеличения размера выборки.

Однако, решение задачи (1.31) не гарантирует, что функция  $b^2(t) = \boldsymbol{\varphi}^T(t)\boldsymbol{\beta}$  будет неотрицательной на интервале ее определения и, соответственно, что такой способ позволяет оценить функцию  $b(t)$ . Поэтому постановку задачу нахождения функции  $b(t)$  необходимо видоизменить. Например, сформулировать ее как задачу минимизации целевой функции (1.20) при дополнительном ограничении  $\boldsymbol{\varphi}^T(t)\boldsymbol{\beta} \geq 0$ .

Метод наименьших квадратов является также распространенным средством идентификации систем. В этом плане естественным выглядит и его применение при идентификации динамической, описываемой дифференциальными или разностными уравнениями модели акустического сигнала. Если принять, что помещение характеризуется некоторым числом мод колебаний или резонансных частот, то задача идентификации будет, в частности, заключаться и в оценивании числа и параметров этих мод [121].

Таким образом, нестационарный характер сигнала может иметь различное описание – в виде изменяющегося во времени математического ожидания или дисперсии, а в общем случае может быть представлен системой с переменными параметрами [63, 107].

## 1.6. Задачи создания алгоритмов формирования структур программно-аппаратного обеспечения оперативно-командных систем телекоммуникаций обмена аудиоинформацией

Рассмотрены методы по известным конфигурациям телекоммуникационных сетей и по известным методам выбора сетевых программных протоколов при разработке структур программно-аппаратных систем.

Можно сделать вывод, что для создания алгоритмов формирования аппаратно-программных систем следует:

- сформировать классификацию известных программно-аппаратных средств и их структурных элементов;
- определить цели и сформулировать задачи создания системы принятия решений по формированию программно-аппаратных систем;
- произвести обзор и анализ известных методов принятия решений по созданию программно-аппаратных систем;
- провести анализ математических методов, применяемых для отображения структурных элементов программно-аппаратных систем;
- провести анализ критериев по созданию структуры программно-аппаратных систем оперативно-командной связи и определить факторы, влияющие на общую оценку вариантов структуры таких систем.

Поэтому с учетом вышеприведенных факторов и результатов исследований состояния вопроса в первой главе диссертации становится возможным формирование основных задач исследований в диссертационной работе:

1. Исследование методов создания модели формирования программно-аппаратной структуры устройств и систем телекоммуникаций.
2. Разработка математического описания алгоритма принятия решений при разработке структуры программно-аппаратной системы с учетом её многокритериального многопараметрического характера.
3. Разработка алгоритма определения критериев принимаемых решений при создании модели алгоритма формирования программно-аппаратной структуры.
4. Разработка функциональной схемы системы телекоммуникации, созданной на основе алгоритма формирования программно-аппаратной структуры системы обмена информацией.

## ГЛАВА 2. АЛГОРИТМЫ ФОРМИРОВАНИЯ ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ СТРУКТУР ОБМЕНА ИНФОРМАЦИЕЙ

### 2.1. Оценка критериев альтернативных вариантов структур программно-аппаратных систем телекоммуникаций

Процесс синтеза вариантов допустимых структур является не формализуемым. Проектирование программно-аппаратной структуры системы начинается с составления подробного технического задания. На этом этапе разработчики будущего устройства обсуждают с заказчиком требования, порожденные алгоритмом функционирования того объекта (устройства), куда будет встраиваться система. Эти требования определяют будущие параметры программно-аппаратной структуры - логическую сложность алгоритма управления (объем памяти и трудоемкость проектирования), его временные характеристики, требования к точности и структурной надежности [20]:

На этом этапе формируются так же требования, не зависящие непосредственно от алгоритма управления объектом, но связанные с условиями эксплуатации или выступающие в роли ограничительных: предельная стоимость будущего устройства, время и сроки его проектирования, конструктивные, предельные весо-габаритные характеристики, требования климатичности, энергопотребление. Участвуя в согласовании технического задания (ТЗ), разработчики сопоставляют требования ТЗ с функциональными возможностями элементной базы. Хорошо представляя функциональные возможности элементной базы, на которой система будет реализована, разработчики в свою очередь могут внести изменения в ТЗ и согласовать их с заказчиком.

После утверждения ТЗ разработчик переходит к синтезу допустимых вариантов программно-аппаратной структуры. Существенную роль здесь играет выбор количества параметров, характеризующих структуры, и собственно число альтернативных вариантов. В качестве цели этого этапа, исходя из результатов теории поддержки принятия решений, для предъявления эксперту желательно, иметь не более 5-10 вариантов структур, описываемых не более чем 10

критериями [89]. Эти критерии обычно являются комплексными. На их базе в соответствии со структурой предпочтения и решающем правилом (функцией ценности) эксперт должен построить обобщенный критерий и выбрать оптимальный вариант программно-аппаратной структуры. Оптимальной будет стратегия максимизирующая ожидаемую ценность.

Обобщенный и комплексные критерии формируются на основе единичных параметров, описывающих альтернативные структуры. Единичные параметры предлагается разделить на три множества:

- множество алгоритмических параметров, определяемых особенностями алгоритма управления объектом;
- множество системных параметров, определяемых особенностями элементной базы;
- множество внешних параметров, определяемых: условиями проектирования и пожеланиями заказчика.

К первой группе критериев можно отнести, прежде всего, временные параметры функционирования программно-аппаратной структуры. Вторая группа параметров оценивает некоторые внутренние факторы, присущие выбранной в альтернативном варианте элементной базе, например, энергопотребление, технологические особенности корпусов микросхем и их монтажа на печатную плату, используемую систему команд и др.

Третья группа параметров отражает некоторые внешние обстоятельства, например, присутствие или отсутствие у разработчика инструментальных средств проектирования для выбираемой элементной базы, опыт работы с новой прогрессивной элементной базой. Последнее, например, может вначале замедлить скорость проектирования, но затем, довольно быстро, компенсировать это уменьшением трудоемкости разработки.

Очевидно, что часть перечисленных параметров качественная и их необходимо каким-то образом оценить количественно. Таким образом:

- В результате анализа поставленной задачи формируются множество рассматриваемых альтернативных вариантов и цели проектирования, которые разработчик программно-аппаратной структуры стремится достичь.

- Определяется набор критериев, соответствующий целями проектирования и характеризующий степень их достижения. Таким образом, каждой альтернативе соответствует вектор значений, содержащий ее оценки по шкале каждого критерия.

- Число критериев оценки и альтернативных вариантов достаточно велико - до 10 рассматриваемых критериев [20] и 5-10 сравниваемых альтернатив;

- Формируются шкалы критериев оценки, в качестве которых могут быть использованы:

- характеристики (паспортные данные) устройств или программных продуктов;

- результаты тестирования, проведенного экспертом;

- субъективная информация, полученная от эксперта.

Необходимо отметить, что в некоторых случаях всем понятная шкала измерений может отсутствовать. Например, эксперт использует бальные оценки - слабо, приемлемо, хорошо, отлично, - для описания выраженности какого-либо свойства изделия. Или эксперт может ввести свою количественную меру для измерения какого-либо критерия, например, производительности ВС, как делается в программах тестирования и диагностики ПК,

Результатом работы эксперта обычно является:

- выбор лучшего варианта изделия;

- упорядочение по предпочтению всех предъявленных вариантов.

Эксперт может ограничиться словесным описанием своих предпочтений, комментируя результаты экспертизы и свои действия по принятию решения, или дополнительно доопределить в аналитическое виде функцию, используя которую пользователь может вычислить ценность интересующих его альтернативных вариантов, принадлежащих области допустимых значений аргументов этой функции. Наиболее часто в качестве такой функции, как мы видим из обзора (глава1), используется сумма взвешенных шкальных значений критериев, несмотря на очевидные недостатки метода.

Из описания задач оценки и выбора аппаратных и программных средств следует, что эти задачи являются слабоструктурированными [37]. То есть,

используются знания эксперта для определения целей исследования, формирования критериев оценки множества рассматриваемых альтернативных вариантов и построения решающего правила (например, в виде функции ценности) на этом множестве. Решение слабоструктурированными задач рассматривается в теории принятия решений, модели; и методы которой будут использоваться в дальнейшем для оценки и выбора программно-аппаратной структуры.

При решении задачи сравнительной оценки различных физических реализаций компонентов программно-аппаратной структуры желательно получить обобщенную скалярную величину оценки качества для каждого компонента и варианта структуры в целом. Основная проблема, возникающая при формировании такой оценки, заключается в неоднородности критериев (характеристик, параметров), используемых для сравнения, поскольку различные критерии имеют свои единицы измерения. [39]

Перечислим, некоторые критерии аппаратных составляющих, определяющие алгоритмические и системные параметры аппаратно-программной структуры:

1. Производительность. Экспертная оценка возможности реализации критических по времени фрагментов управляющего алгоритма выбираемой элементной базой. Процессор и вспомогательные аппаратные средства могут оцениваться по степени избыточности по производительности. Чем выше избыточность, тем более вероятно, что на основе выбранной элементной базы синтезируемый вариант программно-аппаратной структуры является допустимым [108].

2. Логические возможности. Экспертная оценка возможности реализации управляющего алгоритма заданного уровня логической сложности на выбираемой элементной базой. Процессор может оцениваться по степени избыточности по объему памяти, вспомогательные аппаратные элементы - по степени соответствия их алгоритмов функционирования фрагментам управляющих алгоритмов.

3. Функциональная избыточность. Степень избыточности (запас по производительности, памяти и, пока не используемых, функциональных элементов) - критерий, позволяющий оценить возможность дальнейшей

модернизации программно-аппаратной структуры. Естественно, наличие такой избыточности в качестве положительного фактора в будущем компенсируется повышением стоимости изделия в текущий момент.

3. Конструктивное исполнение. Этот параметр можно рассматривать как с классической точки зрения (размеры, типы корпусов и т.д.), так и применительно к особенностям современной элементной базы. Например, конструктивной совместимости по выводам микропроцессорных БИС [103], имеющих разные типы программной памяти. Это позволяет производителю выпускать на первоначальном этапе довольно дорогие опытные изделия, например, с флэш-памятью, а затем перейти на выпуск дешевых изделий масочной памятью. При таком переходе не потребуется производить никаких доработок. Параметр конструктивное исполнение может существенно влиять на стоимость изделия в зависимости наличия технологического оборудования у изготовителя и объема производства.

4. Стоимость комплекта микросхем для альтернативного варианта, казалось бы, является безусловно, количественным параметром, однако это далеко не так. Стоимость претерпевает существенное изменение в зависимости от объема закупок микросхем, времени с начала их производства (стоимость вначале резко падает, потом может расти) и других экономических факторов.

5. Потребляемая; мощность - это параметр, который можно отнести к количественным. Однако и здесь все далеко не так просто. Микросхема может иметь или не иметь режима пониженного энергопотребления, потребляемая мощность зависит от тактовой частоты и т.д.

6. Климатика и другие внешние факторы (температурный диапазон использования, влажность, радиационная стойкость и т.д.).

7. Надежное, в том числе структурная, встроенная аппаратная защита от несанкционированного копирования программ и другие особые условия применения

8. Весо-габаритные характеристики системы.

9. Время проектирования и отладки аппаратных средств.

10. Стоимость проектирования и отладки аппаратных средств.

Далее рассмотрим критерии программных средств, определяющие алгоритмические и системные параметры программно-аппаратной структуры [105]:

а) Наличие и возможность использования на заданной элементной базе ранее подготовленных фрагментов алгоритма управления.

б) Наличие библиотеки программ, для выбранной элементной базы и реализации заданного алгоритма управления и некоторых, системных функций (системная надежность, защита от несанкционированного копирования и модификации управляющей программы и т.д.). В случаях проектирования сложных систем, работающих в режиме разделения времени и ресурсов, может потребоваться операционная система реального времени.

в) Степень избыточности по временным характеристикам и памяти при реализации фрагментов управляющего алгоритма. Этот критерий тесно связан с аналогичными критериями для аппаратных составляющих (см. выше). Однако при большой степени избыточности появляется возможность программирования на языках высокого уровня, что сокращает время и уменьшает стоимость разработки.

г) Степень сложности комплексирования с другими элементами структуры. Определяет трудности при отладке программы и ее модификации.

д) Время проектирования и отладки программных средств.

е) Стоимость проектирования и отладки программных средств.

Стоимость и время проектирования программно-аппаратной структуры в целом (включая комплексную отладку; программно-аппаратных частей) тесно зависит также от внешних параметров.

На основании исследования оценок критериев можно сделать вывод, что определять параметры, какой-либо приемлемой группы в отрыве от параметров другой группы не представляется возможным. Точно также как невозможно полная отладка программного обеспечения в отдельности от аппаратной структуры.

## 2.2. Методы оценивания сочетаний программных и аппаратных средств по качественным и количественным критериям

### 2.2.1. Функциональная модель программно-аппаратной структуры

Прежде всего, следует отметить, что набор функций, который должен быть реализован в проектируемой системе, полностью определяется техническим заданием на проектирование, и обсуждению не подлежит. Задача, решаемая в этом разделе, чисто техническая: как приспособить структуру будущей системы к требуемому набору функций системы таким образом, чтобы этот набор мог быть реализован наилучшим образом [19]. Критерий качества реализации проектируемой системы определяется пожеланиями потребителей, вопросам анализа которых посвящена предыдущая глава.

При проектировании программно-аппаратной системы решается задача распределения программ и данных по уровням иерархии и узлам системы. Эффективность системы в большой степени определяется тем, насколько удачно распределены потоки данных и функции по узлам системы между отдельными структурными элементами [27]. Под элементами системы, понимаются некоторые элементы (целевые программы и аппаратные контроллеры, реализованные в виде микропроцессоров или ПЛИС), осуществляющие обработку информации [37, 38]. Проведение декомпозиции системы на подсистемы по критерию минимальной функциональной связности позволяет получить разбиение всех потоков данных и функций, выполняемых системой, на подфункции, которые должны быть реализованы рабочими процессорами. [40]

Для полноценного решения задачи синтеза структуры программно-аппаратной системы необходимо классифицировать данные, перемещающиеся между узловыми элементами системы. То есть, следует определить классы данных, существенно отличающихся по происхождению и назначению (например, сигнальные, управляющие, технологические данные), и определить,

к какому из классов относится каждый из потоков. Синтез структуры системы состоит в этом случае из трех этапов:

- выбор количества и программно-функционального состава узлов системы;
- определение функций каждого узла;
- распределение функций и подфункций по узловым элементам.

Состав программных и программно-аппаратных функций узловых элементов в системе определяется набором функций, который должен выполняться системой обработки данных в целом. Функциональность самой системы зависит от требований, предъявляемых к системе потенциальными потребителями. В результате проведения функционального анализа проектируемой системы составляется модель системы обработки данных в целом [27]. В результате проведения функциональной декомпозиции получают подфункции [104]:

$$F_i = F_i(\{\phi_{i1}(\delta_{i1}, \nu_{i1}, \mu_{i1}), \dots, \phi_{iS}(\delta_{iS}, \nu_{iS}, \mu_{iS}), \Lambda_i, \Delta_i, \Omega_i, P_i\}), \quad (2.1)$$

где  $F_i$  – набор подфункций  $i$ -го узла,

$\phi_i$  – функциональные элементы набора подфункций  $i$ -го узла,

$\delta_{ij}$  – набор данных, необходимый  $i$ -тому функциональному элементу узла,

$\nu_{ij}$  – входной поток данных  $j$ -того функционального элемента  $i$ -го узла,

$\mu_{ij}$  – выходной поток данных  $j$ -того функционального элемента  $i$ -го узла,

$\Lambda_i$  – ресурсы, необходимые для реализации всех функциональных элементов набора подфункций  $i$ -го узла,

$\Delta_i$  – входной поток данных  $i$ -того узла,

$\Omega_i$  – выходной поток данных  $i$ -того узла,

$P_i$  – показатели производительности по всему набору подфункций  $i$ -того узла.

Для реализации программных и программно-аппаратных функций узлов в системе каждый из них обладает некоторым набором ресурсов. Ресурсы, необходимые узлу для реализации всего набора подфункций определяются:

- производительностью элемента (реализованному явно или в виде

- микропроцессора или конфигурируемой ПЛИС),
- размером постоянной памяти (факультативно),
- размером оперативной памяти (факультативно),
- пропускной способностью используемых интерфейсов.

Каждый из ресурсов определяет те или иные характеристики выполнения соответствующих функций и подфункций узлового элемента, которые, в свою очередь, определяют потребительские качества всей системы. Вычислительная мощность узлового элемента определяет скорость выполнения функций и скорость обмена данными и командами между подфункциями данного узла и соседями. Объем оперативной и постоянной памяти определяет допустимое количество данных и процессов, одновременно находящихся в памяти. Операционные среды встроенных систем критичны к объему имеющейся памяти. От него существенно зависит скорость выполнения и жизнеспособность локальных задач и системы в целом.

Пропускная способность локальных каналов связи определяет скорость обмена данными между различными узловыми контроллерами, а, следовательно, и между различными функциями. Пропускная способность каналов связи должна обеспечивать обмен входными и выходными потоками данных для всех узлов.

Следует иметь в виду, что при построении системы обработки данных программно-аппаратной системы входными данными для каждой функции системы могут являться также входные или выходные данные любой другой функции. Целью построения модели (2.1) является синтез такой структуры, чтобы трафик локальной сети соединяющей узловые элементы и определяющийся суммарными потоками данных, был минимален. Для этого удобно использовать аддитивную модель:

$$\mu_i^{k+1} = \delta_{ii} \mu_i^k + \varepsilon_i v_i^k, \quad i = \overline{1 \dots m}, \quad (2.2)$$

где:  $v_j^k$  – входной поток данных  $i$ -той подфункции на  $k$ -том этапе преобразования,

$\mu_i^k$  – выходной поток данных  $i$ -той подфункции на  $k$ -том этапе преобразования,

$\delta_{ii}$  – функция преобразования выходного потока данных  $i$ -той подфункции на  $k$ -том этапе преобразования набор данных в выходной поток данных этой же подфункции на  $(k+1)$ -ом этапе преобразования,

$\varepsilon_i$  – функция преобразования входного потока данных  $i$ -той подфункции.

Входной поток данных каждой подфункции состоит как из внешних входных данных системы, так и из выходных данных других подфункций:

$$v_i^k = \sum_{i \neq j} \delta_{ij} \mu_j^k + \varepsilon_i' c^k, \quad i = \overline{1..m}, \quad (2.3)$$

поэтому логично преобразовать соотношение (2.2) следующим образом:

$$\mu_i^{k+1} = \sum_{j=1}^m \delta_{ij} \mu_j^k + \varepsilon_i' c^k, \quad i = \overline{1..m}, \quad (2.4)$$

или

$$\mu^{k+1} = \Delta \mu^k + E c^k, \quad (2.5)$$

где

$$\Delta = \begin{bmatrix} \delta_{11} & \delta_{12} & \cdots & \delta_{1m} \\ \delta_{21} & \delta_{22} & \cdots & \delta_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \delta_{m1} & \delta_{m2} & \cdots & \delta_{mm} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

– матрица преобразования входных потоков данных подфункций на этапе  $k$  в выходные потоки подфункций на этапе  $k+1$ ,

$$E = \begin{bmatrix} \varepsilon_1' \\ \varepsilon_2' \\ \vdots \\ \varepsilon_m' \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

– матрица преобразования входных потоков данных системы на этапе  $k$  в выходные потоки подфункций на этапе  $k+1$ ,

$\mu^k$  – вектор выходных потоков подфункций на  $k$ -том этапе преобразования,

$c^k$  – входной поток системы на  $k$ -том этапе преобразования.

Полученная модель позволяет разделить информацию на данные, поступающие на вход всей системы, и данные, являющиеся входными и выходными для подфункций узловых элементов [31].

Также полученная модель структуры данных, представленная выражением (2.5), описывает только преобразование величин входных данных в системе.

### 2.2.2. Декомпозиция функциональной модели программно-аппаратной структуры

Выполнение структурного проектирования [40] системы заключается в распределении отдельных функций обработки данных по узловым элементам (микроконтроллерам и конфигурируемым ПЛИС) таким образом, чтобы минимизировать потоковую связность узлов между собой.

Для этого следует объединить связанные потоками функции внутри каждого узла. [19]

Потоковую связность функций между собой характеризует матрица преобразования  $A$ . Для того, чтобы получить разбиение системы на несвязные подсистемы, следует привести матрицу  $A$  к клеточной форме. В этом случае матрица  $A$  заменяется прямой суммой ее подматриц-клеток.

В реальной системе, конечно преобразовать матрицу  $A$  к клеточной форме не удастся, так как для произвольной конфигурации узлов распределенной системы каждая функция связана с каждой. В этом случае можно попытаться преобразовать матрицу к квазиклеточному виду, при котором элементы, не стоящие на клеточной квазидиагонали не нулевые, но имеют достаточно малые значения.

Процесс преобразования в квазиклеточную форму может производиться следующим образом:

- в матрице  $A$  ищется минимальный элемент  $a_{ij}=\lambda_1$ ;

- значение  $\lambda_1$  вычитается из всех элементов матрицы  $A$ ;
- делается попытка приведения вновь получившейся матрицы  $A^1$  к клеточной форме;
- если разбиение получается, процесс завершается; если результат неудовлетворителен, опять в матрице  $A^1$  выбирается минимальный элемент  $a_{ij}=\lambda_2$ , и опять делается попытка приведения матрицы  $A^2$  к клеточной форме; процесс повторяется до тех пор, пока результат не удовлетворит разработчика;
- если процесс повторялся  $l$  раз, то эквивалентный коэффициент

связности получившегося разбиения равен  $\sum_{i=1}^l \lambda_i$ .

Получившееся разбиение системы описывается уравнениями:

$$M^{k+1} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & \cdots & A_{1m} \\ A_{21} & A_{22} & \cdots & A_{2m} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_{m1} & A_{m2} & \cdots & A_{mm} \end{bmatrix} M^k \quad (2.8)$$

где:  $M^k, M^{k+1}$  – новый вектор выходных потоков данных системы на шаге  $k$  и  $k+1$  соответственно, полученный из исходного перестановкой компонентов в соответствии с приведением матрицы преобразования к квазиклеточному виду,

$A_{ij}$  – клеточная матрица, характеризующая связность подфункций; клетка с совпадающими индексами описывает связность внутри подфункций, с несовпадающими – связность подфункций между собой.

2.2.3. Оценка качества декомпозиции системы из условия минимальной функциональной связности.

В процессе проведения функциональной декомпозиции системы следует контролировать, удовлетворяет ли текущее разбиение условиям и ограничениям, накладываемым на систему. Основных таких условий три:

- принадлежит ли текущее разбиение множеству допустимых конфигураций;
- хватает ли пропускной способности сетей связи для передачи входных и выходных потоков данных функциональных элементов;
- хватает ли аппаратных ресурсов для реализации всех подсистем.

Для проверки первого условия перед началом проектирования системы строится множество допустимых конфигураций  $\Psi = \{\psi_1, \psi_2, \dots, \psi_s\}$ , каждый элемент которого представляет собой подмножество функций, которое может быть реализовано в одном функциональном элементе. Для проверки условия принадлежности текущего разбиения к множеству допустимых конфигураций необходимо проверить, мажорируют ли элементы множества все элементы блочной диагонали матрицы:

$$\forall A_{ii} \exists \psi_j \in \Psi \Rightarrow A_{ii} \subset \psi_j, \quad (2.9)$$

Второе условие подразумевает, что все входные и выходные потоки данных функционального элемента могут быть переданы по шинам связи:

$$\forall k \left( \sum_{i \neq j} A_{ij} M_j^k + \sum_{i \neq j} A_{ji} M_i^k \right) \leq \rho \quad (2.10)$$

где  $\rho$  – пропускная способность шин связи.

Условие (2.10) должно выполняться для тех подсистем, которые соединены шинами попарно. Если подсистема подключена к общей для всех подсистем шине, условие приобретает вид:

$$\forall k \sum_{i \in \tau_m} \left( \sum_{i \neq j} A_{ij} M_j^k + \sum_{i \neq j} A_{ji} M_i^k \right) \leq \rho \quad (2.11)$$

где:  $\tau_m$  – множества значений  $i$ , определяющих подсистему  $m$ .

Для проверки третьего условия перед началом проектирования системы строится множество имеющихся ресурсов  $R = \{r_1, r_2, \dots, r_s\}$ , каждый элемент которого представляет ресурсы одного из имеющихся функциональных элементов. Для проверки условия достаточности ресурсов для текущего разбиения необходимо проверить, мажорируют ли элементы множества  $R$

ресурсы, требуемые для реализации всех элементов блочной диагонали матрицы  $A$ :

$$\forall m \in [1, p] \exists r_j \in R \Rightarrow \sum_{i \in \tau_m} (P(A_{ii})) \leq r_j \quad (2.12)$$

где  $P(a)$  – необходимые для реализации  $a$ .

Потоки данных внутри подфункций определяются составляющей внутреннего обмена  $A_{ii}(\mu_i)^k$ . Поток от подсистемы  $j$  к подсистеме  $i$  определяется составляющей  $A_{ij}(\mu_j)^k$ . Величину связности подфункций можно оценить, подсчитав норму векторов потоков связи. Так показатель внутренней связности  $\rho_i^{inner}$   $i$ -того узла определяется нормой вектора

$$\rho_i^{inner} = \|A_{ii}(\mu_i)^k\|, \quad (2.13)$$

а показатели связности по входу и выходу  $i$ -го узла - нормами векторов

$$\rho_i^{in} = \sum_{j \neq i} \|A_{ij}(\mu_j)^k\|, \quad (2.14)$$

и

$$\rho_i^{out} = \sum_{j \neq i} \|A_{ji}(\mu_i)^k\|, \quad (2.15)$$

соответственно. Качество декомпозиции функциональной структуры системы можно оценить относительным показателем связности:

$$\rho = \frac{\sum_{i=1}^m (\rho_i^{in} + \rho_i^{out})}{\sum_{i=1}^m \rho_i^{inner}}, \quad (2.16)$$

где:  $m$  – количество подсистем, на которые произведена композиция.

Чем меньше значение относительного коэффициента связности  $\rho$ , тем более независимые подсистемы получились, и тем лучше произведена функциональная декомпозиция системы.

2.3. Методы построения алгоритмов решения задач принятия решений при формировании систем обмена информацией

Рассмотрение проблемы нечеткого вывода, связанного с принятием решений на основе нечетких условий, а также рассмотрение проблемы

построения нечетких алгоритмов и проектирования базы нечетких правил на основе численных данных должно являться основанием для разработки модели принятия решений по созданию эффективной структуры программно-аппаратных систем [39].

В традиционной (двоичной) логике решения об истинности одних суждений выводятся на основании истинности других суждений. Подобный вывод задается в виде схемы: над горизонтальной чертой записываются все суждения, на основании которых принимается решение, а под чертой - полученный результат. Схема корректного вывода обладает тем свойством, что поскольку истинны все суждения над чертой, то истинно также и суждение под чертой, так как из истинных суждений может выводиться только истинный результат.

Пусть  $A$  и  $B$  - это суждения, причем запись  $A=1$  ( $B=1$ ) означает, что логическим значением суждения  $A$  ( $B$ ) считается «истина», тогда как запись  $A=0$  ( $B=0$ ) означает, что логическим значением суждения  $A$  ( $B$ ) считается «ложь». Представим теперь два правила вывода, применяемых в двоичной логике.

Правило вывода *modus ponens* (первая форма гипотетического силлогизма) определяется следующей схемой вывода:

Условие:  $A$

Импликация:  $A \rightarrow B$

Вывод:  $B$

Правило вывода *modus tollens* (вторая форма гипотетического силлогизма) определяется следующей схемой вывода:

Условие:  $\bar{B}$

Импликация:  $A \rightarrow B$

Вывод:  $\bar{A}$

Представленные два правила вывода в двоичной логике будут обобщаться на случай нечеткости. Расширим теперь основные правила вывода в двоичной логике на случай нечеткости. Допустим, что присутствующие в

правилах *modus ponens* и *modus tollens* суждения характеризуются некоторыми нечеткими множествами. Таким способом мы получаем обобщенное правило вывода *modus ponens* и обобщенное правило вывода *modus tollens*.

Обобщенное (нечеткое) правило вывода *modus ponens* определяется следующей схемой вывода:

Условие:  $x$  это  $A'$

Импликация: ЕСЛИ  $x$  это  $A$ , то  $y$  это  $B$

Вывод:  $y$  это  $B'$

где  $A, A' \subseteq X$  и  $B, B' \subseteq X$  - нечеткие множества, в то время как  $x$  и  $y$  - так называемые лингвистические переменные.

Лингвистическими называются переменные, значения которых представляют собой слова или суждения на естественном языке. В качестве примеров можно привести выражения типа «малая скорость», «умеренная температура» или «компактный корпус». Подобные выражения можно формализовать приписыванием им некоторых нечетких множеств. Следует подчеркнуть, что лингвистические переменные помимо словесных значений могут иметь и численные значения также, как обычные математические переменные.

Рассмотрим различия между четким и нечетким правилами. В обоих случаях импликация имеет один и тот же вид  $A \rightarrow B$ , где  $A$  и  $B$  - это суждения либо нечеткие множества. Суждение  $A$  из импликации четкого правила также присутствует в предпосылке этого правила. В то же время условие нечеткого правила не связано с нечетким множеством  $A$ , но содержит некоторое нечеткое множество  $A'$ , которое может в определенном смысле быть близким к  $A$ , однако не обязательно  $A = A'$ .

Вывод нечеткого правила относится к некоторому нечеткому множеству  $B'$ , которое определяется комбинацией нечеткого множества  $A'$  и нечеткой импликации  $A \rightarrow B$ , т.е.

$$B' = A' \circ (A \rightarrow B) \quad (2.17)$$

Нечеткая импликация  $A \rightarrow B$  равнозначна некоторому нечеткому отношению  $R \subseteq X \times Y$  с функцией принадлежности  $\mu_R(x, y)$ . Поэтому функцию принадлежности нечеткого множества  $B'$  можно представить с помощью формулы, которая записывается в виде

$$\mu_{B'}(x, y) = \sup_{x \in X} \{ \mu_{A'}(x)^T * \mu_{A' \rightarrow B}(x, y) \} \quad (2.18)$$

причем  $\mu_{A' \rightarrow B}(x, y) = \mu_R(x, y)$ . В частном случае, когда  $T$ -норма имеет тип  $\min$ , формула (2.18) принимает вид

$$\mu_{B'}(x, y) = \sup_{x \in X} \{ \mu_{A'}(x)^T * \mu_{A' \rightarrow B}(x, y) \} \quad (2.19)$$

В соответствии с (2.19) на рис. 2.1 представлена типовая модель нечеткого управления.

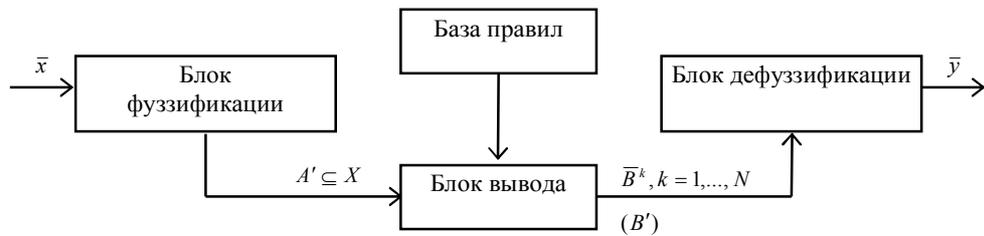


Рис. 2.1. Модель нечеткого управления для принятия решений.

Как видно из рис. 2.1 модель нечеткого управления состоит из следующих компонентов: базы правил, блока фуззификации (fuzzification), блока выработки решения, блока дефаззификации.

#### 2.4. Разработка алгоритмов принятия решений методом генетических алгоритмов

Генетический алгоритм представляет собой метод, отражающий естественную эволюцию методов решения проблем, и в первую очередь задач оптимизации [64]. Генетические алгоритмы - это процедуры поиска, основанные на механизмах естественного отбора и наследования. В них используется эволюционный принцип выживания наиболее приспособленных

особей. Они отличаются от традиционных методов оптимизации несколькими базовыми элементами. В частности, генетические алгоритмы:

- 1) обрабатывают не значения параметров самой задачи, а их закодированную форму;
- 2) осуществляют поиск решения исходя не из единственной точки, а из их некоторой популяции;
- 3) используют только целевую функцию, а не ее производные либо иную дополнительную информацию;
- 4) применяют вероятностные, а не детерминированные правила выбора.

Перечисленные четыре свойства, которые можно сформулировать также как кодирование параметров, операции на популяциях, использование минимума информации о задаче и рандомизация операций приводят в результате к устойчивости генетических алгоритмов и к их превосходству над другими широко применяемыми технологиями.

Выбор исходной популяции связан с представлением параметров задачи в форме хромосом, т.е. с так называемым хромосомным представлением. Это представление определяется способом кодирования. В классическом генетическом алгоритме применяется двоичное кодирование, т.е. аллели всех генов в хромосоме равны 0 или 1. Длина хромосом зависит от условий задачи, точнее говоря - от количества точек в пространстве поиска [125].

Основной (классический) генетический алгоритм (также называемый элементарным или простым генетическим алгоритмом) состоит из следующих шагов:

- 1) инициализация, или выбор исходной популяции хромосом;
- 2) оценка приспособленности хромосом в популяции;
- 3) проверка условия останова алгоритма;
- 4) селекция хромосом;
- 5) применение генетических операторов;
- 6) формирование новой популяции;
- 7) выбор «наилучшей» хромосомы.

В классическом генетическом алгоритме представленном выше используется двоичное представление хромосом, селекция методом колеса рулетки и точечное скрещивание (с одной точкой скрещивания). Для повышения эффективности его работы создано множество модификаций основного алгоритма. Они связаны с применением других методов селекции, с модификацией генетических операторов (в первую очередь оператора скрещивания), с преобразованием функции приспособленности (путем ее масштабирования), а также с иными способами кодирования параметров задачи в форме хромосом. Существуют также версии генетических алгоритмов, позволяющие находить не только глобальный, но и локальные оптимумы. Это алгоритмы, использующие так называемые ниши, введенные в генетические алгоритмы по аналогии с природными экологическими нишами. Другие версии генетических алгоритмов служат для многокритериальной оптимизации, т.е. для одновременного поиска оптимального решения для нескольких функций. Встречаются также специальные версии генетического алгоритма, созданные для решения проблем малой размерности, не требующих ни больших популяций, ни длинных хромосом.

Большинство задач, решаемых при помощи генетических алгоритмов, имеют один критерий оптимизации. В свою очередь, многокритериальная оптимизация основана на отыскании решения, одновременно оптимизирующего более чем одну функцию. В этом случае ищется некоторый компромисс, в роли которого выступает решение, оптимальное в смысле Парето. При многокритериальной оптимизации выбирается не единственная хромосома, представляющая собой закодированную форму оптимального решения в обычном смысле, а множество хромосом, оптимальных в смысле Парето. Пользователь имеет возможность выбрать оптимальное решение из этого множества. Рассмотрим определение решения, оптимального в смысле Парето (символами  $x$ , будем обозначать фенотипы).

Решение  $x$  называется доминируемым, если существует решение  $y$ , не хуже чем  $x$ , т.е. для любой оптимизируемой функции  $f_i$ ,  $i=1,2,\dots,m$

$f_i(x) \leq f_i(y)$ , при максимизации функции  $f_i$ ,

$f_i(x) \geq f_i(y)$  при минимизации функции  $f_i$ .

Если решение не доминируемо никаким другим решением, то оно называется недоминируемым или оптимальным в смысле Парето.

Существует несколько классических методов, относящихся к многокритериальной оптимизации. Один из них - это метод взвешенной функции (method of objective weighting), в соответствии с которым оптимизируемые функции  $f_i$  с весами образуют единую функцию  $w_i$

$$f(x) = \sum_{i=1}^m w_i f_i(x), \quad (2.26)$$

где  $w_i \in [0,1]$  и  $\sum_{i=1}^m w_i = 1$ .

Различные веса дают различные решения в смысле Парето.

Другой подход известен как метод функции расстояния (method of distance function). Идея этого метода заключается в сравнении значений  $f_i(x)$  с заданным значением  $y_i$ , т.е.

$$f(x) = \left( \sum_{i=1}^m |f_i(x) - y_i|^r \right)^{\frac{1}{r}}. \quad (2.27)$$

При этом, как правило, принимается  $r=2$ . Это метрика Эвклида.

Еще один подход к многокритериальной оптимизации связан с разделением популяции на подгруппы одинакового размера (subpopulations), каждая из которых «отвечает» за одну оптимизируемую функцию. Селекция производится автономно для каждой функции, однако операция скрещивания выполняется без учета границ подгрупп.

Селекция выполняется турнирным методом, при этом «лучшая» особь в каждой подгруппе выбирается на основе функции приспособленности, уникальной для данной подгруппы. Схема такой селекции в случае оптимизации двух функций представлена на рис. 2.2.

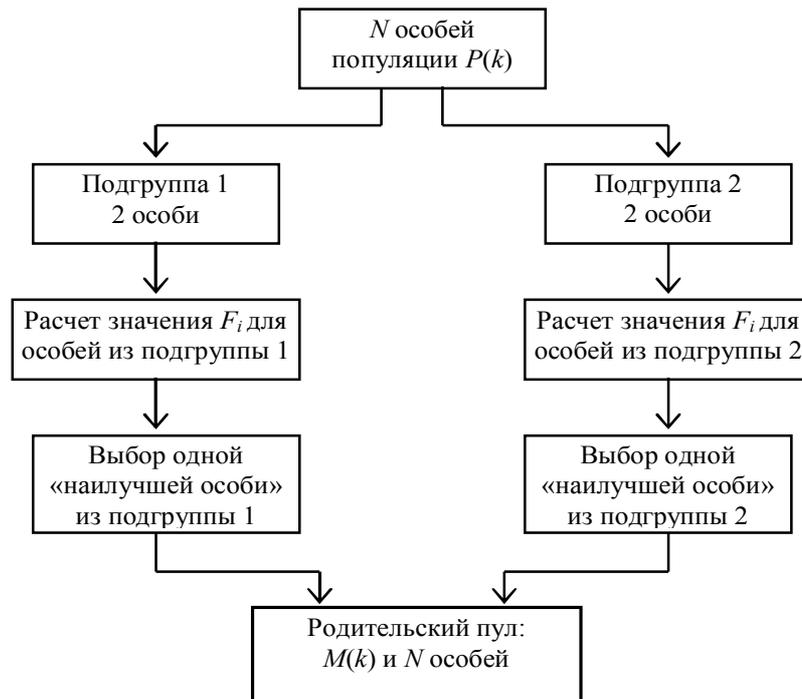


Рис 2.2. Схема турнирной селекции в случае многокритериальной оптимизации по двум функциям.

Как видно из рис. 2.2, схема турнирной селекции состоит из двух различных функций приспособленности. «Наилучшая» особь из каждой подгруппы смешивается с другими особями, и все генетические операции выполняются так же, как в генетическом алгоритме для оптимизации одной функции. Схему на рис. 2.2. можно легко обобщить на большее количество оптимизируемых функций.

## 2.5. Выводы

1. Определенно множество критериев, определяющее варианты программно-аппаратной структуры оперативно-командных систем телекоммуникаций.

2. Определена методика оценки сочетаний аппаратных и программных средств по качественным и количественным критериям.

3. Разработана функциональная модель программно-аппаратной структуры устройств и систем телекоммуникаций.

4. Определены и исследованы методы принятия решения по оптимальному выбору структуры программно-аппаратных систем на базе теории нечетких множеств и генетических алгоритмов.

## ГЛАВА 3. ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫХ СТРУКТУР СИСТЕМ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

### 3.1. Разработка алгоритма функциональной схемы системы принятия решений, основанной на нейро-нечеткой (гибридной) сети

Важнейшим достоинством нейронных сетей считается возможность их обучения и адаптации. Нам не требуются полные знания об объекте управления (например, его математическая модель). На основе входных и заданных (эталонных) сигналов нейронная сеть может научиться управлять объектом. Нейронные сети состоят из огромного количества взаимосвязанных простых обрабатывающих элементов (нейронов), что в результате дает громадную вычислительную мощность при использовании параллельной обработки информации. К сожалению, способ проектирования таких систем основывается скорее на интуиции, чем на существующих закономерностях. До настоящего времени неизвестен алгоритм расчета количества слоев сети и количества нейронов в каждом слое для конкретных приложений. Тем не менее, по завершении обучения нейронные сети становятся незаменимыми средствами решения задач распознавания образов, аппроксимации, оптимизации, векторного квантования либо классификации. С другой стороны, накопленные нейронной сетью знания оказываются распределенными между всеми ее элементами, что делает их практически недоступными для наблюдателя.

Этого недостатка лишены системы управления с нечеткой логикой. Однако в данном случае знания о способе управления необходимы уже на стадии проектирования управляющих модулей, причем они должны исходить от экспертов и, следовательно, возможность обучения отсутствует. Однако и в такой ситуации полные знания (описывающие в математическом виде функциональную зависимость между входами и выходами системы) не требуются. В отличие от обычных модулей управления, используются не

количественные («сколько?»), а качественные («как?») знания. Система принимает решения на основе правил, записанных в форме импликации IF-THEN. Простейший подход к проектированию таких систем заключается в формулировании правил управления и функции принадлежности по результатам наблюдения за процессом управления, осуществляемым человеком либо уже существующим регулятором, с последующим оцениванием корректности функционирования такой системы. Если проект оказывается неудачным, то функцию принадлежности и/или правила управления можно легко модифицировать. Как уже отмечалось, основной недостаток подобных систем - это невозможность адаптации и обучения [112, 120].

Объединение обоих подходов позволяет, с одной стороны, привести способность к обучению и вычислительную мощность нейронных сетей в системы с нечеткой логикой, а с другой стороны - усилить интеллектуальные возможности нейронных сетей свойственными «человеческому» способу мышления нечеткими правилами выработки решений.

При некоторых допущениях можно представить систему нечеткого управления в форме многослойной сети с прямым распространением сигнала (feedforward). Этим термином также обозначается определенный класс нейронных сетей. Поскольку для их обучения до настоящего времени вполне успешно использовался алгоритм обратного распространения ошибки, то нет никаких препятствий к тому, чтобы применить его для любой сети этого класса. Следовательно, можно сделать вывод: если систему нечеткого управления можно представить в виде такой сети, то ее можно будет обучать по методу обратного распространения ошибки.

Рассмотрим конкретную реализацию модели принятия решений, на основе нечеткого управления представленного в виде нейронной сети с применением алгоритма обратного распространения ошибки.

База правил. Знания, составляющие основу корректного функционирования модуля нечеткого управления, записываются в виде нечеткого правила, имеющего форму

$R^k$ : IF ( $x_1$  это  $A_1^k$  AND ... AND  $x_n$  это  $A_n^k$ ) THEN ( $y$  это  $B^k$ )

Если в качестве нечеткой импликации будет использоваться операция умножения, то получим формулу

$$\mu_{A^k \rightarrow B^k}(x, y) = \mu_{A^k}(x) \mu_{B^k}(y) \quad (3.1)$$

В. Блок вывода.

Формула, определяющая функцию принадлежности нечеткого множества  $B^k$  определяется как:

$$\mu_{B^k}(x, y) = \sup_{x \in X} \{ \mu_{A^k}(x)^T * \mu_{A^k \rightarrow B^k}(x, y) \} \quad (3.2)$$

Конкретная форма этой функции зависит от применяемой  $T$ -нормы, определения нечеткой импликации и от способа задания декартова произведения нечетких множеств. Выше, в пункте А декартово произведение и нечеткая импликация были определены через операцию умножения. Таким образом, формула нахождения принадлежности к множеству  $B^k$  будет иметь вид:

$$\mu_{B^k}(y) = \sup_{x_1, x_2, \dots, x_n \in X} \left\{ \mu_{B^k}(y) \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^k}(x_i) \mu_{A_i^k}(x_i) \right\} \quad (3.3)$$

С. Блок фуззификации. Применим операцию типа синглетон.

$$A'(x) = \begin{cases} 1, & \text{если } x = \bar{x} \\ 0, & \text{если } x \neq \bar{x} \end{cases} \quad (3.4)$$

Супремум в формуле (3.3) достигается только в случае, когда  $x = \bar{x}$ , то есть для  $\mu_{A^k}(\bar{x}) = 1$ . Тогда (3.3) принимает вид

$$\mu_{B^k}(y) = \mu_{B^k}(y) \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^k}(\bar{x}_i) \quad (3.5)$$

Д. Блок дефаззификации. Применим метод дефаззификации center average defuzzification (центральное среднее), в соответствии с которым

$$\bar{y} = \frac{\sum_{k=1}^N y \mu_{B^k}(\bar{y}^k)}{\sum_{k=1}^N \mu_{B^k}(\bar{y}^k)} \quad (3.6)$$

В приведенной формуле  $y^{-k}$  это центр нечеткого множества  $B^k$ , в котором  $\mu_{B^k}(y)$  достигает максимального значения.

При подстановке (3.5) в (3.6) и с учетом того, что максимальное значение, которое  $\mu_{B^k}(y)$  может достигнуть в точке  $y^{-k}$  равно 1, получим формулу дефаззификации:

$$\bar{y} = \frac{\sum_{k=1}^N y^{-k} \left( \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^k}(\bar{x}_i) \right)}{\sum_{k=1}^N \left( \prod_{i=1}^n \mu_{A_i^k}(\bar{x}_i) \right)} \quad (3.7)$$

На основании поставленных в первой главе задач и предложенной модели, была разработана функциональная схема системы, приведенная на рис. 3.1.

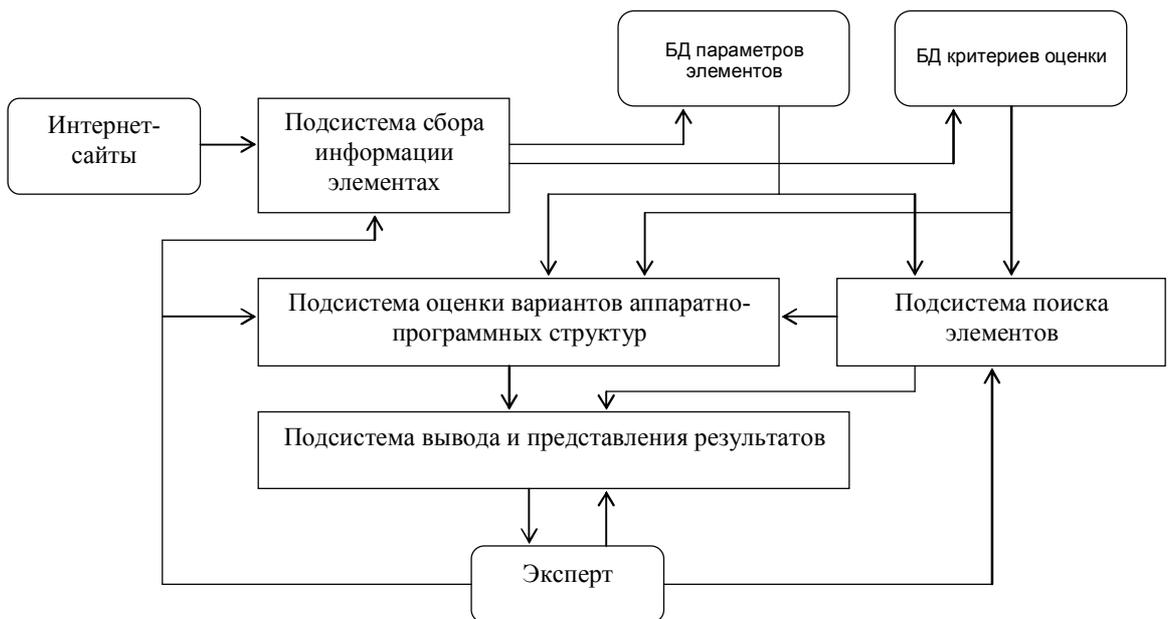


Рис. 3.1. Функциональная схема системы принятия решений по оптимизации программно-аппаратной структуры оперативно-командной системы связи.

Таким образом, разработана функциональная схема системы принятия решений по оптимизации программно-аппаратной структуры системы телекоммуникации.

### 3.2 Разработка адаптивной модели алгоритма формирования структуры программно-аппаратного обеспечения

Для решения поставленной задачи необходимо разработать подсистемы и алгоритмы определения критериев оптимальности принимаемых решений и оценки вариантов программно-аппаратных структур.

Структурная схема подсистемы оценки вариантов программно-аппаратных структур приведена на рис. 3.2.

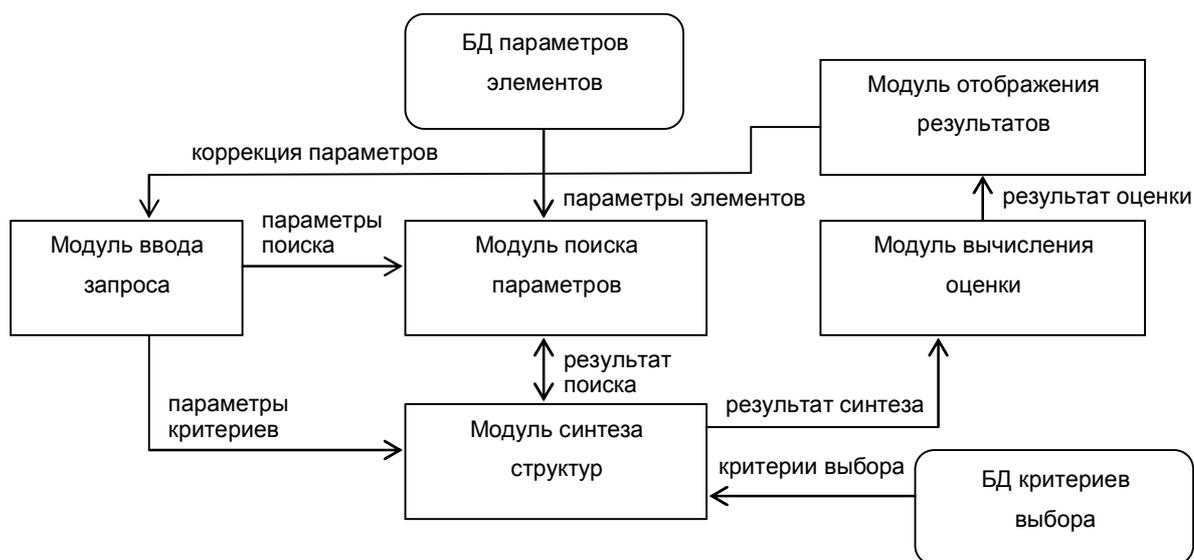


Рис. 3.2. Подсистема оценки вариантов программно-аппаратных структур

Как видно из рис. (3.2), основным модулем подсистемы является модуль вычисления оценки, задачей которого является формирование частных и общих оценок программно-аппаратной структуры системы телекоммуникаций с учетом многокритериальная и многопараметрической характера элементов структуры [20, 54, 110]. Для построения такой системы предложена нейро-нечеткая сеть [80], вид которой показан на рис 3.3.

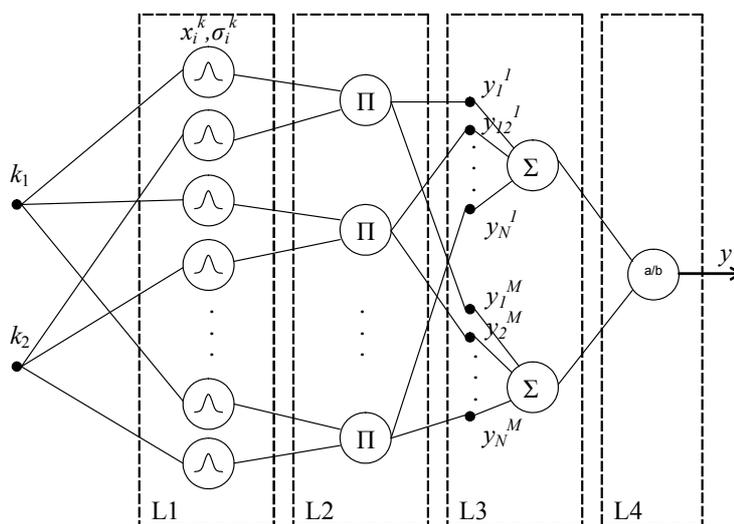


Рис. 3.3. Нейро-нечеткая сеть оценки вариантов

программно-аппаратной структуры по двум критериям.

Алгоритм обучения сети основан на методе обучения с обратным распространением ошибки. В качестве эталонных данных используются параметры структурных элементов получаемые из базы данных и значения критериев задаваемые разработчиком.

Модуль синтеза структур обеспечивает выбор структур на основе заданных разработчиком аппаратных и программных средств необходимых для разрабатываемой системы телекоммуникации.

Предлагаемый метод предполагает синтез допустимых структур системы и отбор из множества аппаратных и программных средств только тех сочетаний, количественные значения параметров которых удовлетворяют требованиям технического задания (ТЗ) и установкам разработчика (эксперта). Он может быть осуществлен в соответствии с условиями:

- для аппаратного набора  $h_{ij} \geq c_j$  или, в зависимости от вида параметра,  $h_{ij} \leq c_i$ ,

- для программного набора  $s_{qk} \geq c_q$  или, в зависимости от вида параметра,  $s_{qk} \leq c_q$ ,

где  $i, q$  - номер критерия, соответственно, для аппаратного ( $h$ ) и программного набора ( $s$ ),

$j, k$  - номер набора, соответственно, аппаратного и программного,

$c$  - величина, заданная в ТЗ или аналитически вычисленная.

Оценка совокупности качественных признаков-компонентов выполняется в соответствии с критериям:

- для  $j$ -го аппаратного набора элементов:

$$P_j = \sum_{\lambda=1}^{\gamma} \sigma_{\lambda} (x_{\lambda j} \wedge y_{\lambda}), \quad (3.8)$$

- для  $k$ -того программного набора элементов:

$$P_k = \sum_{\mu=1}^{\eta} \sigma_{\mu} (x_{\mu k} \wedge y_{\mu}), \quad (3.9)$$

где  $\sigma_{\lambda}$  и  $\sigma_{\mu}$  - весовые коэффициенты важности  $\lambda$ -го качественного критерия аппаратного набора и  $\mu$ -го признака программного набора,

$x_{\lambda j} = (0,1)$ ,  $x_{\mu k} = (0,1)$  - индикаторы наличия или отсутствия требования к критерию со стороны разработчика,

$y_{\lambda}$ ,  $y_{\mu}$  - значение оценок для  $\lambda$ -го качественного критерия аппаратного набора и  $\mu$ -го признака программного набора.

Оценка качественных признаков каждого сочетания  $j$ -го аппаратного и  $k$ -того программного набора и выбор сочетаний, обладающих в совокупности наилучшим набором качественных признаков, осуществляется в соответствии с выражением

$$P_{j/k} = (P_j + P_k) \geq \alpha (P_j + P_k)_{\max}, \quad (3.10)$$

где  $\alpha = 0,5(P_{j \max} + P_{k \max})$ , при этом  $P_{j \max} < 1$ ;  $P_{k \max} < 1$ ;  $\alpha < 1$ .

При небольшом наборе сочетаний аппаратных и программных наборов количество принятых для дальнейшего рассмотрения сочетаний может быть увеличено. Для этого вместо правой части в выражении (3.10) может быть использовано среднестатистическое значение  $E$  параметра  $W_{j/k}$ :

$$E = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{\eta} (P_{j/k})_i \quad (3.11)$$

где  $N$  - общее количество рассматриваемых сочетаний,

$i$  - номер сочетания,  $(P_{j/k})_i$  - значение параметра  $P_{j/k}$  для  $i$ -того сочетания аппаратного и программного набора.

Предпочтительно, однако, ориентироваться на максимальные значения параметров  $P_{j \max}$  и  $P_{i \max}$ , а также совокупности параметров  $(P_{j \max} + P_{k \max})_{\max}$  так как это позволяет выбрать для дальнейшего рассмотрения самые лучшие структуры.

Оценка совокупности количественных показателей сочетания  $j$ -того аппаратного и  $k$ -того программного набора и выбор на их основе набора сочетаний осуществляется в соответствии с критериями (3.12) и (3.13):

$$F_{j/k} = \sqrt{\sum_{\forall \Psi} \rho_i Q_{\Psi}^2}, \quad (3.12)$$

где  $\Psi \subset \{i, j, k\}$ ;  $i=1, n_j$ ;  $j=1, m$ ;  $k=1, s$ ;

$n_j$  - общее количество оцениваемых параметров,

$m$  - количество аппаратных наборов,

$s$  - количество программных наборов,

$\rho_i$  - критерий важности  $i$ -того параметра аппаратного набора.

При этом,

$$\sum_{\forall \Psi} \rho_i = 1;$$

$$Q_{\Psi} = \frac{a_{ij} - b_{ik}}{c_i} = \pm \frac{\Delta_{ij/k}}{c_i}, \quad (3.13)$$

где  $b_{ik}$  - требования к значению  $i$ -го параметра аппаратной компоненты со стороны  $k$ -того параметра программной компоненты для конкретного сочетания при совместном их применении.

Чем больше параметр  $F_{i/k}$  тем большими возможностями обладает конкретное сочетание для реализации дополнительных алгоритмических возможностей после того, как часть ресурсов уже задействована на реализацию управляющего алгоритма (3.13).

Однако верхнее значение  $F_{j/k}$  ограничивается требованиями ТЗ на обобщенные показатели, например, параметр стоимость  $G_{j/k}$ , который определяется как:

$$G_{j/k} = \sum_{a=1}^r g_{aj} + \sum_{w=1}^p q_{wk} \quad (3.14)$$

где  $r$  и  $q$  общее количество программных и аппаратных элементов соответственно,

$g_{aj}$  и  $q_{wk}$  - стоимость одного  $a$ -го компонента  $j$ -й аппаратной реализации и одного  $w$ -го компонента  $k$ -той программной реализации.

Следовательно лучшим вариантом структуры устройства будет тот, у которой параметр  $F_{j/r}$  для сочетаний со значениями обобщенного критерия удовлетворяет требования технического задания.

Также подсистема синтеза вариантов структур обеспечивает выбор элементов согласно их параметрам с учетом заданных критериев аппаратных и программных средств, которые влияют на проектирование системы.

Для формирования обобщенного критерия можно построить регрессионную модель зависимости величины обобщенного критерия от других критериев. Однако при значительном числе характеристик для построения регрессионного уравнения требуется большая по объему статистика, которая не всегда имеется. [36]

Другой процедурой вычисления обобщенной оценки производится суммирование критериев, умноженных на весовые коэффициенты. Последние определяются экспертным путем. Для минимизации количества критериев используемых для вычисления оценки можно использовать закон Парето, согласно которому, в интерпретации данной задачи, на оценку системы оказывает влияние лишь небольшое множество факторов. При этом система автоматически балансирует весовые коэффициенты в зависимости от ввода эксперта таким образом, что их сумма всегда равна 1 и множество критериев можно представить в виде диаграммы Парето, приведенной на рис. 3.4.

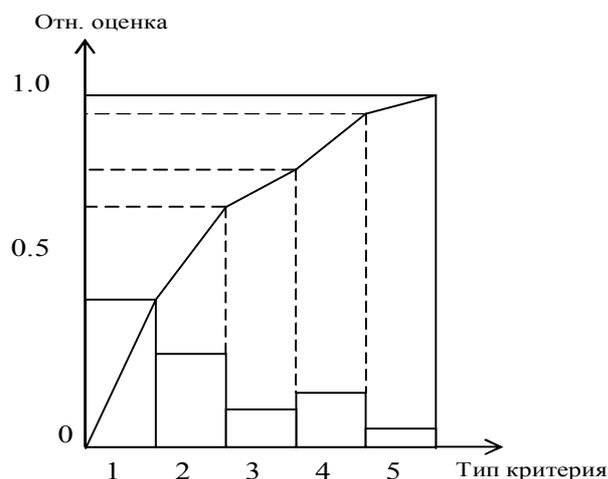


Рис. 3.4. Диаграмма Парето для критериев программно-аппаратной структуры.

Для вычисления оценки системы необходимо представить разнородные величины параметров элементов в относительных единицах.

Переход от единичных параметров критериев, измеряемых физическими величинами, к относительным осуществляется с помощью функций перевода, приведенные на рис. 3.5 определяемых экспертами. Показатели для качественных критериев эксперты обычно формируют в относительных единицах в интервале от 0 до 1.

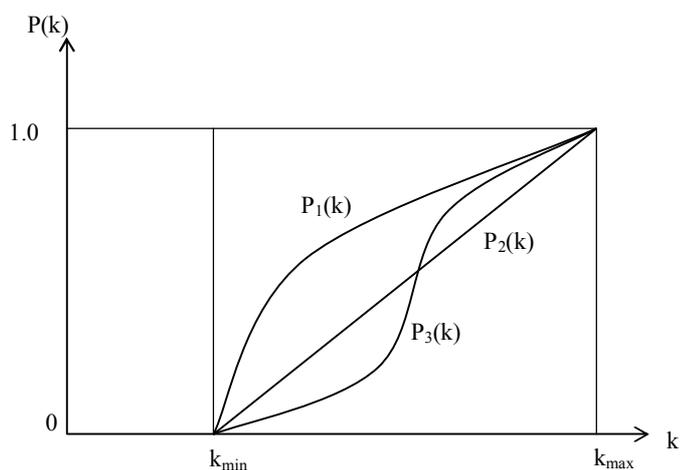


Рис. 3.5. Функции перевода параметров элементов в величины критериев.

Монотонно возрастающие функции перевода  $P_1(k)$  используются для перехода к относительным единицам измерения по критериям при увеличении значений которых предпочтение элемента возрастает. Типичным параметром

такого рода является, например, надежность. При переходе к относительным величинам для критериев, при увеличении значения которых уменьшается предпочтение элемента используется монотонно убывающие функции перевода, которые могут быть определены на основе следующим образом:  $P_1(k) = 1 - P_1(k)$ .

Линейная функция  $P_2(k)$  применяется для перехода к относительным величинам, когда приращение предпочтения по комплексному критерию не зависит от его значений.

Функция  $P_3(k)$  используется, если весьма существенные значения критерия, близки к нижней границе, а дальнейшее увеличение значения критерия не влияет на оценку. Такие функции применяются в тех случаях, когда изменения значений критерия в областях, близких к нижней и верхней границы не существенны. Таким критерием для структур может быть производительность процессора. Действительно, выбирая элементную базу по этому параметру, разработчик стремится полностью загрузить процессор выполнением программы. Неполная загрузка означает, что в системе не эффективно используется более производительный, а следовательно более дорогой процессор. Однако, работая «пределе ресурсов», эксперт может ошибиться и принять к рассмотрению недопустимый вариант структуры. [20]

Таким образом, на основании описанных выше методов, получен алгоритм определения множества критериев оптимальности принимаемых решений, приведенный на рис. 3.6.

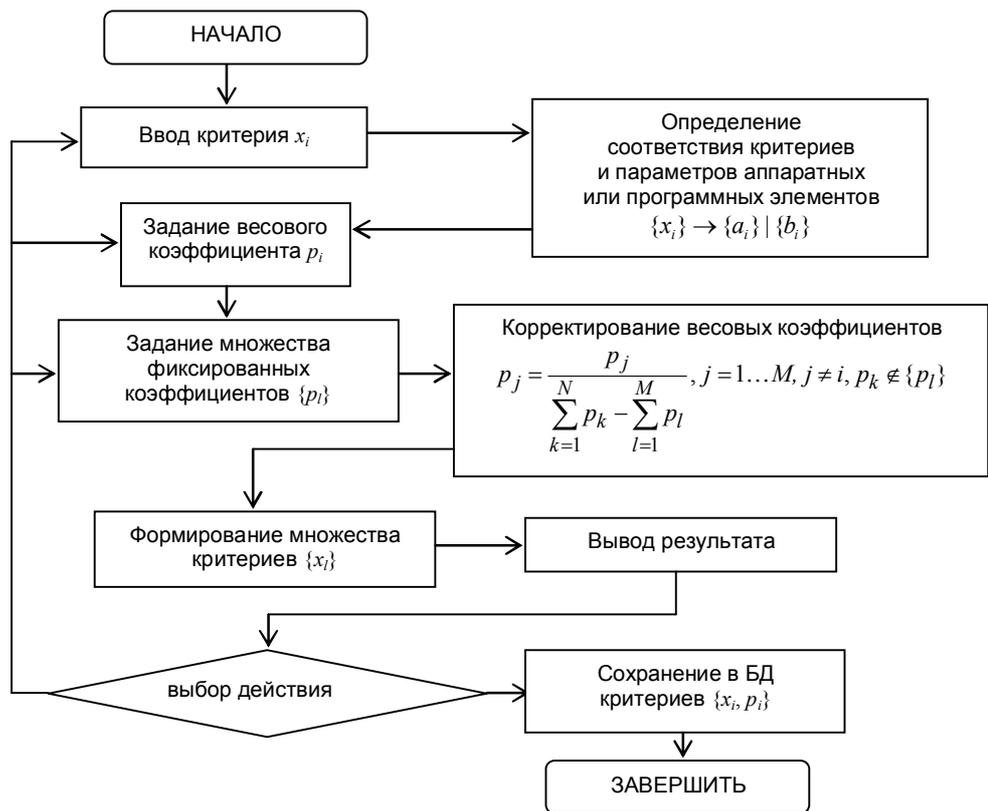


Рис. 3.6. Алгоритм определения критериев оценки оптимальности вариантов структуры.

Так как ввод информации о параметрах аппаратных и программных средствах занимает значительное время, в системе используется подсистема которая позволяет автоматизировать этот процесс, приведенная на рис. 3.7.

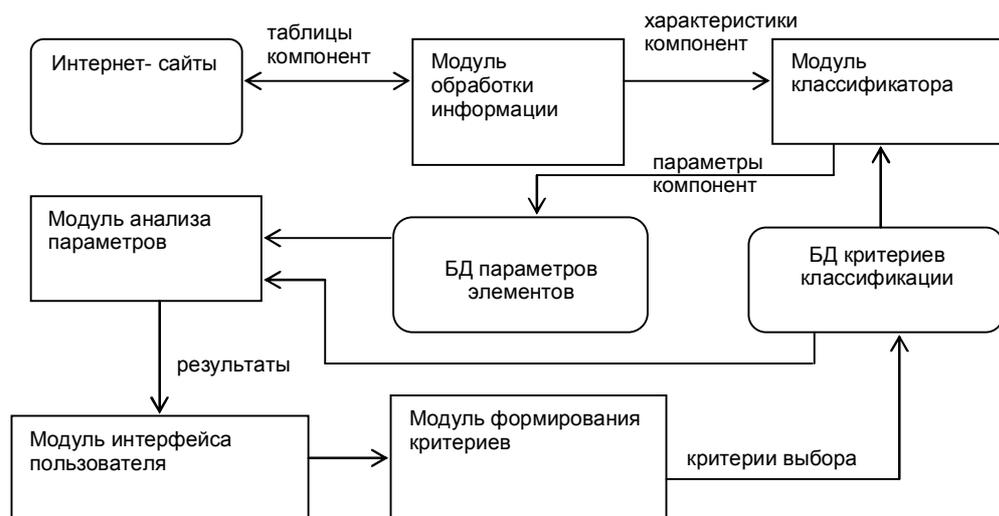


Рис. 3.7. Подсистема сбора информации о параметрах аппаратных и программных элементах.

Подсистема позволяет вводить информацию вручную (для программных элементов структуры и аппаратных блоков) или использовать HTML-сканер, позволяющий выбрать необходимые параметры элементов с Web-страниц сайтов производителей и поставщиков электронных компонент. В базе данных информация представляется в виде иерархической системы с учетом ранее определенных критериев классификации.[37, 38]

Вспомогательная подсистема поиска параметров и ввода критериев позволяет осуществлять поиск и вывод параметров элементов содержащихся в базе данных, соответствующих заданным критериям, а также производить ввод, анализ и коррекцию критериев оценки. Структурная схема подсистемы показана на рис. 3.8.

В модуле выбора параметров используется вышеописанный алгоритм определения критериев оценки оптимальности вариантов программно-аппаратной структуры.

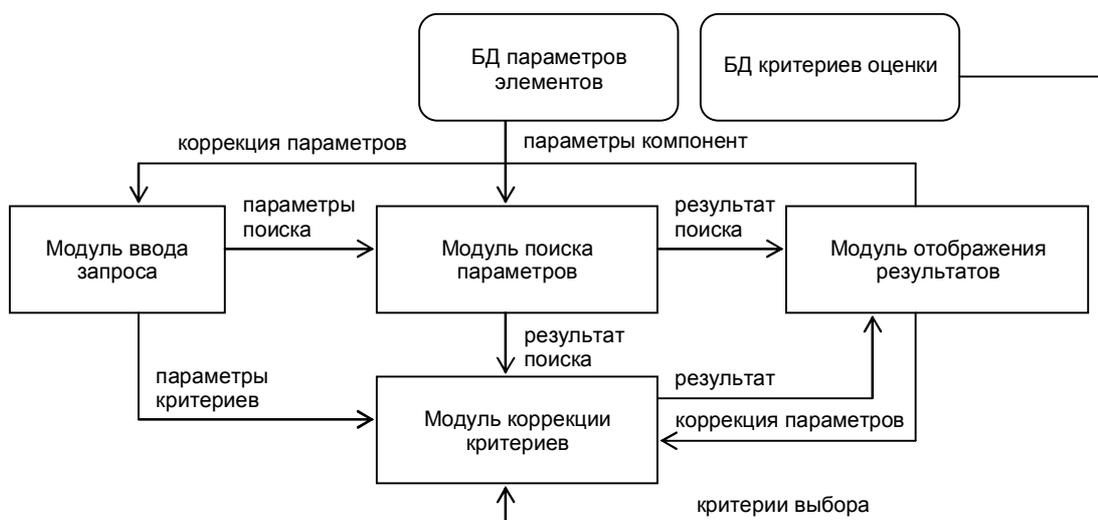


Рис 3.8. Подсистема поиска параметров и ввода критериев.

На основании описанных выше подсистем и методов получен алгоритм принятия решения по оптимальной конфигурации структурных элементов телекоммуникационной системы, приведенный на рис. 3.9.

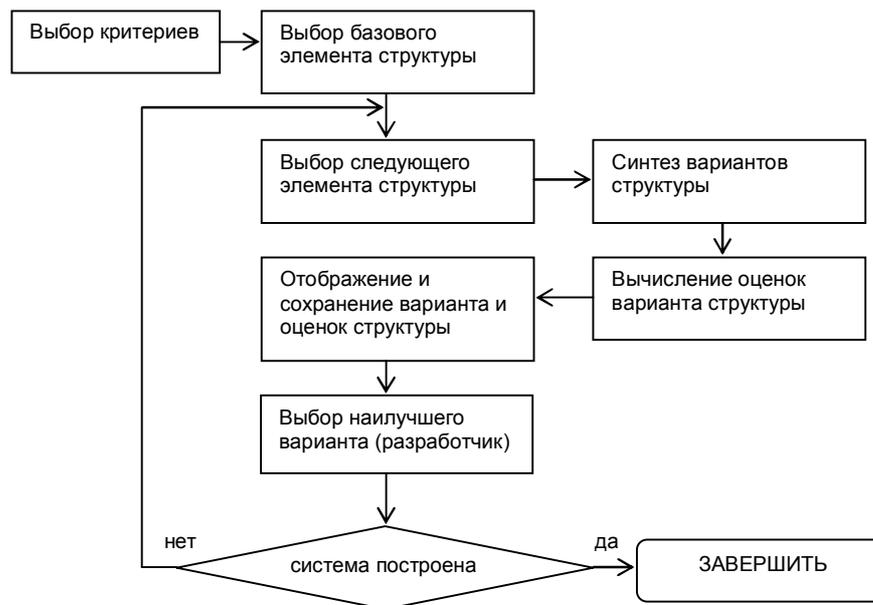


Рис. 3.9. Общий алгоритм принятия решения по оптимальной конфигурации структурных элементов телекоммуникационной системы.

Таким образом, разработан алгоритм (рис. 3.9) принятия решения по формированию конфигурации структурных элементов телекоммуникационной системы.

### 3.3. Алгоритм локального анализа в структурах обмена информацией в телекоммуникационных системах

Методы оценивания или предсказания функции или сигнала в некоторой точке конечного интервала по значениям заданных на нем выборок называются локальными. Каждой точке при этом соответствует свой интервал выборок (интервал данных). Этот подход можно обобщить, если принять, что нахождению подлежит не дискретный ряд результатов оценивания или предсказания, а последовательность функций непрерывного аргумента, определенных на последовательности конечных интервалов, которые ниже называются интервалами анализа. Такими функциями могут, в частности, являться обобщенные многочлены (многочлены по заданной системе базисных функций) или функции регрессии, полученные в ходе решения последовательности задач наименьших квадратов [65, 79]. Если, кроме того,

требуется, чтобы результаты локального оценивания были представлены в целом гладкой функцией, что обуславливает потребность в гладком сопряжении указанных многочленов, то задача наименьших квадратов преобразуется в задачу квадратичной оптимизации с ограничениями, в общем случае, как типа равенства, так и неравенства [69].

В рассмотренной постановке задача локального оценивания или анализа – это задача восстановления непрерывной функции [4] или сигнала по дискретным данным, параметрами которой являются размеры интервалов данных и анализа, а также величина смещения интервала анализа относительно интервала данных [69]. Значения этих параметров существенно влияют на характер результатов обработки сигналов, что, например, позволяет производить их многомасштабный анализ и сглаживание. В задачах, требующих гладкого сопряжения многочленов, от выбора этих параметров зависит также устойчивость процедуры анализа или сглаживания в целом. Проблема устойчивости в этом случае является следствием обратной связи по значениям многочленов и, возможно, значениям производных в точках их сопряжения. При решении этой проблемы можно также воспользоваться дополнительными условиями, налагающими ограничения на величину производных в точках сопряжения многочленов.

Областью применения методов локального анализа является обработка акустических сигналов, идентификация источников излучений, диагностика состояния технических средств. Одним из прямых применений методов локального анализа является первичная обработка сигналов и, в частности, акустических сигналов технических систем [69].

В общем случае наблюдаемый сигнал  $y(t)$  является аддитивной смесью анализируемого сигнала  $x(t)$  и случайной помехи или шума  $n(t)$ :

$$y(t) = x(t) + n(t). \quad (3.15)$$

Оценка сигнала при этом представляется многочленом по системе линейно независимых базисных функций  $\{\varphi_l(t)\}_1^m$ :

$$\hat{x}(t) \equiv p(t) = \sum_{l=1}^m a_l \varphi_l(t) = \mathbf{a}^T \boldsymbol{\varphi}(t). \quad (3.16)$$

где  $\mathbf{a} = (a_1, a_2, \dots, a_m)^T$  – вектор коэффициентов многочлена (3.16).

В случае, если оценке подлежит векторный сигнал размерности  $p$ , то есть вектор  $\mathbf{x}(t) = (x_1(t) \ \dots \ x_p(t))^T$ , его оценку можно записать в виде

$$\hat{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{a}^T \boldsymbol{\varphi}(t). \quad (3.17)$$

Вектор наблюдаемых данных при этом можно аппроксимировать выражением

$$\hat{\mathbf{y}}(t) = \mathbf{a}^T \boldsymbol{\varphi}(t) + \mathbf{n}(t), \quad (3.18)$$

где  $\mathbf{n}(t)$  – вектор помехи, а  $\mathbf{a}^T$  – матрица коэффициентов многочленов:

$$\mathbf{a}^T = \begin{pmatrix} a_{11} & \dots & a_{1p} \\ a_{21} & \dots & a_{2p} \\ \cdot & \dots & \cdot \\ a_{m1} & \dots & a_{mp} \end{pmatrix}. \quad (3.19)$$

Вектор ошибки аппроксимации можно записать в виде  $\mathbf{d}(t) = \mathbf{a}^T \boldsymbol{\varphi}(t) - \mathbf{y}(t)$ .

Задача аппроксимации заключается в нахождении матрицы  $\hat{\mathbf{a}}$  коэффициентов, обеспечивающей минимальное значение нормы ошибки на интервале  $T$ .

Квадратичная функция потерь, обусловленных ошибками оценивания, задается в этом случае выражением

$$J(\mathbf{a}) = \frac{1}{2} \sum_{k=0}^N (\mathbf{a}^T \boldsymbol{\varphi}(t_k) - y(t_k)) \gamma_k (\boldsymbol{\varphi}^T(t_k) \mathbf{a} - y(t_k)), \quad (3.20)$$

где  $\gamma_k$  – коэффициент значимости ошибки в точке  $t_k$ .

Отсюда, если ввести вектор наблюдаемых данных  $\mathbf{y} = (y(t_0), y(t_1), \dots, y(t_N))^T$  и матрицу

$$\mathbf{W} = (\boldsymbol{\varphi}(t_0), \boldsymbol{\varphi}(t_1), \dots, \boldsymbol{\varphi}(t_N)) \quad (3.21)$$

со столбцами, являющимися векторами значений базисных функций в точках  $t_k$ , то функцию потерь или, по-другому, целевую функцию можно записать в виде

$$J(\mathbf{a}) = \frac{1}{2} \mathbf{a}^T \mathbf{W} \Gamma \mathbf{W}^T \mathbf{a} - \mathbf{a}^T \mathbf{W} \Gamma \mathbf{y} + \frac{1}{2} \mathbf{y}^T \Gamma \mathbf{y}. \quad (3.22)$$

Здесь  $\Gamma$  – весовая матрица, в частности, диагональной формы, с коэффициентами на главной диагонали  $\gamma_k$ . В качестве указанной матрицы можно также использовать обратную ковариационную матрицу шума  $n(t)$ .

В силу наличия  $q$  функций потерь задача относится к классу многокритериальных, что не позволяет осуществление их одновременной минимизации. Одним из способов решения многокритериальных задач является приведение их к однокритериальной задаче. С этой целью целевую функцию однокритериальной задачи можно представить линейной комбинацией функций потерь многокритериальной задачи.

В этом случае целевую функцию можно представить выражением

$$J(\mathbf{a}) = \sum_{l=1}^q J_l(\mathbf{a}) = \frac{1}{2} \sum_{l=1}^q \mathbf{a}^T \mathbf{W}_l \Gamma_l \mathbf{W}_l^T \mathbf{a} - \mathbf{a}^T \mathbf{W}_l \Gamma_l \mathbf{y}_l. \quad (3.23)$$

Значимость функций потерь (3.22) в выражении (3.23) учитывается с помощью весовых матриц  $\Gamma_l$ , которые выбираются из тех же соображений, что и матрица  $\Gamma$  в выражении (3.22). Входящие в выражения (3.22) слагаемые, которые не зависят от вектора  $\mathbf{a}$  коэффициентов многочлена (3.16), здесь опущены.

Простейшими линейными операторами являются операторы дифференцирования. Такие операторы могут применяться, например, в задачах траекторных измерений, когда наблюдаемыми являются не только координаты цели, но и значения ее скорости и ускорения. В этом случае базисные системы функций и векторы наблюдаемых выборок задаются выражениями

$$\Phi_l(t_k) = \Phi^{(l-1)}(t_k), \quad \mathbf{y}_l = \mathbf{y}^{(l-1)},$$

а матрица (3.21) принимает вид

$$\mathbf{W}_l = (\Phi^{(l-1)}(t_0), \Phi^{(l-1)}(t_1), \dots, \Phi^{(l-1)}(t_N)), \quad l = 1, 2, \dots, q. \quad (3.24)$$

Как отмечалось выше, решение задачи локального анализа предполагает в общем случае гладкое сопряжение многочленов  $p_j(t)$ ,  $p_{j-1}(t)$ , определенных на интервалах анализа  $[t_{j,0}, t_{j,\theta}]$  и  $[t_{j-1,0}, t_{j-1,\theta}]$ ,  $t_{j-1,\theta} = t_{j,0}$ , что находит выражение в

равенствах

$$\mathbf{p}_j(t_{j,0}) = \mathbf{p}_{j-1}(t_{j-1,\theta}), \quad j=1, 2, \dots, \quad (3.25)$$

где  $\mathbf{p}_j(t) = (p_j(t), p_j^{(1)}(t), \dots, p_j^{(r)}(t))^T$  – это вектор, компонентами которого является многочлен (2) и его  $r$  производных, определенный на интервале  $[t_{j,0}, t_{j,\theta}]$ . При этом  $t_{j,0}$  – обозначает начало  $j$ -локального интервала анализа, а  $t_{j,\theta}$  – его окончание.

Принимая во внимание выражение (3.16), условие (3.25) можно записать в виде

$$\mathbf{a}_j^T \boldsymbol{\Phi}^{(l)}(t_{j,0}) - \mathbf{a}_{j-1}^T \boldsymbol{\Phi}^{(l)}(t_{j-1,\theta}) = 0. \quad (3.26)$$

Отсюда следует, что для задачи условной минимизации с целевой функцией (3.23) и ограничениями равенствами (3.25) функция Лагранжа имеет вид

$$J(\mathbf{a}_j) = \frac{1}{2} \sum_{l=1}^q \mathbf{a}_j^T \mathbf{W}_l \Gamma_l \mathbf{W}_l^T \mathbf{a}_j - \mathbf{a}_j^T \mathbf{W}_l \Gamma_l \mathbf{y}_{j,l} + \sum_{i=0}^r \lambda_{j,i} (\mathbf{a}_j^T \boldsymbol{\Phi}^{(i)}(t_{j,0}) - \mathbf{a}_{j-1}^T \boldsymbol{\Phi}^{(i)}(t_{j-1,\theta})), \quad (3.27)$$

где матрица  $\mathbf{W}_l$  определена в выражении (24).

Отсюда, посредством минимизации функции потерь (3.27), находятся искомые коэффициенты многочленов. При отсутствии ограничений типа неравенства решение указанной задачи минимизации можно получить в явном виде.

Следует отметить, что интервал анализа  $[t_{j,0}, t_{j,\theta}]$  принадлежит в общем случае интервалу данных  $[t_0, t_N]$ ,  $[t_{j,0}, t_{j,\theta}] \in [t_0, t_N]$ , при этом размерность вектора  $\mathbf{y}$ , определяемая числом выборок на интервале  $[t_0, t_N]$ , больше числа выборок на интервале  $[t_{j,0}, t_{j,\theta}]$ .

Введенный при постановке задачи многочлен может считаться функцией регрессии, под которой в математической статистике понимается функция, обеспечивающая минимальное значение математического ожидания нормы невязки  $E\|y - p(\mathbf{a})\|^2$ , где  $y$  – наблюдаемый сигнал, а  $p(\mathbf{a}, t)$  – функция регрессии. В настоящей работе – это многочлен по системе линейно независимых

функций. Более обще, это функция параметров, которая является условным математическим ожиданием наблюдаемого сигнала  $p(\mathbf{a}) = E(y | \mathbf{a})$ . Полученная таким способом целевая функция может привести к неквадратичной задаче минимизации, что потребует обращения к численным методам. Потребность в численных методах возникает и в случаях, когда норма представлена суммой модулей ошибок, что приводит к задаче недифференцируемой минимизации. Рассматриваемый в настоящей работе подход основывается на норме, позволяющей получение явного решения задачи, при условии отсутствия ограничений-неравенств.

Из условия равенства нулю градиента функции (3.27) по вектору коэффициентов интерполяционного многочлена  $\mathbf{a}$  следует уравнение

$$\nabla_{\mathbf{a}_j} J(\mathbf{a}_j) = \sum_{l=1}^q \mathbf{W}_l \Gamma_l \mathbf{W}_l^T \mathbf{a}_j - \mathbf{W}_l \Gamma_l \mathbf{y}_{j,l} + \sum_{i=0}^r \lambda_{j,i} \boldsymbol{\varphi}^{(i)}(t_{j,0}) = 0. \quad (3.28)$$

Если ввести матрицы

$$\mathbf{U} = \sum_{l=1}^q \mathbf{W}_l \Gamma_l \mathbf{W}_l^T, \quad \mathbf{H}(t) = (\boldsymbol{\varphi}(t), \boldsymbol{\varphi}^{(1)}(t), \dots, \boldsymbol{\varphi}^{(r)}(t))$$

и вектор множителей Лагранжа

$$\boldsymbol{\lambda}_j = (\lambda_{j,0}, \lambda_{j,1}, \dots, \lambda_{j,r}),$$

то уравнение (3.28) принимает вид

$$\mathbf{U} \mathbf{a}_j - \sum_{l=1}^q \mathbf{W}_l \Gamma_l \mathbf{y}_{j,l} + \mathbf{H}(t_{j,0}) \boldsymbol{\lambda}_j = 0.$$

Отсюда вектор коэффициентов

$$\mathbf{a}_j = \mathbf{U}^{-1} \sum_{l=1}^q \mathbf{W}_l \Gamma_l \mathbf{y}_{j,l} - \mathbf{U}^{-1} \mathbf{H}(t_{j,0}) \boldsymbol{\lambda}_j,$$

а вектор искомого многочлена и его производных

$$\mathbf{p}_j(t) = \mathbf{H}^T(t) \mathbf{a}_j = \mathbf{H}^T(t) \mathbf{U}^{-1} \sum_{l=1}^q \mathbf{W}_l \Gamma_l \mathbf{y}_{j,l} - \mathbf{H}^T(t) \mathbf{U}^{-1} \mathbf{H}(t_{j,0}) \boldsymbol{\lambda}_j. \quad (3.29)$$

Условия гладкого сопряжения (3.25) принимают при этом вид

$$\mathbf{H}^T(t_{j,0}) \mathbf{U}^{-1} \sum_{l=1}^q \mathbf{W}_l \Gamma_l \mathbf{y}_{j,l} - \mathbf{H}^T(t_{j,0}) \mathbf{U}^{-1} \mathbf{H}(t_{j,0}) \boldsymbol{\lambda}_j = \mathbf{p}_{j-1}(t_{j-1,0}),$$

что позволяет получить выражение для вектора множителей Лагранжа

$$\lambda_j = \left( \mathbf{H}^T(t_{j,0}) \mathbf{U}^{-1} \mathbf{H}(t_{j,0}) \right)^{-1} \mathbf{H}^T(t_{j,0}) \mathbf{U}^{-1} \sum_{l=1}^q \mathbf{W}_l \Gamma_l \mathbf{y}_{j,l} - \left( \mathbf{H}^T(t_{j,0}) \mathbf{U}^{-1} \mathbf{H}(t_{j,0}) \right)^{-1} \mathbf{p}_{j-1}(t_{j-1,\theta}).$$

Подставив это выражение в уравнение (3.29) и определив матрицы

$$\begin{aligned} \Phi_l &= \mathbf{U}^{-1} \left( \mathbf{I} - \mathbf{H}(t_{j,0}) \left( \mathbf{H}^T(t_{j,0}) \mathbf{U}^{-1} \mathbf{H}(t_{j,0}) \right)^{-1} \mathbf{H}^T(t_{j,0}) \mathbf{U}^{-1} \right) \mathbf{W}_l \Gamma_l, \\ \Lambda &= \mathbf{U}^{-1} \mathbf{H}(t_{j,0}) \left( \mathbf{H}^T(t_{j,0}) \mathbf{U}^{-1} \mathbf{H}(t_{j,0}) \right)^{-1}, \end{aligned} \quad (3.30)$$

получим рекуррентное уравнение

$$\mathbf{p}_j(t) = \mathbf{H}^T(t) \left( \sum_{l=1}^q \Phi_l \mathbf{y}_{j,l} + \Lambda \mathbf{p}_{j-1}(t_{j-1,\theta}) \right). \quad (3.31)$$

Из (3.29) и (3.31) следует аналогичное уравнение, определяющее векторы коэффициентов многочленов

$$\mathbf{a}_j = \sum_{l=1}^q \Phi_l \mathbf{y}_{j,l} + \Lambda \mathbf{H}^T(t_{j-1,\theta}) \mathbf{a}_{j-1}. \quad (3.32)$$

При этом выражение для искомого многочлена непосредственно следует из уравнения (3.31) или (3.32) и имеет соответственно вид

$$p_{j,1}(t) = \boldsymbol{\varphi}^T(t) \left( \sum_{l=1}^q \Phi_l \mathbf{y}_{j,l} + \Lambda \mathbf{p}_{j-1}(t_{j-1,\theta}) \right). \quad (3.33)$$

Входящие в уравнения (3.31) – (3.33) матрицы  $\mathbf{U}$ ,  $\mathbf{H}(t)$ ,  $\Phi_l$ ,  $\Lambda$  на каждом шаге локального анализа неявно считаются одинаковыми. Это предполагает, что на всех интервалах данных, следующих с периодом интервалов анализа  $T_a = t_{j,\theta} - t_{j,0} = \text{const}$ , выборки имеют идентичное распределение. При этом размер интервалов данных и анализа, а также величина смещения, выраженные в количестве выборок, могут быть представлены в порядке их следования тройкой чисел  $(N_d, n_a, n_s)$ .

Выражение (3.33) определяет рекуррентный алгоритм локального анализа, который можно реализовать в форме восстанавливающего или сглаживающего фильтра. Структура алгоритма, основанная на рекуррентной процедуре нахождения коэффициентов многочлена (3.32) и самого многочлена (3.31), представленная на рис. 3.10, обеспечивает восстановление процесса  $\hat{x}(t) = p_j(t)$ .

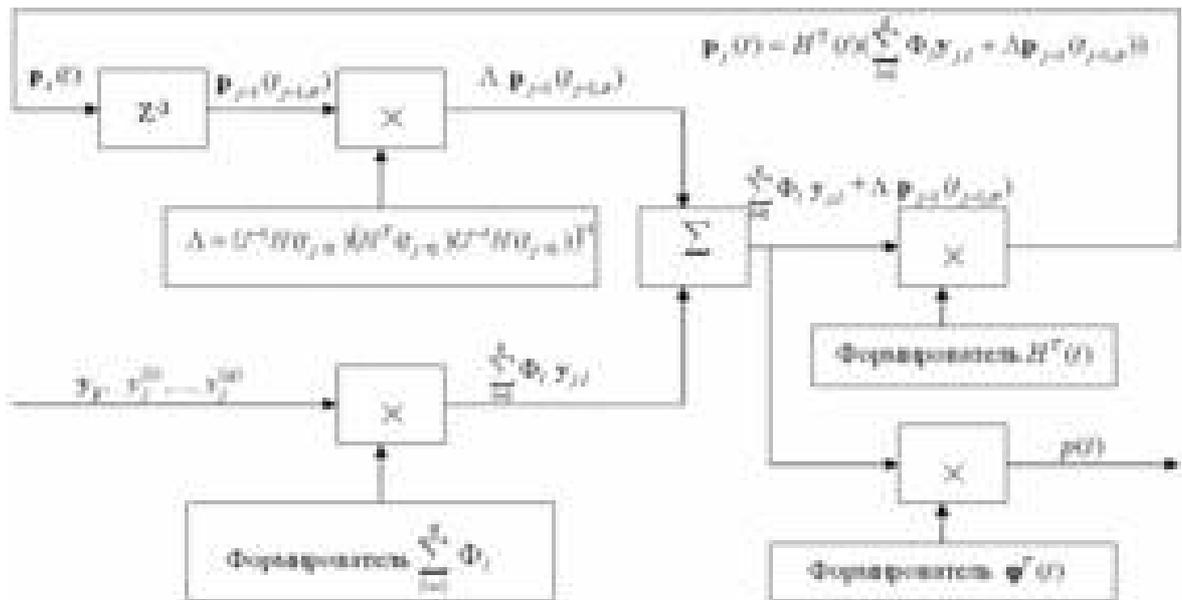


Рис. 3.10. Алгоритм интерполяционной сглаживающей фильтрации

Как видно из рис. 3.10, порядок гладкости, принимаемый равным  $r$ , лимитируется гладкостью сопряжения многочленов. Порядок гладкости в остальных точках интерполяции, определяемый свойствами базисной системы функций, заведомо имеет более высокую степень.

Алгоритм, представленный на рис. 3.10, определяется рекуррентным алгоритмом локального анализа (3.32), который реализуется, как видно из рис. 3.10, в форме восстанавливающего или сглаживающего фильтра и который обеспечивает восстановление процесса  $\hat{x}(t) = p_j(t)$  [69].

#### 3.4. Экспериментальное исследование алгоритмов локальной обработки сигналов методами компьютерного моделирования.

При рассмотрении случая, когда наблюдаемыми являются выборки процесса, но не его производных, тогда уравнения (3.31), (3.32), (3.33) упрощаются:

– разностное уравнение для значений процесса в узлах сопряжения интерполяционных многочленов принимает вид

$$\mathbf{p}_j(t) = \mathbf{H}^T(t) (\Phi_1 \mathbf{y}_j + \Lambda \mathbf{p}_{j-1}(t_{j-1,\theta})), \quad (3.34)$$

$$\mathbf{a}_j = \Phi_1 \mathbf{y}_{j,1} + \Lambda \mathbf{H}^T(t_{j-1,\theta}) \mathbf{a}_{j-1}. \quad (3.35)$$

выражение для интерполяционного многочлена на  $j$ -м интервале –

$$p_{j,1}(t) = \Phi^T(t)(\Phi_1 y_j + \Lambda p_{j-1}(t_{j-1,0})), \quad (3.36)$$

где

$$\Phi_1 = U^{-1}(\mathbf{I} - H(0)(H^T(0)U^{-1}H(0))^{-1}H^T(0)U^{-1})W_1\Gamma_1. \quad (3.37)$$

На рис. 3.11 представлена структура алгоритма (3.36) сглаживающей фильтрации наблюдаемых выборок процесса.

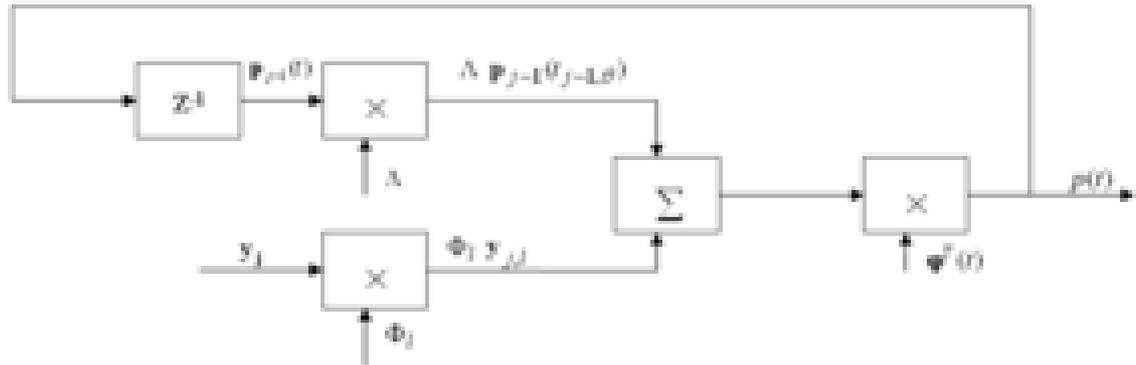


Рис. 3.11. Алгоритм сглаживающей фильтрации наблюдаемых выборок процесса

Рассмотрим рекуррентную процедуру локального анализа, реализованную в форме сглаживающего фильтра, представленного на рис. 3.11. В качестве наблюдаемых сигналов являются только выборки сигнала, в общем случае искаженные помехами, с неизвестными статистическими характеристиками [6]. В этом случае используемый фильтр представлен уравнениями (3.34) и (3.35).

Если принять, что используется сглаживающий многочлен третьей степени,  $\Gamma = \mathbf{I}$ , а размеры интервалов анализа и данных задаются величинами  $n_a T$  и  $N_d T$ , соответственно, то

$$\tau_0 = n_s T, \quad \Phi(t) = (1 \quad t \quad t^2 \quad t^3)^T, \quad \mathbf{p}_j(t) = \begin{pmatrix} p_j(t) \\ \dot{p}_j(t) \end{pmatrix} = \mathbf{H}^T(t)\mathbf{a}_j,$$

$$\mathbf{W} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ t_0 & t_1 & \dots & t_n \\ t_0^2 & t_1^2 & \dots & t_n^2 \\ t_0^3 & t_1^3 & \dots & t_n^3 \end{pmatrix} \quad \text{и} \quad \mathbf{H}(t) = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ t & 1 \\ t^2 & 2t \\ t^3 & 3t^2 \end{pmatrix}.$$

Здесь  $T$  - период дискретизации,  $\tau_0$  – величина смещения интервала

анализа  $[t_{j,0}, t_{j,\theta}]$  относительно начала интервала данных  $[t_0, t_N]$ .

После подстановки этих матриц в (3.32) и (3.33) получаем необходимые уравнения, описывающие сглаженный процесс. Процедуру сглаживания можно рассмотреть на примере искаженного мультипликативной помехой фрагмента сигнала в форме параболической кривой. При этом сигнал с помехой описывается выражением

$$y(t) = 6400 \left( 1 + 0,8 (\cos 3\pi f \cos 4,47\pi ft + \cos 2\pi^2 ft \cos 7\pi ft) \right) t^2.$$

Приведенные на рис. 3.12 графики отражают результаты сглаживания этой функции при различных значениях формирующей частоты помехи  $f$  и разных размерах интервала данных при частоте дискретизации 8000 Гц [26]. Формирующая частота мультипликативной помехи согласно приведенному выражению образует целый набор низко- и высокочастотных комбинационных составляющих из множества частот  $1,5f \pm 2,235f$  и  $\pi f \pm 3,5f$ . Размер интервала данных определяется первой цифрой в обозначении параметров фильтра. При этом в качестве параметров выступают: размер окна данных – размер интервала анализа – смещение интервала анализа относительно начала интервала данных. Значения параметров заключаются в скобки.

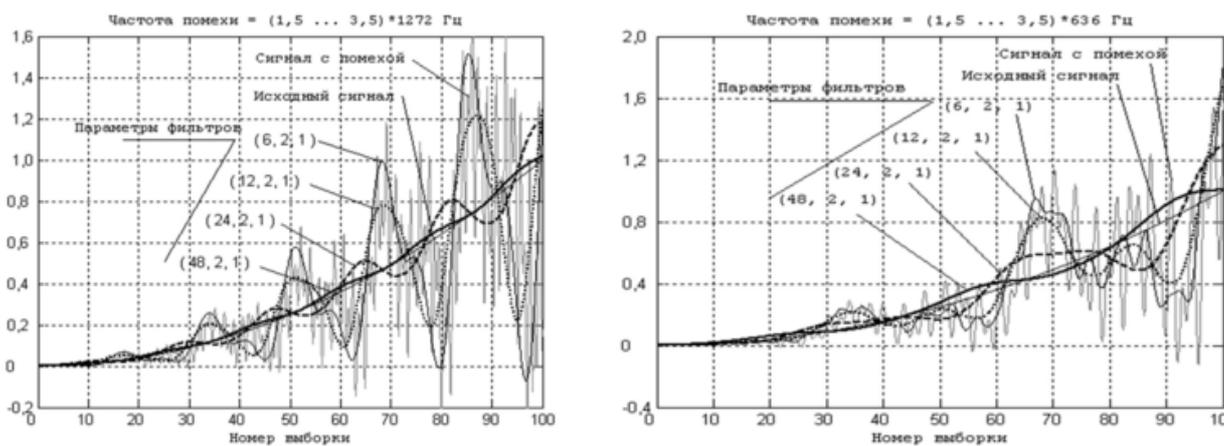


Рис. 3.12. Сглаживание сигнала при разных размерах интервала данных и при формирующей частоте помехи 1272 Гц и 636 Гц

Из приведенных графиков на рис 3.12 видна взаимная обусловленность размера интервала данных и верхней частоты в спектре сигнала. Так, с

уменьшением, как размера интервала, так и частоты наблюдается тенденция к выделению все более тонких деталей сигнала, в рассматриваемом примере – деталей мультипликативной помехи. Это позволяет посредством изменения размера интервала данных осуществлять частотно-временной анализ наблюдаемых последовательностей. [22, 23]

Известные способы определения интенсивности сигналов, основанные на измерении кратковременных значений энергии, не обеспечивают одновременно хорошего сглаживания и отслеживания быстрых изменений в наблюдаемых данных. В этом плане применение сглаживающих фильтров, основанных на методах локального анализа, обеспечивает более точное и надежное выделение возникающих пауз и интервалов пассивности абонентов, что позволяет использовать их в системах первичной обработки акустических сигналов (в качестве подсистем контроля паразитных каналов эха). Возможности применения методов локального анализа в задаче восстановления интенсивности речевого сигнала показаны на рис. 3.13. Приведенные на рисунке графики изменяющейся во времени интенсивности речевого сигнала, полученные с помощью фильтров (96, 24, 1) и (192, 48, 5), показывают достаточно высокую эффективность методов локального анализа.

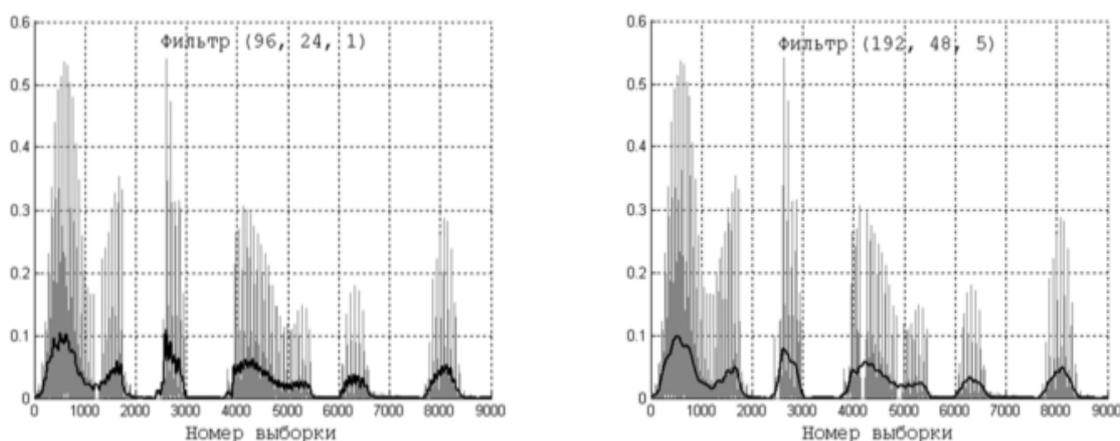


Рис. 3.13. Графики интенсивности отрезка речевого сигнала, формируемой фильтрами (96, 24, 1) и (192, 48, 5)

Из рис. 3.13 следует, что разрешающая способность сглаживающих фильтров относительно слабо зависит от их порядка. Так, увеличение

интервала данных в два раза мало влияет на оценку интенсивности сигнала, но характеризуется заметно более гладкой кривой. Приведенные на рис. 3.13 графики указывают также на возможность решения методами локального анализа задач восстановления многоэкстремальных зависимостей, характеризующих, в частности, распределение интенсивности акустических волн по направлению их распространения в точке приема. Подобные зависимости представляют интерес в связи с выделением значимых каналов эха, позволяя, тем самым, реализовать пространственные методы его обнаружения, а также, с выявлением источников акустических сигналов в целях диагностики функционирования технических объектов. Другая задача – это гистограммное оценивание мультимодальной плотности вероятностей, по которой можно судить о характеристиках источников акустической информации.

Полученные результаты по разработке методов и алгоритмов локального анализа, ориентированные на восстановление по дискретным данным в целом гладких функций, открывают возможности по решению задач локальной обработки и сглаживания как стационарных, так и нестационарных сигналов, задач анализа акустических сигналов и динамики речи, задач анализа многоэкстремальных зависимостей. Названные результаты подтверждаются модельными экспериментами по сглаживанию специальных тестовых сигналов. Представленные методы повышают одновременно и степень сглаживания и точность отслеживания мелких деталей сигнала. Таким образом, задача разработки алгоритмов локального анализа была решена методом условной минимизации с ограничениями типа равенства. При этом в качестве функции потерь использовалась квадратичная функция, в качестве ограничений использовались условия гладкого сопряжения локальных многочленов в точках их сопряжения [69].

### 3.5. Выводы

1. Рассмотрены разработанные подсистемы и алгоритмы определения критериев оптимальности принимаемых решений и оценки вариантов программно-аппаратных структур.

2. Разработан модуль вычисления оценки на основе нейро-нечеткой сети, который обеспечивает формирование частных и общих оценок программно-аппаратной структуры оперативно-командной системы телекоммуникаций с учетом многокритериального и многопараметрического характера элементов структуры.

3. Разработанный алгоритм вычисления обобщенной оценки с суммированием критериев, умноженных на весовые коэффициенты по закону Парето, обеспечивает вычисление обобщенной оценки варианта программно-аппаратной структуры на основе ограниченного множества критериев.

4. Разработаны алгоритм ввода информации о параметрах аппаратных и программных элементов и алгоритм поиска параметров и ввода критериев, которые позволяют сократить время ввода информации о параметрах аппаратных и программных средствах в разрабатываемую систему.

## ГЛАВА 4. СТРУКТУРЫ ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПРИ РАЗРАБОТКЕ ОПЕРАТИВНО-КОМАНДНЫХ СИСТЕМ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

В главе рассмотрены практические результаты применения разработанных методов и алгоритмов для проектирования устройств и систем оперативно-командной связи.

### 4.1. Алгоритмы синхронизации разделенных каналов передачи данных систем телекоммуникаций аудиообмена

Структурная схема тракта передачи данных, которая отражает существо анализируемой проблемы, приведена на рис. 4.1 [123].

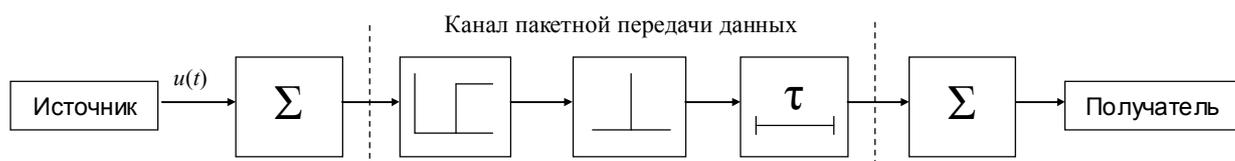


Рис. 4.1. Структурная схема тракта передачи данных

Информация, создаваемая источником со скоростью  $u(t)$ , накапливается в буфере  $\Sigma$  и по достижении порога срабатывания компаратора сбрасывается импульсным элементом в канал в форме последовательности пакетов, период следования которых определяется периодом дискретизации накопленной информации импульсным элементом. В общем случае размер пакетов может зависеть от количества накопленной в буфере информации. Однако без ограничения общности размер пакета считается ниже фиксированным, что соответствует приведенной на рис. 4.1. форме амплитудной характеристики компаратора [18].

Пакеты данных источника поступают в буфер  $\Sigma$  получателя с задержкой  $\tau$  [62, 76], которую в общем случае следует считать случайной величиной [42].

Информация из указанного буфера направляется далее получателю со скоростью  $v(t)$ . При этом задача синхронизации заключается в обеспечении условий выполнения равенства  $v(t) = u(t - \tau_0)$ , где  $\tau_0$  - некоторая фиксированная величина.

Более полную картину формирования последовательности пакетов данных дает схема [24], приведенная на рис. 4.2.

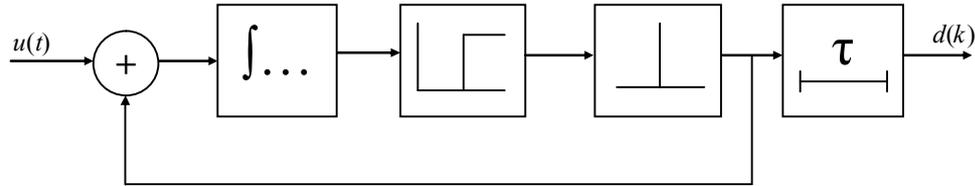


Рис. 4.2. Схема формирования пакетов данных

Буфер источника представлен в этом случае интегратором, на вход которого поступает разность между количеством информации, создаваемой в единицу времени, и количеством информации, сбрасываемой в канал в форме пакетов [30]. Очевидно, что для исключения возможности переполнения буфера количество информации  $D$  в пакете данных должно быть больше

количества информации  $W = \int_0^{\bar{T}} u(\vartheta) d\vartheta$ , создаваемого источником за время, равное среднему периоду дискретизации  $\bar{T}$  накопленных данных импульсным элементом. То есть, должно выполняться условие  $D > W$ .

Если скорость в канале пакетной передачи данных значительно превосходит скорость в канале источника информации, то можно принять, что выходной сигнал импульсного элемента представляет собой последовательность выборок функции  $\xi(t) = \frac{1}{2}(1 + \text{sgn}(x(t) - D)) \cdot D \cdot \delta(t - t_k)$ , в точках дискретизации  $t_k$ , где функция  $x(t)$  в точках  $t_k$ , в которых она может иметь разрывы, считается непрерывной слева и  $\text{sgn } a = 1$ , если  $a \geq 0$  и  $0$  - в противоположном случае.

В соответствии с рис. 4.2 динамика изменения количества  $x$  накопленной в буфере источника информации удовлетворяет на отрезке  $[t_{k-1}, t_k]$  дифференциальному уравнению

$$\dot{x}_k(t) = u(t), \quad x_k(t_{k-1}) = x_{k-1}(t_{k-1}) - \xi(t_{k-1}). \quad (4.1)$$

В интегральной форме уравнение принимает вид

$$x_k(t) = x_{k-1}(t_{k-1}) + \int_{t_{k-1}}^t u(\vartheta) d\vartheta - \xi(t_{k-1}). \quad (4.2)$$

Если ввести обозначения

$$W_k = \int_{t_{k-1}}^{t_k} u(\vartheta) d\vartheta, \quad x_k = x_k(t_k) \text{ и } \xi_k = \xi(t_k), \quad (4.3)$$

то из (4.2) следует разностное уравнение для величины  $x_k$ , определяющее заполнение буфера источника в моменты  $t_k$ ,

$$x_k = x_{k-1} + W_k - \xi_k. \quad (4.4)$$

Уравнение (4.4) является нелинейным. Тем не менее, применяя  $z$ -преобразование, можно получить следующее формальное решение этого уравнения в изображениях:

$$X(z) = \frac{1}{1-z^{-1}} (W(z) - z^{-1}\Xi(z)), \quad (4.5)$$

где  $W(z)$  и  $\Xi(z)$  -  $z$ -преобразования априорно задаваемых последовательностей  $W_k$  и  $\xi_k$ . Особенно простым решение уравнения (4.4) получается в случае  $W_k = W = \text{const}$ :

$$x_k = x_0 + kW - D \left[ \frac{x_0 + (k-1)W}{D} \right], \quad (4.6)$$

где  $[a]$  - целая часть действительного числа  $a$ .

Траектории динамической системы, описываемой уравнением (4.4), при  $D = 48$  и фиксированных значениях  $W_k = (0,2 + \pi/50) \cdot 48$  и  $W_k = (0,8 + \pi/50) \cdot 48$  приведены соответственно на рис. 4.3 и 4.4.

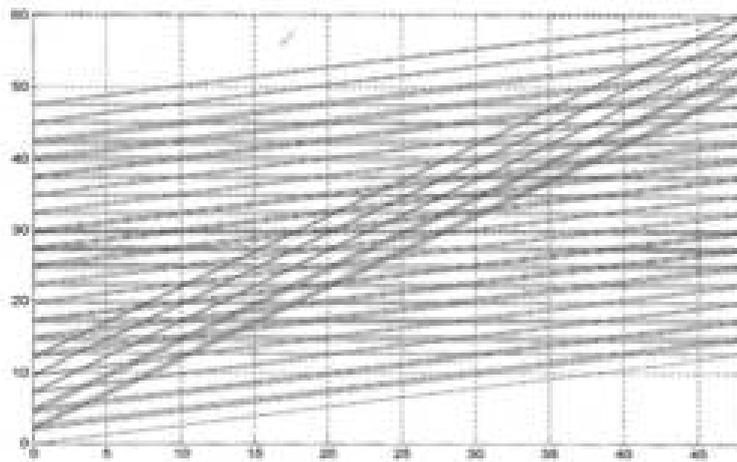


Рис. 4.3. Динамика заполнения буфера источника:  $W_k = (0,2 + \pi/50) \cdot 48$

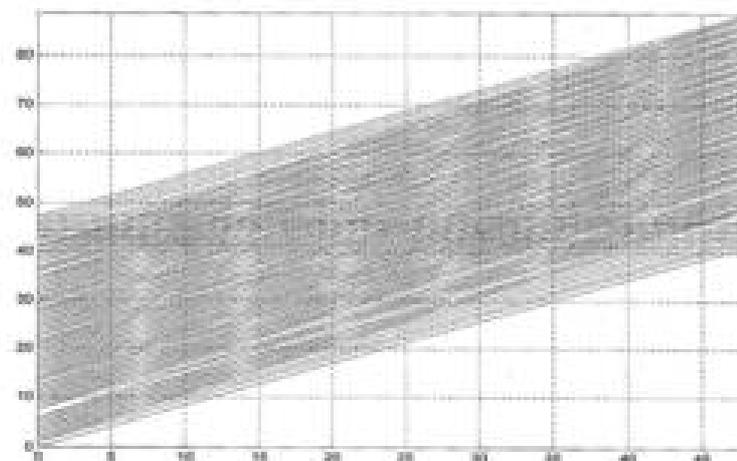


Рис. 4.4. Динамика заполнения буфера источника:  $W_k = (0,8 + \pi/50) \cdot 48$

Правой границе изображенных на этих рисунках фазовых портретов соответствует заполнение буфера в момент непосредственно предшествующий точке дискретизации импульсным элементом выходного сигнала компаратора, а левой границе - заполнение буфера после дискретизации со сбросом пакета данных, если заполнение буфера в момент дискретизации превышает объем заключенных в пакете данных. Движению по кривой фазового портрета в направлении от левой границы вправо соответствует плавное изменение заполнения буфера, обусловленное накоплением данных источника. Движению же в обратном направлении под углом к горизонтали соответствуют скачкообразные изменения, обусловленные сбросами пакетов данных.

Из рис. 4.3. и рис. 4.4 следует, что требуемая емкость буфера уменьшается с увеличением частоты дискретизации выходного сигнала компаратора и не превышает величины, равной  $2 \cdot D$ . Однако в действительности динамика заполнения буфера значительно сложнее и, соответственно, требуется более тщательный ее анализ, чтобы обеспечить надежность выводов. Такой анализ предполагает учет неравномерного характера дискретизации накопленных данных и изменяющейся, в общем случае случайным образом, задержки в доставке пакетов данных получателю [58]. Характеристики неравномерности дискретизации и задержки доставки в свою очередь определяются особенностями протоколов сети пакетной связи, скоростью передачи в ее каналах, характером доступа к сети, загрузкой сети и распределением пакетов по длине и приоритетам [25, 26]. Очевидно, что с ростом скорости передачи в каналах и уменьшением загрузки сети неравномерность дискретизации и задержки при соответствующих протоколах уменьшается, что, в свою очередь, обуславливает возможность повышения качества связи в целом [82].

Восстановление тактовой частоты источника по поступающим пакетам данных в определенном смысле аналогично обеспечению равномерного стока из резервуара, циклически заполняемого большими порциями жидкости. При этом колебания уровня жидкости в резервуаре не должны выходить за некоторые заданные границы. [24]

Один из возможных подходов к решению этой задачи основывается на схеме фазовой автоподстройки частоты, приведенной на рис. 4.5 [60].

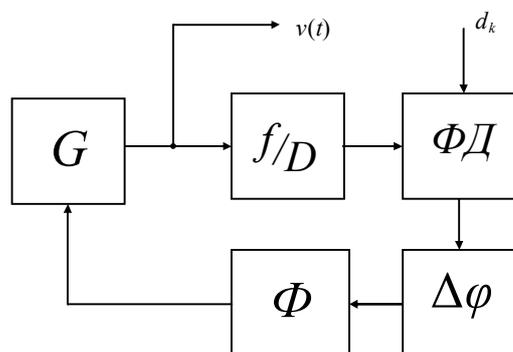


Рис. 4.5. Схема фазовой автоподстройки частоты

Единственной доступной информацией, которую можно использовать при восстановлении тактовой частоты источника, являются моменты  $\tilde{t}_k$  регистрации поступающих из канала пакетов данных и величина  $\tilde{x}(t)$  заполнения буфера получателя.

Изображенный на рис. 4.5 делитель частоты выполняет функцию оценивания среднего периода  $\bar{\theta}(t)$  следования пакетов данных. Обозначив моменты появления импульсов на выходе этого делителя как  $\hat{t}_k$ , уравнение фазовой автоподстройки в простейшей форме можно записать в виде:

$$v_k = v_{k-1} - \varepsilon(\tilde{t}_k - \hat{t}_k). \quad (4.7)$$

При использовании в контуре обратной связи линейного фильтра с конечной импульсной характеристикой уравнение автоподстройки принимает вид:

$$v_k = v_{k-1} - \varepsilon \sum_{k-N}^{k+M} a_n(\tilde{t}_n - \hat{t}_n), \quad (4.8)$$

которое можно рассматривать как уравнение регулирования с усреднением.

В приведенных уравнениях автоподстройки частоты совершенно не учитывается неравномерность формирования последовательности пакетов данных источника. По этой причине представляют интерес методы адаптивного регулирования с эталонной моделью, в качестве которой можно использовать рассмотренную выше модель формирования пакетов данных источника. В этом случае вместо делителя частоты, приведенного на рис. 4.5, используется нелинейный формирователь отсчетов, определяемый уравнениями

$$\begin{aligned} \bar{\bar{x}}_k(t) &= \bar{\bar{x}}_{k-1}(\bar{\bar{t}}_{k-1}) + \int_{\bar{\bar{t}}_{k-1}}^t v(\vartheta) d\vartheta - \bar{\bar{\xi}}(\bar{\bar{t}}_{k-1}), \\ \bar{\bar{\xi}}(t) &= \frac{1}{2}(1 + \text{sgn}(\bar{\bar{x}}(t) - D)) \cdot D \cdot \delta(t - \bar{\bar{t}}_k), \\ \bar{\bar{x}}_k(t) &= \bar{\bar{x}}_{k-1} + \bar{\bar{W}}_k - \bar{\bar{\xi}}_{k-1}, \end{aligned} \quad (4.9)$$

где  $\overline{\overline{W}}_k = \int_{\overline{\overline{t}}_{k-1}}^{\overline{\overline{t}}_k} v(\mathcal{G}) d\mathcal{G}$ ,  $\overline{\overline{x}}_k = \overline{\overline{x}}_k(t_k)$ ,  $\overline{\overline{\xi}}_k = \overline{\overline{\xi}}(\overline{\overline{t}}_k)$ ,  $\overline{\overline{t}}_k$  априорно заданные точки

дискретизации заполнения буфера модели и  $\overline{\overline{x}}_k = \overline{\overline{x}}(t)$  на отрезке  $[\overline{\overline{t}}_{k-1}, \overline{\overline{t}}_k]$ . Все переменные с двумя верхними черточками относятся к модели получателя. При этом оцениваемая последовательность моментов времени  $\hat{t}_k$  совпадает с последовательностью тех моментов  $\overline{\overline{t}}_m$ , в которых величина функции  $\overline{\overline{\xi}}(t)$  отлична от нуля.

К дополнительной характеристике качества регулирования, которую можно использовать при коррекции периода, относится в этом случае отклонение заполнения буфера получателя  $\tilde{x}(t)$  от заполнения буфера модели  $\overline{\overline{x}}(t)$ .

4.2. Разработка структуры абонентского устройства оперативно-командной телекоммуникационной системы корабельной связи с учетом реализуемых сетевых протоколов.

Все варианты цифровых абонентских устройств системы, основываются на базовом процессорном модуле, который включает в себя процессор, оперативную память и набор элементов реализующих интерфейсы связи [15]. Общая структура цифрового абонентского устройства приведена на рис. 4.6.

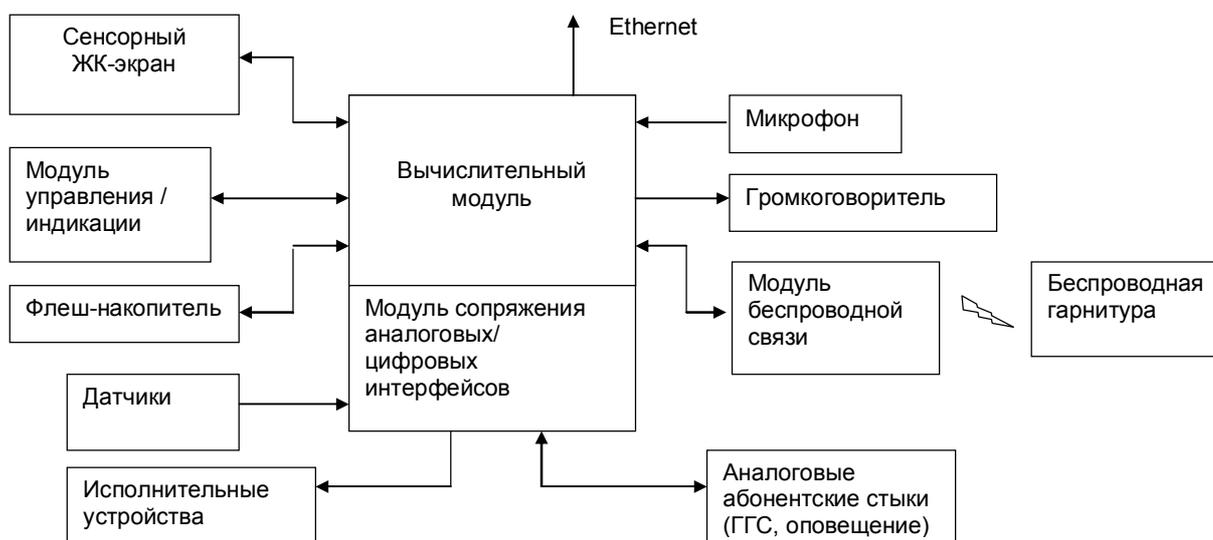


Рис. 4.6. Общая структура цифрового абонентского устройства.

Для выбора элементов программно-аппаратной структуры при помощи системы принятия решения была произведена оценка нескольких вариантов структуры на базе электронных элементов отечественного и зарубежного производства (табл. 4.1). В качестве критериев учитывалась необходимость реализации алгоритмов кодирования/декодирования речевого сигнала [27, 31, 114], стека протоколов IP, протоколов IP-телефонии [48].

Таблица 4.1

Оценка вариантов программно-аппаратной структуры

Тип процессора	Оценки варианта	Тип процессора	Оценки варианта
1892BM3T	0,43	1986BE9x	0,71
1892BM2Я	0,48	TMS320C5x	0,82
1892BM5Я	0,74	AT91xx	0,83
1967BЦ1T	0,54	STM32F10x	0,95
1986BE1T	0,76	PIC32	0,54

С учетом требуемых функций, реализуемых абонентским устройством, были определены характеристики базовых протоколов и с помощью системы принятия решения получена оценка вариантов структуры в зависимости от используемого процессора. График зависимости оценки по критерию

программной загрузки ресурсов процессора с учетом используемых протоколов, приведены на рис. 4.7.

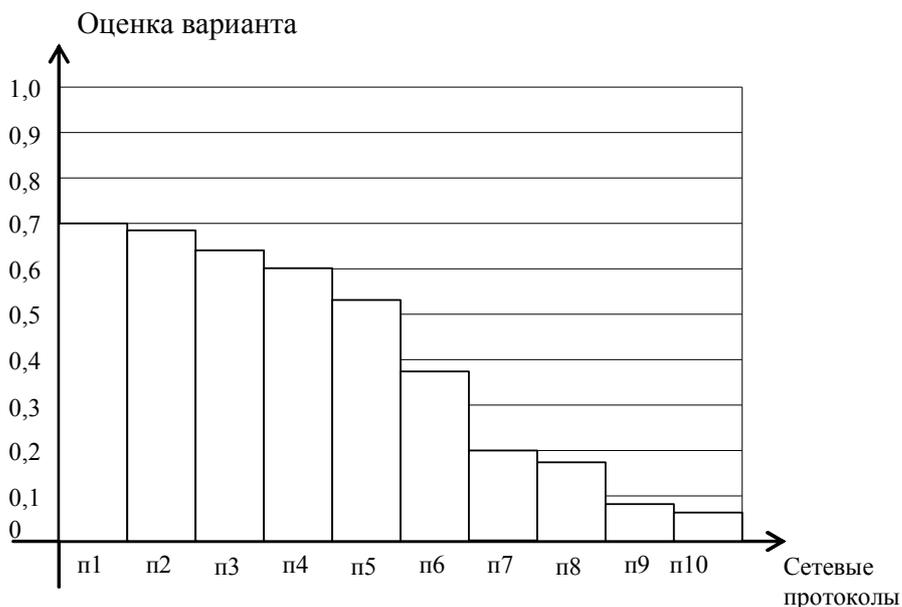


Рис. 4.7. – Зависимость величины оценки по критерию программной загрузки ресурсов процессора с учетом используемых протоколов.

Разработанная система принятия решений позволила определить зависимость величины оценки по критерию программной загрузки ресурсов процессора. Особое влияние оказывает необходимость реализации протоколов HTTP (п6), RTP (п7) и служебного протокола передачи управляющих команд (п9) на оценку и выбор элементной базы для процессорного модуля абонентского устройства системы телекоммуникаций.

С учетом Парето-распределения критериев общая оценка вариантов определила, что наиболее оптимальным вариантом структуры является модуль на базе процессора STM32F10x. С учетом требования ТЗ на использование отечественной элементной базы реализация может быть выполнена на процессоре 1986BE1T.

### 4.3. Разработка структуры модуля беспроводной передачи речевой информации для системы громкоговорящей связи.

При проектировании устройства беспроводной передачи речевой информации для системы громкоговорящей связи [127], структурная схема которого приведена на рис. 4.8, была поставленная задача реализации проектирования программно-аппаратной структуры модуля кодирования речевого сигнала [126].

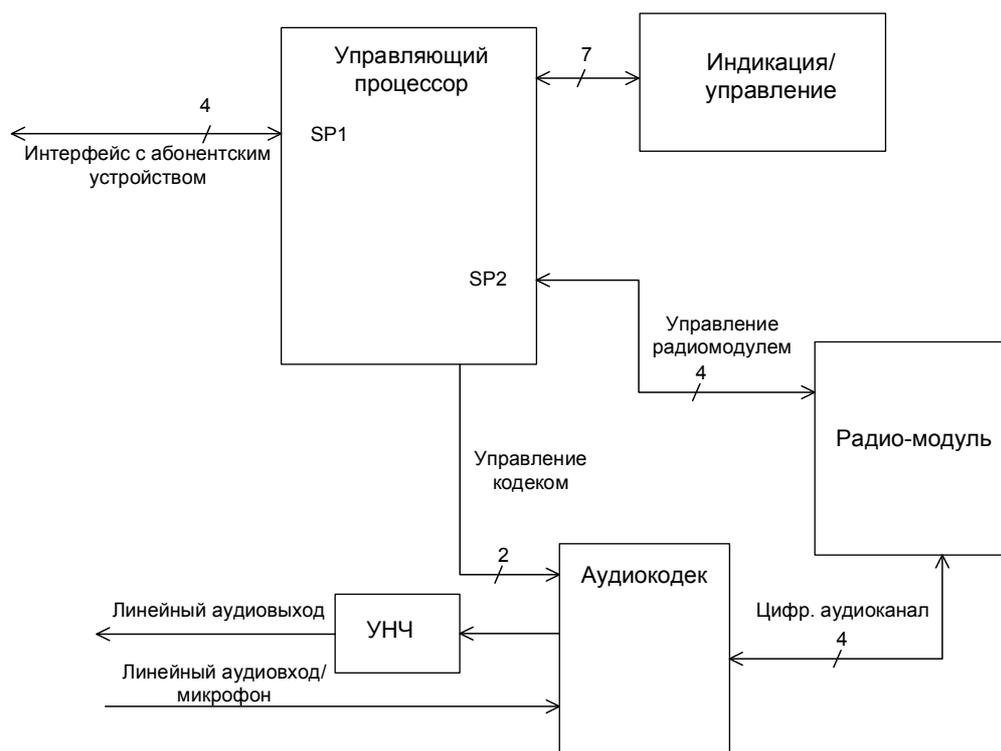
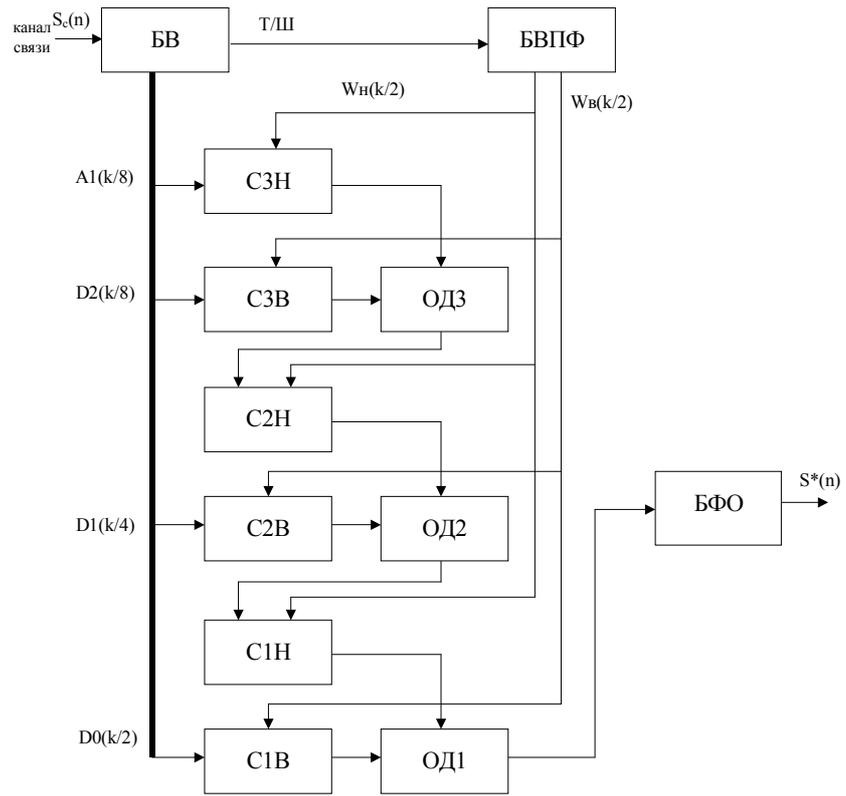


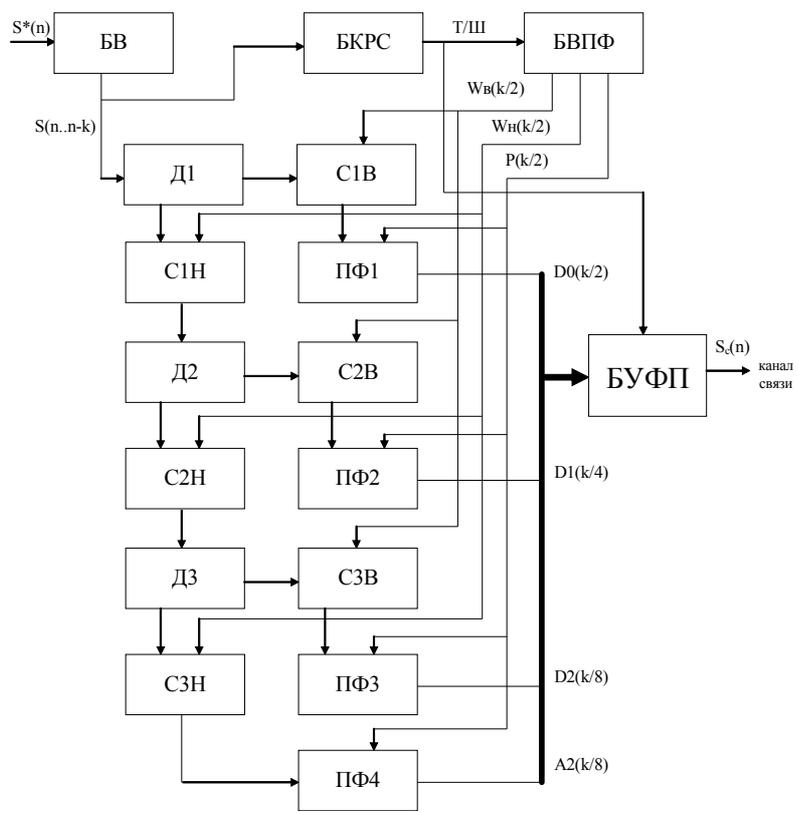
Рис. 4.8. Структурная схема устройства беспроводной передачи речевой информации для системы громкоговорящей связи

Аудиокодек представляет собой устройство реализующее алгоритм сжатия речевого сигнала на базе вейвлет-преобразования, приведенный на рис. 4.9. [28, 29, 32]

На основе блока квантования вейвлет-коэффициентов модуль обеспечивает адаптивное регулирования скорости цифрового потока в пределах 9-64 кБит и освобождение части полосы пропускания канала для передачи управляющих команд, текстовых данных и сигналов мониторинга, но при этом качество восстанавливаемого речевого сигнала пропорционально степени сжатия [21, 22, 23, 25, 33].



а)



б)

Рис.4.9. Блок – схема модуля кодирования речевого сигнала  
(а - кодирующая часть; б – декодирующая часть).

Основной задачей было обеспечить аналогово-цифрового и цифро-аналоговое преобразование, алгоритм кодирования и декодирования [30] на базе минимального количества элементов, с учетом минимальной стоимости реализации.

Была произведена оценка сочетания аппаратных и программных конфигураций, на базе семейств цифровых сигнальных процессоров TMS, микропроцессоров ARM, микроконтроллеров AVR ATmega и PIC18. с учетом основных критериев: требуемой производительности процессора, максимальной загрузкой ресурсов процессора и стоимости реализации с учетом средств разработки программного обеспечения. Обобщенные результаты оценки допустимых конфигураций приведены в табл. 4.2.

Таблица 4.2

Параметры вариантов программно-аппаратной структуры  
модуля кодирования речевого сигнала

Тип процессора	Производительность ь, %	Стоимость, %	Загрузка, %
TMS320C5xx	87	100	18
ARM7	90	87	78
ARM Cortex M3	100	80	61
PIC18xx	45	48	100
ATmega	24	56	90

С учетом Парето-распределения критериев оценка вариантов определила, что наиболее дешевой без учета стоимости разработки программного обеспечения будет система на базе микроконтроллеров семейства PIC18xx, а с учетом на базе процессоров семейства ARM Cortex M3.

Результаты дальнейшей разработки устройства (на базе PIC18F26K20) подтвердили корректность оценки системой и, в результате, сократили срок разработки устройства.

#### 4.4. Разработка сетевой системы обмена текстовой и аудио информацией с применением технологии Ethernet.

Также разработанный метод и система применялась для разработки устройства системы приема текстовой информации и аудиопотока через сеть Ethernet [34, 35]. Была произведена оценка аппаратных конфигураций, по нескольким критериям основными из которых являются критерий стоимости реализации устройства с учетом требуемой производительности процессора ( $G_{j/k}$ ), а также требуемый объем оперативной памяти ( $V_{j/k}$ ), необходимый для промежуточного хранения принимаемых и передаваемых аудиоданных.

Зависимость величин критериев от предлагаемой программно-аппаратной структуры устройства приведена на рисунке 4.10.

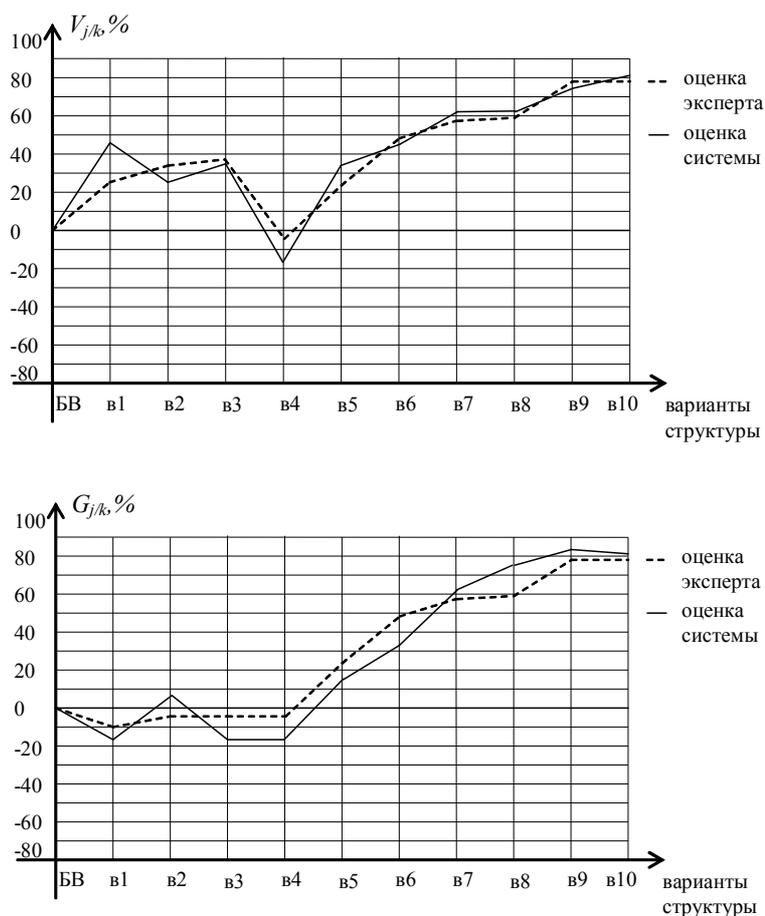


Рис. 4.10. – Зависимость величин критериев от предлагаемой программно-аппаратной структуры устройства в процентном соотношении с базовым вариантом устройства.

Из рис. 4.10 видно, что система, реализующая описанный метод, выполняет оценку близкую к экспертной (расхождение не более 15%). В ходе дальнейшей разработки устройства были получены данные о том, что полученная оценка системы по критерию стоимости ( $G_{j/k}$ ) ближе, чем экспертная оценка, к реальному показателю на 10-20% [41].

Было определено, что с учетом критерия стоимости для реализации функций заданных техническим заданием оптимальной конфигурацией является применение двух микроконтроллеров – управляющего (на базе микросхемы PIC18F67J60) и вспомогательного (PIC16F628).

Итоговая структура устройства показана на рис. 4.11.



Рис. 4.11. Структура устройства системы приема текстовой информации и аудиопотока через сеть Ethernet.

Также при оценке программной реализации протоколов связи и систем декодирования аудиопотока, с учетом критериев производительности выбранного микроконтроллера и объема встроенной оперативной памяти, было показано, что согласно дополнительным функциям заданным в техническом задании вместо программного алгоритма декодирования аудиопотока MP3 и AAC, оптимальнее реализовать аппаратный декодер (на базе микросхемы VS1011E), а ресурсы управляющего микроконтроллера использовать для реализации алгоритма реализующего протокол SSL обеспечивающий защищенный канал для подключения к серверу трансляции аудио-потока и получения информации о аудиопотоках [72]. При этом для обеспечения

передачи данных и аудиопотока достаточно реализации интерфейса Ethernet на скорости 10 Мбит/с.

4.5. Разработка программно-аппаратной структуры коммутационных центров оперативно-командной телекоммуникационной системе корабельной связи.

Метод оценки применялся для выбора программно-аппаратной структуры коммутационных центров и абонентских устройств разрабатываемой оперативно-командной телекоммуникационной системе корабельной связи [78, 89, 115], приведенной на рис. 4.12.

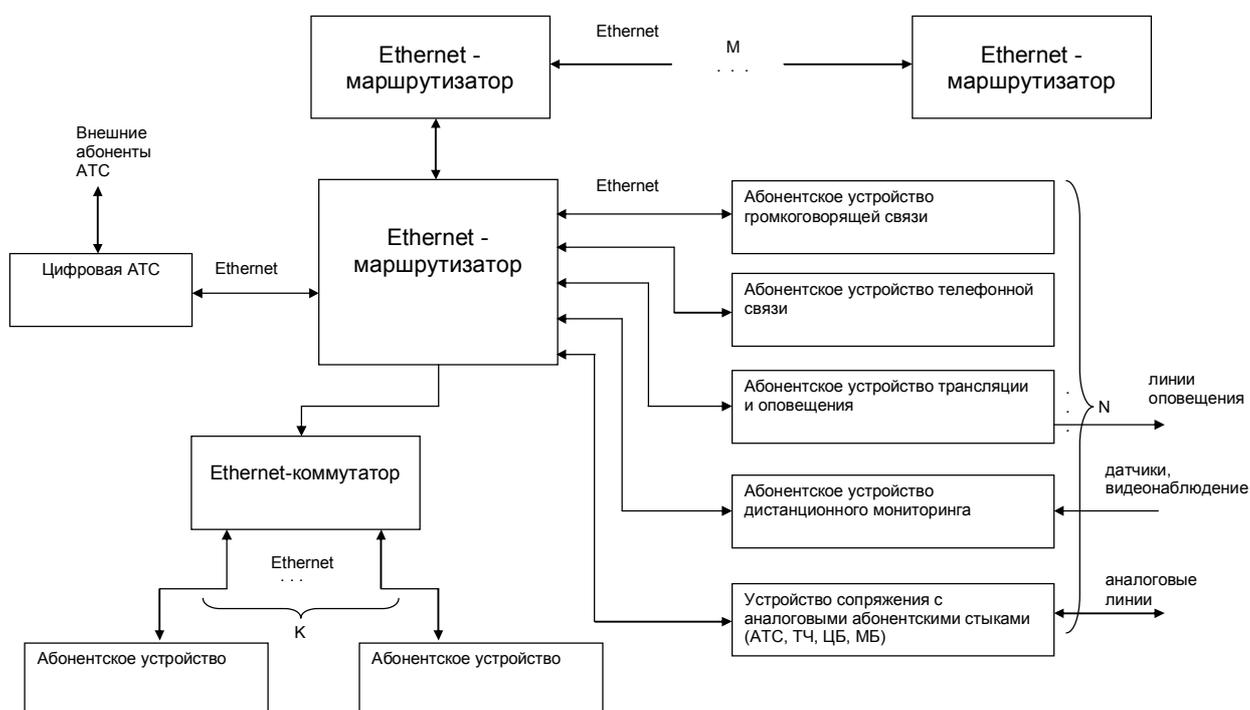


Рис. 4.12. – Структура проектируемой оперативно-командной телекоммуникационной системы корабельной связи.

Аппаратная структура [89] основывается на процессоре обеспечивающем возможность организации многозвенной сети коммутационных центров и выбор оптимальных маршрутов для доставки данных от абонента к адресату, а также. обеспечивает постоянную диагностику сети [34, 35] и в случае

обнаружения повреждений линий связи или коммутационный центров обеспечивает передачу данных по резервным маршрутам. [89]

Программное обеспечение включает ряд алгоритмов маршрутизации, основными критериями которых являются время прокладки обходных маршрутов при обнаружении отказа коммутационного центра, время прокладки обходных маршрутов, при обнаружении отказа линии связи, минимальные задержки, возникающих при передаче информационных пакетов.

Был рассмотрен ряд аппаратных конфигураций на базе процессоров, с учетом особенностей реализации программных алгоритмов и, с помощью системы принятия решения, получена оценка оптимальности данных конфигураций (табл. 4.3).

Было установлено что в настоящее время процессоры отечественного производства кроме, 1892ВМ5Я, отечественные обладают недостаточным быстродействием для применения их в системе [67]. Микросхема 1892ВМ5Я не имеет встроенного Ethernet интерфейса и необходима реализация интерфейса с внешним контроллером Ethernet канала связи, что влияет на критерий стоимости системы.

Таблица 4.3

Параметры вариантов программно-аппаратной структуры коммутационного центра

Тип процессора	Производительность, %	Стоимость, %	Оценка варианта
1892ВМ3Т «Мультикор» МС-12	75	68	0,25
1892ВМ2Я «Мультикор» МС-24	87	75	0,3
1892ВМ5Я «Мультикор» МС-0226	100	100	0,67
KS8695P	85	78	0.85
AT91C140	65	50	0,34

В качестве управляющего процессора коммутационных центров, до появления отечественного аналога, предложено использовать микросхему KS8695P.

Таким образом, система принятия решений позволила обосновать выбор элементной базы на этапе технического предложения.

#### 4.6. Выводы

1) Рассмотрены практические результаты применения разработанных методов и системы при проектировании программно-аппаратной структуры коммутационных центров оперативно-командной телекоммуникационной системе корабельной связи. Разработанная система принятия решений позволила обосновать выбор элементной базы на этапе технического предложения, что сократило срок разработки на 10%.

2) При определении оптимальной структуры абонентского устройства оперативно-командной телекоммуникационной системе корабельной связи с учетом реализуемых сетевых протоколов, применение системы позволило оценить и выявить сетевые протоколы, которые оказывают наибольшее влияние на выбор управляющего процессора. В результате оценки при помощи разработанной системы принятия решения был определен процессор и наиболее оптимальный вариант структуры, реализующий все заданные сетевые протоколы.

3) При разработке программно-аппаратной структуры модуля кодирования речевого сигнала в устройстве беспроводной передачи речевой информации для системы громкоговорящей связи разработанной системой была произведена оценка сочетания аппаратных и программных конфигураций, на базе нескольких семейств процессоров. Результаты дальнейшей разработки устройства подтвердили корректность оценки системой и сокращают срок разработки устройства.

4) При разработке программно-аппаратной структуры устройства системы приема текстовой информации и аудиопотока через сеть Ethernet была

выполнена оценка вариантов структуры системы по критериям стоимости реализации устройства с учетом требуемой производительности процессора и требуемый объем оперативной памяти для промежуточного хранения принимаемых и передаваемых аудиоданных. Результаты показывают что полученная оценка системы по критерию стоимости ближе, чем экспертная оценка, к реальному показателю на 10-20%.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Разработанная математическая модель многокритериального принятия решения по выбору элементов программно-аппаратной структуры позволяет решать задачи поддержки оптимального конфигурирования оперативно-командных систем громкоговорящей связи с высокой размерностью.

2. Разработан алгоритм определения критериев принимаемых решений, который позволяет определить программные и аппаратные параметры при проектировании оперативно-командных систем громкоговорящей связи.

3. Создан алгоритм оценки принятия решения по конфигурации структурных элементов устройств систем телекоммуникаций, обеспечивающий повышение скорости проведения опытно-конструкторских разработок с учетом сложного процесса разработки таких систем.

4. Разработано программное обеспечение системы принятия решений, которое позволяет оценить и определить эффективную структурную конфигурацию устройств оперативно-командной системы громкоговорящей связи за счет построения и обучения гибридной нейронной сети.

5. Разработаны алгоритмы автоматизированного подсистемы сбора информации о параметрах аппаратных и программных элементах, а также поиска параметров и ввода критериев, обеспечивающие предоставление информации о структурных элементах и критериях для системы принятия решений.

6. Применение системы оценивания и определения эффективности структуры для осуществления опытно-конструкторских разработок показало, что разработанные алгоритмы обеспечивают оценку близкую к экспертной с погрешностью не более 15%. При этом по критериям производительности и стоимости оценка системы ближе к реально получаемой на 5-20%.

7. Разработаны подходы к исследованиям характеристик каналов передачи данных и протоколов синхронизации трафика в сетях пакетной связи.

8. Разработана методика создания программно-аппаратной структуры модуля кодирования речевого сигнала в устройстве беспроводной передачи

речевой информации для системы громкоговорящей связи, позволяющая осуществлять оценку сочетания аппаратных и программных конфигураций, на базе нескольких семейств процессоров.

9. Разработана аппаратная структура, основанная на процессоре, обеспечивающем возможность организации многозвенной сети коммутационных центров и выбор оптимальных маршрутов для передачи данных от абонента к адресату.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Адаптивные фильтры / Под ред. К.Ф.Н. Коуэна и П.М. Гранта. – М.: Мир, 1988. – 392 с.
2. Азаров И.С., Петровский А.А. Вычисление мгновенных гармонических параметров речевого сигнала // Речевые технологии, 2008, № 1, с. 67 – 77.
3. Алберт А. Регрессия, псевдоинверсия и рекуррентное оценивание. – М.: Наука, 1977. – 224 с.
4. Алгоритмы и программы восстановления зависимостей / Под. ред. В.Н. Вапника. – М.: Наука, 1984. – 816 с.
5. Алексеев В.М., Тихомиров В.М., Фомин С.В. Оптимальное управление. – М.: Физматлит, 2007. – 408 с.
6. Андерсон Т. Статистический анализ временных рядов. – М.: Мир, 1976.
7. Андреев Н.И. Корреляционная теория статистически оптимальных систем. – М.: Наука, 1966. – 454 с.
8. Андреев Н.И. Теория статистически оптимальных систем управления. – М.: Наука, 1980. – 416 с.
9. Аоки М. Оптимизация стохастических систем. М.: Наука, 1971. – 424 с.
10. Арнолд III У.Ф., Лауб А.Дж. Алгоритмы и программное обеспечение для решения алгебраических уравнений Риккати на основе обобщенной задачи о собственных значениях // ТИИЭР, т. 72, № 12, 1984, с. 95 – 106.
11. Астафьева Н.М. Вейвлет-анализ: основы теории и примеры применения // Успехи физических наук, 1996. Т.166, №11. С.1145-1170.
12. Ахмед Н., Рао К.Р. Ортогональные преобразования при обработке цифровых сигналов. – М.: Связь, 1980.
13. Бабкин В.В. Помехоустойчивый выделитель основного тона речи. Отчеты DSPA-2005, стр. 175–178.
14. Бабкин В. В., Ланнэ А.А., Шептала В.С. Оптимизационная задача выбора речевого и канального кодирования. 7-я Международная Конференция и Выставка Цифровая Обработка Сигналов и ее Применение DSPA-2005 Москва

16-18 марта 2005 г.

15. Бабкин В.В. Проблемы построения современных систем цифровой речевой связи. // 9-я Межд. Конф. и Выставка «Цифровая обработка сигналов и её применение» (DSPA-2007) 28-30 марта 2007 г., г.Москва.

16. Бабкин В.В. Шумопонижающее устройство для вокодера. // 9-я Межд. Конф. и Выставка «Цифровая обработка сигналов и её применение» (DSPA-2007) 28-30 марта 2007 г., г.Москва.

17. Бакушинский А.Б., Гончарский А.В. Некорректные задачи. Численные методы и приложения. – М.: Изд-во Московского университета, 1989. – 199 с.

18. Бейлекчи Д. В., Белов А. А., Ермолаев В. А., Кропотов Ю. А. Передача синхронных потоков данных по асинхронным сетям пакетной связи со случайным множественным доступом // Системы управления, связи и безопасности. 2017. - №1. - С. 1-15.

19. Бейлекчи, Д.В. Метод автоматизированной оптимизации структуры аппаратно-программного обеспечения телекоммуникационных систем // Информационные системы и технологии. 2013. - №3. – С. 61-66.

20. Бейлекчи, Д.В. Метод определения критериев оценки оптимизации аппаратно-программной структуры устройств систем телекоммуникаций // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2013. - №1. – С. 32-36.

21. Бейлекчи Д.В., Кропотов Ю.А. Исследование вопросов сжатия информационных потоков речевых сигналов с применением вейвлет-преобразования. Радиотехника. 2008. - №9. – С. 103-106.

22. Бейлекчи Д.В., Кульков Я.Ю. Исследование влияния функции компрессии речевого сигнала на его спектральные характеристики // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2004. – №. 4. – С. 200-205.

23. Бейлекчи Д.В., Кульков Я.Ю. Выбор оптимальной функции компрессии динамического диапазона речевого сигнала // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2004. - № 5. – С. 122-126.

24. Бейлекчи Д.В. Алгоритм передачи цифрового речевого сигнала по каналу связи // Математическое и программное обеспечение вычислительных систем: межвуз. сб. науч. тр. Рязань: РГРТА. 2005г. - С. 84-88.

25. Бейлекчи Д.В. Исследование влияние типа частотного преобразования на степень сжатия потока цифрового речевого сигнала // Туполевские чтения: Международная молодежная научная конференция, посвященная 1000-летию города Казани, Казань, 10-11 ноября 2005 года: Материалы конференции. Том IV: Изд-во КГТУ. 2005. – 151с., с. 5-6.

26. Бейлекчи Д.В., Шачков А.В. Применение частотных преобразований при передаче цифрового речевого сигнала // XXXII Гагаринские чтения. Научные труды международной молодежной научной конференции в 8 томах. – Москва, 4-8 апреля 2006г. – М.: МАТИ,2006. – Т.4. – с. 6-7

27. Бейлекчи Д.В. Модель устройства передачи речевого сигнала по каналу связи // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2007. – №. 8. - С.87 – 93.

28. Бейлекчи Д.В., Ключников А.М. Алгоритм исследования влияния параметров вейвлет-преобразования на сжатие речевого сигнала. Новые информационные технологии в научных исследованиях и образовании: материалы XII Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов. Рязань, Рязанский государственный радиотехнический университет, 19-21 апреля 2007г. – Рязань: Редакционно-издательский центр РГ РТУ,2007. – 340с., с.158-159.

29. Бейлекчи Д.В., Русаков И.А. Исследование влияния параметра порога фильтрации коэффициентов вейвлет-преобразования на сжатие речевого сигнала // XXXIII Гагаринские чтения. Научные труды Международной молодежной научной конференции в 8 томах. Москва. 3-7 апреля 2007г. – М.:МАТИ,2007. Т.4. – 220с., с.72-73.

30. Бейлекчи Д.В. Алгоритм сокращения объема цифровых данных представляющих речевой сигнал // Наука и образование в развитии промышленного потенциала и социально-экономической сферы региона: сб.

докладов научно-практической конференции, посвященной 50-летию МИ ВлГУ Муром, 2 февраля 2007г. – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ (ф) ВлГУ, 2007. - с. 111.

31. Бейлекчи Д.В. Исследование модели устройства кодирования речевого сигнала // Наука и образование в развитии промышленного потенциала и социально-экономической сферы региона: сб. докладов научно-практической конференции, муром, 1 февраля 2008 г./ Муромский институт (филиал) Владим. гос. ун-та. – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ (ф) ВлГУ, 2008. – 301с., с. 137.

32. Бейлекчи Д.В., Кропотов Ю.А. Алгоритм исследования влияния параметров фильтрации коэффициентов целочисленного вейвлет-преобразования на сжатие речевого сигнала // Всероссийские научные Зворыкинские чтения – I. Всероссийская межвузовская научная конференция «Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России»: сб. тез. докл. В 3 т. Т. 1/ Муромский ин-т Владимирского гос. Ун-та, 6 февраля 2009г. – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2009. – 153 с., с.65.

33. Бейлекчи Д.В., Кропотов Ю.А., Цаплёв А.В. Минимизация информационного потока речевого сигнала с применением вейвлет преобразований // Методы и устройства передачи и обработки информации. 2003. - № 3. – С. 208-211.

34. Бейлекчи Д.В., Коноплев А.Н. Исследование и разработка методов управления устройством диагностики линий звуковых каналов систем оповещения // XXXVI Гагаринские чтения. Научные труды Международной молодежной научной конференции в 8 томах. Москва, 6-10 апреля 2010 г. М. МАТИ, 2010. Т.4,– с. 20-22.

35. Бейлекчи Д.В. Исследование и разработка методов управления системой диагностики и контроля линий звуковых каналов // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России [Электронный ресурс]: II Всероссийские научные Зворыкинские чтения. Сб.

тез. докладов II Всероссийской межвузовской научной конференции (Муром, 5 февраля 2010 г.). -Муром: Изд.- полиграфический центр МИ ВлГУ, 2010. – 802 с., ил. –1 электрон. опт. диск (CD-ROM). – С. 341-342.

36. Бейлекчи Д.В. Исследование и разработка методов автоматизации принятия решения по выбору электронных компонент информационно-управляющих систем // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России [Электронный ресурс]: III Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. III Всероссийской межвузовской научной конференции. Муром, 4 февр. 2011 г.– Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2011.– 1022 с.: ил.– 1 электрон. опт. Диск (CD-ROM). . – С. 265-266.

37. Бейлекчи Д.В. Исследование и разработка методов автоматизации выбора электронных компонент для микропроцессорных систем // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. IV Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. IV Всероссийской межвузовской научной конференции. Муром, 3 февр. 2012 г.– [Электронный ресурс].– Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2012.– 771 с.: ил.– 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). – С. 151-152.

38. Бейлекчи Д.В. Автоматизация сбора информации об электронных компонентах при проектировании микропроцессорных систем. Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. V Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Всероссийской межвузовской научной конференции. Муром, 1 февр. 2013 г.– Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2013.– 649 с.: ил.– [Электронный ресурс]: 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). – С. 179-180.

39. Бейлекчи Д.В. Метод оптимизации аппаратно-программной структуры при проектировании устройств телекоммуникационных систем // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. VI Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Всероссийской межвузовской научной конференции. Муром, 14 февр.

2014 г.– Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2014.– 695 с.: ил.– [Электронный ресурс]: 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). – С. 553-554.

40. Бейлекчи Д.В., Коноплев А.Н. Разработка модели взаимодействия между подсистемами проектирования и производства в АСУП для мелкосерийного производства устройств телекоммуникационных систем // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. VIII Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Всероссийской межвузовской научной конференции. Муром, 06.02.2015 г. – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2015. .– 741 с.: ил.– [Электронный ресурс]: 1 электрон. опт. диск (CD-ROM). – С. 231-232.

41. Кропотов Ю.А., Бейлекчи Д.В., Белов А.А., Ермолаев В.А., Карасев О.Е., Колпаков А.А., Коноплев А.Н., Проскуряков А.Ю. Информационно - управляющие телекоммуникационные системы аудиообмена и автоматизированного мониторинга // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2014.-№ 1 (13). - С. 99-113.

42. Бендат Дж., Пирсол А. Прикладной анализ случайных данных. –М.: Мир, 1989. – 540 с.

43. Бертсекас Д. Условная оптимизация и методы множителей Лагранжа. – М.: Радио и связь, 1987. – 400 с.

44. Блаттер К. Вейвлет-анализ. Основы теории. – М.: Техносфера, 2006. – 272 с.

45. Бондаренко М.В., Позняк А.С. Асимптотическая нормальность и оценка скорости сходимости алгоритмов идентификации нестационарных объектов // Автоматика и телемеханика, 1992, №7, с. 44 – 55.

46. Бондаренко М.В., Позняк А.С. Сходимость алгоритмов оценивания нестационарных параметров регрессионно-авторегрессионных объектов при помехах типа скользящего среднего // Автоматика и телемеханика, 1993, № 8, с. 90 – 108.

47. Бордовский Г. А., Кондратьев А.С., Чоудери А.Д.Р. Физические основы математического моделирования. – М.: Издательский центр «Академия», 2005. – 320 с.

48. Быков С.Ф. Цифровая телефония. Учеб. пособие для вузов / С.Ф. Быков, В.И. Журавлев, И.А. Шалимов. – М.: Радио и связь, 2003. – 144 с. – Библиогр.: с.137-140. ISBN 5-256-01676-8.
49. Вазан М. Стохастическая аппроксимация. – М.: Мир, 1972. – 296 с.
50. Ван Трис Г. Синтез оптимальных нелинейных систем управления. – М.: Мир, 1964. – 168 с.
51. Вапник В.Н. Восстановление зависимостей по эмпирическим данным. – М.: Наука, 1979. – 448 с.
52. Вемян Г. В. Передача речи по сетям электросвязи. – М.: Радио и связь, 1985. – 272 с.
53. Венскаускас К.К. Компенсация помех в судовых радиотехнических системах. – Л.: Судостроение, 1989. – 264 с.
54. Галушкин, А.И. Нейронные сети. Основы теории / А.И. Галушкин. – М.: Горячая линия – Телеком, 2010.-480стр.
55. Гитлин В.Б., Лузин Д.А. Совместный алгоритм выделения основного тона речи по методам GS и автокорреляционной функции спектра // Речевые технологии, 2008, № 3, с. 39 – 49.
56. Голд Б., Рэйдер Ч. Цифровая обработка сигналов. – М.: Советское радио, 1973. – 368 с.
57. Голуб Дж., Ван Лоун Ч. Матричные вычисления. – М.: Мир, 1999. – 548 с.
58. Голубев Г.К. Об оценивании временной задержки сигнала при мешающих параметрах // Проблемы передачи информации, том. XXV, вып. 3, 1989, с. 3 – 12.
59. Гоноровский, И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: учебник для высших учебных заведений / И.С. Гоноровский. – М.: «Радио и связь», 1986. – 512с.
60. Горовиц А.М. Синтез систем с обратной связью. – М.: Советское радио, 1970. – 600 с.
61. Грешилов А.А. Некорректные задачи цифровой обработки информации и сигналов. – М.: Логос, 2009. – 360 с.

62. Гурецкий Х. Анализ и синтез систем управления с запаздыванием. – М.: Машиностроение, 1974. – 328 с.
63. Д'Анжело. Линейные системы с переменными параметрами. Анализ и синтез. – М.: Машиностроение, 1974. – 288 с.
64. Демиденко Е.З. Оптимизация и регрессия. – М.: Наука, 1989. – 296 с.
65. Джиган В.И. Многообразие алгоритмов адаптивной фильтрации по критерию наименьших квадратов // Современная электроника, 2008, №3, с. 32 – 39.
66. Добеши И. Десять лекций по вейвлетам. – Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», 2001. – 464 с.
67. Директоров Н.Ф., Катанович А.А. Современные системы внутрикорабельной связи. – СПб.: Судостроение, 2001.
68. Дэннис-мл. Дж.Э. Руководство по применению алгоритмов нелинейного программирования // ТИИЭР, т. 72, № 12, 1984, с. 117 – 131.
69. Ермолаев В.А., Кропотов Ю.А., Бейлекчи Д.В. Обработка акустических сигналов методами локального анализа в телекоммуникационных системах // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2015.-№ 1 (17). - С. 49-56.
70. Ермолаев В.А. Интерполяционные восстанавливающие фильтры: метод динамической интерполяции // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2002, №2, с.39 – 42.
71. Ермолаев В.А. Об оценивании функций распределения и стабилизации характеристик случайных процессов релейными системами // Приборы и системы управления, 1997, №4, с.36 – 37.
72. Железняк В. К., Макаров Ю. К., Хорев А. А. Некоторые методические подходы к оценке эффективности защиты речевой информации/Специальная техника. - М.: 2000, № 4.
73. Заде Л., Дезоер Ч. Теория линейных систем. Метод пространства состояний. – М.: Наука, 1970. – 704 с.
74. Казаков И.Е. Статистическая теория систем управления в пространстве состояний. – М.: Наука, 1975. – 432 с.

75. Казаков И.Е., Гладков Д.И. Методы оптимизации стохастических систем. – М.: Наука, 1987. – 304 с.
76. Картер Г.К. Оценивание когерентности и временной задержки // ТИИЭР, т. 75, №2, 1987, с. 64 – 85.
77. Кассам С.А., Пур Г.В. Робастные методы обработки сигналов: Обзор // ТИИЭР, т. 73, №5, 1985, с. 54 – 110.
78. Катанович А.А., Нероба Г.С. Комплексы и системы связи надводных кораблей. – СПб.: Судостроение, 2006. – 312 с., ил.
79. Катковник В.Я. Методы алгоритмической оптимизации // Методы исследования нелинейных систем автоматического управления. – М.: Наука, 1975. – 448 с.
80. Кохонен Т. Самоорганизующиеся карты. – М.: Бином. Лаборатория знаний, 2008. – 655 с.
81. Краус М., Вошни Э. Измерительные информационные системы. – М.: Мир, 1975. – 312 с.
82. Кропотов Ю.А. Исследование вопросов повышения эффективности передачи информации речевым сигналом // Радиотехника, 2006, № 11, с. 66 – 67.
83. Кропотов, Ю.А., Ермолаев В.А., Карасёв О.Е. Метод интерполяционной фильтрации в задачах обработки речевых сигналов во временной области // Вестник компьютерных и информационных технологий, 2008, №7, с.12 – 17.
84. Кропотов Ю.А., Быков А.А., Ермолаев В.А. Итерационные методы минимизации квадратичных функций потерь на последовательности конечных интервалов // Радиотехника. – 2009. – №11. – С.99-102.
85. Кропотов Ю.А., Ермолаев В.А., Ерёменко В.Т., Карасёв О.Е. Идентификация моделей дискретных линейных систем с переменными, медленно изменяющимися параметрами // Радиотехника и электроника, 2010, том 55, №1, с.57 – 62.
86. Кропотов Ю.А., Белов А.А. Исследование статистических характеристик оцифрованных сигналов систем телекоммуникаций аудиообмена//Системы управления, связи и безопасности, 2015. - №4. - С. 150-157.

87. Кропотов Ю.А., Ермолаев В.А. Вопросы параметрического представления нестационарных сигналов // Проектирование и технология электронных средств, 2010, № 1, с. 31 – 35.
88. Кропотов Ю.А., Пармонов А.А. Методы проектирования алгоритмов обработки информации телекоммуникационных систем аудиообмена: моногр.-М.-Берлин: Директ-Медиа, 2015.- 226с.
89. Кропотов, Ю.А. Разработка корабельной оперативно-командной телекоммуникационной системы связи с использованием сетевых технологий. Отчет о НИР (заключительный). Н.р. Кропотов Ю.А. Исполнители: Кропотов Ю.А., Ермолаев В.А., Бейлекчи Д.В., Кульков Я.Ю., Быков А.А., Проскуряков А.Ю. № гос. регистрации 01200809610. УДК 621.391. 2008.12.09. 153 с. // Сборник рефератов НИОКР и диссертаций. – М.: ФГНУ ЦИТиС, 2010 г. – Серия 19 №3.-инв. номер 02200805571.
90. Лоран П.-Ж. Аппроксимация и оптимизация. – М.: Мир, 1975. – 496 с.
91. Малла С. Вэйвлеты в обработке сигналов. М.: Мир, 2005. – 671 с.
92. Назаров М.В., Прохоров Ю.Н. Методы цифровой обработки и передачи речевых сигналов. - М.: Радио и связь, 1985. - 176 с., ил.
93. Нестационарные системы автоматического управления: анализ, синтез и оптимизация / Под ред. К.А. Пупкова и Н.Д. Егупова. – М.: Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2007. – 632 с.
94. Оппенгейм А.В., Шафер Р.В. Цифровая обработка сигналов. М.: Техносфера, 2009. – 856 с.
95. Петровский А., Борович А., Парфенюк М. Обработка речи на основе дискретного преобразования Фурье с неравномерным частотным разрешением // Речевые технологии, 2008, № 3, с. 3 – 15.
96. Полак Э. Численные методы оптимизации. Единый подход. – М.: Мир, 1974. – 376 с.
97. Поляк Б.Т. Введение в оптимизацию. – М.: Наука, 1983. – 384 с.
98. Поляк Б.Т., Щербаков П.С. Алгоритмы матричного оценивания // Автоматика и телемеханика, 1995, № 11, с. 122 – 139.
99. Пытьев Ю. П. Методы математического моделирования измерительно-

вычислительных систем. — М.: ФИЗМАТЛИТ, 2002. — 384 с.

100. Рабинер Л.Р., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. — М.: Мир, 1975. — 835 с., ил.

101. Рабинер Л. Р., Шафер Р.В. Цифровая обработка речевых сигналов. — М.: Радио и связь, 1981. — 496 с.

102. Сапожков, М.А. Речевой сигнал в кибернетике и связи / М.А. Сапожков.— М.: Связьиздат, 1962.— 452 с.

103. Сверхбольшие интегральные схемы и современная обработка сигналов / Под ред. С. Гуна, Х. Уайтхауса, Т. Кайлата. — М.: Радио и связь, 1989. — 472 с.

104. Системы: декомпозиция, оптимизация и управление / Сост. М. Сингх, А. Титли. — М.: Машиностроение, 1986. — 496 с.

105. Современная теория систем управления / Под ред. К.Т. Леондеса. — М.: Наука, 1970, 512 с.

106. Современные методы идентификации систем / Под ред. П. Эйкхоффа. — М.: Мир, 1983. — 400 с.

107. Солодов А.В., Петров Ф.С. Линейные автоматические системы с переменными параметрами. — М.: Наука, 1971. — 620 с.

108. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем — М.: Радио и связь, 1991. — 608 с.

109. Формалев В.Ф., Ревизников Д.Л. Численные методы. - М.: Физматлит, 2004. — 400с. ISBN 5-9221-0479-9.

110. Хайкин С. Нейронные сети: Полный курс. — М.: Издательский дом «Вильямс», 2006. — 1104 с.

111. Хорн Р., Джонсон Ч. Матричный анализ. — М.: Мир, 1989. — 655 с.

112. Цыпкин Я.З. Адаптация и обучение в автоматических системах. — М.: Наука, 1968. — 400 с.

113. Янушевский Р.Т. Теория линейных оптимальных многосвязных систем управления. — М.: Наука, 1973. — 464 с.

114. Пат. 70000 Российская Федерация, МПК7 G01R17/02 (2006.01). Устройство кодирования речевого сигнала в системах громкоговорящей связи /

- Ю.А. Кропотов, Д.В. Бейлекчи. Заявители и патентообладатели Кропотов Ю.А., Бейлекчи Д.В. – № 2007134691/22; заявл.17.09.2007; опубл.10.01.2008.Бюл. №1.
115. Пат. 69361 Российская Федерация, МПК<sup>7</sup> H04B13/00 (2006.01). Система внутрикорабельной громкоговорящей связи / Ю.А. Кропотов, Я.Ю. Кульков. Заявители и патентообладатели Кропотов Ю.А., Кульков Я.Ю – № 2007130589/22; заявл. 09.08.2007; опубл. 10.12.2007. Бюл. №34.
116. Ben-Tal A., Nemirovski A. Lecture on modern convex optimization. Analysis, Algorithms and engineering applications. Philadelphia: SIAM, 2001. – 504 p.
117. Ben-Tal A., Ghaoui L.E., Nemirovski A. Robust optimization. Princeton and Oxford, Princeton University Press, 2009. – 564 p.
118. Björck Åke. Numerical methods for least squares problems. – Philadelphia: SIAM, 1996. – 408 p.
119. Boyd S., Vandenberghe L. Convex optimization. Cambridge University Press, 2004. – 718 p.
120. Camastra F., Vinciarelli F. Machine learning for audio, image and video analysis. London, Springer-Verlag, 2008. – 494 p.
121. Clement P.R. Laguerre functions in signal analysis and parameter identification // J. Franklin Inst., Vol. 313, No.2, 1982, p. 85 – 95.
122. Ku Y.H. Theory of nonlinear systems // J. of The Franklin Institute, Vol. 315, N. 1, January, 1983, p. 1 – 26.
123. Martin R, Heute U., Antweiler C., Advances in Digital Speech Transmission, John Wiley and Son, 2008. – 572 p.
124. Speech processing in modern communication. Challenges and perspectives. Cohen I., Benesty J., Cansot S. (red.). Berlin, Heidelberg, Springer, 2010. – 342 p.
125. Spanias A., Painter T., Atti V., Audio Signal Processing and Coding, Wiley-Interscience,2007.-P.468.
126. Vary P., Martin R. Digital Speech Transmission: enhancement, coding and error concealment. Wiley & Sons, 2006.
127. ОСТ В4 Г0.005.004. Редакция 1-72. Связь громкоговорящая для стационарных и подвижных объектов. Общие технические требования.

**ПРИЛОЖЕНИЕ**  
**Акты внедрения результатов диссертационной работы**

УТВЕРЖДАЮ  
Генеральный директор  
АО «Муромский радиозавод»



Клаучек С.В.

«12» февраля 2018 г.

**АКТ ВНЕДРЕНИЯ**

результатов диссертационной работы Бейлекчи Дмитрия Владимировича на тему:  
«Алгоритмы многокритериального формирования программно-аппаратных структур  
оперативно-командных систем телекоммуникаций» на соискание ученой степени  
кандидата технических наук по специальности 05.12.13 – «Системы, сети и  
устройства телекоммуникаций»

Научно-технический совет АО «Муромский радиозавод», г. Муром, составил настоящий акт в том, что теоретические и практические результаты диссертационной работы Бейлекчи Дмитрия Владимировича такие как:

- методика создания программного обеспечения системы принятия решений по формированию программно-аппаратной структуры обмена информацией;
- разработанный алгоритм определения критериев принимаемых решений, позволяющий определить аппаратные и программные параметры при проектировании оперативно-командных систем громкоговорящей связи;
- разработанный алгоритм оценки принятия решений по конфигурации структур устройств систем телекоммуникаций;
- разработанное программное обеспечение позволяющее решать задачи поддержки принятия решений по конфигурированию программно-аппаратных структур систем с высокой размерностью и наличием дискретных неоднородных критериев;

внедрены в процесс разработки аппаратного и программного обеспечения оперативно-командных телекоммуникационных систем ГТС и трансляции при исполнении СЧ ОКР «Разработка модификации комплекса оперативно-командной громкоговорящей и телефонной связи КТС-01ЦС с функциями сопряжения с цифровыми сетями», СЧ ОКР «Доработка КД комплекса КТС-01ЦС до КД комплексов КТС-01ЦС модификаций №12 и №13», ОКР «Комплекс оперативно-командной внутрикорабельной громкоговорящей связи и трансляции «Облик», выполняемых на АО «Муромский радиозавод». Вышеуказанные применения результатов диссертации в исполнении перечисленных проектов повышают тактико-технические характеристики соответствующих изделий.

Главный инженер

Чубаров С.В.

УТВЕРЖДАЮ

Первый заместитель директора  
Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО  
«Владимирский государственный университет  
имени Александра Григорьевича и Николая  
Григорьевича Столетовых»

А.Л. Жизняков

«15» февраля 2018

### АКТ ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ

результатов диссертационной работы на соискание ученой степени кандидата технических наук Бейлекчи Дмитрия Владимировича на тему: «Алгоритмы многокритериального формирования программно-аппаратных структур оперативно-командных систем телекоммуникаций» в учебном процессе Муромского института (филиала) ФГБОУ ВО «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых» (МИ(ф)ВлГУ)

Мы, нижеподписавшиеся, начальник учебного отдела МИ(ф)ВлГУ Педя Т.Н., декан факультета радиоэлектроники и компьютерных систем МИ(ф)ВлГУ, к.т.н., доцент Храмов К.К. и заведующий кафедрой «Электроника и вычислительная техника» д.т.н., профессор Кропотов Ю.А. составили настоящий акт в том, что результаты диссертационной работы Бейлекчи Д.В. внедрены в учебный процесс кафедры «Электроника и вычислительная техника». В частности, в учебном процессе использованы такие результаты исследований:

- теоретические подходы к созданию функциональных схем систем обмена информацией на основе алгоритма формирования программно-аппаратной структуры с учетом многопараметрического характера задачи;
- математическое описание алгоритма многокритериального формирования программно-аппаратной структуры системы телекоммуникаций;
- алгоритм определения критериев принимаемых решений позволяющий определить аппаратные и программные параметры, необходимые для формирования структуры программно-аппаратных систем с минимизированной задержкой передач информации;
- алгоритм принятия решений по оценке конфигурации оперативно-командной системы громкоговорящей связи;
- методика создания программного обеспечения системы принятия решений по формированию программно-аппаратной структуры обмена информацией.

Вышеуказанные модели и теории использованы в лекционных курсах по дисциплинам «Технология программирования», «Микропроцессорные системы» для студентов направления подготовки 09.03.01 «Информатика и вычислительная техника», а также рекомендованы к использованию в курсовом и дипломном проектировании.

Начальник учебного отдела

Т.Н. Педя

Декан факультета радиоэлектроники  
и компьютерных систем, к.т.н., доцент

К.К. Храмов

Заведующий кафедрой ЭиВТ, д.т.н., проф.

Ю.А. Кропотов