

Российская Академия Естествознания
Издательский дом Академии Естествознания

ПРИМЕНЕНИЕ ИННОВАЦИЙ ПРИ РАЗРАБОТКЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Коллективная монография

Под общей редакцией доктора физико-математических наук,
доцента М.Ю. Звездиной

Рекомендовано УМО РАЕ
по классическому университетскому
и техническому образованию в качестве
учебного пособия для студентов
высших учебных заведений,
обучающихся по направлениям:
11.03.01 – «Радиотехника»;
11.03.02 – «Инфокоммуникационные
технологии и системы связи»

Москва
2015

УДК 621.396.96
ББК 32.844:31.252
П764

Авторы:

О.В. Балдин, В.Б. Воржев, А.В. Елисеев, М.Ю. Звездина,
А.А. Костоглотов, С.В. Лазаренко, А.П. Лапсарь, С.Н. Овсянников,
А.А. Прыгунов, А.Г. Прыгунов, С.А. Пшеничный, Н.В. Руденко,
А.Г. Сукиязов, А.В. Шоков, Ю.А. Шокова

Рецензенты:

Касьянов А.О. – доктор технических наук доцент заместитель
начальника тематического отдела по науке ФГУП «Ростовский-на-
Дону научно-исследовательский институт радиосвязи»;

Шевченко В.Н. – доктор технических наук профессор начальник
центра перспективных разработок АО «КБ «Связь»

П764 Применение инноваций при разработке радиотехниче-
ских систем: коллективная монография / под общ. ред. д-ра
физ.-мат. наук М.Ю. Звездиной. – М.: Издательский дом
Академии Естествознания, 2015. – 224 с.

ISBN 978-5-91327-349-9

DOI: [dx.doi.org/10.17513/np.126](https://doi.org/10.17513/np.126)

В монографии рассматриваются возможные направления инноваций при разработке радиотехнических систем. Материалы выстроены в соответствии со сформулированными в «Прогнозе научно-технического развития Российской Федерации на долгосрочную перспективу (до 2030 г.)» перспективными технологиями инновационной модели развития экономики: применение альтернативных источников энергии ветра и солнца, использование композиционных материалов с заданными свойствами, уменьшение техногенного воздействия на биосферу Земли, построение глобальных информационных систем. Теоретические материалы подкреплены результатами и примерами расчётов.

Материалы монографии могут быть использованы в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлениям подготовки 11.03.01 «Радиотехника» и 11.03.02 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи».

ISBN 978-5-91327-349-9

© Коллектив авторов, 2015
© ИД «Академия Естествознания»
© МОО «Академия Естествознания»

ОГЛАВЛЕНИЕ

ОТ РЕДАКТОРА	7
1. НЕОБХОДИМОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ ИННОВАЦИЙ ПРИ РАЗРАБОТКЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ (Звездина М.Ю.).....	8
1.1. Долгосрочный прогноз технологического развития мировой экономики	8
1.2. Радиотехнические системы: основные параметры и характеристики	13
1.3. Показатели качества функционирования радиотехнических систем.....	17
1.4. Выводы	21
Литература.....	22
2. ПРИМЕНЕНИЕ АЛЬТЕРНАТИВНЫХ ИСТОЧНИКОВ ЭНЕРГИИ ДЛЯ АВТОНОМНОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ СОТОВОЙ СВЯЗИ (Руденко Н.В.)	25
2.1. Обоснование актуальности вопроса	26
2.2. Методы исследования	28
2.3. Выбор места размещения энергетических установок.....	31
2.4. Анализ известных технических решений.....	35
2.5. Разработка технических рекомендаций к проектируемой установке.....	36
2.6. Выводы	40
Литература.....	42
3. СОЦИАЛЬНО ОРИЕНТИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОНИТОРИНГ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ (Звездина М.Ю., Шокова Ю.А., Шоков А.В.)	44
3.1. Введение.....	45
3.2. Тенденции развития систем телекоммуникаций в России.....	46
3.3. Влияние электромагнитного излучения радиодиапазона на здоровье людей	50
3.4. Задачи электромагнитного мониторинга окружающей среды.....	52

3.5. Решение задачи визуализации результатов при социально ориентированном электромагнитном мониторинге окружающей среды	55
3.6. Выводы	63
Литература	65
4. ПРИМЕНЕНИЕ АНОМАЛЬНЫХ СВОЙСТВ МЕТАМАТЕРИАЛОВ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ АНТЕННЫ (Звездина М.Ю., Шокова Ю.А., Шоков А.В.)	70
4.1. Введение	70
4.2. Классификация метаматериалов	71
4.3. Принципы работы метаматериалов	75
4.4. Вычисление эффективных значений проницаемостей	79
4.5. Выбор параметров метаматериала	85
4.6. Примеры использования метаматериалов в антенной технике	91
4.7. Выводы	99
Литература	100
5. ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ КОНСТРУКЦИИ ОПТИЧЕСКИХ ГОЛОГРАФИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ (Прыгунов А.Г., Прыгунов А.А., Шокова Ю.А.)	106
5.1. Области практического использования систем оптической обработки информации	107
5.2. Оценка влияния конструкции голографического преобразователя на характер формируемой интерферограммы	111
5.3. Влияние параметров интерферограммы на реконструкцию голографического изображения	116
5.4. Выводы	125
Литература	126

6. ПРОБЛЕМА ОЦЕНКИ ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ В УСЛОВИЯХ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ (Лансарь А.П.)	129
6.1. Введение	129
6.2. Особенности радиотехнического комплекса как объекта диагностирования	130
6.3. Математическая модель задачи оценки состояния радиотехнического комплекса	132
6.4. Опорно-проекционный метод решения эволюционных уравнений в задачах оценки стохастических характеристик радиотехнического комплекса	136
6.5. Выводы	147
Литература	148
7. ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ДИАГНОСТИКА ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ ПО КИНЕТИКЕ ВНЕШНЕГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ (МАГНИТОКИНЕТИЧЕСКИЙ МЕТОД) (Сукиязов А.Г.)	150
7.1. Информационное содержание внешних магнитных полей электротехнических устройств	151
7.2. Датчики для регистрации кинетики внешних магнитных полей	156
7.3. Диагностика трансформатора по кинетике внешних магнитных полей	160
7.4. Анализ кинетики с помощью преобразования Фурье	174
7.5. Диагностика вентильных элементов трансформаторно-выпрямительного блока по кинетике внешних магнитных полей	162
7.6. Устройства диагностики трансформаторно-выпрямительного блока по кинетике внешних магнитных полей	169
7.7. Выводы	173
Литература	173

8. РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ЛИНЕЙНОЙ ДИСКРЕТНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ В УСЛОВИЯХ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ МОДЕЛИ ИССЛЕДУЕМОГО ПРОЦЕССА (<i>Елисеев А.В., Овсянников С.Н., Пшеничный С.А.</i>).....	175
8.1. Введение.....	176
8.2. Математическая постановка задачи	177
8.3. Синтез метода адаптивной настройки фильтра Калмана	178
8.4. Математическое моделирование и анализ его результатов	191
8.5. Выводы.....	195
Литература.....	196
9. МЕТОД ПОСТРОЕНИЯ СИНТЕЗИРУЮЩЕЙ ФУНКЦИИ ОБЪЕДИНЕННОГО ПРИНЦИПА МАКСИМУМА В ЗАДАЧЕ СТРУКТУРНОГО СИНТЕЗА (<i>Костоглотов А.А., Лазаренко С.В.</i>)	198
9.1. Введение.....	198
9.2. Постановка задачи.....	199
9.3. Синтез закона управления	201
9.4. Метод построения синтезирующей функции	202
9.5. Структурный синтез системы управления электрическим двигателем	204
9.6. Выводы.....	205
Литература.....	206
10. АУТСОРСИНГ КАК ИСТОЧНИК ИНФОРМАЦИИ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ТРЕБОВАНИЙ К ПЕРСПЕКТИВНЫМ ОКОНЕЧНЫМ УСТРОЙСТВАМ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ (<i>Балдин О.В., Воржев В.Б.</i>).....	208
10.1. Введение.....	209
10.2. Основные понятия авторизованного сервисного обслуживания.....	211
10.3. Структура и механизм функционирования авторизованного сервисного центра	214
10.4. Оценка эффективности функционирования авторизованного сервисного центра	217
10.5. Выводы.....	219
Литература.....	221
СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ	223

ОТ РЕДАКТОРА

Развитие экономики Российской Федерации в долгосрочной перспективе, как показывает составленный «Прогноз научно-технического развития Российской Федерации на долгосрочную перспективу (до 2030 г.)», должно осуществляться по инновационной модели. Её особенность — развитие технологий, обеспечивающих прорывы или создание опережающего научно-технического задела в целях разработки принципиально новых видов материалов и продукции, обладающих ранее не достижимыми возможностями, а также технологий, формирующихся на стыке различных предметных областей. К таким инновационным технологиям, как показано в данном документе, относятся: в области энергетики — применение альтернативных источников энергии (ветра, солнца, приливов и пр.), в области природоохраны — системные изменения для уменьшения техногенного воздействия на биосферу Земли, в области материаловедения — широкое внедрение композиционных материалов с заранее известными свойствами, в области построения глобальных инфокоммуникационных систем — переход к оптоэлектронике как новому ядру информационных технологий.

В предлагаемой коллективной монографии, подготовленной учёными кафедры «Радиоэлектроника» Донского государственного технического университета (г. Ростов-на-Дону, Россия), рассматриваются вопросы применения инноваций по указанным выше направлениям при разработке перспективных радиотехнических систем, обладающих лучшими показателями качества по сравнению с существующими, а также более широкими функциональными возможностями.

Материалы монографии объединяют разделы, каждый из которых посвящен решению одной из перспективных технологий, выделенных в «Прогнозе...». Считаем, что такая подача материала позволяет использовать его инженерно-техническим работникам, а также студентам радиотехнических специальностей вуза.

*доктор физико-математических наук, доцент
М.Ю. Звездина*

Редакция и авторы статей будут благодарны за советы и замечания, которые просим присылать по адресу: radio_ras@mail.ru.

1. НЕОБХОДИМОСТЬ ПРИМЕНЕНИЯ ИННОВАЦИЙ ПРИ РАЗРАБОТКЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Звездина М.Ю.

Аннотация — На основе анализа долгосрочного прогноза развития мировой экономики обосновано выделение Правительством РФ инфокоммуникационных технологий в приоритетное направление развития. Показано, что широкое внедрение данных технологий в различные области человеческой деятельности существенно увеличивает объёмы обмениваемой информации. В связи с этим возникает необходимость разработки радиотехнических систем с лучшими по сравнению с существующими показателями качества, а также более широкими функциональными возможностями. Приводятся определения основных параметров и характеристик радиотехнических систем.

Ключевые слова — долгосрочный прогноз, приоритетные направления развития, инфокоммуникационные технологии, радиотехнические системы, параметры и характеристики радиотехнических систем.

1. INNOVATION IMPLICATION DEMAND IN RADIO SYSTEM DEVELOPMENT

Zvezdina M. Yu.

Abstract — A selection of information and communication technologies as a top-priority goal of development by the Government of Russian Federation is justified based on a long-term forecast for world economic development. It is shown that the new media implementation into various human activities increases the data exchange considerably, and thus leads to the necessity of development for radio engineering systems with quality characteristics that are superior to current ones, and with better functionality. Definitions of basic parameters and characteristics of radio engineering systems are given.

Keywords — long-term forecast, top-priority goals of development, information and communication technologies, radio engineering systems, parameters and characteristics of radio engineering systems.

1.1. Долгосрочный прогноз технологического развития мировой экономики

1.1.1. Национальная экономика России стала неразрывной составной частью мировой экономики. В связи с этим на неё распространяются и общемировые тенденции развития [1.1, 1.2], обусловленные

закатом индустриальной мировой цивилизации, выражаемом в ряде глобальных кризисов — демографическом, энергоэкологическом, продовольственном, технологическом, финансово-экономическом, геополитическом, кризисе духовной сферы — науки, образования, культуры, этики. Для России, кроме того, главным ограничением экономического роста будет сокращение количества и ухудшение структуры используемых трудовых ресурсов (занятого населения). Преодоление данных кризисов, как показывают результаты аналитических исследований, приведенные в [1.2], и подтверждаемые в [1.1], связано с осуществлением инновационно-технологической революции, суть которой состоит в крупномасштабном освоении и распространении базисных инноваций шестого технологического уклада.

Рассмотрим особенности данного перехода. В разработанном документе — «Прогнозе научно-технического развития Российской Федерации на долгосрочную перспективу (до 2030 г.)» [1.1] — показано, что особенностью технологического развития в мире в ближайшие 20 лет станет «развитие технологий, формирующих новый (шестой) технологический уклад и обеспечивающих технологические прорывы (или создание опережающего научно-технического задела) в целях разработки принципиально новых видов материалов, продукции, обладающих ранее не достижимыми возможностями, а также технологий, формирующихся на стыке различных предметных областей». При этом ожидается получение качественно новых эффектов в различных сферах применения данных технологий.

Базовые направления технологических укладов (ТУ) из [1.1] приведены на рис. 1.1. По данным того же источника длительность каждого из укладов составляет примерно 50 лет, и в настоящее время мировое развитие приближается к середине пятого ТУ.

Анализ рисунка позволяет сделать вывод о том, что границы между текущим и будущим укладами лежат в создании технологий на новых физических принципах, в масштабах обработки информации, а также в вовлеченности в технологический процесс глубинных структур сознания. Уровень использования физических процессов в рассматриваемых укладах существенно различается. Так, если пятый ТУ оперирует с уровнями порядка 10^{-6} , то шестой ТУ оперирует с уровнями порядка 10^{-9} , что позволяет изменять молекулярную структуру вещества, формируя принципиально новые свойства, в том числе и для биологических объектов.



Рис. 1.1. Базовые направления технологических укладов [1.1]

Основными тенденциями мирового технологического развития в ближайшее будущее по данным [1.1] будут являться:

– *в области энергетики*: достижение технологиями альтернативной (водородной энергетики, использования энергии ветра, солнца, приливов и иных возобновляемых источников) энергетики экономически приемлемых параметров; развитие атомной энергетики повышенной безопасности, а в перспективе термоядерной энергетики; улучшение экологических параметров тепловой энергетики, в первую очередь, угольной;

– *в области природоохраны*: широкое использование биотехнологий, которые изменят не только традиционный аграрный сектор, но и станут основой развития высокотехнологичных методов профилактики заболеваний, диагностики, лечения, развития биоинформатики; системные изменения в природоохранной деятельности, позволяющие уменьшить техногенное воздействие на биосферу Земли;

– *в области материаловедения*: широкое внедрение материалов с заранее заданными свойствами, в первую очередь, композиционных;

– *в области технологий*: формирование рынка нанотехнологий, переход от микроэлектроники к нано- и оптоэлектронике как новому «ядру» информационных технологий; развитие массовых суперкомпьютерных технологий предсказательного моделирования и виртуального прототипирования; формирование глобальных инфокоммуникационных сетей.

1.1.2 Особенностью развития российской экономики является существенное отставание по ряду позиций от мирового уровня [1.1–1.5]. Так, экономическое развитие России соответствует четвертому технологическому укладу, в то время, как передовые страны мира переходят к шестому. Фундаментальная и прикладная наука, конструкторская база за время кризиса 90-х годов понесли существенные потери. Как следует из анализа рис. 1.2, полученного по данным из [1.5], доля России на рынке наукоёмких технологий составляет всего 0,3 %. Это определяется тем, что в настоящее время эффективные связи между наукой и производством отсутствуют, а уровень использования результатов отечественных научных исследований и разработок в организации выпуска наукоёмкой продукции на российских предприятиях крайне низок. Численность персонала, занятого разработками, сократилась почти вдвое, число проектных и научно-исследовательских организаций — в 8,5 раз, многократно уменьшилось финансирование науки государством. Доля затрат на НИОКР в ВВП почти вдвое ниже среднемировой [1.2].



Рис. 1.2. Структура рынка наукоёмкой продукции в 2008 г. по данным [1.4]

В «Прогнозе ...» [1.1] показано, что продолжение развития отраслей по инерционному сценарию приведёт к потере основной части научно-технического потенциала, дальнейшему падению конкурентоспособности отечественной продукции и превращению России по второстепенную технологическую державу, практически целиком зависящую от импорта техники и технологий, поскольку с помощью

изношенных основных фондов невозможно производить конкурентоспособную продукцию. В России в 2006 году степень износа основных фондов достигала 46,3 %, а коэффициент обновления основных фондов составлял 3,4 % [1.2].

Выходом из сложившейся ситуации, по мнению Правительства Российской Федерации, является переход к инновационному сценарию развития экономики. В соответствии с «Стратегией-2020» [1.7] данный сценарий принят в качестве руководящего документа. Стратегия — траектория изменения институтов и экономической политики, а также развития самой экономики, её отраслевой, пространственной и социальной структур, ресурсной базы [1.8] — предполагает на основе долгосрочного прогноза научно-технологического развития в мире и в России определение стратегических инновационных приоритетов и ориентацию на них как государства, так и корпоративного сектора страны. Инновационный сценарий развития экономики, как показано в [1.8], должен обеспечить долю инновационного сектора с 10 % ВВП до 20 %, а долю нефтегазового сектора, напротив, снизить с 20 до 10–12 %.

Таким образом, инновационный сценарий научно-технической политики позволит реализовать стратегические ориентиры развития России. Задача инновационного прорыва имеет двойной характер. С одной стороны, это должно стимулировать модернизацию базовых секторов экономики путём использования новых технологий. Так, развитие новых технологий обеспечивает опережающий рост рынков инновационных наукоёмких продуктов по сравнению с мировой экономикой и мировой торговлей в целом (порядка 10...20 % по сравнению с 4...8 % в год [1.1]). С другой стороны, модернизация базовых секторов будет являться серьёзным стимулом инвестиций и инновационного обновления всех связанных с ними отраслей экономики.

1.1.3. Приведём определение «инновации». В соответствии с Федеральным законом Российской Федерации [1.3], «инновации — введенный в употребление новый или значительно улучшенный продукт (товар, услуга) или процесс, новый метод продаж или новый организационный методов в деловой практике, организации рабочих мест или во внешних связях. Инновационный проект — комплекс направленных на достижение экономического эффекта мероприятий по осуществлению инноваций, в том числе по коммерциализации научных и (или) научно-технических результатов». Из анализа приведенных

определений следует, что для того, чтобы говорить об инновации необходимо выполнение цепочки «инвестиции — разработка — процесс внедрения — получение качественного улучшения». Таким образом, инновация — это не всякое новшество или нововведение, а только такое, которое существенно повышает эффективность действующей системы. При этом инновация не является инновацией до того момента, пока она успешно не внедрена и не начала приносить пользу.

Таким образом, применение инноваций становится существенной чертой развивающихся экономических отраслей России, в том числе и отрасли телекоммуникаций.

1.2. Радиотехнические системы: основные параметры и характеристики

1.2.1. В п. 1.1 было показано, что информационные технологии относятся к основным тенденциям мирового технологического развития в ближайшем будущем, что определило выделение их Правительством Российской Федерации в приоритетное направление [1.4]. Внедрение инфокоммуникационных технологий в различные области человеческой деятельности приводит к изменению объёмов передаваемой информации. Так, по данным [1.6] они ежегодно возрастают на 10–15 %. Сказанное выше обуславливает повышение требований к системам, обеспечивающим передачу информации по одному из видов каналов передачи — радиоканалу, т.е. к радиотехническим системам. Так, появляется необходимость разработки новых систем, в большей степени удовлетворяющих требования получателя информации. При этом разрабатываемые системы должны обладать лучшими показателями качества по сравнению с существующими, а также более широкими функциональными возможностями. Для того чтобы можно было продемонстрировать возможности применения инноваций при разработке радиотехнических систем, приведём известные положения теории радиотехнических систем из [1.9–1.19]. Начнём с понятий основных параметров и характеристик радиотехнических систем.

1.2.2. Радиотехнические системы (РТС), относящиеся, как известно из [1.9–1.12], к классу информационно-управляющих технических систем, предназначенных для извлечения, передачи или разрушения информации с помощью радиоволн, широко используются практически во всех сферах повседневной деятельности. В широком

смысле радиотехнической системой называют совокупность радиотехнических комплексов, выполняющих общую задачу и работающих во взаимосвязанной информационной сети.

Классификация радиотехнических систем осуществляется по нескольким признакам. Так, по признаку назначения различают:

- системы передачи информации по радиоканалам (системы радиосвязи, телеметрии, передачи команд, радиовещания и телевидения);
- системы извлечения информации (радиолокационные и радионавигационные системы, системы радиоастрономии, радиоразведки радиотехнических средств противника);
- системы разрушения информации;
- системы радиоуправления.

При классификации по виду используемых сигналов выделяют

- непрерывные системы (информация отображается применением гармонического сигнала);
- импульсные системы (с последовательностью радиоимпульсов);
- цифровые системы (для передачи используются цифровые сигналы).

По своему составу радиотехнические системы являются сложными системами и могут объединять совокупность радиотехнических систем второго уровня.

1.2.2. В общем виде структурная схема радиотехнической системы имеет вид, показанный на рис. 1.3.

Как следует из данного рисунка, основными элементами РТС являются [1.9–1.12]:



Рис. 1.3. Структурная схема радиотехнической системы

- передатчик, включающий источник информации и кодер, преобразующий информацию в сигнал;
- радиоканал, в котором могут существовать помехи, создаваемые в структурной схеме источником помех (атмосферные помехи в радиоканале, помехи от сторонних радиосредств и электроустановок различного назначения, собственные шумы в радиоприемной аппаратуре на передающей и приемной сторонах);
- приемник, объединяющий в своем составе декодер, преобразующий сигнал в сообщение, и получателя информации.

1.2.3. Для описания свойств и возможностей радиотехнических систем используются следующие параметры (т.е. физические величины, описывающие количественно свойство системы, процесса или явления) и характеристики (графические или табличные выражения зависимости одного параметра от другого) [1.9–1.13]:

- назначение (выдаваемая информация, многофункциональность, информационные характеристики, количество и скорость выдачи информации, пропускная способность и т.д.);
- диапазон частот, занимаемых РТС;
- точность (степень искажения информации);
- разрешающая способность (свойство РТС разделять и независимо воспринимать информацию при сдвиге радиосигналов по частоте, задержке, направлению приходя радиоволн);
- дальность действия и направленность при заданной точности;
- помехозащищенность (включает скрытность и помехоустойчивость и представляет способность системы связи противостоять воздействию помех);
- скрытность (способность противостоять обнаружению и измерению параметров);
- помехоустойчивость (способность РТС противостоять мешающему воздействию помех);
- электромагнитная совместимость (ЭМС) (возможность совместного функционирования с другими радиосредствами и РТС);
- устойчивость против внешних воздействий и надёжность аппаратуры;
- функциональная надёжность (вероятность обеспечения основных показателей качества при заданных условиях функционирования и использования);

- стоимость (затраты на проектирование, изготовление и эксплуатацию);

- масса и габариты, потребляемая мощность.

Характеристики радиотехнических систем разделяются на тактические и технические [1.9–1.12]. Тактические характеристики определяют функциональные возможности РТС:

- вероятность правильного обнаружения цели и ложной тревоги;

- рабочая зона РТС (часть пространства, в которой система обеспечивает показатели качества не хуже заданных, т.е. дальность действия РТС);

- разрешающая способность;

- помехоустойчивость;

- перспективность (способность РТС в течение длительного времени удовлетворять потребностям общества).

К техническим характеристикам радиотехнических систем относятся [1.9–1.13]:

- методы обзора рабочей зоны и определения координат цели;

- вид используемых сигналов, ширина спектра, рабочие частоты, их стабильность, мощность передающего устройства;

- чувствительность, динамический диапазон и полоса пропускания приёмника;

- форма и ширина диаграммы направленности антенн, их коэффициент направленного действия.

В большинстве своём перечисленные выше параметры и характеристики радиотехнических систем являются и показателями качества. Для их значений существуют ограничения, а между рядом отдельных параметров и характеристик, кроме того, существуют и противоречия. Ограничения обычно обусловлены особенностями распространения радиоволн различных частот, конечными размерами области размещения аппаратуры на подвижных объектах, особенностями технического обслуживания аппаратуры и т.д. Противоречия же наблюдаются между параметрами и характеристиками, описывающими противоположные свойства. Например, пропускная способность прямо пропорциональна объёму переданной информации, а помехоустойчивость — обратна пропорциональна. В то же время требование обеспечения максимального объёма передаваемой информации при высоком качестве извлечения информации становится не только обязательным, но и более жестким для современных радиотехнических систем.

1.3. Показатели качества функционирования радиотехнических систем

1.3.1. Основной задачей при разработке радиотехнических систем является получение наилучших характеристик для заданных условий её работы [1.12]. В качестве критерия оптимизации обычно применяется эффективность системы, под которой, как следует из [1.12], понимается количественная характеристика качества выполнения системой заданных функций, отнесенная к затратам (энергетическим, информационным и экономическим).

Поскольку основные параметры РТС имеют вероятностный (статистический) характер, то для анализа и синтеза радиотехнических систем применяется статистический подход. Данный подход дает возможность оценить предельные значения основных параметров радиосистем и найти оптимальные технические решения для приближения к этим значениям.

1.3.2. При решении задач оптимизации радиотехнических систем радиосигнал, получаемый в результате модуляции (манипуляции) первичным сигналом высокочастотного колебания, обычно представляется в виде узкополосного процесса, описываемого в виде квазигармонических колебаний [1.9–1.12]:

$$s(t) = S(t) \cos(\omega_0 t + \Phi(t)), \quad (1.1)$$

где $S(t)$, $\Phi(t)$ – огибающая и фаза процесса, описывающего информационное сообщение; $\omega_0 = 2\pi c/\lambda_0$, $\Phi(t)$ – циклическая частота и начальная фаза высокочастотной несущей; $c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света; λ_0 – длина волны высокочастотного колебания. Электромагнитное колебание несущей характеризуется поляризацией [1.14, 1.15].

В качестве характеристик сигнала, представляющего собой случайный процесс, используются следующие [1.13, 1.16, 1.17]:

- длительность T_c сигнала;
- скважность сигнала (для импульсных сигналов):

$$Q = T_{\Pi}/\tau_{\Pi}, \quad (1.2)$$

где T_{Π} – период повторения импульсов; τ_{Π} – длительность импульса;

- энергия сигнала:

$$E_c = \int_0^T (s(t))^2 dt; \quad (1.3)$$

- ширина спектра сигнала $\Delta F = f_{\max} - f_{\min}$, определяющая поведение сигнала на протяжении его длительности;
- база сигнала, являющаяся производной от длительности сигнала и ширина спектра:

$$B = T_c \Delta F. \quad (1.4)$$

В зависимости от величины базы сигнала различают [1.12, 1.13]:

- простые сигналы, для которых $B \approx 1$ (меньше единицы база быть не может);
- сложные сигналы (широкополосные, шумоподобные). Для них $B \gg 1$.

1.3.3. Помеховые сигналы в зависимости от занимаемой спектром полосы частот могут быть узкополосными или широкополосными. В первом случае помехи представляются квазигармоническим колебанием вида (1.1), во втором случае для них применяют статистическое описание, включающее многомерные законы распределения, поскольку помеховые сигналы имеют полосу спектра, значительно превышающую полосу спектра сигнала радиотехнической системы. В частном случае одномерную плотность распределения вероятностей мгновенных значений помехи $n(t)$ часто полагают гауссовской [1.17]:

$$p(n) = (2\pi \sigma_n^2)^{-0,5} \exp\left(\frac{-n^2}{2\pi \sigma_n^2}\right). \quad (1.5)$$

В соотношении (1.5) σ_n^2 – дисперсия помехи, определяемая средней мощностью флуктуаций помехи.

При постоянной в полосе частот $[0, F]$ спектральной плотности помехи N_0 величина средней мощности флуктуаций помехи равна $\sigma_n^2 = N_0 F$. Шум, представляющий собой квазигармонический процесс с гауссовским законом распределения мгновенных значений, имеет равномерный закон распределения фаз на интервале $[-\pi, \pi]$, а огибающая $A_n(t)$ для фиксированного момента t подчиняется распределению Рэлея [1.16, 1.17]:

$$p(A_n) = A_n \exp(-A_n^2 / \sigma_n^2) / \sigma_n^2, \quad A_n \geq 0. \quad (1.6)$$

1.3.4. Обобщающим показателем качества связи является отношение сигнал/шум [1.16, 1.17]:

$$h^2 = P_c / P_n, \quad (1.7)$$

где P_c , P_n — мощности сигнала и помехи соответственно.

На основе данного показателя может быть определена количественная оценка помехоустойчивости системы — вероятность или достоверность принятого сообщения [1.16], которая для дискретных сообщений называется вероятностью ошибки P :

$$P = f(h^2). \quad (1.8)$$

1.3.5. При описании качества приёма используют понятия идеального и оптимального приёмника. Оптимальным приёмником называют приёмник, для которого вызванные помехами искажения принятого сигнала минимальны в определённом смысле. Критерии искажений зависят от назначения радиотехнической системы. Приёмник, обеспечивающий минимум средней вероятности ошибки (максимум вероятности правильного приема сигнала), называется идеальным [1.16–1.19]. При этом помехоустойчивость такого приёмника принято считать потенциальной.

При приёме сигналов радиотехническими системами решаются следующие задачи [1.18]:

- оптимальное обнаружение и различение сигналов на фоне помех;
- оценка неизвестных параметров сигнала, действующего в смеси с помехой;
- разрешение нескольких сигналов;
- оптимальная фильтрация сообщений, содержащихся в принимаемых сигналах.

Рассмотрим постановки перечисленных задач.

Задача обнаружения сигнала в принятом колебании типична для систем радиолокации. В ней полагается, что в принятом колебании $\xi(t)$ неизвестен факт наличия ($\lambda = 0$) или отсутствия ($\lambda = 1$) сигнала $s(t, \lambda)$ [1.17]:

$$\xi(t) = \lambda s(t, \lambda) + n(t), \quad t \in [0, T]. \quad (1.9)$$

Требуется по принятой реализации $\xi(t)$ на интервале $[0, T]$ наилучшим образом выработать решение о наличии или отсутствии сигнала. На основе выбранного критерия должно быть определено оптимальное правило (алгоритм) обнаружения, построена структурная схема и выполнена оценка качественных показателей обнаружения.

Задача различения сигналов типична для радиотехнических систем передачи информации. В ней предполагается, что в принятом колебании $\xi(t)$ имеется один из двух сигналов $s_1(t, \lambda_1)$ или $s_2(t, \lambda_2)$ [1.18]:

$$\xi(t) = \lambda s_1(t, \lambda_1) + (1 - \lambda)s_2(t, \lambda_2) + n(t), t \in [0, T]. \quad (1.10)$$

Требуется по принятой реализации $\xi(t)$ на интервале $[0, T]$ наилучшим образом выработать решение о наличии или отсутствии сигнала. На основе выбранного критерия должно быть определено оптимальное правило (алгоритм) решения о присутствии сигнала $s_1(t, \lambda_1)$ или $s_2(t, \lambda_2)$. В частном случае отсутствия второго сигнала задача сводится к обнаружению сигнала $s_1(t, \lambda_1)$.

Задача оценки параметров сигнала является типичной для систем радиолокации и радионавигации. При формулировке задачи считается, что один из параметров λ_i сигнала $s(t, \vec{\lambda})$ является случайной величиной, априорная плотность вероятности $p_{pr}(\lambda_i)$ которого известна. Параметр λ_i представляет собой один из компонентов вектора $\vec{\lambda} = \{\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_i, \dots, \lambda_n\}$.

Требуется с минимальной погрешностью определить значения параметра λ_i по принятой на интервале $[0, T]$ реализации $\xi(t)$. При зависимости сигнала от нескольких случайных информационных параметров возникает задача совместного их оценивания. На основе выработанных алгоритмов необходимо построить структурную схему оптимального измерителя параметров сигнала и определить точность оценивания.

Задача фильтрации сообщений возникает в большинстве радиотехнических систем, в которых необходимо выделение непрерывных сообщений или измерение меняющихся во времени параметров сигналов. Задача формулируется следующим образом. Пусть сигнал $s(t, \lambda)$ зависит от некоторого информационного параметра λ_i , являющегося случайной функцией от времени $\lambda_i(t)$ с известными статистическими характеристиками. Для помехового сигнала $n(t)$, являющегося случайной функцией от времени, также известны статистические характеристики. Требуется из принятой смеси $\xi(t)$ выделить наилучшим образом сообщение $\lambda_i(t)$, т.е. получить оценку $\tilde{\lambda}_i(t)$ реализации информационного параметра. При малом изменении процесса $\lambda_i(t)$ за время T фильтрация сводится к задаче оценки параметра.

Задача разрешения сигналов возникает в системах радиосвязи и радиоразведки. При этом предполагается, что смесь $\xi(t)$ представляет сумму помехи $n(t)$ и нескольких (в рассматриваемом случае двух), возможно, налагающихся сигналов $s_1(t, \lambda_1, \lambda_2)$ и $s_2(t, \lambda_1, \lambda_2)$, зависящих от нескольких параметров, в частном рассматриваемом случае от двух:

$$\xi(t) = \lambda_1 s_1(t, \lambda_1, \lambda_2) + \lambda_2 s_2(t, \lambda_1, \lambda_2) + n(t), t \in [0, T]. \quad (1.11)$$

При возможности одновременного присутствия в смеси двух сигналов формулируется задача их раздельного обнаружения или раздельного обнаружения с оценкой значений параметра λ_1 в обоих сигналах. При этом первый сигнал считается разрешённым в смысле обнаружения (т.е. оценки параметра λ_1), если показатели обнаружения (оценки параметра λ_1) первого сигнала остаются выше допустимых в присутствии случайного второго сигнала. Если при этом разрешается и второй сигнал при наличии первого, то говорят о взаимном разрешении в смысле обнаружения (оценки параметра λ_1).

Таким образом, приведенные в данном разделе соотношения позволяют описывать основные характеристики радиотехнических систем и давать качественную оценку качества из функционирования.

1.4. Выводы

1.4.1. Анализ долгосрочного «Прогноза научно-технического развития...» показал, что

- в ближайшей и отдалённой перспективе основными факторами мирового экономического развития останутся природные ресурсы, энергия, информационные технологии, технологии энерго- и ресурсосбережения, людские ресурсы и территория;

- качественный скачок в развитии экономики связан с созданием технологий на новых физических принципах, а также изменением масштабов обрабатываемой информации.

1.4.2. Выполненный анализ результатов исследований развития российской экономики показал, что преодоление последствий кризиса 1990-х годов может быть достигнуто при использовании инновационного сценария развития экономики.

1.4.3. Особенностью данного сценария является применение технологических прорывов (или создание опережающего научно-технического задела) в целях разработки принципиально новых видов

материалов, продукции, обладающих ранее не достижимыми возможностями, а также технологий, формирующихся на стыке различных предметных областей:

– в области энергетики – достижение технологиями альтернативной (водородной энергетики, использования энергии ветра, солнца, приливов и иных возобновляемых источников) энергетики экономически приемлемых параметров;

– в области природоохраны – системные изменения в природоохранной деятельности, позволяющие уменьшить техногенное воздействие на биосферу Земли;

– в области материаловедения – широкое применение композиционных материалов с заранее заданными свойствами;

– в области технологий – формирование рынка нанотехнологий, переход от микроэлектроники к нано- и оптоэлектронике как новому «ядру» информационных технологий; развитие массовых суперкомпьютерных технологий предсказательного моделирования и виртуального прототипирования; формирование глобальных инфокоммуникационных сетей.

1.4.5. Необходимость разработки входящих в инфокоммуникационные комплексы радиотехнических систем с лучшими по сравнению с существующими показателями качества, а также более широкими функциональными возможностями обусловлено изменением объёмов обмениваемой информации.

Литература

1.1. Прогноз научно-технического развития Российской Федерации на долгосрочную перспективу (до 2030 г.) [Электронный ресурс]: URL: <http://www.ras.ru/scientificactivity/scienceresults/prognosis.aspx> (дата обращения: 2.06.2015 г.)

1.2. Яковец Ю. О сочетании долгосрочного прогнозирования и стратегического планирования: [Сайт Экономический портал]: [Электронный ресурс]: URL: <http://institutiones.com/strategies/1088-o-sochetanii-dolgosrochnogo-prognozirovaniya-i-strategicheskogo-planirovaniya.html> (дата обращения: 20.06.2015 г.).

1.3. Федеральный закон от 21.07.2011 г. № 254-ФЗ «О внесении изменений в Федеральный закон «О науке и государственной научно-технической политике»: [Электронный ресурс]: URL: <http://www.fedlaw.ru/doc/254-ФЗ>

base.consultant.ru/cons/cgi/online.cgi?req=doc;base=LAW;n=117193 (дата обращения: 2.02.2015 г.)

1.4. Указ Президента Российской Федерации от 7.07.2011 г. № 899 «Об утверждении приоритетных направлений развития науки, технологий и техники в Российской Федерации и перечня критических технологий Российской Федерации». [Электронный ресурс]: URL: <http://kremlin.ru/events/president/news/11861> (дата обращения: 2.02.2015 г.).

1.5. Николаев И.А. Проблемы и возможности инновационного развития в радиоэлектронной отрасли России (оценка современного состояния радиоэлектронной отрасли) // Инновации. 2015. № 5. С. 53-60.

1.6. Комашинский В., Комашинский Д. Когнитивная метафора в развитии телекоммуникационных и промышленных сетевых инфраструктур, или Первые шаги к постинформационной эпохе // Технологии и средства связи. 2015. № 1. С. 62-67.

1.7. Стратегия-2020. Новая модель роста – новая социальная политика. Итоговый доклад о результатах экспертной работы по актуальным проблемам социально-экономической стратегии России на период до 2020 года. Кн. 1 / Под научн. ред. В.А. Мау, Я.И. Кузьмина. М.: Изд. дом «Дело» РАНХиГС, 2013. 430 с.

1.8. Сенчагов В. Стратегия развития России: ориентиры и ограничения [Электронный ресурс] // Экономический портал. [сайт]. URL: <http://institutiones.com/strategies/1083-strategijya-razvitiya-rossii-orientiry-i-ogranicheniya.html> (дата обращения: 20.06.2015 г.).

1.9. Гришин Ю.П., Ипатов В.П., Казаринов Ю.М. Радиотехнические системы. М.: Высш. шк., 1990. 496 с.

1.10. Информационные технологии в радиотехнических системах / Под ред. И.Б. Федорова. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2004. 768 с.

1.11. Зырянов Ю.Т., Белоусов О.А., Федюнин П.А. Основы радиотехнических систем. Тамбов: Изд-во ФГБОУ ВПО «ТГТУ», 2011. 144 с.

1.12. Радиотехнические системы / Под ред. Ю.М. Казаринова. М.: Изд. центр «Академия», 2008. 592 с.

1.13. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.

1.14. Петров Б.М. Электродинамика и распространения радиоволн. М.: Горячая линия – Телеком, 2007. 558 с.

1.15. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток / Под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2003. 632 с.

1.16. Биккенин Р.Р., Чесноков М.Н. Теория электрической связи. М.: Академия, 2010. 336.

1.17. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Дрофа, 2006. 720 с.

1.18. Тихонов В.И. Оптимальный приём сигналов. М.: Радио и связь, 1983. 320 с.

1.19. Котельников В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости. М.: Госэнергоиздат, 1956. 152 с.

2. ПРИМЕНЕНИЕ АЛЬТЕРНАТИВНЫХ ИСТОЧНИКОВ ЭНЕРГИИ ДЛЯ АВТОНОМНОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ БАЗОВЫХ СТАНЦИЙ СОТОВОЙ СВЯЗИ

Руденко Н.В.

Аннотация — Раздел посвящен разработке технических рекомендаций по применению комбинированных солнечно-ветровых энергетических установок для автономного электроснабжения базовых станций сотовой связи.

Показано, что создание энергетических установок на основе альтернативных источников энергии для автономного электроснабжения базовых станций сотовой связи должно предусматривать: выбор тип источника; выбора места размещения энергетической установки; анализ известных технических решений; разработку технических рекомендаций по созданию структурной схемы энергетической установки и алгоритмов её функционирования. Выполненный анализ климатических условий Ростовской области позволил сделать вывод о целесообразности использования комбинированных солнечно-ветровых энергетических установок. Предложена структурная электрическая схема такой установки, позволяющая путём адаптивного управления режимами работы с учетом обеспечения баланса мощностей между источниками и приемниками при текущих погодных условиях, обеспечить достижение требуемых энергетических характеристик.

Ключевые слова — альтернативные источники энергии, комбинированная солнечно-ветровая энергетическая установка, адаптивное управление.

2. ALTERNATIVE ENERGY SOURCES FOR CELLULAR BASE STATION SELF-GENERATED POWER SUPPLY

Rudenko N.V.

Abstract — The work is devoted to technical recommendations development on combined solar and wind power stations for cellular base station self-generated power supply. It is shown that the power plants establishment based on renewable energy sources for cellular base station self-generated power supply is possible following the sources selection for the power plant construction, site selection, prior art analysis, technical recommendations development for the power plant block diagram and operating algorithms. The analysis of the climatic conditions in the Rostov region is carried out and the conclusion on

combined solar and wind power plants feasibility is made. The structural circuit diagram is proposed for the power plant with an efficiency increased by an adaptive control of operation modes with consideration for power balance between sources and receivers in the current weather conditions.

Keywords – alternative renewables, combined solar and wind power station, adaptive management.

2.1. Обоснование актуальности вопроса

В разделе 1 было показано, что одним из ключевых моментов технологического развития в области энергетики будущего будет достижение технологиями альтернативной, в том числе с использованием энергии ветра и солнца, энергетики экономически приемлемых параметров. Выполним оценку достижимых параметров ветроэнергетических установок.

В России использование альтернативных источников энергии для электропитания базовых станций систем сотовой связи имеет большие перспективы. Это обусловлено следующими обстоятельствами.

1. На сегодняшний день свыше 65 % территории нашей страны – зона децентрализованного электроснабжения. В этой зоне проживает более 15 млн. человек. Из 225 млн. кВт установленной мощности электростанций России 17 млн. кВт приходится на электростанции, работающие в зоне децентрализованного электроснабжения. В Северных районах нашей страны, как следует из анализа рис. 2.1 из [2.1], работает свыше 6000 дизельных электростанций, которые имеют мощность порядка 3 млн. кВт. Около половины этих станций работает ненадежно, что связано с перебоями в поставках топлива и высокими ценами на привозное топливо.

Повышение энергоэффективности и надежности электроснабжения, снижение вредного влияния на экологию возможно только при использовании альтернативных источников энергии в сетевой и распределенной генерации.

2. По имеющимся оценкам технический потенциал альтернативных источников энергии (АИЭ) в России составляет порядка 4,6 млрд. тонн условного топлива (т.у.т.), что превышает современный уровень энергопотребления России, составляющий около 1,2 млрд. т.у.т. в год. Экономический потенциал АИЭ определен в 270 млн. т.у.т. в год, что составляет около 25 % от годового внутрироссийского потребления [2.2]. Кроме того, в настоящее время

экономический потенциал АИЭ существенно увеличился в связи с подорожанием традиционного топлива и удешевлением оборудования возобновляемой энергетики.

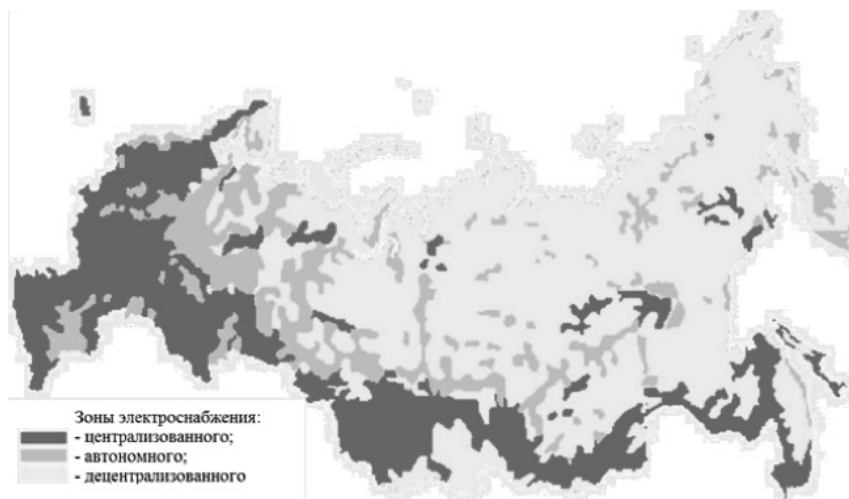


Рис. 2.1. Зоны централизованного и автономного электроснабжения

3. Развитие телекоммуникационных технологий в России определяется как мировыми тенденциями в развитии этой отрасли науки и техники, так и тем специфическим положением, в котором эта отрасль долгое время находилась. По величине своей территории и насыщенности средствами коммуникаций Российская Федерация представляет собой уникальное явление. Так, территория России занимает 17,1 млн. км², а население составляет около 150 млн. чел. [2.3]. В связи с этим создание современной телекоммуникационной инфраструктуры в данном районе является сложной масштабной задачей. Ее решение в России осуществляется по трем направлениям [2.3]: реализация крупномасштабных общегосударственных проектов; развитие и поддержка региональных телекоммуникационных проектов; деятельность негосударственных организаций в этой области.

Особым моментом в настоящее время является интенсивное развитие Интернет, включая и мобильный, осуществляемый сетями сотовой связи.

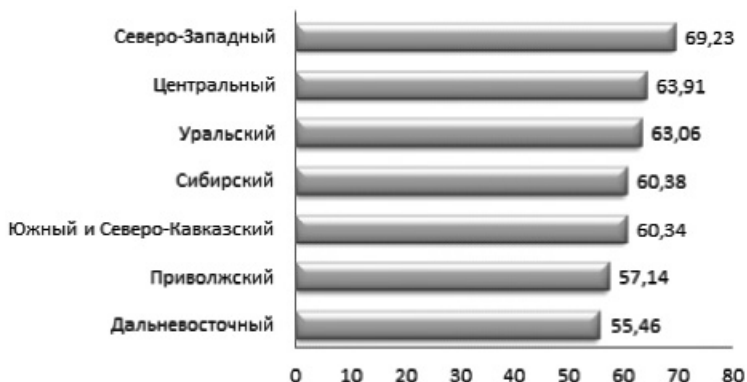


Рис. 2.2. Число интернет-пользователей по федеральным округам РФ (в процентах к общему числу абонентов сотовой связи)

Так, по данным [2.4] 76 % населения в России является интернет-пользователями. Однако проникновение Интернета в Россию, как следует из анализа рис. 2.2, является неравномерным по Федеральным округам. Наибольшее число пользователей приходится на Центральный федеральный округ, наименьшее число пользователей проживают в Дальневосточном и Сибирском федеральном округах. Именно там, по прогнозам аналитиков, в ближайшее время можно ожидать значительного увеличения числа абонентов сотовой связи и Интернет [2.3]. Однако для надежного функционирования сетей сотовой связи необходимо надежное электроснабжение её базовых станций. Следовательно, строительство общенациональных сетей сотовой связи с электропитанием базовых станций на основе АИЭ в регионах России, где отсутствует централизованное электроснабжение, является актуальным. Введение в эксплуатацию подобных базовых станций обеспечит более обширное покрытие.

2.2. Методы исследования

Проектирование энергетических установок на основе АИЭ для автономного электроснабжения базовых станций сотовой связи включает следующие задачи:

- выбор АИЭ для построения энергетической установки;
- выбор места размещения энергетических установок;
- анализ известных технических решений;

– формулирование технических рекомендаций по разработке структурной схемы энергетической установки и алгоритмов её функционирования.

Решение первой задачи – выбор АИЭ для построения энергетической установки – целесообразно выполнять с учётом конкретного географического региона России. Для примера выберем в качестве такого региона Ростовскую область, поскольку анализ ряда источников позволяет сделать вывод о том, что она имеет достаточный для использования потенциал ресурсов ветровой и солнечной энергии [2.5–2.10]. Для территории Ростовской области характерен умеренно-континентальный климат умеренного пояса. Средняя температура воздуха в январе -7°C , в июле $+23^{\circ}\text{C}$. Зима обычно пасмурная, ветреная. Лето ветреное, сухое и жаркое. Континентальные черты в климате Ростовской области усиливаются в направлении с северо-запада территории на юго-восток. Возрастают засушливость, жара. Усиливаются ветреность, холода зимой. Так карта распределения скорости ветра на высоте 10 м, показанная на рис. 2.3, свидетельствует о том, что средняя скорость ветра в Ростовской области составляет от 3,5 до 5 м/с [2.7]. Практический интерес представляют сильные ветры (более 15 м/с). Их средняя повторяемость для области составляет 28 дней за год, максимальная – 54 дня [2.8]. Это позволяют считать Ростовскую область зоной эффективного применения ветроэнергетических установок [2.5–2.9]. В данном регионе прослеживается следующая закономерность: усиление ветра наблюдается с середины октября по конец апреля, т. е. в осенне-зимний период [2.9]. Для зимы характерна повышенная средняя месячная скорость ветра 5,3 м/с, летом она снижается до 3,6 м/с, увеличиваясь весной и осенью соответственно до 4,6 и 4,4 м/с [2.9].

Характерной особенностью климата области является обилие солнечного света и тепла. Продолжительность солнечного сияния равна 2050–2150 часам в год. С июня по сентябрь среднемесячные показатели продолжительности солнечного сияния в Ростове-на-Дону и Сочи мало отличаются друг от друга [2.9, 2.10]. Зависимость среднедневного поступления солнечной энергии в Ростовской области приведена на рис. 2.4 [2.10]. Из анализа данного рисунка, а также данных табл. 2.1, в которой приводится распределение дневной суммы солнечной радиации по месяцам, можно сделать вывод о том, что среднедневное поступление солнечной энергии в Ростовской области составляет от 3,5 до 4,5 кВт·ч/м² в день, а количество солнечной радиации возрастает с апреля по сентябрь.

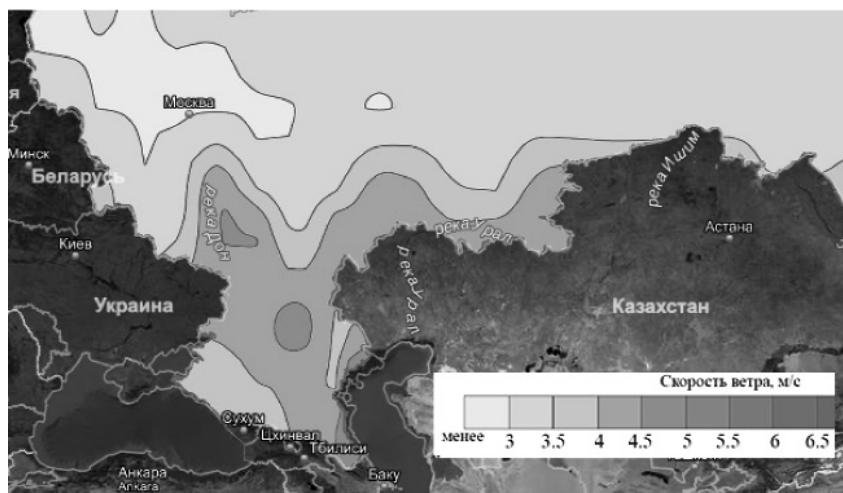


Рис. 2.3. Карта распределения скорости ветра на высоте 10 м



Рис. 2.4. Распределение годовых среднедневных поступлений солнечной энергии на оптимально ориентированную поверхность

Выполненные анализ изменения потоков солнечной и ветровой энергии в течение года в Ростовской области показывает, что применение только солнечной энергией не позволит обеспечить надёжное энергоснабжение базовой станции сотовой связи, так как поступление

энергии будет снижаться в ночное время и в зимние месяцы. В то же время в осенне-зимний период наблюдается максимум ветровой энергии, что позволит компенсировать отсутствие солнечной энергии.

Таблица 2.1

Дневная сумма солнечной радиации, кВт·ч/м²,
(горизонтальная площадка) в г. Ростов-на-Дону

Месяц	Сумма радиации	Месяц	Сумма радиации
январь	1,27	июль	5,86
февраль	2,09	август	5,17
март	2,98	сентябрь	3,85
апрель	4,09	октябрь	2,38
май	5,53	ноябрь	1,31
июнь	5,76	декабрь	1
Средняя за год		3,45	

Таким образом, учитывая нестабильность источников энергии ветра и солнца в Ростовской области, можно сделать вывод о целесообразности использования комбинированных солнечно-ветровых энергетических установок (КСВЭУ) для надёжного энергоснабжения базовых станций сотовой связи.

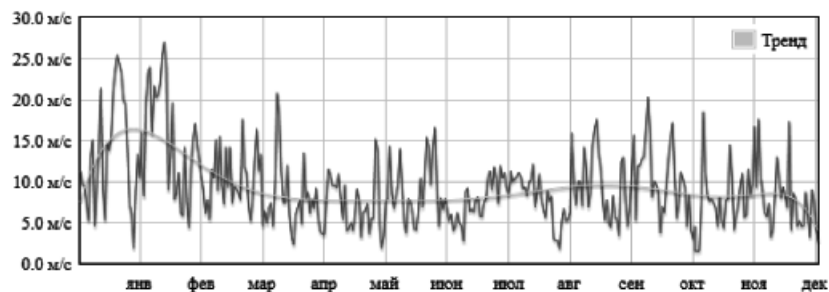
2.3. Выбор места размещения энергетических установок

Выполним обоснование выбора места размещения солнечных и ветровых энергетических установок для электроснабжения базовой станции сотовой связи с суммарной мощностью электроприёмников до 5 кВт [2.2, 2.3]. В качестве прототипа может быть выбрана ВЭУ на базе трехфазного генератора с постоянными магнитами со следующими техническими характеристиками [2.11]:

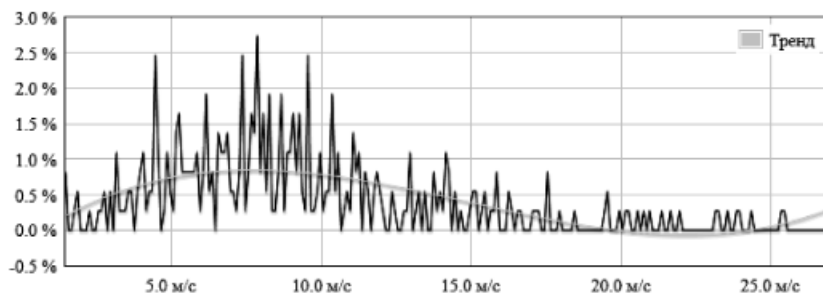
- номинальная мощность – 5 кВт;
- максимальная мощность – 7 кВт;
- начальная скорость ветра – 3 м/с (на высоте мачты 9 м);
- рабочий диапазон скорости ветра – от 3 до 25 м/с;
- среднегодовая эффективная скорость ветра – 4 м/с;
- номинальная скорость ветра – 10 м/с.

С целью обоснования возможности и применения выбранной ВЭУ используем Интернет-ресурс [2.12], являющийся автоматизированной

базой данных о климате различных городов России. Построенные по данным этого источника графики среднегодовой скорости ветра и распределения вероятности скорости ветра для региона г. Ростова-на-Дону для периодов 2010, 2011 и 2012 показаны на рис. 2.5–2.7 соответственно.



а



б

Рис. 2.5. Зависимость интенсивности ветра в 2010 году:

а — среднегодовая скорость ветра;

б — распределение вероятности скорости ветра

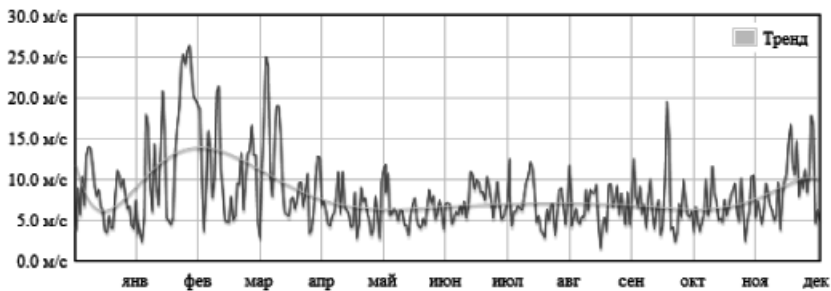
Анализ полученных графиков позволяет сделать следующие выводы:

- средняя скорость ветра за 3 года составляет 7,2 м/с, что выше эффективной (4 м/с) скорости ветра;
- наибольшая скорость ветра наблюдается с ноября по апрель.

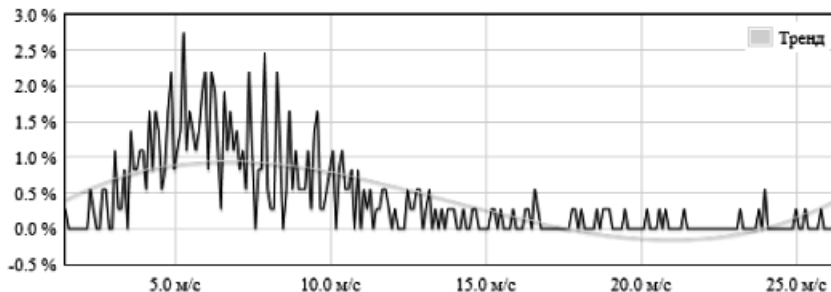
С учётом данных значений несложно получить, как показано в [2.2], возможную среднюю вырабатываемую мощность в 1,9 кВт.

Следовательно, в период максимальной скорости ветра с ноября по апрель одной ветровой энергии недостаточно для гарантированного энергоснабжения в 5 кВт. Для гарантированного энергоснабжения базовой станции сотовой связи целесообразно дополнить ветровую энергетическую установку солнечной энергетической установкой (СЭУ). В качестве её прототипа выберем установка со следующими характеристиками [2.13]:

- номинальная мощность солнечной генерации – 5 кВт;
- запас энергии – 10 кВт·ч;
- номинальное напряжение системы – 96 В;
- средняя производительность в месяц – 650 кВт·ч;
- совместимость с ветрогенератором – 96 В, 2 кВт.

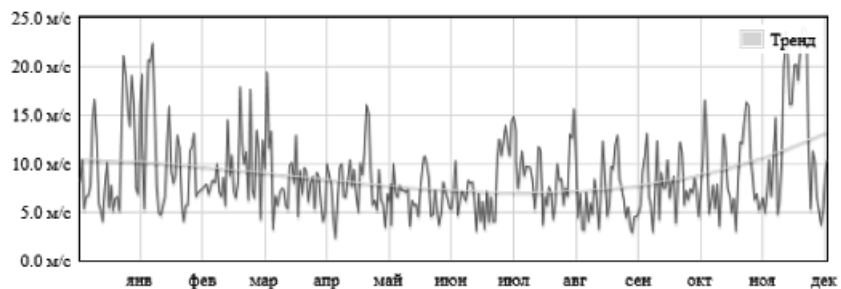


а

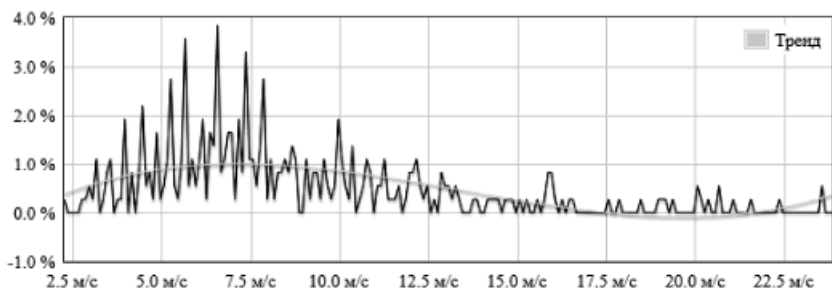


б

Рис. 2.6. Зависимость интенсивности ветра в 2011 году:
 а – среднегодовая скорость ветра;
 б – распределение вероятности скорости ветра



а



б

Рис. 2.7. Зависимость интенсивности ветра в 2012 году:

а — среднегодовая скорость ветра;

б — распределение вероятности скорости ветра

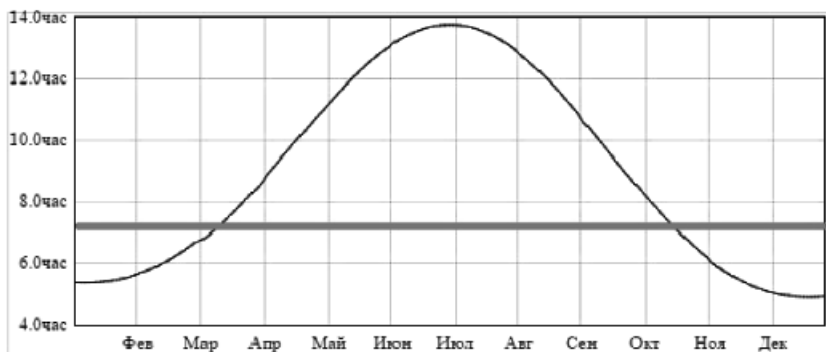


Рис. 2.8. График продолжительности солнечного света
(горизонтальная линия соответствует уровню солнечной активности
для нормальной работы солнечных батарей)

Данная система является стандартной и состоит из солнечных панелей общей мощностью 5 кВт, что позволяет надежно обеспечить потребности в электричестве большинства приёмников мобильной сотовой связи. В месяц эта система вырабатывает в среднем от 500 до 1000 кВт·ч, что достаточно для работы любых электроприборов в нормальном режиме использования [2.14].

Оценим возможность применения данной установки в Ростовской области, уситывая, что для нормальной работы солнечных батарей СЭУ необходимо получать солнечный свет на протяжении 6–7 часов [2.15]. На рис. 2.8 по данным из [2.12] приведена зависимость средней продолжительности солнечного света в Ростовской области в течение года. Анализ данного рисунка показывает, что

- среднегодовая продолжительность солнечного света составляет 9 часов, что позволяет использовать СЭУ как основной источник энергии в регионе;

- наибольшая солнечная активность, а, следовательно, вырабатываемая энергия может быть получена с марта по ноябрь.

Таким образом, комбинирование ветровой и солнечной установок обеспечивают надёжным энергоснабжением приёмники мобильной связи в течение всего года.

2.4. Анализ известных технических решений

Среди известных технических решений использования альтернативной энергетики для автономного энергоснабжения базовых станций систем мобильной связи является базовая станция компании «Мегафон», расположенная в 30 км от города Махачкала (Республика Дагестан) на горе Таш-Баш на высоте более 600 м над уровнем моря, введенная в эксплуатацию в 2006 г. и оборудованная солнечными батареями в 2014 г. Необходимость использования солнечных батарей возникла вследствие нестабильности централизованного энергоснабжения, что пагубно влияло на состояние аккумуляторов [2.16]. Разработанная система электропитания состоит из

- панелей с фотоэлектрическими элементами,
- контроллера солнечной батареи,
- гибридной электропитающей установки,
- аккумуляторных батарей.

На объекте функционирует 42 солнечные панели, каждая с 72 фотоэлементами. Общая площадь панелей составляет 53 кв. м,

они способны генерировать до 5 кВт. Система работает по принципу замещения, т.е. днем, когда достаточно света оборудование питается от солнечных батарей, ночью или при отсутствии солнечного света — от стационарной сети при ее отключении от аккумуляторов. Так достигается уменьшения циклов заряда-разряда батарей, что положительно сказывается на их сроке службы [2.16, 2.17].

В 2009 году компания ЛУКОЙЛ запустила автозаправочную станцию (АЗС) в Красной Поляне на солнечных батареях. Автономная система энергоснабжения, оснащенная 54 панелями с фотоэлектрическими элементами отечественной разработки, обеспечивает пиковую мощность 9,6 кВт [2.18]. В автономную систему энергоснабжения помимо солнечных модулей, установленных на навесе АЗС, входят аккумуляторная батарея, зарядное устройство и система управления.

2.5. Разработка технических рекомендаций к проектируемой установке

Для предложенной в п. 2.3 для региона г. Ростова-на-Дону комбинированной энергоустановки технические требования могут быть сформулированы следующим образом [2.2, 2.3]:

1. Обеспечение стабильного снабжения электроэнергией базовой станции сотовой связи в течение года. При этом генерируемая суммарная мощность должна быть не менее 5 кВт, напряжение должно быть однофазным номиналом 220 В и иметь частоту 50 Гц.

2. Установка должна обеспечивать баланс между потребляемой и генерируемой энергией.

Одним из вариантов выполнения генератора, удовлетворяющего перечисленным выше требованиям, может быть ветрогенератор с вертикальной осью. Преимуществами данной конструкции являются [2.15]:

- пониженная начальная скорость вращения (от 1,3 м/с);
- отсутствие вибраций в грунте;
- отсутствие необходимости установки высоких мачт;
- экологичность (уровень шума не превышает 35 дБ);
- отсутствие необходимости ориентации на ветер;
- использование энергии не только горизонтальных, но и восходящих потоков ветра.

На основе указанных технических требований разработана структурная схема комбинированной солнечно-ветровой энергоустановки, представленная на рис. 2.9 [2.2, 2.3].

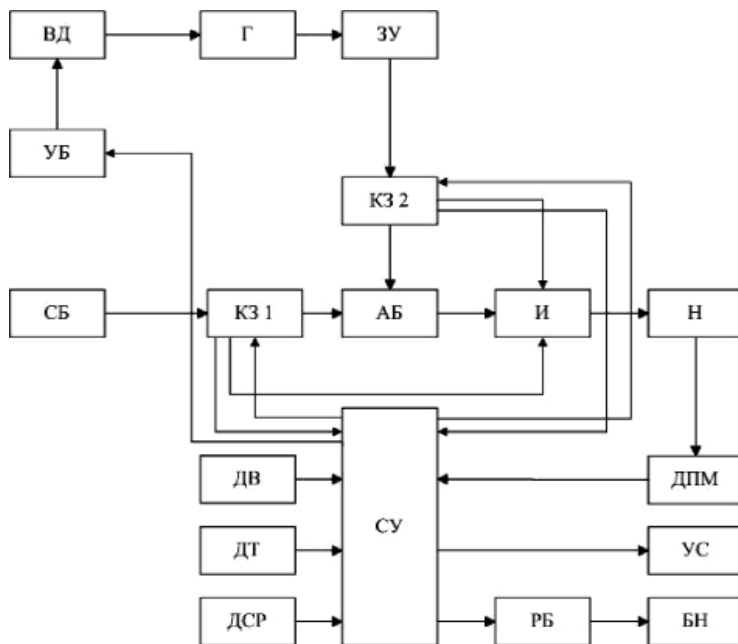


Рис. 2.9. Структурная электрическая схема комбинированной солнечно-ветровой энергетической установки

Схема содержит два канала преобразования энергии: ветра и солнца. В канале преобразования ветровой энергии энергия ветра преобразуется в электрическую энергию с нестабилизированными параметрами. Далее она подается на зарядное устройство (ЗУ), которое преобразует и стабилизирует переменное напряжение в постоянное. Затем напряжение поступает на контроллер заряда 2 (КЗ 2), а с него на аккумуляторные батареи (АБ). В канале преобразования солнечной энергии электрическая энергия поступает с солнечных батарей (СБ) на контроллер заряда 1 (КЗ 1) и на аккумуляторные батареи. Силовой канал включает в себя инвертор (И), который преобразует постоянное напряжение 24 В в переменное 220 В 50 Гц. Далее энергия поступает на нагрузку (Н).

Для управления режимами работы установка имеет датчик ветра (ДВ), датчик температуры (ДТ), датчик солнечной радиации (ДСР) и датчик потребляемой мощности (ДПМ), которые соединены

с системой управления (СУ). Так же имеются устройство сигнализации (УС), регулятор балласта (РБ) и балластная нагрузка (БН).

С целью повышения эффективности КСВЭУ в основу принципа её действия во всех режимах положен принцип обеспечения баланса мощностей между источниками и приемниками [2.2, 2.3]: суммарная мощность, вырабатываемая источниками энергии должна быть равна суммарной мощности, потребляемой приёмниками с учётом возможных потерь. На основе этого принципа организовано адаптивное управление режимами работы КСВЭУ.

Рассмотрим принцип работы КСВЭУ в следующих режимах:

- режим работы только от солнечных батарей;
- режим работы только от ветрогенератора;
- режим работы от солнечных батарей и ветрогенератора;
- режим работы при пиковых нагрузках;
- режим работы при избытке энергии от источников.

В режиме работы только от солнечных батарей система управления получает данные от датчиков ДВ, ДТ, ДСР, производит анализ и определяет объём вырабатываемой мощности ветрогенератором и солнечными батареями. При работе комбинированной установки от солнечных панелей система управления анализирует потребляемую нагрузкой мощность с помощью ДПМ, анализирует мощность, которая поступает с солнечных панелей и уровень заряда аккумуляторных батарей. Контролеры заряда-разряда регулируют процесс заряда-разряда АБ и информацию отправляют в СУ. При заряженных АБ и мощности потребления на нагрузке меньше мощности отдаваемой солнечными панелями, энергия поступает от солнечных батарей через КЗ1 напрямую в инвертор. Если мощность, потребляемая нагрузкой, становится больше мощности, поступающей от солнечных батарей, СУ формирует сигнал для подключения ветрогенератора к нагрузке. Суммарная энергия поступает в АБ и далее через инвертор и в нагрузку. При работе только от солнечных батарей ветродвигатель блокируется с помощью устройства блокировки, что позволяет сберечь его ресурс и увеличить срок эксплуатации.

Режим работы только от ветрогенератора возможен в вечернее и ночное время. СУ анализирует мощность потребления от нагрузки, мощность, выдаваемую ветрогенератором и данные с КЗ 2. Если АБ разряжены, то энергия с КЗ 2 поступает на АБ и заряжает их. С АБ напряжение подается на инвертор и на нагрузку. Если же

мощность ветрогенератора больше мощности потребления нагрузкой, то по команде от СУ регулятор балласта излишек энергии перераспределяет на балластную нагрузку. При штормовом ветре для обеспечения сохранности ветроустановки СУ подает сигнал управления на устройство блокировки (УБ), которое блокирует вращение ВД, что сохраняет его ресурс. При этом электропитание осуществляется от СБ или АБ.

Режим работы от СБ и ветрогенератора необходимо в случае, когда один из источников не может обеспечить столько энергии, сколько требуется для нагрузки, СУ формирует сигнал для подключения второго источника энергии к нагрузке. При работе ветрогенератора и солнечных батарей одновременно сначала заряжаются АБ, энергия идет от АБ на инвертор, дальше в нагрузку. После полной зарядки АБ, энергия от двух источников энергии поступает на инвертор. Если же мощность, потребляемая нагрузкой, меньше мощности поступающей от двух энергоустановок, то СУ лишнюю энергию отправляет на БН.

При режиме работы при пиковых нагрузках энергия вырабатывается двумя источниками (ветрогенератором и солнечных батарей). При этом электроэнергия подается на АБ и далее через инвертор в нагрузку. В момент пиковой нагрузки, которая определяется ДПН, СУ формирует сигнал на устройство сигнализации. Это устройство информирует оператора (в звуковой, световой форме или в форме *SMS*-сообщения) о том, что идет разряд АБ и что необходимо отключит некоторые второстепенные приемники энергии.

Режим работы при избытке энергии от источников применяется в случае, если энергия, вырабатываемая двумя источниками, намного превышает потребности нагрузки. СУ вырабатывает команду отключения источника энергии, который вырабатывает наименьшую её часть. Такая команда формируется в СУ на основе обработки информации, поступающей с датчиков ДПМ, ДВ, ДТ, ДСР. В том случае если энергия, вырабатываемая оставшимся источником энергии, превышает потребляемую энергию, СУ формирует сигнал на сброс излишков энергии в БН.

Выбор режимов работы осуществляется автоматически с помощью алгоритма управления, заложенного в программу управляющего микроконтроллера системы управления, на основе информации, получаемой с датчиков.

Таким образом, предложенная структурная схема комбинированной солнечно-ветровой энергетической установки позволяет при изменяющихся погодных условиях:

- гарантировано получать стабильное электроснабжение за счет реализации адаптивного управления режимами работы каналов преобразования ветровой и солнечной энергии;
- обеспечивать баланс мощностей между источниками и приемниками.

Следовательно, можно сказать, что структурная схема удовлетворяет сформулированным требованиям к проектируемой комбинированной установке.

2.6. Выводы

2.6.1. Выполненный анализ электроснабжения российских регионов показал, что необходимость применения альтернативных источников энергии для электропитания базовых станций систем сотовой связи в России обусловлена:

- отсутствием централизованного энергоснабжения на всей территории страны и нестабильностью работы дизельных электростанций в районах децентрализованного электроснабжения, обусловленной перебоями в поставках топлива и высокими ценами на него;
- высоким техническим потенциалом нетрадиционных возобновляемых источников энергии в России, превышающий почти в четыре раза современный уровень энергопотребления;
- необходимостью развития систем сотовой связи не только в районах централизованного, но и в районах децентрализованного энергоснабжения.

2.6.2. При проектировании энергетических установок на основе АИЭ для автономного электроснабжения базовых станций сотовой связи должны быть решены следующие задачи:

- выбор АИЭ для построения энергетической установки;
- выбор места размещения энергетических установок;
- анализ известных технических решений;
- формулирование технических рекомендаций по разработке структурной схемы энергетической установки и алгоритмов её функционирования.

2.6.3. Выбор в качестве объекта исследований Ростовской области обусловлен достаточным для использования потенциалом ресурсов ветровой и солнечной энергии.

2.6.4. Выполненный анализ статистических данных о распределении ветровой и солнечной энергии по месяцам, позволил сделать вывод о целесообразности

- использования комбинированных солнечно-ветровых энергетических установок для надёжного автономного электроснабжения базовых станций сотовой связи;

- размещения солнечных и ветровых энергетических установок с определением приоритетных потоков энергии, принципов управления, а также конструкции комбинированных солнечно-ветровых энергетических установок.

2.6.5. В качестве требований к проектируемой комбинированной установке сформулированы следующие:

- обеспечение стабильного снабжения электроэнергией базовой станции сотовой связи в течение года. При этом генерируемая суммарная мощность должна быть не менее 5 кВт, напряжение должно быть однофазным номиналом 220 В и иметь частоту 50 Гц;

- установка должна обеспечивать баланс между потребляемой и генерируемой энергией.

2.6.6. Выбор в качестве варианта выполнения генератора ветрогенератора с вертикальной осью обусловлен следующими преимуществами по сравнению с остальными конструкциями:

- имеет пониженную начальную скорость вращения (от 1,3 м/с);
- не создает вибрацию на грунт;
- не требует установки высоких мачт;
- экологичен (уровень шума не превышает 35 дБ);
- не требует ориентации на ветер;
- использует энергию не только горизонтальных, но и восходящих потоков ветра.

2.6.7. Предложенная структурная электрическая схема комбинированной солнечно-ветровой энергетической установки позволяет при изменяющихся погодных условиях:

- гарантировано получать стабильное электроснабжение за счет реализации адаптивного управления режимами работы каналов преобразования ветровой и солнечной энергии;
- обеспечивать баланс мощностей между источниками и приемниками.

Литература

- 2.1. Возобновляемая энергетика для регионов [Электронный ресурс] // Интернет портал сообщества ТЭК. [сайт]. URL: <http://www.energyland.info/analytic-show-99047>. (дата обращения: 05.04.2015 г.)
- 2.2. Ресурсы и эффективность использования источников энергии в России / Коллектив авторов. СПб.: Наука, 2002. 314 с.
- 2.3. Развитие интернета в регионах России. Информационный бюллетень [Электронный ресурс] // URL: http://company.yandex.ru/researches/reports/internet_regions_2012.xml (дата обращения: 23.03.2015 г.)
- 2.4. Количество пользователей интернета в России [Электронный ресурс] // Интернет в России и в мире. [сайт]. URL: http://www.bizhit.ru/index/users_count/0-151 (дата обращения: 20.06.2015 г.).
- 2.5. Rudenko N.V., Sukiyazov A.G., Shokova Yu.A. Adaptive control efficiency enhancement for hybrid solar-wind energy farms // 7th International Scientific Conference Science and Society. Held by SCIEURO in London. 25-26 November 2014. P. 43–50.
- 2.6. Энерго- и ресурсосбережение на основе использования комбинированной солнечно-ветровой энергетической установки с адаптивным управлением / Н.В. Руденко [и др.] // Инновации, экология и ресурсосберегающие технологии (ИнЭРТ-2014): [Электронный ресурс]: труды XI международного научно-технического форума / ДГТУ; под ред. А.Д. Лукьянова – Ростов н/Д: ДГТУ, 2014. С. 394-399. Электрон, опт. диск (CD-ROM).
- 2.7. Государственная информационная система. Возобновляемые источники энергии России [Электронный ресурс] // URL: <http://gis-vie.ru> (дата обращения: 6.04.2015 г.).
- 2.8. Полякова Л.С., Кашарин Д.В. Метеорология и климатология. Климат Ростовской области [Электронный ресурс] // URL: <http://edu-knigi.ru/polyakova/meteorologiya.php?id=70> (дата обращения: 6.04.2015 г.).
- 2.9. Климат Ростовской области [Электронный ресурс] // Инвестиционный портал [сайт] URL: <http://invest-don.com/ru/klimat> (дата обращения: 6.04.2015 г.)
- 2.10. Среднегодовое распределение ветров и поступления солнечной энергии на территории России [Электронный ресурс] // URL: <http://www.strela.punkt.ru/site.xp/050056048.html/> (дата обращения: 6.04.2015 г.)

2.11. Строительная техника Китая. Ветрогенератор 5 кВт. [Электронный ресурс]: URL: <http://www.amteh.com> (дата обращения: 06.04.2015 г.)

2.12. Климатический справочник [Электронный ресурс] // Биофайл. [сайт]. URL: http://atlas-yakutia.ru/weather/spravochnik/wdsp/climate_sprav-wdsp_3173502142.php (дата обращения: 06.04.2015 г.)

2.13. Солнечная энергия [Электронный ресурс] // Биофайл. [сайт]. URL: <http://solnce-generator.ru/nedostatki-solnechnyx-batarej/> (дата обращения: 06.04.2015 г.)

2.14. Свет-ДВ [Электронный ресурс] // Биофайл. [сайт]. URL: <http://svetdv.ru/sun/price.shtml/> (дата обращения: 06.04.2015 г.)

2.15. РИА наука [Электронный ресурс] // Биофайл. [сайт]. URL: <http://ria.ru/science/20141113/1033215507.html#ixzz3MjTdXUYA/> (дата обращения: 06.04.2015 г.)

2.16. Базовая станция на солнечных батареях [Электронный ресурс]: URL: <http://habrahabr.ru/company/megafon/blog/241365> (дата обращения: 06.04.2015 г.)

2.17. Энергосберегающие технологии на практике [Электронный ресурс] // URL: <http://habrahabr.ru/company/beeline/blog/154423/> (дата обращения: 06.04.2015 г.)

2.18. ЛУКОЙЛ запустил в Красной Поляне АЗС на солнечных батареях // РИАновости. 2009. 17 сентября. [Электронный ресурс]: URL: <http://ria.ru/eco/20090917/185443585.html> (дата обращения: 20.06.2015 г.).

3. СОЦИАЛЬНО ОРИЕНТИРОВАННЫЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОНИТОРИНГ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ

Звездина М.Ю., Шокова Ю.А., Шоков А.В.

Аннотация — В разделе рассматриваются вопросы социально ориентированного электромагнитного мониторинга окружающей среды. Показано, что широкое использование радиотехнических систем, в частности, систем подвижной связи, привело в городах с высокой численностью населения к обострению проблемы электромагнитного загрязнения окружающей среды, а также к повышению уровня заболеваемости населения. Невозможность проведения профилактических мероприятий по снижению вредного фактора делает необходимым проведения электромагнитного мониторинга, частью которого является социально ориентированный мониторинг, предполагающий информирование населения с использованием доступных методов, в том числе визуализацией электромагнитной обстановки вблизи мест установки антенн. Для ряда типовых антенн подвижной связи приводятся результаты визуализации электромагнитной обстановки, даётся оценка их достоверности, а также возможные варианты применения.

Ключевые слова — электромагнитный фактор, социально ориентированный электромагнитный мониторинг, визуализация результатов, распределение плотности потока энергии, антенны, системы подвижной связи.

3. SOCIALLY ORIENTATED ELECTROMAGNETIC ENVIRONMENT MONITORING

Zvezdina M. Yu., Shokova Yu. A., Shokov A. V.

Abstract — In the section the problems of socially orientated electromagnetic environment monitoring are considered. It is shown that the wide range of radio system implementation, mobile systems in particular, aggravated a problem of electromagnetic pollution of the environment leading to morbidity rate increase in the cities with large number of population. The impossibility of preventive measures to decrease the harmful factor necessitates the electromagnetic monitoring, as well as its element, socially orientated monitoring, which informs the habitants with comprehensible methods, such as electromagnetic environment visual representation near antenna. In the section the visual representation of electromagnetic environment near some standard mobile system antennae is given, the results validity is evaluated, possible applications are given.

Keywords — electromagnetic factor, socially orientated monitoring, visual representation of results, energy flux density distribution, antennae, mobile systems.

3.1. Введение

Одной из тенденций мирового технологического развития является в области природоохраны использование системных изменений деятельности человека, позволяющие уменьшить техногенное воздействие на биосферу Земли. Для радиотехнических систем в качестве такого воздействия рассматривается существенное изменение электромагнитного фона вблизи мест их размещения [3.1–3.23]. Следствием этого стало усиление электромагнитного фона. Так, по данным [3.12], рост общего электромагнитного фона Земли за период с конца XIX века по начало XXI века составил от 10^{-24} – 10^{-12} Вт/м² до 10^{-1} – 10 Вт/м².

Поскольку излучающие радиотехнические объекты обычно устанавливаются в местах проживания людей, то изменение электромагнитного фона существенным образом отражается на здоровье населения, что может быть оценено с использованием одного из показателей здоровья – заболеваемости.

Исключить вредный для здоровья населения фактор – излучение антенн – не представляется возможным, поскольку именно с его помощью осуществляется передача информации в радиотехнических системах. В связи с этим необходимо осуществлять электромагнитный мониторинг, включающий наблюдение за фактором, проведение оценки состояния среды по соответствующим критериям, прогнозирование обстановки по данному фактору, а также создание информационных систем различного целевого назначения. Особое значение при этом имеет социально ориентированный электромагнитный мониторинг, обеспечивающий своевременное и на доступном для населения уровне информирование об уровне электромагнитного загрязнения определённой территории, включая и наглядную визуализацию наблюдаемой картины излучения радиотехнического объекта.

Возможным вариантом применения результатов визуализации электромагнитной обстановки является учёт требований электромагнитной экологии при разработке новых и модернизации существующих радиотехнических систем, как показано в [3.24, 3.25].

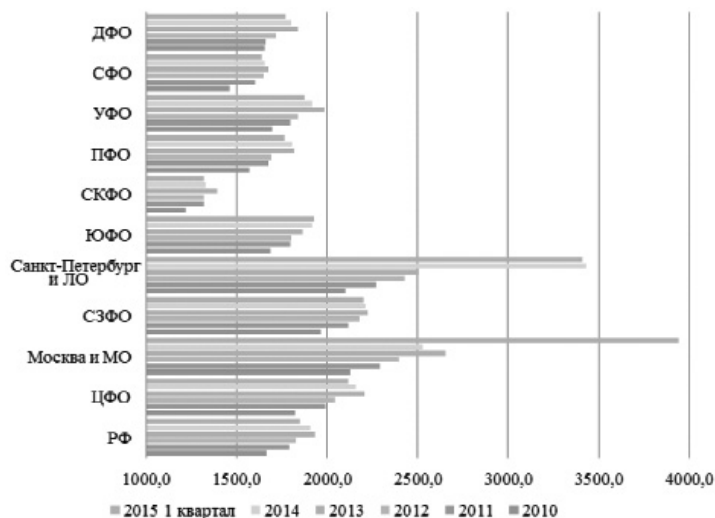
Таким образом, предлагаемый в разделе подход к визуализации электромагнитной обстановки вблизи мест установки радиотехнических объектов является актуальным с точки зрения разработки изменений деятельности человека, позволяющих уменьшить техногенное воздействие на биосферу Земли.

3.2. Тенденции развития систем телекоммуникаций в России

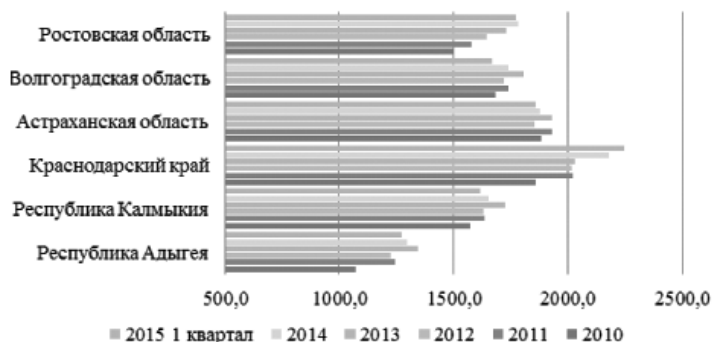
3.2.1. Анализ тенденций развития радиотехнических систем показал, что в последнее время наиболее развивающимися являются системы связи. Это определяется тем, что переход мировой экономики на информационный уровень развития обусловил широкое применение инфокоммуникационных систем в различных областях человеческой деятельности [3.1–3.6], что подтверждается суммарным доходом крупнейших телеком-операторов, составившим только в 2011 году 1,76 трлн. долл., а также ежегодным ростом (порядка 6–7 %) доходов данной отрасли. Рост доходов отрасли обусловлен несколькими факторами [3.2, 3.7, 3.8]:

- расширением числа абонентов в густонаселенных странах (Китай, Индия, Россия, Малайзия, Филиппины, Бразилия, Аргентина, Чили и др.), достигших в 2011 году 7 млрд. человек;
- перераспределением изменением доходов внутри отрасли с увеличением доли мобильных абонентов, составляющих в настоящий момент почти 85 % в общем количестве пользователей;
- расширением спектра предоставляемых услуг, основной из которых является широкополосный доступ к сети Интернет, включающий не только передачу данных, но голоса (услуги *Voice over Wi-Fi* и *VoLTE*), изображения (Интернет-ТВ) и др.

Наблюдаемые тенденции развития систем телекоммуникаций справедливы и для России. Так, по данным [3.3, 3.5] 40 % услуг связи приходится на мобильную связь, что в денежном эквиваленте на 2012 год составлял 679,2 млн. руб. из 1,53 млрд. руб. доходов отрасли. Ещё одним важным показателем, позволяющим судить о расширении спектра предоставляемых услуг телеком-операторами, является число абонентских устройств подвижной радиотелефонной (сотовой) связи на 1000 человек населения. Данный показатель охватывает не только мобильные телефоны и смартфоны, но и планшетные компьютеры с выходом в Интернет через сети сотовой связи. На рис. 3.1 приведены гистограммы, полученные по итогам статистических исследований, приведенных в [3.8] и иллюстрирующие изменение данного показателя за период 2010–2015 гг. (первый квартал) по федеральным округам Российской Федерации и по стране в целом с выделением данных по городам Москве и Санкт-Петербургу, а также по Южному федеральному округу.



а



б

Рис. 3.1. Изменение число абонентских устройств сотовой связи на 1000 человек населения в период 2010–2015 гг. [3.8]:
 а – по федеральным округам Российской Федерации;
 б – по Южному федеральному округу

Из анализа данных рисунков следует, что по Российской Федерации в настоящий момент число абонентских устройств подвижной радиотелефонной (сотовой) связи на 1000 человек населения составляет 1851, по Южному федеральному округу – 1925, а по Ростовской

области — 1772, т.е. почти два абонентских устройства на пользователя. Наиболее развитыми в данном отношении являются центральные города — Москва и Санкт-Петербург. В них данный показатель составляет 3940 и 3408 соответственно. В Южном федеральном округе наиболее интенсивно услугами сотовой связи пользуются жители Краснодарского края (2248 абонентских устройств) и Астраханской области (1858 устройств). Ростовская, Волгоградская область и Республика Калмыкия показывают примерно одинаковые показатели (соответственно 1772, 1668 и 1615 устройств), приближенные к средним показателям по Российской Федерации в целом. Среди отстающих — Республика Адыгея, где данный показатель составляет всего 1270 устройств, что намного меньше среднего по стране. Объяснением данной ситуации являются, на наш взгляд, следующие причины:

- соответствие уровня развития коммуникаций уровню экономического развития региона (так называемый закон Джипа [3.4]), выраженное в более высоком значении показателя для экономически развитых районов — городов Москвы и Санкт-Петербурга, и более низких значениях — для менее развитых в экономическом плане регионов Северо-Кавказского федерального округа;

- создание в Краснодарском крае сопоставимой в количественном и качественном плане с характеристиками Москвы и Санкт-Петербурга инфраструктуры для проведения зимних Олимпийских игр 2014 года и дальнейшей их эксплуатацией в курортно-оздоровительных районах края[3.9];

- неразвитостью сетей проводной связи в удаленных районах Сибири и Дальнего Востока, где основным видом связи становится мобильная связь.

3.2.2. Одной из наиболее востребованных в последнее время услуг, как уже отмечалось ранее, является предоставление услуги широкополосного доступа в Интернет. За 2010–2011 годы количество пользователей данной услуги в России выросло на 20 %, а объём трафика — на 80 % [3.3]. В результате на конец 2014 года число пользователей мобильного Интернета составило 62 % от общей численности населения страны, а общий объём рынка — 76 млрд. руб. При этом одной из особенностей расширения сетей мобильной связи является неравномерность распределения пользователей по федеральным округам России, а также по населённым пунктам. На рис. 3.2 приводятся данные из [3.10] о доле мобильных пользователей среди всех

пользователей Интернета, а на рис. 3.3 — о проникновении Интернета (т.е. количества людей, пользующихся Интернетом) в зависимости от типа населённого пункта.

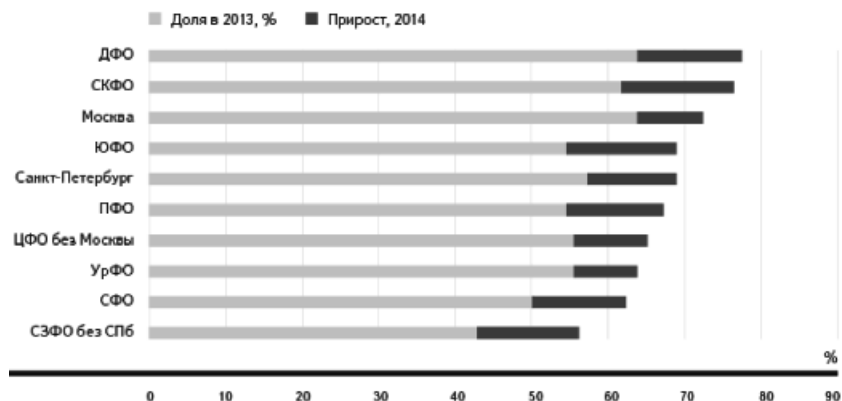


Рис. 3.2. Доля мобильных пользователей среди всех пользователей Интернета [3.10]

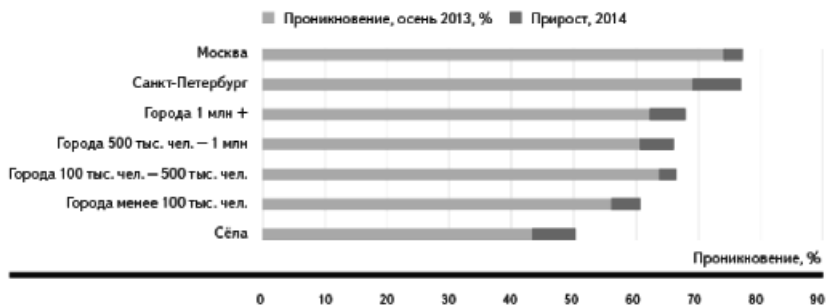


Рис. 3.3. Проникновение Интернета по типам населённых пунктов в 2014 году [3.10]

Анализ данных графиков позволяет сделать вывод о том, что число пользователей мобильного Интернета в последнее время существенно возросло и составляет от 55 до 78% от общего числа пользователей. При этом основное их число приходится на города с населением от 500 тыс. до 1 млн. жителей. Как показывает анализ

данных [3.10], доля визитов на сайты со смартфонов и планшетов выросла за год с конца 2013 года по конец 2014 года в полтора раза и составляет порядка 25 %. При этом со смартфонов, т.е. через сети сотовой связи, в конце 2014 года россияне совершали почти в два раза больше визитов, чем с планшетов.

3.2.3. Увеличение числа абонентов сетей мобильной связи, а также расширение спектра предоставляемых ими услуг делает необходимым увеличение числа базовых станций данных сетей. Так, по данным [3.11] общее число базовых станций мобильной связи на конец 2013 года составило 82 211, в том числе старого стандарта 2G – 29 961, действующего стандарта 3G – 30 753, нового стандарта 4G – 21 497. Средняя плотность размещения базовых станций в России составляет 11 единиц на 1 квадратный километр, а в районах повышенного проникновения данный показатель доходит до 90 единиц на 1 квадратный километр [3.9].

Таким образом, в диапазоне частот от 450 до 3000 МГц основным источником электромагнитного загрязнения окружающей среды, особенно в крупных городах, являются системы телекоммуникаций.

3.3. Влияние электромагнитного излучения радиодиапазона на здоровье людей

3.3.1. Повсеместное распространение базовых станций мобильной связи, а, следовательно, и постоянное увеличение количества источников электромагнитного излучения не может вызывать опасений общественности. В связи с этим в ст. 42 Конституции Российской Федерации записано: «Каждый имеет право на благоприятную окружающую среду, достоверную информацию о ее состоянии и на возмещение ущерба, причиненного его здоровью или имуществу экологическим правонарушением» [3.13].

Исследованию влияния электромагнитного излучения на здоровье людей (на головной мозг, кровеносную и нервную системы, на сердечную деятельность, на образование опухолей и др.), а также окружающую экосистему с начала 2000-х годов было посвящено большое количество работ, например, [3.9, 3.14–3.26]. На основании корреляционного анализа статистических данных была доказана достоверная связь между развитием сети мобильной связи и заболеваемостью населения. В частности, в табл. 3.1 из работы [3.14]

приводится выявленная картина клинических проявлений воздействия микроволн на организм человека при различных интенсивностях электромагнитного излучения.

Таблица 3.1

Картина клинических проявлений воздействия микроволн на организм человека при различных интенсивностях излучения [3.14]

Интен- сивность микроволн, мВт/см ²	Наблюдаемые изменения
600	Болевые ощущения в период облучения
200	Угнетение окислительно-восстановительных процессов тканей
100	Повышение артериального давления с последующим его снижением, в случае хронического воздействия – устойчивая гипотония. Двухсторонняя катаракта
40	Ощущение тепла. Расширение сосудов. При облучении 0,5–1 ч повышение давления на 20–30 мм рт. ст.
20	Стимуляция окислительно-восстановительных процессов тканей
10	Изменение биоэлектрической активности мозга
8	Неопределенные сдвиги со стороны крови с общим временем облучения 150 ч, изменение свёртываемости крови. ЭКГ-изменения, изменения в рецепторном аппарате
4–5	Изменение артериального давления при многократных облучениях, непродолжительная лейкопения, эритропения
3–4	Ваготоническая реакция с симптомами брадикардии, замедление электропроводимости сердца
2–3	Выраженный характер снижения артериального давления, учащение пульса, колебания объёма крови сердца
1	Снижение артериального давления, тенденция к учащению пульса, незначительные колебания объёма крови сердца.
0,4	Слуховой эффект
0,2	Некоторые изменения со стороны нервной системы при хроническом воздействии в течение 5–10 лет
0,1	ЭКГ-изменения
До 0,5	Понижение артериального давления при хроническом воздействии

Следует отметить, что механизмы биологического действия слабых электромагнитных излучений техногенного происхождения на живые организмы, как показано в работе [3.14], пока до конца остаются не выясненными, отсутствует для них и общепризнанная теория.

3.3.2. Непосредственная оценка и профилактика электромагнитного загрязнения окружающей среды, как показано в работе [3.14], затруднены следующими обстоятельствами:

- невозможно в большинстве случаев ограничение выброса загрязняющего фактора в окружающую среду, поскольку излучение — основное средство для переноса информации у радиотехнических систем, а также замена данного фактора на менее благоприятный фактор или же ограничение электромагнитного поля до природного фона;
- долговременным воздействием в городских условиях электромагнитного поля (круглосуточно и даже на протяжении ряда лет) на большие контингенты людей, включая детей, стариков и больных;
- невозможностью статистического описания параметров излучений многих источников, распределённых в пространстве и имеющих различные режимы работы, в результате чего воздействие на население должно рассматриваться и как суммарный электромагнитный фон (интегральный показатель) и как воздействие сильных электромагнитных полей от отдельных источников.

3.4. Задачи электромагнитного мониторинга окружающей среды

3.4.1. В связи с невозможностью проведения профилактических мероприятий на всей территории, где размещаются излучающие радиотехнические объекты, необходимо осуществлять наблюдение за воздействием фактором, проводить оценку состояния среды по соответствующим критериям, прогнозировать обстановку по данному фактору и создавать информационные системы различного целевого назначения, т.е. осуществлять электромагнитный мониторинг [3.15, 3.16].

Для оценки состояния среды по электромагнитному фактору введены в действие специальные документы, регламентирующие предельно допустимые уровни (ПДУ) электромагнитного поля при воздействии на человека. Под ними понимаются уровни вредного фактора, который не должен вызвать заболеваний или отклонений в состоянии здоровья, обнаруживаемых современными методами исследований, в отдаленные сроки жизни настоящего и будущих поколений [3.26–3.29].

Предельно допустимый уровень устанавливается по биологический активному параметру воздействующего фактора. В отечественных нормативных документах нормирование электромагнитного поля производится отдельно для производственного персонала и населения. В табл. 3.2 из [3.26] приводятся временные допустимые уровни воздействия электромагнитных излучений, создаваемых системами сотовой связи. Для данного диапазона частот в качестве критерия используется величина плотности потока энергии (ППЭ) [мкВт], приходящейся на 1 см^2 поверхности.

Таблица 3.2

Временные допустимые уровни воздействия электромагнитных излучений, создаваемых системами сотовой связи [3.26]

Категория облучения	ПДУ
Профессиональное воздействие	$\text{ППЭ}_{\text{пду}} = 200/T \text{ мкВт/см}^2$ – ПДУ за рабочую смену в T часов; $\text{ППЭ}_{\text{пду}} = 1000 \text{ мкВт/см}^2$ – максимально допустимое значение
Непрофессиональное воздействие: – облучение населения, проживающего на прилегающей селитебной территории, от антенн базовых станций; – облучение пользователей радиотелефонов	$\text{ППЭ}_{\text{пду}} = 10 \text{ мкВт/см}^2$ $\text{ППЭ}_{\text{пду}} = 100 \text{ мкВт/см}^2$

Анализ данной таблицы показывает, что предельно допустимые уровни для производственного персонала и населения существенно различаются: ПДУ для производственного персонала в 2–3 раза выше, чем для населения. Это обусловлено тем, что для производственного персонала при работе в условиях воздействия электромагнитного поля обязательными являются как периодические медицинские обследования, так и получение различных видов материальной и социальной помощи [3.27]. У населения, проживающего на прилегающей к антеннам сотовой связи селитебной территории, под которой понимается территория населенных пунктов, отведенная под жилые кварталы, общественные здания, парки, бульвары и т.п., данные льготы отсутствуют. Кроме того, диапазон состояний организма у населения значительно

шире (от ребенка до пожилого человека, от здорового человека до тяжело больного), чем у производственного персонала.

Для защиты населения обычно в местах расположения излучающих электромагнитное поле средств рассчитывается санитарно-защитные зоны (СЗЗ), к которым относятся специальные территории с особым режимом использования, устанавливаемые вокруг объектов и производств, являющихся источниками воздействия на среду обитания и здоровье человека [3.28]. В данных зонах допускается размещать только здания и сооружения для обслуживания работников объекта и для обеспечения деятельности объекта.

Вводимые таким образом ПДУ на электромагнитное загрязнение носят санитарно-гигиенический характер, а не экологический. Следует отметить, что многие компоненты окружающей среды оказываются более чувствительными к электромагнитному полю, чем человек, и резко деградируют или исчезают при интенсивном воздействии [3.18, 3.19, 3.21–3.23].

3.4.2. Выполним анализ видов электромагнитного мониторинга. В соответствии с работами [3.15, 3.16] по целевой направленности различают следующие виды мониторинга:

- электромагнитный мониторинг для оценки санитарно-гигиенического состояния окружающей среды, загрязненной электромагнитным полем энергетических и телекоммуникационных технических средств;
- геоэкологический электромагнитный мониторинг состояния окружающей среды;
- социально ориентированный электромагнитный мониторинг;
- оперативный электромагнитный мониторинг.

Мониторинг электромагнитной обстановки, осуществляемый для целей санитарно-гигиенической экспертизы, проводится на этапах проектирования, строительства и эксплуатации излучающих технических средств. Основа такого мониторинга – прогнозирование электромагнитной обстановки расчетными методами. Расчеты обычно проводятся на критические режимы работы: условия прямой видимости, предельные нагрузки, максимальные излучаемые мощности и прочее. Результаты оформляются в виде санитарно-гигиенического заключения на излучающий объект и включают в себя материалы по санитарно-защитным зонам конкретного объекта. Для формирования обобщенной картины поля города они малопригодны.

Особенностями геоэкологического мониторинга являются охват больших территорий, а также большое количество разнородных технических средств, пространственная разнесенность излучающих объектов, влияние рельефа местности и застройки на электромагнитную обстановку. Для оценок электромагнитной обстановки требуется наличие системы обобщенных оценок как оборудования, так и создаваемой ими угрозы. Получаемые результаты должны обеспечивать оценку вкладов излучающих средств и возможность прогнозирования энергетических запасов оборудования.

Социально ориентированный электромагнитный мониторинг обеспечивает своевременное и оперативное информирование населения об уровне электромагнитного загрязнения той или иной территории, с наглядной визуализацией полученных данных [3.30–3.41]. Результаты данного мониторинга должны быть доступны населению и могут непрерывно корректироваться с появлением новых проблем и вопросов по электромагнитной обстановке.

Целью оперативного электромагнитного мониторинга, осуществляемого операторами телекоммуникационных сетей, является оценка возможностей современного оборудования и работоспособности телекоммуникационных сетей.

3.5. Решение задачи визуализации результатов при социально ориентированном электромагнитном мониторинге окружающей среды

3.5.1. В условиях ухудшения электромагнитной обстановки в городах с большой численностью населения социально ориентированный электромагнитный мониторинг становится особо востребованным. Наряду с основной задачей — необходимостью информирования населения о возможных последствиях для здоровья поля излучения антенн сотовой связи, размещаемых в непосредственной близости от жилых зданий — результаты визуализации могут быть использованы:

- для формулировки научно обоснованных рекомендаций по выбору границ областей территорий, в которых необходимо проведение исследований другими методами, например, гигиенических и эпидемиологических, а также осуществления трактовки получаемых результатов;

- для выбора конструкции антенны при установке в жилом районе с учётом требований экологии [3.24, 3.25];

– для оценки влияния результатов модернизации конструкции антенны на изменение экологической ситуации в районе.

3.5.2. Решение задачи визуализации оценки электромагнитной обстановки рассмотрим на примере поля антенн подвижной связи, устанавливаемых на зданиях. Поскольку высота их установки небольшая, а направление максимального излучения ориентировано к потребителям, т.е. в сторону земли, то в местах с большой плотностью населения они становятся основным источником ухудшения экологической ситуации. Получение исходных данных для визуализации электромагнитной обстановки вблизи размещения излучающего радиотехнического объекта, т.е. распределение плотности потока энергии в пространстве, можно получить несколькими методами, например, методом инструментальных измерений [3.19, 3.21, 3.42, 3.43], методом расчётного прогнозирования [3.16, 3.19, 3.32, 3.33]. Метод инструментальных измерений, обычно применяемый к уже установленным антеннам, не позволяет объяснить наблюдаемую картину распределения плотности потока энергии. Метод расчётного прогнозирования, в основе которого лежит применение строгой электродинамической теории, даёт возможность оценить вклад различных факторов в получаемую картину электромагнитной обстановки уже на этапе проектирования антенны, а также места её размещения. В связи с этим в дальнейшем будем рассматривать результаты исследований, выполненных с его использованием.

3.5.3. Метод расчётного прогнозирования применяется в ряде программ и программных комплексов, например, в [3.19, 3.34, 3.40, 3.41, 3.44], осуществляющих расчёты распределения плотности потока энергии от антенн различных излучающих радиотехнических объектов. Программы предназначены для визуализации результатов расчётов при решении различных практических задач, начиная с нахождения границ санитарно-защитных зон от излучающих объектов и заканчивая распределением плотности потока энергии антенн в горизонтальной и вертикальной плоскостях. Так, для решения задач оценки безопасности нахождения обслуживающего персонала на крыше здания вблизи работающей антенны, а также оценки безопасности для жителей домов, вблизи которых устанавливается антенна, наиболее часто возникающих при проведении социально ориентированного электромагнитного мониторинга, более целесообразно использовать комплекс программ [3.40, 3.41], описание работы которых приведено в [3.39]. Программы

предназначены для визуализации расчётов величины плотности потока энергии от антенн систем подвижной связи в плоскостях (горизонтальной и вертикальной), а не в отдельных точках.

3.5.4. Приведём пример визуализации электромагнитной обстановки вблизи антенны подвижной связи, установленной на крыше здания, с использованием программ [3.40, 3.41]. Для формирования исходных данных воспользуемся результатами работы [3.36], в которой было показано, что на мировом рынке сотовой связи представлены как более старые стандарты *IMT-2000*, так и его более новые разновидности – *3G* и *4G*. Для подвижной радиосвязи стандарта *IMT-2000* в соответствии с рекомендациями Международного союза электросвязи МСЭ-*R* М.1036-3 определены частоты 806–960 МГц, 1710–1885 МГц и 2500–2690 МГц. Для систем транкинговой связи в Европе закреплены диапазоны 380–395 МГц (для служб безопасности), 410–470 МГц (для коммерческих организаций). Электрические параметры антенн наиболее типичных для России систем подвижной связи приведены в табл. 3.3.

Таблица 3.3

Электрические параметры типовых антенн базовых станций [3.36]

Модель антенны	Частотный диапазон, МГц	Коэф-фициент усиления, дБ	Ширина главного лепестка ДН, град		Максимально допустимая входная мощность, Вт
			<i>H</i> -пл.	<i>E</i> -пл.	
Антенны транкинговой связи стандарта <i>TETRA</i>					
RAV-2UL-90	400–430	8	37	90	400
RAV-4UL-90	400–430	11	18	90	400
RAO-4U-120	400–470	8	36	120	400
RAX-2UL-70	400–430	9	36	70	400
RAX-4UL-70	400–430	12	18	70	400
RAO-2U-60	380–440	10	36	60	500
Антенны системы сотовой связи стандарта <i>GSM</i> (3G)					
RAO-11GL-60	860–970	11	30	60	50
RAO3-10GH-60	1710–1880	13	18	60	50
RAO-14GL-70	860–970	14	15	70	50
Антенны системы сотовой связи стандарта <i>LTE</i> (4G)					
RAX-14Yota-70	2400–2700	14,2	8	65	50

Для сокращения объёма исследований воспользуемся рекомендуемым Всемирной организацией здравоохранения «предупредительным принципом» [3.22] и рассмотрим наихудшие с точки зрения влияния на электромагнитную экологию варианты конструкций антенн. С этой целью выберем для каждого стандарта антенны с наибольшим размером санитарно-защитной зоны по уровню максимального излучения, т.е. на уровне размещения фазового центра антенны. Для антенн из табл. 3.3 данные сведения проиллюстрированы на рис. 3.4.

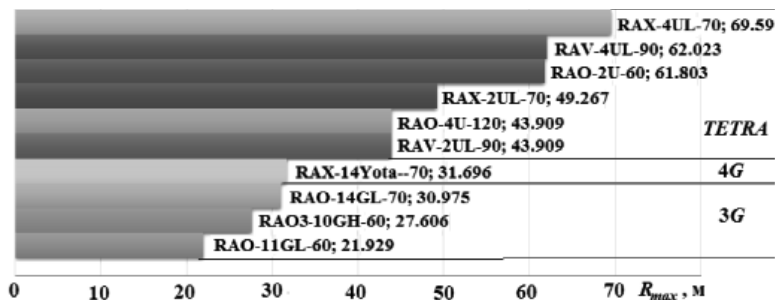


Рис. 3.4. Размеры санитарно-защитных зон по уровню максимального излучения антенны

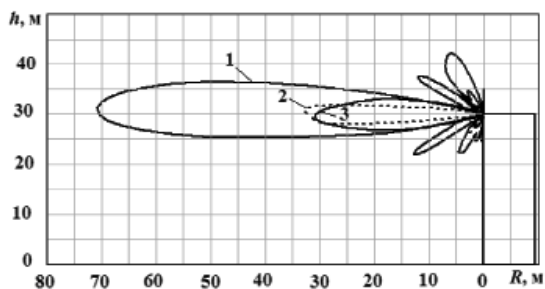
С учётом данного «предупредительного принципа» к наихудшим вариантам по каждому стандарту связи можно отнести: антенну транкинговой связи RAX-4UL-70, антенну RAX-14Yota-70 стандарта 4G и антенну RAO-14GL-70 стандарта 3G.

Далее введём ограничение на минимальную высоту размещения фазового центра антенны над поверхностью крыши [3.19, 3.33], обусловленное используемой электродинамической моделью: данная высота z_f должна удовлетворять условию $z_f > 2L^2/\lambda$, где L – наибольший размер по вертикали источника излучения [м]; $\lambda = c/f$ – рабочая длина волны [м]; $c = 3 \cdot 10^8$ [м/с] – скорость света; f – рабочая частота [Гц]. С учётом сделанных допущений и введённых ограничений электрические параметры геометрических моделей имеют вид, приведенный в табл. 3.4. На рис. 3.5,а,б приведены границы санитарно-защитных зон по уровню максимального излучения в вертикальной и горизонтальной плоскостях соответственно для исследуемых антенн. На рисунках приняты следующие обозначения: 1 – антенна стандарта TETRA; 2 – антенна стандарта 4G; 3 – антенна стандарта 3G.

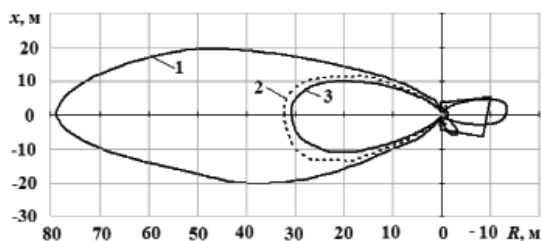
Таблица 3.4

Электрические параметры исследуемых антенн базовых станций [3.36]

Модель антенны	Средняя частота, МГц	Коэффициент усиления, дБ	Максимально допустимая входная мощность, Вт	Высота размещения фазового центра антенны, м
RAX-4UL-70	415	12	400	4,2
RAX-14Yota-70	2550	14,2	50	3,5
RAO-14GL-70	915	14	50	6,3



а



б

Рис. 3.5. Границы санитарно-защитных зон для исследуемых антенн по уровню максимального излучения:

 a – в вертикальной плоскости; b – в горизонтальной плоскости;

1 – RAX-4UL-70; 2 – RAX-14Yota-70; 3 – RAO-14GL-70

При проведении исследований предполагалось, что антенны размещались на здании, углы крыши которой определяются в декартовой системе координат точками $A(0; 0; 30)$, $B(-7; 40; 30)$, $C(-13,5; -4; 30)$, $D(-2,5; -8,5; 30)$.

Структура поля исследовалась в двух плоскостях: горизонтальной, проходящей на высоте 2 метра параллельно поверхности крыши, и вертикальной, проходящей через фазовый центр антенны и направление максимального излучения. Кроме того, полагалось, что антенна размещена посередине одной из кромок, а направление ее максимального излучения ориентировано в сторону от здания, перпендикулярно краю крыши. Такое размещение относится, как показано в [10.36], к одному из типичных вариантов. На рис. 3.6 и 3.7 приводятся результаты исследований влияния направленных свойств антенны на электромагнитную обстановку вблизи неё. В качестве испытуемой была выбрана антенна стандарта 3G RAO-14GL-70 и аналогичная ей по мощности и размерам, но являющаяся всенаправленной. Цифрами 1–3 на данных рисунках обозначены области падающего луча 1, области падающего и отраженного лучей 2, область тени 3.

Анализ полученных результатов позволяет сделать следующие выводы:

- антенны с всенаправленными характеристиками направленности создают на крыше здания на высоте 2 м от поверхности крыши уровень плотности потока энергии $5,11 \cdot 10^3$ мкВт/см², что на несколько порядков превышает предельно допустимое значение;
- антенны, у которых диаграммы направленности имеют уровень заднего излучения не более –20 дБ, обеспечивают уровень плотности потока энергии на крыше не выше 0,021 мкВт/см².

Полученные результаты имеют физическую трактовку. В горизонтальной плоскости для изотропной диаграммы направленности просматриваются дуги концентрических окружностей, центр которых совпадает с центром размещения антенны. В вертикальной плоскости над крышей за счет отражения излучаемого антенной электромагнитного поля наблюдается увеличение уровня плотности потока энергии. Кроме того, отражающая поверхность увеличивает размеры санитарно-защитной зоны в задней полусфере почти в два раза по сравнению с передней полусферой. В переднем полупространстве отражающая поверхность отсутствует, что приводит к тому, что здесь просматриваются линии одинакового уровня, по форме совпадающие с сечением вертикальной плоскостью диаграммы направленности элементарного электрического вибратора.

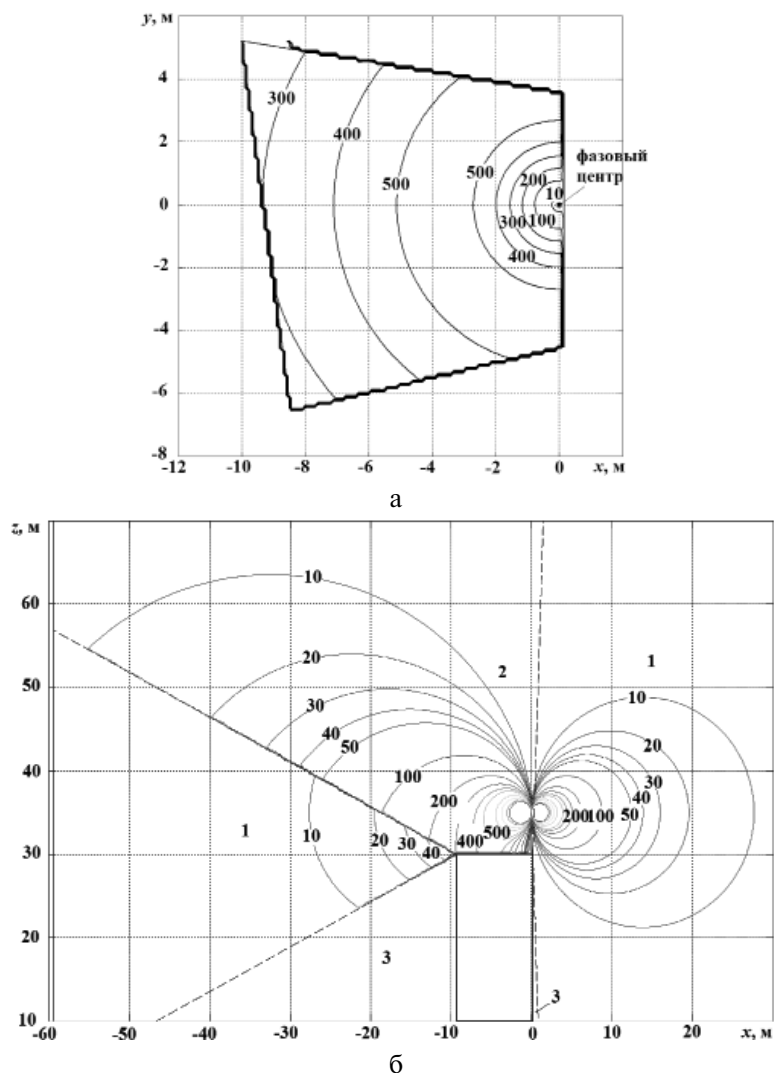


Рис. 3.6. Распределение плотности потока энергии
вблизи всенаправленной антенны:
а – в горизонтальной плоскости; б – в вертикальной плоскости;
1 – область падающего луча; 2 – область падающего и отраженного лучей;
3 – область тени

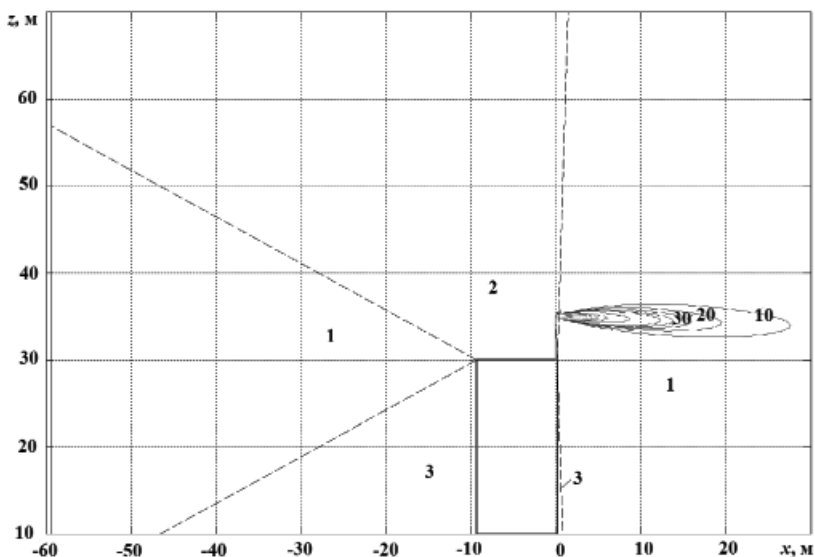


Рис. 3.7. Распределение плотности потока энергии в вертикальной плоскости вблизи антенны с направленными свойствами

Антенна с направленными свойствами образует узкий направленный луч в переднее полупространство, в связи с чем практически не оказывает вредного воздействия на территорию на крыше. Наиболее опасным для неё является направление максимального излучения антенны.

3.5.5. Выполним сравнение полученных результатов с данными работы [3.21], посвященной анализу гигиенических и эпидемиологических исследований влияния излучения базовых станций на население. В ней исследования проводились в радиусе 300 метров от места размещения антенны базовой станции, а распределение точек измерения по местам из расположения было следующее:

- 41,8 % точек располагалось на уровне земли;
- 30,4 % – в зданиях, расположенных в первой и второй линиях застройки относительно базовой станции в зоне прямой видимости;
- 14,3 % – в помещениях зданий, на которых располагались базовые станции, в том числе на открытых площадках зданий (балконы, лоджии и т.п.);

– 13,5% – на кровле зданий, на которых установлены антенны базовых станций и на которые возможен неконтролируемый доступ населения.

Измерения в каждой точке проводились на высотах 0,5 и 2 метра от уровня опорной поверхности.

Выполненный с учётом электродинамических моделей анализ выбора исходных данных для проведения исследований в работе [10.21] показывает, что, во-первых, неправомерно расширена зона исследований до круга радиусом 300 метров. Данные размеры можно сократить почти в трие, т.е. исследуемая территория может быть уменьшена на порядок. Во-вторых, поскольку помещения зданий, на которых располагаются антенны базовых станций даже в случае их размещения на кромке крыши, попадают в область геометрической тени и также могут быть исключены из исследований. Речь может идти только об открытых площадках верхних этажей здания и то только в случае их больших размеров. В-третьих, полученные в работе результаты исследований справедливы только для случая использования всенаправленных антенн, а также их установке не на крае крыши здания, а вдали от неё. В-четвёртых, в отчёте ничего не говорится о высоте здания, на котором установлена антенна. В связи с этим нельзя ничего сказать о результатах, соответствующих точкам, расположенным на уровне земли. В зависимости от высоты здания и высоты размещения фазового центра антенны они могут быть как больше, так и меньше. В-пятых, приводимые в работе измеренного значения плотности потока энергии хорошо согласуются с данными, полученными с использованием разработанных авторами программ [10.40, 10.41] и частично отраженных на рис. 3.5–3.7.

Таким образом, результаты, полученные на основе созданного авторами программного обеспечения, позволяют обосновывать рекомендации по размещению антенн базовых станций подвижной связи на крышах жилых зданий, а также по выбору антенн базовых станций.

3.6. Выводы

3.6.1. Необходимость проведения исследований по оценке электромагнитной обстановке в местах установки антенн мобильных систем связи обусловлена их широким использованием, приводящим к усилению электромагнитного фона в районах плотной городской застройки.

3.6.2. Выполненный анализ вредного воздействия электромагнитного поля на здоровье населения показал, что

- излучение СВЧ-диапазона влияет на головной мозг, кровеносную и нервную системы, на сердечную деятельность, на образование опухолей и др. человека, а также на окружающую экосистему;

- непосредственная оценка и профилактика электромагнитного загрязнения окружающей среды невозможны, поскольку излучение является основным инструментом для переноса информации у радиотехнических систем;

- медико-гигиенический подход, состоящий в ограничении электромагнитного поля до природного фона, является неприемлемым;

- воздействие на большие контингенты людей, включая детей, стариков и больных, в селитебных районах является неизбежным фактором.

3.6.3. Невозможность проведения профилактических мероприятий делает актуальным электромагнитный мониторинг окружающей среды, при котором для оценки состояния среды по электромагнитному фактору применяются предельно допустимые уровни электромагнитного поля при воздействии на человека, введенные в действие специальными регламентирующими документами.

3.6.4. Социально ориентированный электромагнитный мониторинг, являющийся составной частью электромагнитного мониторинга, в условиях ухудшения электромагнитной обстановки в городах с большой численностью населения становится особо актуальным, поскольку наряду с основной задачей — необходимостью информирования населения о возможных последствиях для здоровья поля излучения антенн сотовой связи, размещаемых в непосредственной близости от жилых зданий — результаты визуализации могут быть использованы:

- для формулировки научно обоснованных рекомендаций по выбору границ областей территорий, в которых необходимо проведение исследований другими методами, например, гигиенических и эпидемиологических, а также осуществления трактовки получаемых результатов;

- для выбора конструкции антенны при установке в жилом районе с учётом требований экологии;

- для оценки влияния результатов модернизации конструкции антенны на изменение экологической ситуации в районе.

3.6.5. Приведенный пример визуализации результатов исследований электромагнитной обстановки вблизи мест установки антенн подвижной связи на крыше здания показал, что

- размеры санитарно-защитной зоны по максимальному уровню излучения различаются. Максимальные размеры зон (порядка 70 м) наблюдаются для антенн транкинговой связи, поскольку мощность их передатчика превышает мощность передатчиков сотовой связи почти в 20 раз. Минимальными размерами (21 м) обладают антенны стандарта 3G;

- антенны подвижной связи с всенаправленными характеристиками направленности создают на крыше здания на высоте 2 м от поверхности крыши уровень плотности потока энергии $5,11 \cdot 10^3$ мкВт/см², что на несколько порядков превышает предельно допустимое значение;

- антенны с направленными свойствами, у которых диаграммы направленности имеют уровень заднего излучения не более –20 дБ, обеспечивают уровень плотности потока энергии на крыше не выше 0,021 мкВт/см², что на три порядка меньше предельно допустимого уровня.

3.6.6. Получаемые с использованием строгой электродинамической модели результаты визуализации позволяют

- давать чёткую физическую трактовку;
- формулировать рекомендации по выбору размеров и зон обследования заболеваемости населения гигиеническими и эпидемиологическими методами.

Литература

3.1. Федеральный закон от 27.07.2010 г. № 210-ФЗ «Об организации предоставления государственных и муниципальных услуг». [Электронный ресурс]: URL: <http://base.garant.ru/12177515/> (дата обращения: 20.06.2015 г.)

3.2. Телекоммуникации 2015 — прогноз // Технологии и средства связи. 2015. № 1. С. 12–13.

3.3. Проскура Н.В., Ефременко Д.В. Перспективы развития телекоммуникационного сектора в России // Управление экономическими системами. 2013. № 12: [Электронный ресурс]: URL: <http://uecs.ru/marketing/item/2602-2013-12-06-12-26-00> (дата обращения: 2.02.2015 г.)

3.4. Варакин Л.Е. Информационно-экономический закон. Взаимосвязь инфокоммуникационной инфраструктуры и экономики. М.: МАС, 2001. 160 с.

3.5. Становление информационного общества в условиях инновационного развития телекоммуникационных услуг / Д.В. Проскура [и др.]. Н. Новгород, 2013. 145 с.

3.6. Мизин И.А. Состояние и перспективы развития телекоммуникационных технологий [Электронный ресурс] // URL: <http://emag.iis.ru/arc/infosoc/emag.nsf/BPA/cadb2653f863aa37c32575c100289ba1> (дата обращения: 24.04.2015 г.)

3.7. Звездина М.Ю., Пархоменко П.А., Петрашевич Е.С. Состояние и перспективы развития LTE в России // Труды Северо-Кавказского технического университета связи и информатики. Ч.2. Ростов н/Д: ПЦ «Университет», 2014. С. 78-82.

3.8. Эффективность экономики России [сайт] [Электронный ресурс] // URL: http://www.gks.ru/wps/wcm/connect/rosstat_main/rosstat/ru/statistics/efficiency/# (дата обращения: 20.06.2015 г.)

3.9. Пчёлник О.А., Нефёдов П.В. Мобильная связь и заболеваемость населения Краснодарского края // Фундаментальные исследования. 2014. № 10-1. С. 153-159.

3.10. Развитие Интернета в регионах России. Информационный бюллетень [Электронный ресурс] // URL: https://company.yandex.ru/researches/reports/2015/ya_internet_regions_2015.xml (дата обращения: 22.07.2015 г.)

3.11. Сайт Федеральной службы по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций [Электронный ресурс] // URL: <http://rkn.gov.ru/opendata/7705846236-communicationInfrastructureRF/> (дата обращения: 20.07.2015 г.).

3.12. Кудряшов Ю.Б., Перов Ю.Б., Рубин А.Б. Радиационная биофизика: радиочастотные и микроволновые электромагнитные излучения. М.: Физматлит, 2008. 184 с.

3.13. Конституция Российской Федерации. Принята всенародным голосованием 12.12.1993г.: [Электронный ресурс] // URL: <http://www.constitution.ru/> (дата обращения: 20.06.2015 г.)

3.14. Довгуша В.В., Тихонов М.Н., Довгуша Л.В. Влияние естественных и техногенных электромагнитных полей на безопасность жизнедеятельности // Экология человека. 2009. № 12. С. 3-9.

3.15. Маслов М.Ю., Сподобаев М.Ю., Сподобаев Ю.М. Современные проблемы электромагнитной экологии // Электросвязь. 2014. № 10. С. 39-42.

3.16. Маслов М.Ю., Сподобаев М.Ю., Сподобаев Б.М. Электромагнитный мониторинг мегаполиса // Труды научно-исследовательского института радио. 2013. № 4. С. 5-11.

3.17. Рубцова Н.Б., Перов С.Ю., Богачёва Е.В. Информационные технологии как источник неблагоприятного воздействия на человека электромагнитных полей. Классификация // Безопасность в техносфере. 2012. № 2. С. 25–29.

3.18. Маслов М.Ю., Сподобаев М.Ю., Сподобаев Ю.М. Задачи электромагнитной экологии в теории и практике излучающих систем // Электросвязь. 2011. № 12. С. 28–35.

3.19. Сподобаев Ю.М., Кубанов В.П. Основы электромагнитной экологии. М.: Радио и связь, 2000. 239 с.

3.20. Пчёлник О.А., Нефёдов П.В. Мобильная связь и здоровье населения // Фундаментальные исследования. 2013. № 12. С. 356–360.

3.21. Григорьев О.А., Меркулов А.В. Гигиенические исследования электромагнитной обстановки на территориях вокруг базовых станций сотовой связи // Бюллетень медицинских Интернет-конференций. 2012. Т.2. № 6. С. 458–460.

3.22. Григорьев Ю.Г., Григорьев К.А. Электромагнитные поля базовых станций подвижной радиосвязи и экология. Оценка опасности электромагнитных полей базовых станций для населения и биосистем // Радиационная биология. Радиоэкология. 2005. Т.45. № 6. С. 726–731.

3.23. Жуль Е.Г., Моргулис И.И., Кочемарова Ю.В. Формирование электромагнитной нагрузки в условиях городской среды // Вестник КрГАУ. 2008. № 5. С. 291–296.

3.24. Иванов В.Н. Исследование и оптимизация антенн для систем связи и вещания с учетом требований электромагнитной экологии: Дис. ... канд. техн. наук: 05.12.07: Казань, 2005. 184 с. РГБ ОД, 61:05-5/3685.

3.25. Алексеенко М.Г. Анализ городских радиотрасс и обоснование требований к характеристикам антенн базовых станций систем сотовой связи: Дис. ... канд. техн. наук: 05.12.07: Москва, 2004. 184 с. РГБ ОД, 61:05-5/284.

3.26. Гигиенические нормативы ГН 2.1.8./2.2.4.019-94. Временные допустимые уровни (ВДУ) воздействия электромагнитных излучений, создаваемых системами сотовой радиосвязи: [Электронный ресурс] // URL: <http://www.docload.ru/Basesdoc/5/5222/index.htm>. (дата обращения: 6.05.2015 г.)

3.27. СанПин 2.2.4.1191-03. Электромагнитные поля в производственных условиях, на рабочих местах. Санитарно-эпидемиологические правила и нормативы. Утв. Главным гос. санитарным врачом

России 30 января 2003 года. Дата введения 1 мая 2003 года: [Электронный ресурс] // URL: <http://www.mhts.ru/BIBLIO/SNIPS/Sanpiпу/2.2.4.1191-03/2.2.4.1191-03.htm>. (дата обращения: 6.05.2015 г.)

3.28. СанПиН 2.2.4/2.1.8.055-96. Санитарные правила и нормы. Электромагнитные излучения радиочастотного диапазона (ЭМИ РЧ). М.: Изд-во стандартов, 1996. 55 с.

3.29. СанПиН 2.1.8/2.2.4.1190-03. Гигиенические требования к размещению и эксплуатации средств сухопутной подвижной радиосвязи. Утв. Главным гос. санитарным врачом России 13 марта 2003 года. Регистрационный номер 4329. Дата введения 1 июня 2003 года: [Электронный ресурс] // URL: http://www.tehbez.ru/Docum/DocumShow_DocumID_563.html. (дата обращения: 6.05.2015 г.)

3.30. The minT Project: Electromagnetic Radiation Exposure Assesment in Mobile Communications / С. Oliveira [et all.] // IEEE Antennas and Propagation Magazine. 2007. V. 49. № 1. С. 44-53.

3.31. Ергалиев Г.Т. Экологические аспекты курса электродинамики // Вестник современной науки. Спецвыпуск. Педагогика. 2015. № 3. С. 27-31.

3.32. Довбыш В.Н., Сивков В.С., Сподобаев Ю.М. Визуализация электромагнитной обстановки, создаваемой телекоммуникационными техническими средствами, расположенными на больших территориях // Антенны. 2006. № 6. С. 58-62.

3.33. МУК 4.3.1167-02. Методические указания по определению плотности потока мощности электромагнитного поля в местах размещения радиосредств, работающих в диапазоне частот 300 МГц-300 ГГц. Утверждены Председателем Госкомитета санитарно-эпидемиологического надзора РФ 7 октября 2002 года. Представлены Минсвязи России № НТУ-1/237 от 20.04.01 г.): [Электронный ресурс] // URL: <http://bestpravo.ru/rossijskoje/so-instrukcii/t5r.htm>. (дата обращения: 20.05.2015 г.)

3.34. Стаценко Л.Г., Агеева А.А. Определение границ санитарно-защитных зон от передающих объектов в городах со сложным рельефом // Инженерный вестник Дона. 2012. Т.22. № 4-1 (22). С. 30-33.

3.35. Visual representation of energy flux density for mobile system aerial in MathCad / М.Ю. Zvezdina [et all.] // Modeling of Artificial Intelligence. 2015. V. 5. № 1. С. 42-48. [Электронный ресурс] // URL: http://ejournal11.com/journals_n/1428676707.pdf (дата обращения: 20.06.2015 г.)

3.36. Electromagnetic situation visual representation near mobile base station antenna / М.Ю. Zvezdina [et all.] // Theoretical & Applied Science. 2015. № 3(23). С. 10-17.

3.37. Звездина М.Ю., Шокова Ю.А., Шоков А.В. Влияние параметров антенн транкинговой и сотовой связи на электромагнитную обстановку вблизи мест установки // Universum: Технические науки: электрон. научн. журн. 2015. № 2 (15). [Электронный ресурс] // URL: <http://7universum.com/tech/archive/item/1961> (дата обращения: 20.06.2015 г.).

3.38. Моделирование электромагнитной обстановки вблизи антенны системы подвижной связи на крыше жилого дома / М.Ю. Звездина [и др.] // Труды Северо-Кавказского технического университета связи и информатики. Ч.2. Ростов н/Д: ПЦ «Университет», 2015. С. 185-188.

3.39. Программный комплекс для визуализации обстановки вблизи антенны сотовой связи / М.Ю. Звездина [и др.] // Сб. тр. Междунар. заочн. Научно-практ. конф. «Теоретические и практические вопросы науки и образования», 31 января 2015г., Тамбов, Россия. Ч.10. С. 70-74.

3.40. Свидетельство 2015612312. Визуализация электромагнитной обстановки на крыше жилого здания с установленной антенной; программа для ЭВМ / М.Ю. Звездина, Ю.А. Шокова, А.В. Шоков, П.А. Пархоменко (RU); правообладатель ФГБОУ ВПО Донской ГТУ, № 2014663458; заявл. 23.12.2014; опубл. 20.03.2015, Бюл. № 3. 0,683 Мб.

3.41. Свидетельство 2015615602. Визуализация электромагнитной обстановки в вертикальном сечении вблизи здания с установленной на нём антенной системы сотовой связи; программа для ЭВМ / М.Ю. Звездина, Ю.А. Шокова, А.В. Шоков, П.А. Пархоменко (RU); правообладатель ФГБОУ ВПО Донской ГТУ, № 2015612076; заявл. 23.03.2015; опубл. 20.06.2015, Бюл. № 6. 0,709 Мб.

3.42. Елягин С.В. Анализ плотности потока мощности (ППМ) вблизи излучающих антенн // Вестник УлГТУ. 2008. № 4. С. 51-54.

3.43. Елягин С.В., Деменьтев В.Е. Анализ плотности потока энергии (ППЭ) вблизи антенн стандарта GSM // Вестник УлГТУ. 2009. № 3. С. 29-33.

3.44. Программа SANZONE: [Электронный ресурс]: URL: <http://www.ing-tv.ru/index/sanzone/0-53> (дата обращения: 20.06.2015 г.).

4. ПРИМЕНЕНИЕ АНОМАЛЬНЫХ СВОЙСТВ МЕТАМАТЕРИАЛОВ ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ АНТЕННЫ

Звездина М.Ю., Шокова Ю.А., Шоков А.В.

Аннотация — Рассматриваются новые возможности управления структурой электромагнитного поля антенн путём применения аномальных свойств метаматериалов. Для оценки частотных зависимостей электрических свойств метаматериалов приводятся их классификация, принципы функционирования, а также соотношения для вычисления значений эффективных проницаемостей и поверхностного импеданса. Приводятся зависимости между амплитудой возбуждаемых поверхностных волн в покрытии и параметрами метаматериала. Показаны примеры использования метаматериалов для управления формой диаграммы направленности, построения низкопрофильных антенн, изменения траектории распространения электромагнитной волны в многослойном покрытии.

Ключевые слова — метаматериалы, аномальные свойства, принципы функционирования, эффективны проницаемость, импедансный подход, применение в антенной технике.

4. ANOMALOUS PROPERTIES OF METAMATERIALS FOR ANTENNA CHARACTERISTICS MANAGEMENT

Zvezdina M. Yu., Shokova Yu.A., Shokov A.V.

Abstract — An implementation of anomalous properties of metamaterials is considered to develop an antenna obtaining new possibilities to manage the electromagnetic field structure. Classification, structure, operating principles, and correlations to evaluate effective permeability and impedance of metamaterials are given. A special attention is given to metamaterial parameter selection for surface wave excitation in coating. Examples of metamaterial implementation in managing the directivity pattern shape, low-profile antenna design, and electromagnetic wave propagation path correction in multilayer coating are given.

Keywords — metamaterial, anomalous properties, operating principles, effective permeability, impedance approach, implementation in antennae.

4.1. Введение

Одним из направлений перехода на инновационный уровень развития экономики является применение в технологических процессах композиционных материалов с заданными свойствами. В настоящее

время к таким материалам относятся метаматериалы («*мета-*» – вне (*пер. с греч.*), показывающая, что электрические свойства искусственного материала выходят за пределы образующих его компонентов). Данные материалы являются искусственными средами и обладают аномальными свойствами.

Создание материалов с требуемыми свойствами даёт возможность управлять энергией поверхностных волн, возбуждаемых в покрытии из метаматериала. Это, в свою очередь, позволяет вводить дополнительные степени управления структурой электромагнитного поля, излучаемого антеннами радиотехнических систем.

4.2. Классификация метаматериалов

4.2.1. Переход технологий на новый уровень характеризовался с начала 2000-х годов разработкой и производством искусственных материалов – метаматериалов (ММ) [4.1–4.25]. Среда с обратными волнами, предсказанные в начале XX века, наблюдаемые до 2000-х годов только в волноводах и анизотропных средах и экспериментально доказанные Смитом и его коллегами в 2000 году в искусственных материалах, базируются на новых физических принципах и вследствие этого обладают аномальными свойствами.

Метаматериалы могут быть созданы с различными электрическими свойствами [4.2–4.24]. Их классификация в зависимости от значений относительной диэлектрической и относительной магнитной проницаемостей показана на рис. 4.1.

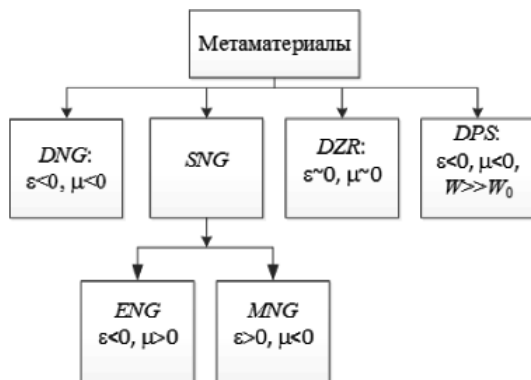


Рис. 4.1. Классификация метаматериалов

Анализ данного рисунка показывает, что названия ММ определяют значения относительных проницаемостей материала:

– *DNG* – *double negative* (оба значения проницаемостей отрицательные);

– *DPS* – *double positive* (оба значения проницаемостей положительные, волновое сопротивление среды W намного превышает волновое сопротивление свободного пространства W_0 . Отсюда второе название – высокоимпедансные поверхности – *Hi-Z* – *high impedance surfaces*);

– *SNG* – *single negative* (отрицательно одно значение из проницаемостей: если отрицательна относительная диэлектрическая проницаемость, то принимается название *ENG*, если относительная магнитная проницаемость, то *MNG*). Данные материалы называются также метаматериалами смешанного типа;

– *DZR* – *double zero* (обе проницаемости практически равны нулю, что приводит к тому, что коэффициент отражения от данных материалов близок к нулю).

4.2.2. Электрические свойства метаматериалов могут либо изменяться в зависимости от частоты [4.2–4.9, 4.17–4.20, 4.25–4.27], т.е. образуют диспергирующие среды, либо сохранять свои значения в относительно широкой полосе частот [4.7]. В первом случае ММ образуют частотно-селективные структуры (ЧСС), как показано на рис. 4.2.

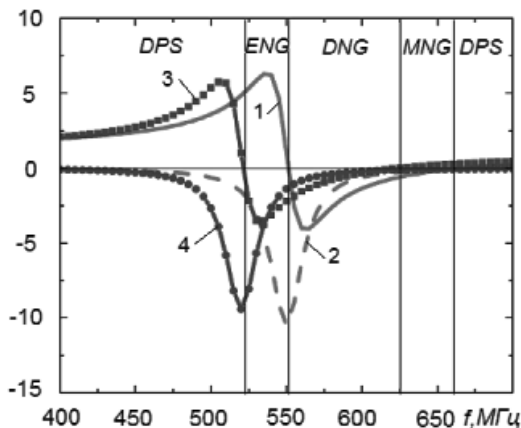


Рис. 4.2. Частотная зависимость метаматериалов диспергирующего типа:

$$1 - \epsilon'_r; 2 - \epsilon''_r; 3 - \mu'_r; 4 - \mu''_r$$

Основной особенностью построения метаматериалов является искусственно созданная периодическая структура. В зависимости от того, по какому числу направлений наблюдается периодичность, различают $1D$, $2D$ и $3D$ -структуры. Физическая реализация ЧСС может быть различной. Так, они могут быть реализованы в виде диэлектрических материалов с заполнениями в виде разомкнутых резонансных проводочных колец (*SRR*). Форма колец может быть деформирована из круглой в квадратную. Примеры конструкций приведены на рис. 4.3, *а, б*. Для физической реализации метаматериалов, сохраняющих свои электрические свойства в широкой полосе частот, кольца выполняются не разомкнутыми, а замкнутыми [4.7]. Кроме того, располагаться кольца в структуре материала могут случайным образом. Два варианта реализации такой конструкции из работы [4.7] приведены на рис. 4.4.

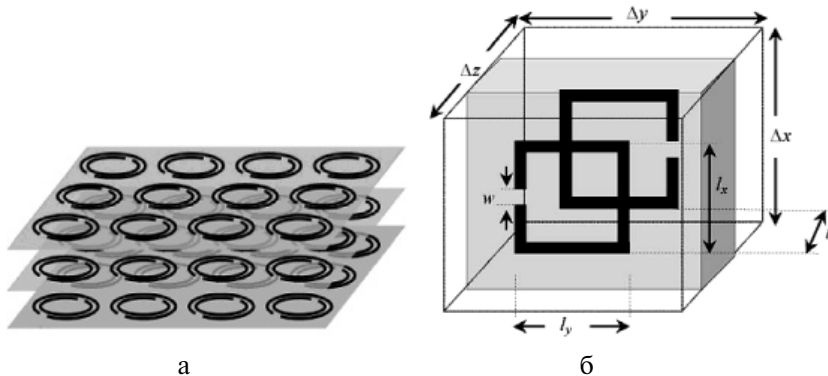


Рис. 4.3. Примеры физической реализации частотно-селективных структур:
а — с заполнением из разомкнутых колец;
б — с заполнением из разомкнутых квадратов

Высокоимпедансные поверхности *Hi-Z*, также называемые поверхностями Зивенпипера, давшего теоретическое описание физических процессов в них, представляют собой $3D$ гофрированные структуры. Их аномальные свойства проявляются при резонансе рабочей частоты электромагнитной волны и конструктивной частоты структуры [4.2, 4.3, 4.5].

Наиболее простым вариантом построения высокоимпедансной поверхности являются грибообразные электромагнитные структуры. Пример выполнения такой структуры показан на рис. 4.5.

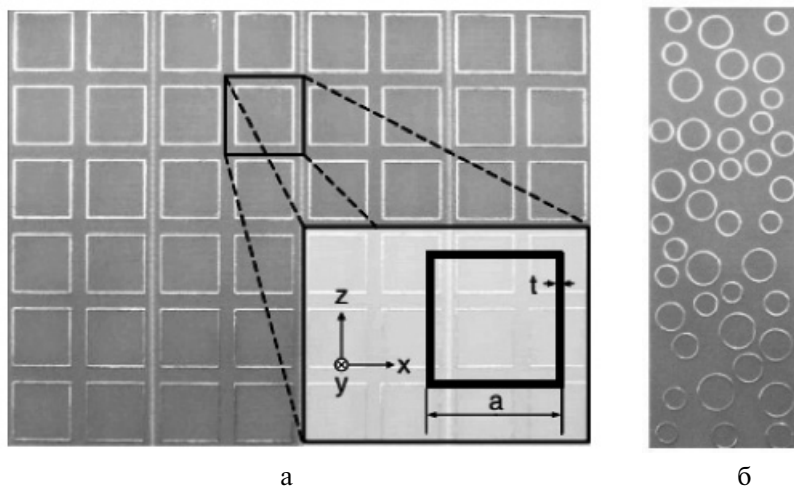


Рис. 4.4. Примеры реализации метаматериалов с постоянными электрическими характеристиками [4.7]:
 а – с периодической структурой;
 б – с хаотическим расположением элементов

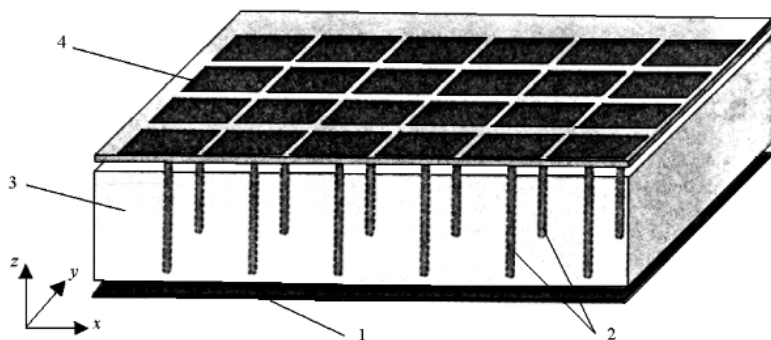


Рис. 4.5. Конструкция экрана грибообразной структуры:
 1 – основа-экран; 2 – металлические стержни-ножки;
 3 – материал заполнения;
 4 – пластинчатые металлические элементы

Данная конструкция включает металлическую основу-экран 1, на который на ножках в виде металлических стержней 2 радиуса r (при грибообразной структуре) или выступов (при выступообразной

структуре) установлены с шагом D пластинчатые металлические элементы, имеющие квадратную или шестиугольную форму. Зазор между шляпками составляет $g \ll \lambda$ (λ — рабочая длина волны). Промежуток между экраном-основой и пластинчатыми элементами высотой t_2 , заполнен диэлектрическим материалом с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_r , выполняющим функции уплотнения конструкции, а также регулирующим структуру электромагнитного поля.

В зависимости от относительных размеров ячеек (по сравнению с длиной волны в свободном пространстве λ_0), образующих $2D$ периодическую структуру, поверхности подразделяются на два типа [4.2—4.7]. Так, при размерах ячейки порядка $\lambda_0/20 \dots \lambda_0/10$ структуры называются электромагнитными структурами с частотной отсечкой (*EBG*), а при меньших размерах (порядка $\lambda_0/40 \dots \lambda_0/20$) — частотно-селективными (ЧСС, *FSS*). Указанные типы структур функционируют на основе различных физических принципов. Так, структуры с отсечкой *EBG* используют эффект рассеивателя Брэгга, а работа ЧСС связана с особенностями распространения электромагнитной волны в многослойной анизотропной среде с отрицательными относительными проницаемостями в нормальном направлении. Соответственно ЧСС функционируют в более низком частотном диапазоне чем частота первого резонанса структуры Брэгга [4.3].

4.3. Принципы работы метаматериалов

4.3.1. Пояснение принципов работы метаматериалов начнем с наиболее простого варианта их исполнения — высокоимпедансных структур. Данные конструкции представляют собой резонансные *LC*-контуры, настроенные на определенную частоту [4.2—4.4, 4.21, 4.25]. Элементы данных контуров, как показано на рис. 4.6, образуются следующим образом: ёмкости создаются в зазорах между металлическими пластинами одного ряда или соседних рядов, а индуктивность образуется за счет вихреобразного затекания магнитного поля во внутреннюю полость.

Высокоимпедансные поверхности применяются в качестве экранов для управления электромагнитным полем

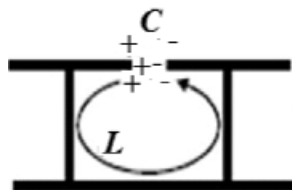


Рис. 4.6. Представление ячейки *Hi-Z* в виде *LC*-контура

расположенных вблизи проволочных антенн. При классическом построении антенны с металлическим рефлектором в виде плоскости (РЕС) излучатель размещается на удалении $\lambda/4$ (λ – рабочая длина волны) от металлического экрана, как показано на рис. 4.7, а. В этом случае падающая на экран электромагнитная волна от излучателя и отраженная от экрана в области, расположенной за излучателем, складываются в противофазе, и дифракционный максимум возникает только в направлении главного лепестка диаграммы направленности. При размещении излучателя на удалении менее $\lambda/4$, как показано на рис. 4.7, б, данные волны складываются не в противофазе, и возникает дифракционный лепесток, по уровню сопоставимый с главным лепестком диаграммы направленности антенны. Вблизи высокоимпедансной поверхности сдвиг фаз между падающей и отраженной волнами равен нулю. Вследствие этого при размещении излучателя на расстояниях намного меньше длины волны дифракционный лепесток не возникает, как показано на рис. 4.8. Данный эффект обусловлен тем, что между металлическим экраном-основой и излучателем формируется резонирующая полость, действующая как частично отражающая поверхность.

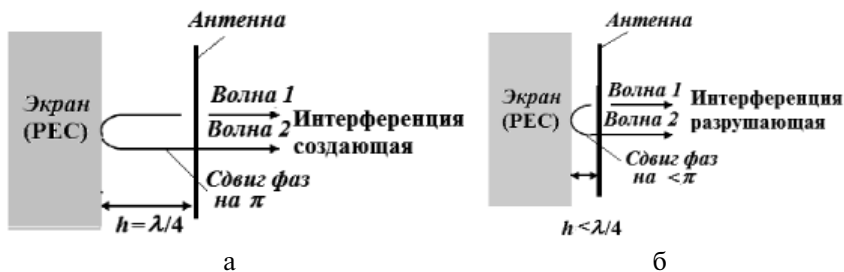


Рис. 4.7. Размещение излучателя вблизи идеально проводящего электрического ток экрана:

- а – случай подавления дифракционного лепестка;
- б – случай формирования дифракционного лепестка

4.3.2. Рассмотренная в п. 4.3.1 конструкция высокоимпедансной поверхности относится к материалам типа *DPS*. В то же время возможны построения высокоимпедансных поверхностей и из метаматериалов смешанного типа. При этом резонансный контур (один или несколько), как предложено в работах [4.10–4.13], образуются из

парных слоёв ММ типа *SNG*. При этом слои с отрицательным значением относительной диэлектрической проницаемости (*ENG*) аналогичны ёмкости, а слои с отрицательными значениями относительной магнитной проницаемости (*MNG*) – индуктивности. Кроме того, отличается и физический принцип работы структуры ММ смешанного типа. В ММ смешанного типа применяется эффект преобразования гармонической распространяющейся волны в передаваемую затухающую (эванесцентную) волну, которая не переносит энергию, а только обеспечивает колебательный процесс энергии в слое [4.27–4.30].



Рис. 4.8. Размещение излучателя вблизи *Hi-Z*

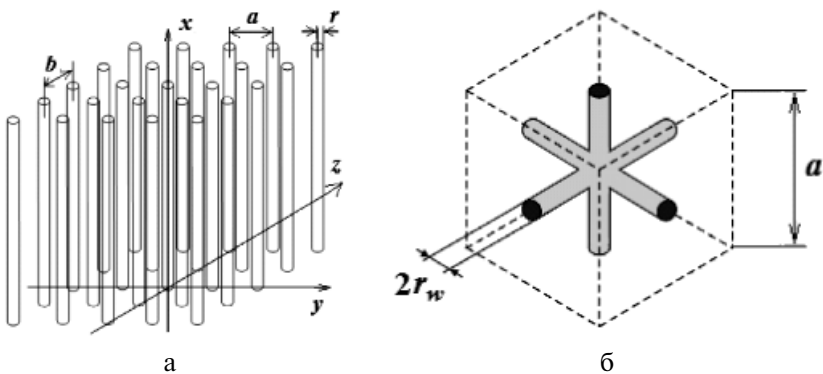


Рис. 4.9. Примеры реализации метаматериала типа *ENG*:
а – двумерная структура; б – трехмерная структура

Примеры реализации материалов типа *ENG* показаны на рис. 4.9, а типа *MNG* – на рис. 4.10. Наряду с приведенными при построении ММ

с отрицательными значениями относительной магнитной проницаемости могут быть использованы конструкции, показанные на рис. 4.3.

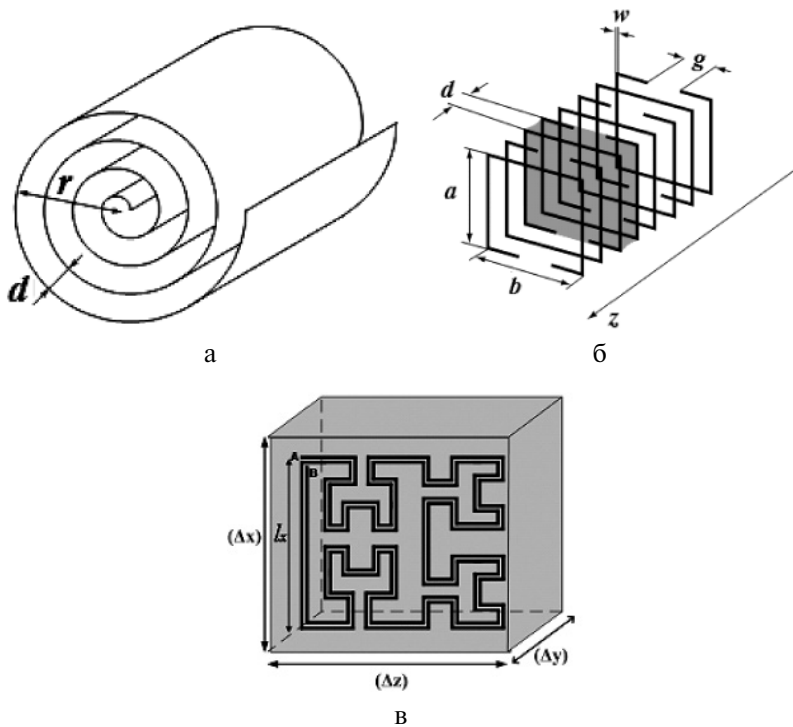


Рис. 4.10. Примеры реализации метаматериалов типа *MNG*:

- a* – рулетный элемент;
- б* – периодическая структура разомкнутых колец;
- в* – фрактальная структура

Анализ данных рисунков показывает, что среды с отрицательным значением относительной диэлектрической проницаемости могут быть выполнены в виде параллельно расположенных металлических проводов. При этом двумерная конструкция показана на рис. 4.9, *а*, а трехмерная конструкция – на рис. 4.9, *б*. Примеры реализации сред с отрицательными значениями относительной магнитной проницаемости показаны на рис. 4.10. Анализ конструкций, приведенных на рис. 4.10, показывает, что ММ с отрицательным

значением относительной магнитной проницаемости может быть выполнен в виде рулетного элемента (см. рис. 4.10, а), периодической структуры разомкнутых резонансных колец (см. рис. 4.10, б и 4.3) [4.2, 4.4, 4.6, 4.9] или фракталов (см. рис. 4.10, в) [4.21].

4.4. Вычисление эффективных значений проницаемостей

4.4.1. При проведении исследований влияния аномальных свойств метаматериалов на характеристики направленности и характеристики согласования антенн обычно осуществляется переход от конструктивных параметров метаматериалов к эффективным значениям относительной диэлектрической $\varepsilon = \varepsilon'_r + \varepsilon''_r$ и относительной магнитной $\mu = \mu'_r + \mu''_r$ проницаемостей. Данный переход возможен, если размер включений, входящих в состав композита, мал по сравнению с длиной волны. Приведём наиболее известные соотношения для данных пересчётов.

Для материалов типа *ENG*, конструкция которых показана на рис. 4.9,а, величина относительной диэлектрической проницаемости определяется соотношением [4.1]:

$$\varepsilon(\omega) = 1 - \frac{\omega_p^2}{\omega^2}; \quad (4.1)$$

где
$$\omega_p = \frac{c}{a} \sqrt{\frac{2\pi}{\ln(a) - \ln(2\pi r)}}, \quad (4.2)$$

$c = 3 \cdot 10^8$ м/с — скорость света в вакууме; a — интервал между проводниками; r — радиус проводника.

Частотная зависимость $\mu(\omega)$ для материалов типа *MNG* определяется формулой, аналогичной соотношению (4.1):

$$\mu(\omega) = 1 - \frac{\omega_{pm}^2}{\omega^2}, \quad (4.3)$$

где ω_{pm} — плазменная частота для *MNG*.

Для круглого цилиндра, показанного на рис. 4.3,а, в вакууме с сечением в виде двойного разрезного кольца в пренебрежении толщены стенок справедливо следующее выражением [4.4, 45.6]:

$$\mu_{эфф} = 1 - \frac{\pi r^2}{a^2} \left(1 - \frac{3d}{\pi^2 r^3 \omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon} + \frac{i2\sigma}{\mu r \omega} \right), \quad (4.4)$$

где a — длина ячейки; σ — электрическая проводимость стенок цилиндров; d — зазор между разрезными кольцами в поперечном сечении; r — внутренний радиус меньшего из колец.

Резонансная частота данного элемента, при которой $\mu_{\text{эфф}} \rightarrow \infty$, определяемая из условия равенства нулю знаменателя выражения (4.4) и в отсутствии потерь ($\sigma = 0$), равна [4.4, 4.6]:

$$\omega_{0m} = \frac{c\sqrt{3d/r}}{\pi r}. \quad (4.5a)$$

Величина плазменной частоты, полученная из (4.4) при условии $\sigma = 0$ и $\mu_{\text{эфф}} \rightarrow \infty$, определяется формулой [4.4, 4.6]:

$$\omega_{pm} = \frac{c\sqrt{3d/(r(1-\pi r^2/a^2))}}{\pi r}. \quad (4.5b)$$

Учитывая соотношения (4.4) и (4.5a), можно записать:

$$\mu_{\text{эфф}} < 0 \text{ при } \omega_{0m} < \omega < \omega_{pm}. \quad (4.6)$$

В случае использования рулетного элемента, показанного на рис. 4.10,а, эффективная магнитная проницаемость будет определяться соотношением [4.4]:

$$\mu_{\text{эфф}} = 1 - \frac{\pi r^2}{a^2} \left(1 - \frac{dc^2}{2\pi^2 r^3 (N-1)\omega^2} + \frac{i2\rho}{\mu r \omega (N-1)} \right), \quad (4.7)$$

где d — толщина изолятора между витками в структуре; N — число витков; ρ — сопротивление катушки на единицу длины; r — внешний радиус рулета; i — мнимая единица.

Следует отметить, что соотношения (4.1) и (4.3) являются частными случаями моделей Друде (*Drude*) и Лорентца (*Lorentz*) [4.4]:

$$\varepsilon(\omega) = 1 - \omega_{ep}^2 / \left(\omega(\omega - i\gamma_e \omega_{ep}) \right); \quad (4.8)$$

$$\mu(\omega) = 1 - (\omega_{mp}^2 - \omega_0^2) / \left(\omega(\omega - i\gamma_m \omega_{mp}) - \omega_0^2 \right), \quad (4.9)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$ — циклическая частота резонанса покрытия [рад/с]; ω_{ep} , ω_{mp} — плазменные частоты соответственно электрической и магнитной плазмы [рад/с]; γ_e , γ_m — частоты, описывающие затухание в электрической и магнитной плазме [Гц].

Для анализа зависимостей (4.8) и (4.9) используем пример из [4.37] для следующих исходных данных: $\omega_0/2\pi = 21$ ГГц; $\omega_{ep}/2\pi = 28$ ГГц; $\omega_{mp}/2\pi = 24,5$ ГГц; $\gamma_e = 0$ ГГц; $\gamma_m = 4$ ГГц. Результаты моделирования приведены на рис. 4.11. При этом левое поле иллюстрирует дисперсионные зависимости относительной диэлектрической проницаемости, а правое поле — относительной магнитной проницаемости.

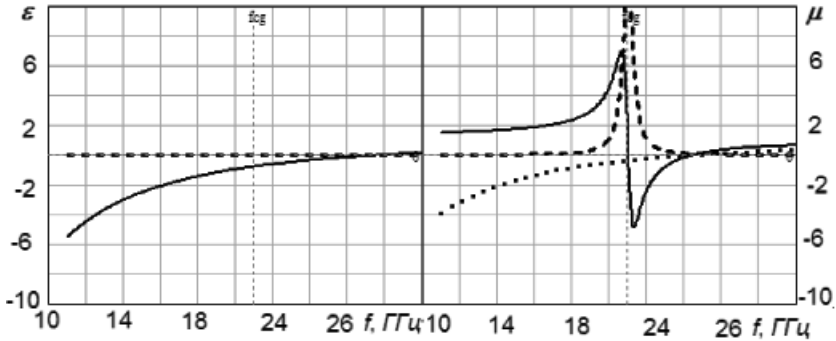


Рис. 4.11. Частотная зависимость относительных проницаемостей метаматериалов по модели Друде и модели Лорентца: левое поле — модель Друде: сплошная линия — ϵ' ; штриховая линия — ϵ'' ; правое поле рисунка — модель Лорентца: сплошная линия — μ' ; штриховая линия — μ'' ; пунктирная — ϵ' при замене параметров магнитной среды на электрическую

Анализ приведенных зависимостей показывает, что модель Друде может быть использована для моделирования отрицательных значений как относительной диэлектрической проницаемости, так и относительной магнитной проницаемости при $f > f_0$. Для моделирования работы покрытия с изменением знака величины проницаемости необходимо использовать модель Лорентца. В этом случае на частотах $f < f_0$ знак проницаемости будет положительный, а при $f > f_0$ — отрицательный.

4.4.2. Для расчета параметров ячейки *Hi-Z* структуры, показанной на рис. 4.12, могут быть использованы соотношения из [4.3, 4.4], зависящие от поляризации падающей волны:

$$C_{TM} = \frac{2D\epsilon_{eff}\epsilon_0 \ln(2D/(\pi g))}{\pi}; \quad (4.10a)$$

$$C_{TE} = \frac{2D\varepsilon_{eff}\varepsilon_0 \cos^2 \theta_i \ln(2D/(\pi g))}{\pi}, \quad (4.106)$$

$$L_{TM} = L_{TE} = i\omega\mu_0 t_2, \quad (4.12)$$

где $\omega = 2\pi f$ – циклическая частота излучателя, функционирующего на частоте f ; $\varepsilon_0 = (36\pi)^{-1} \cdot 10^{-9}$ [Ф/м] – электрическая постоянная; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ [Гн/м] – магнитная постоянная; $\varepsilon_{eff} = \sqrt{0,5(\varepsilon_1 + \varepsilon_2)}$ – эффективная проницаемость двух сред (ниже линии пластинок и выше линии пластинок); t_2 – удаление нижней пластины от металлической подложки; θ_i – угол падения волны; TM , TE – поляризация падающих волн.

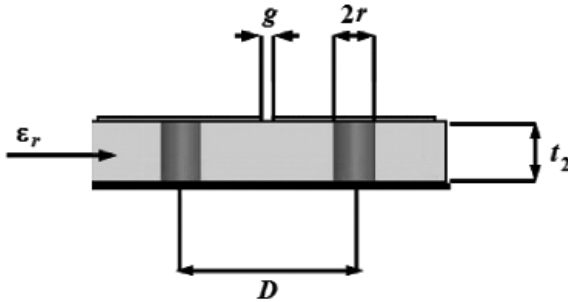


Рис. 4.12. Геометрия ячейки *Hi-Z* структуры

При выполнении покрытия в виде многослойного появляются еще два параметра:

$$L = \mu_0 \mu t_2; \quad C = \varepsilon_0 \varepsilon S d^{-1}, \quad (4.13)$$

где t_2 – удаление нижней пластины от металлической подложки; S – перекрываемая пластинами площадь; $d = t_1 - t_2$ – расстояние по вертикали между пластинами.

Основным параметром, с помощью которого описываются свойства высокоимпедансных структур, является коэффициент отражения, который может быть найден с использованием соотношения [4.2–4.6, 4.16–4.19]:

$$R = \frac{i\omega t_2 \mu_r \mu_0 - Z_0 \left(1 - (\omega/\omega_0)^2\right)}{i\omega t_2 \mu_r \mu_0 + Z_0 \left(1 - (\omega/\omega_0)^2\right)}, \quad (4.14)$$

где $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ – резонансная частота *Hi-Z* структуры; $Z_0 = \sqrt{L/C}$ [Ом] – характеристическое сопротивление *LC*-цепи; μ_r – относительная магнитная проницаемость материала заполнения покрытия.

Для металлических поверхностей (верхняя часть *Hi-Z* структуры) модуль коэффициента отражения равен единице. В связи с этим основным параметром высокоимпедансной структуры является фаза коэффициента отражения, изменяющаяся в интервале $\pm\pi/2$ [4.2–4.6, 4.16–4.19], а также связанная с ним величина рабочего диапазона частот, определяемая соотношением:

$$B_{rel} = f_u / f_l, \quad (4.15)$$

где f_u – верхняя частота, при которой фаза коэффициента отражения равна $-\pi/2$; f_l – нижняя частота, при которой фаза равна $+\pi/2$.

Величина рабочего диапазона частот связана с параметрами высокоимпедансного экрана выражением [4.2]:

$$(B_{rel} - 1) / \sqrt{B_{rel}} = \frac{2\pi\mu_r t_2}{\lambda_{res}}, \quad (4.16)$$

где $\lambda_{res} = 2\pi c / \omega_0$ – длина волны на резонансной частоте *Hi-Z* структуры.

Во многих случаях при проведении расчетов структуры электромагнитного поля антенны целесообразно перейти от непосредственно параметров *LC*-контуров ячеек, образующих высокоимпедансную структуру, к понятию величины поверхностного импеданса покрытия в целом [4.26, 4.31–4.34]. Такой переход обусловлен тем, что при расчете характеристик направленности антенны информация о структуре электромагнитного поля внутри высокоимпедансного покрытия не используется, поскольку требуется знание распределения поля на верхней поверхности покрытия. Для вычисления величины поверхностного импеданса для рассматриваемой структуры при таком подходе используется соотношение [4.3]:

$$Z = i\omega L / (1 - \omega^2 LC). \quad (4.17)$$

Анализ соотношения (4.17) показывает, что оно образовано при учете электрических параметров *LC*-контра ячеек. Кроме того, несложно заметить, что в области частот, меньших резонансной частоты $\omega_0 = \sqrt{LC}$, структура обладает поверхностным импедансом индуктивного характера, а в более высокочастотной области – импедансом емкостного типа. Данное явление иллюстрируется

на рис. 4.13, на котором приведена логарифмическая зависимость величины модуля нормированного поверхностного импеданса $\tilde{Z} = Z / W_0$ (где $W_0 = 120\pi$ Ом – волновое сопротивление свободного пространства) вблизи точки резонанса от нормированного значения частоты $\tilde{\omega} = \omega / \omega_0$. В выделенном окне показано изменение знака поверхностного импеданса при пересечении частотной границы резонанса $\tilde{\omega} = 1$.

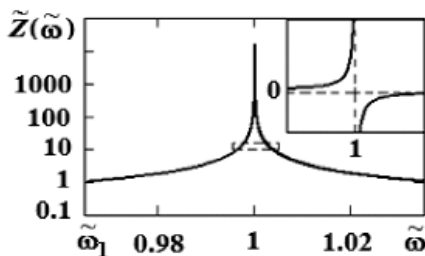


Рис. 4.13. Частотная зависимость нормированной величины поверхностного импеданса вблизи резонансной частоты *Hi-Z* структуры

Нижняя и верхняя границы частотной области, в которой прекращается распространение поверхностных волн (области отсечки), могут быть определены двумя способами. Во-первых, аналитической зависимостью [4.2–4.4]:

$$\tilde{\omega}_{1,2} = 1 \mp 0,5 \Delta\omega, \quad (4.17)$$

где $\Delta\omega = \sqrt{L/C} / W_0$ – относительная рабочая полоса частот зоны отсечки; верхний знак соответствует нижней границе, а нижний – верхней границе. Во-вторых, на основании изменения фазы коэффициента отражения в частотном диапазоне. Фаза коэффициента отражения (или просто фаза отражения по терминологии [4.3]) в общем случае определяется экспериментально. Для частного случая квадратной формы пластины данный параметр может быть найден по расчетной формуле [4.2–4.4]:

$$\theta(f) = \text{Im} \left(- \left(af^2 + ibf - W_0 \right) / \left(af^2 - ibf - W_0 \right) \right), \quad (4.18)$$

где $a = 4\pi^2 W_0 LC$; $b = 2\pi L$ – конструктивные параметры покрытия; $\text{Im}(\cdot)$ – процедура выделения мнимой части комплексного числа. График зависимости фазы отражения для данного случая приведен на рис. 4.14.

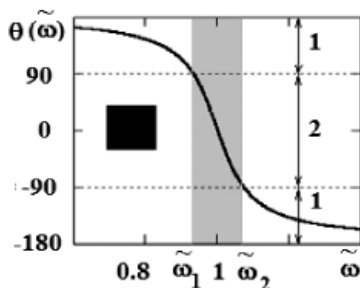


Рис. 4.14. Зависимость фазы отражения от частоты:
1 — нерабочие области структуры;
2 — рабочая область структуры (область отсечки)

При анализе данного рисунка несложно заметить, что при частотах намного меньших резонансной структура соответствует обычным плоским металлическим поверхностям, для которых фаза коэффициента отражения равна π . На частотах намного превышающих резонансную структура подобна ёмкостному экрану (фаза отражения составляет величину $-\pi$). Значение фазы 0° соответствует резонансной частоте, а область отсечки поверхностных волн совпадает с частотным диапазоном, в котором фаза изменяется в интервале от $+90^\circ$ до -90° .

4.5. Выбор параметров метаматериала

4.5.1. Основной особенностью физических принципов, на которых функционируют метаматериалы, является использование дифракционных эффектов второго порядка. К ним относятся возбуждение поверхностных и/или затухающих волн [4.2–4.21]. Несмотря на то, что амплитуда данных волн намного меньше амплитуды падающей электромагнитной волны, правильное их возбуждение обеспечивает, как показывают результаты теоретических и экспериментальных исследований, приведенные, например, в работах [4.1–4.21, 4.25–4.49], аномальные свойства метаматериалов. К ним, в частности, относятся: выравнивание волнового фронта волны после прохождения через метаматериал; изменение угла прохождения на противоположный для ММ типа *DNG*; обеспечение режима отсечки поверхностного электрического тока на металлических поверхностях и др.

Следует отметить, что основной сложностью использования ММ в теории и технике антенн является нахождение частот, на которых

возбуждаются поверхностные (и/или затухающие) волны, а также обеспечение требуемой величины их амплитуд. Решение данного вопроса осуществляется на основе полноволнового анализа в структуре метаматериала, что требует проведения теоретических исследований, а также существенных вычислительных затрат [4.26, 4.31–4.49].

Наиболее простым вариантом реализации метаматериалов с точки зрения определения условий возбуждения или, наоборот, отсечки поверхностных волн являются высокоимпедансные поверхности. В соответствии с [4.2–4.21, 4.25] поперечно-магнитные волны возбуждаются на индуктивной поверхности (т.е. на частотах, меньших резонансной), на которой поверхностный импеданс определяется выражением:

$$Z_{TM} = \frac{i\beta}{\omega \epsilon_0 \epsilon}, \quad (4.19)$$

а поперечно-электрические волны могут индуцироваться на частотах, выше резонансной, т.е. в случаях, когда поверхность будет ёмкостной:

$$Z_{TE} = \frac{-i\omega\mu_0\mu}{\beta}, \quad (4.20)$$

где β – поперечное волновое число.

Для получения дисперсионной диаграммы используется в дополнение к соотношениям (4.19), (4.20) уравнение связи [4.2–4.21]:

$$\gamma = \sqrt{k_0^2 \epsilon \mu - \beta^2}, \quad (4.21)$$

где $k_0 = \omega\sqrt{\epsilon_0\mu_0}$ – волновое число свободного пространства.

В результате преобразований получается разрывная функция:

$$\gamma = k_0 \sqrt{1 - \tilde{Z}^{\pm 2}}, \quad (4.22)$$

для которой верхний знак соответствует продольному волновому числу поверхностной волны TM -типа, распространяющейся на частотах $\tilde{\omega} < 1$, а нижний знак – продольному волновому числу поверхностной волны TE -типа, распространяющейся в диапазоне частот $\tilde{\omega} > 1$. Продольное волновое число для зоны отсечки определяется формулой [4.2–4.21]:

$$\gamma = k_0 \sqrt{1 + \tilde{Z}^{\pm 2}}. \quad (4.23)$$

Для $Hi-Z$ структур дисперсионная диаграмма возбуждения поверхностных волн в покрытии имеет вид, показанный на рис. 4.15 из [4.25].

Значение $\tilde{\omega} = 1$ на данном рисунке соответствует резонансной частоте $Hi-Z$ структуры. Анализ данного рисунка показывает, что главным отличием является зона отсечки. В данной области, т.е. левее линии волнового числа свободного пространства, поперечно-электрические волны существуют как вытекающие волны, которые подавляются полем излучения.

Поверхностный импеданс в данной области является активным, что дает возможность на эквивалентной схеме моделировать его резистором. Сопротивление свободного пространства моделируется запирающим резистором, причем его величина для TE -волн, как следует из формулы (4.106), зависит от угла падения волны θ_i [4.2]:

$$\tilde{Z}_0 = W_0 / \cos \theta_i. \quad (4.24)$$

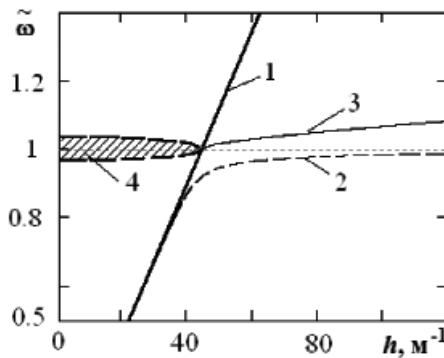


Рис. 4.15. Дисперсионная диаграмма возбуждения поверхностных волн в $Hi-Z$ структуре:

- 1 — частотная зависимость волнового числа в свободном пространстве;
- 2 — частотная зависимость поверхностных TM -волн;
- 3 — частотная зависимость поверхностных TE -волн;
- 4 — область отсечки

Вблизи линии волнового числа свободного пространства (линии света), угол падения $\theta_i = 0^\circ$, резистивное сопротивление минимально, а величина поверхностного импеданса является бесконечно большой, соответствующей параллельному резонансу. В результате дисперсионная кривая стягивается в точку к линии волнового числа

свободного пространства. Кроме того, анализ дисперсионной диаграммы показывает, что поверхностные волны *ТМ*-типа могут поддерживаться вплоть до резонансной частоты. На низких частотах соответствующие им продольные волновые числа располагаются вблизи волнового числа в свободном пространстве, т.е. поле распространяется в радиальном направлении на большие расстояния от поверхности структуры, как и в случае отражения плоской волны от металлического экрана. Вблизи резонансной частоты наблюдается замедление роста дисперсионной кривой, обусловленное низкой групповой скоростью волн, в результате чего поверхностная волна плотно прилегает к поверхности экрана. Дисперсионная кривая стремится к резонансной частоте асимптотически, поскольку предельное значение поверхностного импеданса не является границей зоны Бриллюэна, для которой глубина канавки должна быть равна $0,5\lambda_0$. При частотах выше резонансной начинают поддерживаться поверхностные волны *ТЕ*-типа. При этом начало дисперсионной кривой совпадает с линией волнового числа свободного пространства, что свидетельствует о том, что поверхностные волны *ТЕ*-типа распространяются в радиальном направлении на большие расстояния от поверхности. С ростом частоты дисперсионная кривая начинает резко удаляться от линии волнового числа свободного пространства, что говорит о замедлении волны, т.е. о преобладании поверхностного характера. Наклон дисперсионной кривой свидетельствует о том, что показатель преломления структуры больше единицы, поскольку в этом случае наблюдается значительный вклад электрического поля, сконцентрированного в образующихся в структуре ёмкостях. При использовании ёмкостных структур для описания электромагнитной структуры с отсечкой на данных частотах увеличивается действующая диэлектрическая проницаемость материала.

4.5.2. При использовании метаматериалов смешанного типа в качестве обязательного требования, как уже отмечалось в п. 4.2, выступает обеспечение сопряжения соседних слоев по электрическим параметрам (один слой имеет отрицательное значение относительной диэлектрической проницаемости и положительное значение магнитной проницаемости, а второй — наоборот) [4.10—4.14]. Данное сопряжение слоев, размещаемых на металлическом экране, как следует из теории, приведенной в указанных работах, достигается при выполнении двух условий [4.27—4.30]:

– условия резонанса электромагнитного поля в слоях:

$$\left\{ \begin{array}{l} W_2 = -W_1 = -W, \\ 2k_1 d_1 = 2k_2 d_2, \\ \frac{d_1}{d_2} = \frac{|\varepsilon_2|}{|\varepsilon_1|} = \frac{|\mu_2|}{|\mu_1|}, \\ |\varepsilon_i| = \delta \ll 1, \quad |\mu_i| \gg 1, \end{array} \right\}; \quad (4.25)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} W_1 = -W_2 = -W, \\ d_1 = d_2, \\ |\varepsilon_i| = |\varepsilon_2| = \delta \ll 1, \\ |\mu_1| = |\mu_2| = \mu \gg 1. \end{array} \right\}; \quad (4.26)$$

– выполнения критерия максимизации коэффициента отражения S_{11} при минимизации коэффициента передачи S_{21} покрытия:

$$\lim_{|W \rightarrow \infty} S_{11} = +1; \quad \arg(S_{11}) = 0; \quad (4.27)$$

$$\lim_{|W \rightarrow \infty} S_{21} = 0; \quad \arg(S_{21}) = -0,5\pi; \quad (4.28)$$

где

$$S_{11} = \frac{W_0 - W}{W_0 + W} \frac{1 - \exp(-i2k_0(d_1 + d_2))}{1 - \left(\frac{W_0 - W}{W_0 + W} \right)^2 \exp(-i2k_0(d_1 + d_2))}; \quad (4.29)$$

$$S_{21} = \frac{4W_0 W}{(W_0 + W)^2} \frac{\exp(-ik_0(d_1 + d_2))}{1 - \left(\frac{W_0 - W}{W_0 + W} \right)^2 \exp(-i2k_0(d_1 + d_2))}, \quad (4.30)$$

где k_n и W_n ($n = 0, 1, 2$) – волновое число и характеристическое сопротивление n -го слоя соответственно; d_n – толщина слоя; ε_n и μ_n – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемость n -го слоя. Индекс «0» соответствует свободному пространству, следовательно, $\varepsilon_0 = \mu_0 = 1$, $d_0 = \infty$.

Анализ приведенных выше соотношений показывает, что

– критерий максимизации коэффициента отражения при минимизации коэффициента передачи покрытия соответствует условиям реализации идеального магнитного экрана из высокоимпедансного материала;

– резонанс в покрытиях из смешанных метаматериалов обеспечивает правильным выбором трёх параметров материала слоёв: относительной диэлектрической ϵ_n и магнитной μ_n проницаемостей, а также толщины d_n слоя.

В работах [4.27–4.30] приводятся результаты исследований параметров слоёв, удовлетворяющих условиям возбуждения резонанса (4.26). На рис. 4.16, 4.17 приведены результаты исследований зависимости коэффициентов отражения S_{11} и коэффициента передачи S_{21} от величины относительных диэлектрической и магнитной проницаемостей.

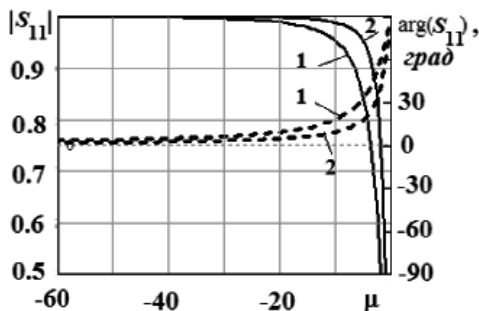


Рис. 4.16. Зависимость коэффициента отражения S_{11} от μ :
1 – $d_1 = d_2 = 0,05\lambda_0$; 2 – $d_1 = d_2 = 0,1\lambda_0$;
сплошные линии – зависимости модуля S_{11} ;
штриховые линии – зависимости фазы S_{11}

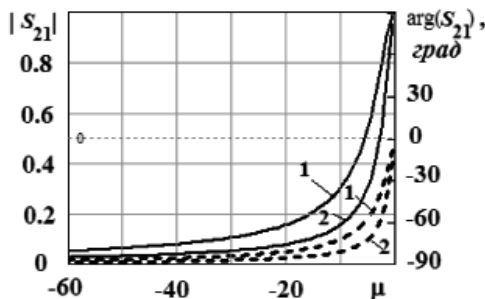


Рис. 4.17. Зависимость коэффициента передачи S_{21} от μ :
1 – $d_1 = d_2 = 0,05\lambda_0$; 2 – $d_1 = d_2 = 0,1\lambda_0$;
сплошные линии – зависимости модуля S_{21} ;
штриховые линии – зависимости фазы S_{21}

При проведении исследований полагалось, что величина относительной диэлектрической проницаемости изменялась в пределах $|\epsilon| \in [10^{-2}; 10^{-4}]$, а относительной магнитной проницаемости — $|\mu| \in [1; 60]$. Толщина слоев покрытия составляла $d_1 = d_2 = 0,05\lambda_0$ (кривые 1) и $d_1 = d_2 = 0,1\lambda_0$ (кривые 2).

Анализ полученных результатов показал, что величина характеристического сопротивления верхнего слоя покрытия, нормированная к сопротивлению свободного пространства W/W_0 , носит индуктивный характер и изменяется в пределах $i31,62 \leq W/W_0 \leq i774,59$. Максимальная величина модуля коэффициента отражения S_{11} составила 0,999, а его фаза равна 2° . Для коэффициента передачи S_{21} минимальное значение модуля составляет 0,032, а его фаза определяется величиной $-87,97^\circ$. Данные значения получены при $\epsilon = -10^{-4}$ и $\mu = 60$ для одного слоя, и $\epsilon = 10^{-4}$ и $\mu = -60$ для второго слоя.

Таким образом, при выполнении покрытия из метаматериалов смешанного типа условие резонанса достигается при использовании материалов с относительной диэлектрической проницаемостью слоёв $|\epsilon|_{\min} \rightarrow 0$ и относительной магнитной проницаемостью $|\mu|_{\max} \rightarrow \infty$. Предельными значениями для величины относительной магнитной проницаемости является значение $|\mu| = 60$. Дальнейшее увеличение модуля нецелесообразно, поскольку не приводит к существенному изменению модуля и фазы коэффициента отражения.

4.6. Примеры использования метаматериалов в антенной технике

4.6.1. Области применения метаматериалов в антенной технике разнообразны. Для примера рассмотрим несколько частных случаев, наиболее часто используемых при конструировании антенн: для управления формой диаграммы направленности, для построения низкопрофильных антенн, для изменения траектории распространения электромагнитной волны в многослойном покрытии.

Анализ вариантов использования метаматериалов в антенной технике начнём со случая применения ММ типа *DZR* для изменения формы диаграммы направленности антенны. Пусть метаматериалы используются для выполнения двухслойного покрытия на несущей конструкции в виде кругового металлического цилиндра радиуса a . В покрытии один из слоёв изготовлен из материала с показателем

преломления, меньшим единицы. Выбор двух слоев покрытия обусловлен тем, что, как показано в [4.8], число слоев для таких ММ целесообразно выбирать четным. Толщина слоев покрытия составляет t_i ($i = 1, 2$), а отсчет слоев осуществляется снизу (от поверхности металлического цилиндра) вверх. Излучатель (продольный электрический, продольный магнитный или радиальный магнитный диполь) размещается на удалении h от поверхности верхнего слоя покрытия. Результаты моделирования диаграммы направленности, выполненные с использованием известных соотношений, приведенных, например, в [4.50], для перечисленных выше типов излучателей показаны на рис. 4.18–4.20 из [4.39].

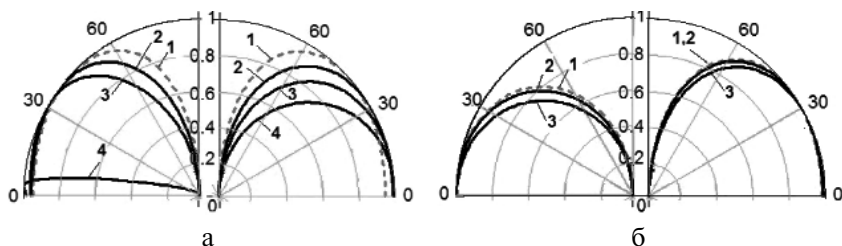


Рис. 4.18. Зависимость ДН продольного электрического диполя от параметров покрытия:

а — $\varepsilon = 2$, μ варьируется: 1; 0,8; 0,6 и 0,01 (кривые 1–4);

б — $\mu = 2$, ε варьируется: 1; 0,8 и 0,01 (кривые 1–3)

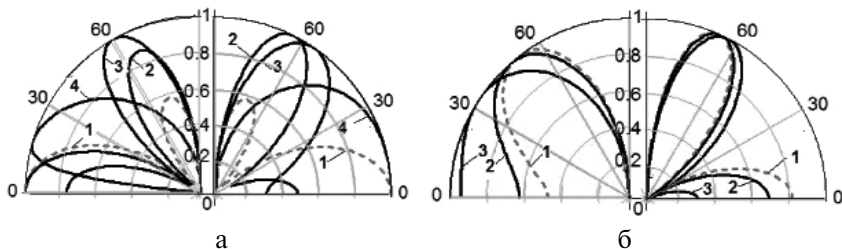


Рис. 4.19. Зависимость ДН продольного магнитного диполя от параметров покрытия:

а — $\varepsilon = 2$, μ варьируется: 1; 0,8; 0,6 и 0,01 (кривые 1–4);

б — $\mu = 2$, ε варьируется: 1; 0,8 и 0,01 (кривые 1–3)

Полагалось, что круговой цилиндр имел радиус $a = \lambda$, излучатель размещался на расстоянии $h = 0,25\lambda$ от поверхности покрытия, толщина слоев покрытия составляла $t_i = 0,1\lambda$ ($i = 1, 2$). При проведении

исследований рассматривались два случая: при фиксированных значениях относительной диэлектрической проницаемости изменялось значение относительной магнитной проницаемости, и наоборот. В первом случае полагалось, что $\epsilon_1 = \epsilon_2 = 2$, а μ изменялось и принимало соответственно значения 1; 0,8; 0,6 и 0,01. Этим значениям соответствуют рисунки с индексами «а». При этом левое поле иллюстрирует результаты, полученные при изменении магнитных свойств верхнего слоя, а правое поле — нижнего слоя.

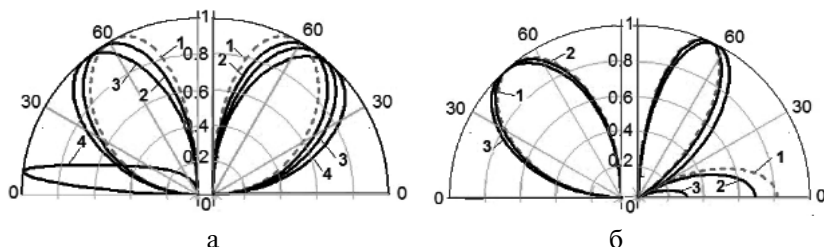


Рис. 4.20. Зависимость ДН радиального магнитного диполя от параметров покрытия:

а — $\epsilon = 2$, μ варьируется: 1; 0,8; 0,6 и 0,01 (кривые 1–4);

б — $\mu = 2$, ϵ варьируется: 1; 0,8 и 0,01 (кривые 1–3)

Во втором случае фиксировалось значение $\mu = 2$, а величина относительной диэлектрической проницаемости изменялась, принимая значения 1; 0,8 и 0,01. На рисунках с индексами «б» данным вариантам соответствуют кривые 1–3. На левом поле показаны результаты, полученные при изменении диэлектрических свойств верхнего слоя, а на правом поле — нижнего слоя.

Анализ приведенных результатов показывает, что наиболее сильно на изменение направленных свойств излучателей оказывает покрытие, у которого магнитные свойства отличаются от единицы. При этом у продольного электрического диполя изменяется ширина главного лепестка диаграммы (лепесток сужается), особенно сильно это наблюдается, если магнитные свойства материала верхнего слоя покрытия стремятся к нулю. Полуширина главного лепестка изменяется примерно в восемь раз, что приводит также к смещению положения в пространстве главного лепестка диаграммы направленности. Изменение диэлектрических свойств материала покрытий также приводят к сужению главного лепестка диаграммы направленности, однако данный эффект проявляется не так сильно.

Для излучателей магнитного типа эффекты, выявленные при изменении параметров покрытия, проявляются наиболее наглядно для продольно ориентированного диполя. В этом случае изменение магнитных свойств материала слоев покрытия приводит не столько к изменению у диаграммы направленности ширины главного лепестка, сколько к изменению ее формы. Это проявляется сначала в замене направлений ориентации главного и первого бокового лепестков диаграммы направленности, а затем в формировании однолепестковой диаграммы направленности при устремлении магнитных свойств материала покрытия к нулю. При изменении диэлектрических свойств материала покрытия наблюдается небольшое смещение главного лепестка, а также изменение уровня бокового излучения (при изменении диэлектрических свойств нижнего слоя покрытия). Для радиально ориентированного магнитного диполя изменение магнитных свойств покрытия приводит к смещению направления главного лепестка диаграммы направленности, наиболее сильного (примерно на 50 градусов) при уменьшении магнитных свойств верхнего слоя. Эффекты, наблюдаемые при уменьшении диэлектрических свойств материала покрытия, те же, что и для продольно ориентированного магнитного диполя.

4.6.2. Оценим влияние покрытия из метатериалов смешанного типа на характеристики согласования со свободным пространством расположенной вблизи антенны. Рассмотрим случай размещения горизонтального полуволнового электрического вибратора вблизи покрытия из ММ смешанного типа, обеспечивающего минимальную фазу коэффициента отражения $\min(\arg(S_{11}))$, т.е. максимальное значение характеристического сопротивления покрытия. На рис. 4.21 из [4.28, 4.29] приводятся результаты исследования зависимости активной (сплошная линия) и реактивной (штриховая линия) составляющих входного сопротивления вибратора от его удаления h/λ от поверхности покрытия.

Анализ полученных результатов показывает, что применение покрытий из ММ смешанного типа дает возможность размещать излучатели на удалении порядка $h/\lambda = 0,1$ (по сравнению с традиционным $h/\lambda = 0,25$ вблизи металлического экрана) от поверхности экрана, обеспечивая при этом максимальное значение активной составляющей входного сопротивления и близкое к нулю значение реактивной составляющей. Как известно из ряда работ, например,

[4.51], при индуктивном характеристическом сопротивлении покрытия и описанном выше соотношении между активной и реактивной составляющими входного сопротивления антенны можно говорить о создании в эквивалентной схеме замещения последовательного резонанса. При таком резонансе амплитуда тока в антенне возрастает приблизительно на два порядка по сравнению с амплитудой тока без экрана с высокоимпедансным покрытием.

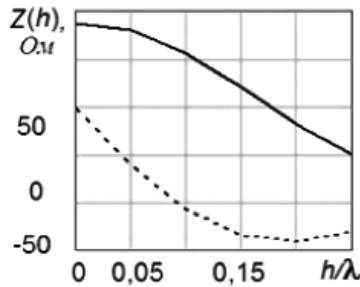


Рис. 4.21. Зависимость входного сопротивления горизонтального полуволнового электрического вибратора от удаления излучателя от поверхности покрытия:
сплошная линия — активная составляющая;
штриховая линия — реактивная составляющая

4.6.3. Ещё одним из интересных вопросов, возникающих при использовании метаматериалов, является их способность изменять траекторию распространения плоской электромагнитной волны в слоях покрытия (свойства линзы). Для физической трактовки получаемых результатов целесообразно использовать лучевую теорию [4.2]. На рис. 4.22 показана геометрия задачи для трехслойной среды ($i = 0, 1, 2$).

Для задания предельных значений углов падения, при которых еще возможно прохождение волны в слой, применяется величина критического угла $\theta_i^{\text{кр}}$ i -го слоя, связанная с показателем преломления среды $n_i = \sqrt{\epsilon_i \mu_i}$ соотношением [4.52]:

$$\theta_i^{\text{кр}} = \arcsin(n_i/n_0). \quad (4.27)$$

Поскольку либо одна, либо обе величины относительных проницаемостей среды из метаматериалов могут быть отрицательными, то вычисление связанных с ними характеристик среды — показателя преломления n_i , волнового числа среды k_i , волнового сопротивления

среды W_i – вызывает сложности. В работе [4.11] показано, что при моделировании параметров среды для смешанного типа метаматериалов $k_i = \pm i k_0 \sqrt{|\epsilon_i|} \sqrt{|\mu_i|}$ и $W_i = \pm i W_0 \sqrt{|\mu_i|} / \sqrt{|\epsilon_i|}$, а $n_i = -\sqrt{|\epsilon_i| |\mu_i|}$. Для материалов, обладающих обоими отрицательными значениями проницаемостей $k_i = -k_0 \sqrt{|\epsilon_i|} \sqrt{|\mu_i|}$ и $n_i = -\sqrt{|\epsilon_i| |\mu_i|}$. Наряду с приведенными выше соотношениями при определении знака волнового числа, описывающего направление распространения электромагнитной волны в слое, следует учитывать поляризацию волны [4.11]. Так, для смешанного типа ММ при TM -поляризации падающей волны изменение направления распространения вызывают слои, у которых относительная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_i < 0$. В случае, если за таким слоем расположен слой с $\mu_i < 0$, то волна опять изменит направление. При падении волны TE -поляризации смену угла преломления вызывают слои с $\mu_i < 0$ и $\epsilon_i < 0$. В табл. 4.1 для четырех вариантов построения покрытия, показанного на рис. 4.22, приведены значения критического угла и угла прохождения волны в следующий слой, а на рис. 4.23 приведены лучевые схемы распространения плоской электромагнитной волны.

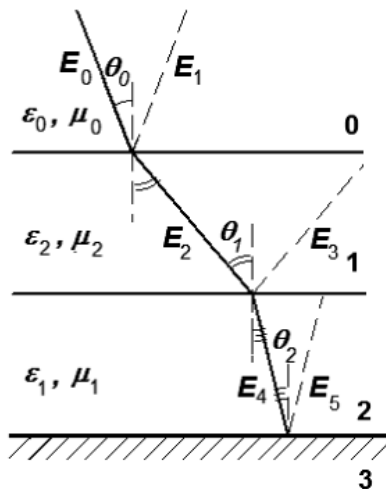


Рис. 4.22. Геометрия задачи при использовании лучевого подхода

Таблица 4.1

Зависимость параметров траектории волны в слоях покрытия из ММ

Параметры слоев	$\theta_i^{\text{кр}}$	n_i	Угол прохождения волны в слой	
			ТМ-поляризация	ТЕ-поляризация
$\varepsilon_2 = 2, \mu_2 = 2$	$90-i75,5$	2	20,7	20,7
$\varepsilon_3 = 2, \mu_3 = 2$	90	2	20,7	20,7
$\varepsilon_2 = -2, \mu_2 = 2$	$i82,7$	2	-20,7	20,7
$\varepsilon_3 = 2, \mu_3 = -2$	90	2	20,7	-20,7
$\varepsilon_2 = 2, \mu_2 = -2$	$i82,7$	2	20,7	-20,7
$\varepsilon_3 = -2, \mu_3 = 2$	90	2	-20,7	20,7
$\varepsilon_2 = 2, \mu_2 = 2$	$90-i75,5$	2	20,7	20,7
$\varepsilon_3 = -2, \mu_3 = -2$	90	-2	-20,7	-20,7

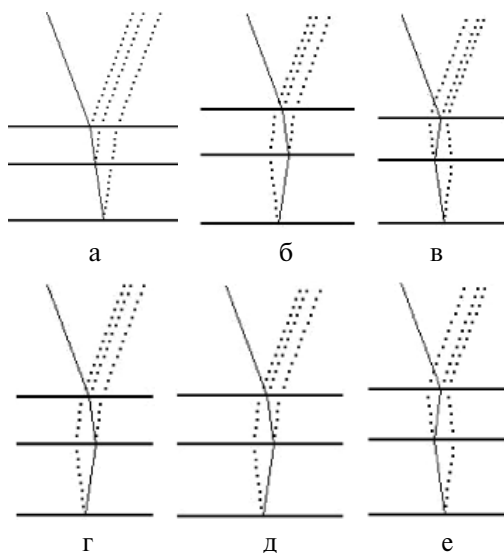


Рис. 4.23. Зависимость траектории распространения волны от параметров слоёв покрытия и поляризации волны:

- а – вариант покрытия 1 из табл. 4.1 для обеих поляризаций;
 б – вариант покрытия 4 для обеих поляризаций;
 в – вариант покрытия 2, ТМ-поляризация; г – вариант покрытия 2, ТЕ-поляризация;
 д – вариант покрытия 3, ТМ-поляризация;
 е – вариант покрытия 3, ТЕ-поляризация

Сплошные линии на данном рисунке иллюстрируют траекторию падающей и прошедшей волн, а пунктирные — отраженной от границ волн. Волны, отраженные во внутренние области от верхней границы слоев здесь не показаны, чтобы не загромождать рисунок. При этом рис. 4.23,а,б иллюстрируют результаты, когда параметры слоев имеют одинаковые знаки — оба положительные и оба отрицательные (соответственно вариант 1 и 4). рис. 4.23,в,г соответствуют второму варианту выполнения покрытия, но отличаются поляризацией падающей волны. В первом случае волна имела *ТМ*-поляризацию, а во втором — *ТЕ*-поляризацию. рис. 4.23,д,е иллюстрируют соответственно третий вариант выполнения покрытия для случая падения *ТМ*- и *ТЕ*-поляризации волны.

Анализ полученных результатов дает возможность сделать следующие выводы:

- в средах *DPS* направление луча не изменяет свою «правизну»;
- в средах *DNG* направление луча при входе из среды с «правизной» изменяется на противоположное, т.е. становится «левым», что соответствует положениям теории Веселаго [4.1];
- для сред *SNG* изменение «правизны» на «левизну» зависит от сочетания поляризации падающей волны и параметрами материала слоя. Так, при падении волны *ТМ*-поляризации изменение направления наблюдаются, начиная со слоев *ENG*, при падении волны горизонтальной поляризации, наоборот, начиная со слоёв *MNG*.

4.6.4. Перечисленные выше области применения метаматериалов не исчерпывают области применения поверхностных волн для управления электромагнитного поля антенны. Так, в работах авторов [4.43—4.45] приводятся результаты исследований влияния данных волн на глубину формируемого «нуля» диаграммы направленности адаптивной антенной решетки, а в работах [4.26, 4.31, 4.32, 4.36—4.38] рассматриваются теоретические вопросы нахождения условий возбуждения поверхностных волн, в работах [4.26, 4.31—4.35, 4.37, 4.46, 4.47] предлагается подход нахождения величины поверхностного импеданса для слоистых покрытий из магнитодиэлектриков. В работах [4.23, 4.24] рассматриваются ограничения, накладываемые на соотношения между действительной и мнимой составляющей комплексных проницаемостей среды с отрицательным показателем преломления.

Кроме того, существует ещё ряд направлений, связанных с применением метаматериалов в качестве линз. В силу ограничений объёма монографии представить все результаты исследований не представляется возможным.

4.7. Выводы

4.7.1. Применение аномальных свойств метаматериалов при конструировании антенн даёт возможность увеличить количество степеней управления структурой излучаемого антенной электромагнитного поля, и тем самым обеспечить разработку радиотехнических систем с улучшенными характеристиками.

4.7.2. Аномальные свойства метаматериалов обусловлены:

- периодичностью внутренней структуры заполнения диэлектрика;
- организацией резонансных явлений в ячейках структуры, позволяющих управлять амплитудами поверхностных и/или затухающих (эвансцентных) волн;
- правильным подбором параметров слоёв покрытия (толщины слоёв, электрических параметров материалов слоёв, количеством слоёв и последовательностью их расположения).

4.7.3. Основной сложностью, сдерживающей применение метаматериалов в антенной технике, является необходимость проведения аналитических исследований при нахождении условий возбуждения поверхностных волн и их амплитуд, а также существенные вычислительные затраты при моделировании свойств многослойных покрытий из метаматериалов.

4.7.4. Применение импедансного подхода при проектировании антенн с использованием метаматериалов

- обеспечивает сокращение вычислительных затрат при отсутствии необходимости знания информации о структуре электромагнитного поля внутри покрытия из ММ;
- расширяет количество исследуемых вариантов покрытий.

4.7.5. Анализ результатов проведенных исследований влияния покрытий из метаматериалов на характеристики антенны показал:

- применение в покрытии материалов с показателем преломления меньшим единицы позволяет в частотном диапазоне управлять формой диаграммы направленности элементарного излучателя, изменяя ширину главного лепестка, его ориентацию, а количество лепестков диаграммы направленности;
- применение покрытий из метаматериалов смешанного типа, выполненных из сопряженных слоёв, даёт возможность разрабатывать низкопрофильные конструкции антенн, уменьшая предельное удаление излучателей от экранов с $h/\lambda = 0,25$ до $h/\lambda = 0,1$ при сохранении

максимального значения активной составляющей входного сопротивления и близкого к нулю значения реактивной составляющей.

4.7.6. Выполненные исследования влияния электрических параметров метаматериалов на траекторию распространения плоской электромагнитной волны в многослойных покрытиях показали:

- в слоях из ММ *DPS* направление луча не изменяет свою «правизну»;
- в слоях из *DNG* направление луча при входе из среды с «правизной» изменяется на противоположное, т.е. становится «левым», что соответствует положениям теории Веселаго;
- для слоёв *SNG* изменение «правизны» на «левизну» зависит от сочетания поляризации падающей волны и параметрами материала слоя. Так, при падении волны *TM*-поляризации изменение направления наблюдаются, начиная со слоев *ENG*, при падении волны горизонтальной поляризации, наоборот, начиная со слоёв *MNG*.

Литература

4.1. Веселаго В.Г. Электродинамика веществ с одновременно отрицательными значениями ϵ и μ // Успехи физической науки. 1967. Т. 92. № 4. С. 517-523.

4.2. Ziolkowski R.W., Engheta N. Metamaterial Special Issue Introduction // IEEE Trans. On Antennas and Propag. 2003. Vol. 51. № 10. P. 2456-2547.

4.3. High-Impedance Electromagnetic Surfaces with a Forbidden Frequency Band / D. Sievenpiper [et al.] // IEEE Trans. on Antennas and Propag. 1999. V. 47. № 11. С. 2059-2074.

4.4. Metamaterials: Physics and Engineering Explorations / Ed. by N. Engheta, R.W. Ziolkovsky. IEEE Press. A.J. Willey&Sons, Inc., 2006. 412 p.

4.5. Габриэлян Д.Д., Звездина М.Ю., Синявский Г.П. Задачи дифракции для поверхностей с радиопоглощающими покрытиями (обзор) // Успехи современной радиоэлектроники. 2005. № 12. С. 3-15.

4.6. Mosallaei H., Sarabandi K. Magneto-Dielectrics in Electromagnetics: Concept and Applications // IEEE Trans. Antennas and Propag. 2004. V.52. № 6. С. 1558-1567.

4.7. Chen H.S., Huang L., Cheng X.X. Magnetic properties of metamaterial composed of closed rings // Progress in Electromagnetic Research. 2011. V. 115. P. 317-326. [Электронный ресурс] // URL: <http://www.jpier.org/PIER/pier115/19.11031608.pdf>. (дата обращения: 20.04.2015 г.)

4.8. Lin W.-H., Wu C.-J., Chang S.-J. Angular dependence of wave reflection in a lossy single-negative bilayer // *Progress in Electromagnetic Research*. 2010. V.107. P.253-267. (дата обращения: 20.04.2015 г.)

4.9. Wang B., Huang K.-M. Spatial microwave power combining with anisotropic metamaterials // *Progress in Electromagnetic Research*. 2011. V.114. P.195-210. [Электронный ресурс] // URL: <http://www.jpier.org/PIER/pier114/12.11010604.pdf>. (дата обращения: 20.04.2015 г.)

4.10. Theory and simulation of conformal omni-directional subwavelength metamaterial leaky-wave antenna / A. Alu [et al.] // *IEEE Trans. Antennas and Propag.* 2007. V.AP-55. № 6. С. 1698-1708.

4.11. Alu A., Engheta N. Guided modes in a waveguide filled with a pair of single-negative (SNG), double-negative (DNG), and/or double-positive (DPS) layers // *IEEE Trans Microw. Theory Tech.* 2004. V.52. № 1. С. 199-210.

4.12. Alu A., Engheta N. Pairing an epsilon-negative slab with a mu-negative slab: resonance, tunneling and transparency // *IEEE Trans. Antennas and Propag.* 2003. V.51. № 10. С. 2558-2571.

4.13. Subwavelength planar leaky-wave components with metamaterial bilayers / A. Alu [et al.] // *IEEE Trans. Antennas and Propag.* 2007. V.55. № 3. С. 882-891.

4.14. Oraizi H., Aldolali A., Vaseghi N. Zero reflection from a PEC plate coated by double Zero (DZR) metamaterials // *PIERS Proc. Cambridge, USA*. 2010, 5-6 July. С. 1088-1091. (дата обращения: 20.04.2015 г.).

4.15. Kipple A.D., Ziolkowski R.W. Application of Double Negative Materials to Increase the Power Radiated by Electrically Small Antennas // *IEEE Trans. on Antennas and Propag.* 2003. V. 51. № 10. С. 2626-2640.

4.16. Clavijo S., Diaz R.E., McKinzie W.E. Design Methodology for Sievenpiper High-Impedance Surfaces: An Artificial Magnetic Conductor for Positive Gain Electrically Small Antennas // *IEEE Trans. Antennas and Propag.* 2003. V. 51. № 10. С. 2678-2690.

4.17. Yang F., Rahmat-Samii Y. Reflection Phase Characterizations of the EBG Ground Plane for Low Profile Wire Antenna Applications // *IEEE Trans. Antennas and Propag.* 2003. V. 51. № 10. С. 2691-2703.

4.18. Abedin M.F., Ali M. Effects of EBG Reflections Phase Profiles on the Input Impedance and Bandwidth of Ultrathin Directional Dipoles // *IEEE Trans. Antennas and Propag.* 2005. V. 53. № 11. С. 3664-3672.

4.19. Artificial Magnetic Conductor Surfaces and Their Application to Low-Profile High-Gain Planar Antennas / A.P. Feresidis [et al.] // IEEE Trans. Antennas and Propag. 2005. V. 53. № 1. С. 209-215.

4.20. Broas R.F.J., Sievenpiper D., Yablonovich E. An Application of High-Impedance Ground Planes to Phased Array Antennas // IEEE Trans. on Antennas and Propag. 2005. V. 53. № 4. С. 1377-1381.

4.21. Yousefi L., Ramahi O.M. Artificial Magnetic Material Using Fractal Hilbert Curves // IEEE Trans. Antennas and Propagat. 2010. V.58. № 8. P. 2614-2622.

4.22. Kabiri A., Yousefi L., Ramahi O.M. On the fundamental limitations on artificial magnetic materials // IEEE Trans. Antennas and Propag. 2010. V. 58. № 7. С. 2345-2353.

4.23. Kramers-Kronig relations and sum rules of negative refractive index medium / K.E. Peiponen [et al.] // Eur. Phys. J. B. 2004. Vol. 41. С. 61-65.

4.24. Виноградов А.П., Дорофеенко А.В., Зухди С. К вопросу об эффективных параметрах метаматериалов // Успехи физических наук. 2008. Т. 178. № 5. С. 511-518.

4.25. Габриэльян Д.Д., Звездина М.Ю., Синявский Г.П. Применение высокоимпедансных поверхностей для создания низкопрофильных антенн // Успехи современной радиоэлектроники. 2007. № 1. С. 48-65.

4.26. Звездина М.Ю. Обобщенная электродинамическая теория открытых волноведущих структур: диссертация ... доктора физико-математических наук: 01.04.03/ Звездина Марина Юрьевна; [Место защиты: ГНУ «Южный федеральный университет»]. Ростов-на-Дону, 2008. 426 с.; ил.

4.27. Zvezdina M.Yu., Shokova Yu.A., Shokov A.V. Metamaterials for Antenna Characteristic Control // Наука и общество. 2014. № 3. С. 14-24.

4.28. Управление характеристиками антенны на основе применения покрытий из метаматериалов смешанного типа / М.Ю. Звездина [и др.] // Антенны. 2013. № 10. С. 6-10.

4.29. Применение покрытий из метаматериалов смешанного типа для управления характеристиками антенны / М.Ю. Звездина [и др.] // Тр. МНТК «ИРЭМВ-2013», Таганрог-Дивноморское, 23-28 июня 2013 г. Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2013. 801 с. С. 530-535.

4.30. Применение метаматериалов смешанного типа для управления характеристиками антенн радиосвязи / М.Ю. Звездина [и др.] // Тр. Сев.-Кавк. Моск. техн. ун-та связи и информатики, Ч.1. Ростов-на-Дону: ПЦ «Университет», 2014. 522 с. С. 325-329.

4.31. Габриэлян Д.Д., Звездина М.Ю. Излучение и рассеяние электромагнитных волн открытыми волноведущими структурами. Ростов-на-Дону: РАС ЮРГУЭС, 2008. 220 с.

4.32. Звездина М.Ю. Излучение и рассеяние электромагнитных волн слоистыми цилиндрическими структурами. Ростов-на-Дону: РАС ЮРГУЭС, 2007. 186 с.

4.33. Понятие обобщенного импеданса в задачах дифракции на многослойных цилиндрических структурах / М.Ю. Звездина [и др.] // Сб. докл. III Всерос. НТК «Радиолокация и радиосвязь», Москва, 26-30 октября 2009 г. М.: Изд-во ИРЭ РАН им. В.А. Котельникова, 2009. 989 с. С. 530-535.

4.34. Габриэлян Д.Д., Звездина М.Ю., Синявский Г.П. Методы решения задач дифракции для цилиндрических поверхностей с радиопоглощающими покрытиями // Успехи современной радиоэлектроники. 2006. № 6. С. 68-80.

4.35. Звездина М.Ю., Лабунько О.С., Забелкин С.Н. Алгоритм определения поверхностного импеданса для многослойного магнитодиэлектрического покрытия на круговом металлическом цилиндре // Электромагнитные волны и электронные системы. 2007. Т. 12. № 5. С. 16-20.

4.36. Звездина М.Ю. Условия возбуждения поверхностных волн в слое магнитодиэлектрика на круговом металлическом цилиндре // Электромагнитные волны и электронные системы. 2006. Т. 11 № 5. С. 15-19.

4.37. Звездина М.Ю. Особенности формулировки дисперсионного уравнения для цилиндра с магнитодиэлектрическим покрытием // Электромагнитные волны и электронные системы. 2006. Т. 11. № 5. С. 11-14.

4.38. Габриэлян Д.Д., Звездина М.Ю., Лабунько О.С. Выбор граничных условий на апертуре поверхностной антенны // Электромагнитные волны и электронные системы. 2006. Т. 11. № 5. С. 9-11.

4.39. Применение покрытий из метаматериалов с показателем преломления меньшим единицы для управления направленными свойствами излучателей / М.Ю. Звездина [и др.] // Электромагнитные волны и электронные системы. 2012. Т. 17. № 6. С. 47-49.

4.40. Звездина М.Ю., Ключенко Ю.И., Сердюк Н.А. Управление формой диаграммы направленности с использованием метаматериалов // Сб. тр. МНПК «Наука и образование в XXI веке». Тамбов, 31 мая 2012 г. Ч. 3. Тамбов: Изд-во ТРОО «Бизнес-Наука-Общество», 2012. 163 с. С. 60-62.

4.41. Безуглов Е.Д., Габриэльян Д.Д., Звездина М.Ю. Частотно-пространственно-селективные структуры радиодиапазона // Электротехнические и информационные комплексы и системы. 2011. № 4. С. 19-23.

4.42. Звездина М.Ю., Звездина Ю.А., Забелкин С.Н. Применение покрытий из метаматериалов для управления структурой электромагнитного поля кругового металлического цилиндра // Тр. МНТК «ИРЭМВ-2011», Таганрог-Дивноморское, 27 июня – 1 июля 2011 г. Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2011. 542 с. С. 222-226.

4.43. Звездина М.Ю., Звездина Ю.А., Сильницкий С.А. Оценка влияния электродинамических эффектов в адаптивных антеннах с предварительной обработкой сигналов // Антенны. 2010. № 1. С. 27-30.

4.44. Звездина М.Ю., Лабунько О.С., Звездина Ю.А. Влияние поля поверхностных волн на глубину формируемого «нуля» диаграммы направленности антенны // Электромагнитные волны и электронные системы. 2008. № 5. С. 29-32.

4.45. Звездина М.Ю., Звездина Ю.А., Султанов О.З. Исследование влияния поля поверхностных волн на глубину формируемого «нуля» ДН антенны // Сб. мат-лов II МНК «Современные проблемы радиоэлектроники». Вып.1. Ростов-на-Дону: РАС ЮРГУЭС, 2007. 448 с. С. 228-231.

4.46. Применение алгоритма свертки при проектировании многофункциональных антенн / М.Ю. Звездина [и др.] // Сб. мат-лов II МНК «Современные проблемы радиоэлектроники». Вып.1. Ростов-на-Дону: РАС ЮРГУЭС, 2007. 448 с. С. 236-239.

4.47. Нахождение частот возбуждения поверхностных волн на импедансном круговом цилиндре / М.Ю. Звездина [и др.] // Сб. мат-лов II МНК «Современные проблемы радиоэлектроники». Вып.1. Ростов-на-Дону: РАС ЮРГУЭС, 2007. 448 с. С. 232-235.

4.48. Исследование влияния магнитодиэлектрических покрытий несущих конструкций на характеристики согласования антенн / М.Ю. Звездина [и др.] // Сб. мат-лов II МНК «Современные проблемы радиоэлектроники». Вып.1. Ростов-на-Дону: РАС ЮРГУЭС, 2007. 448 с. С. 240–243.

4.49. Исследование влияния магнитодиэлектрических покрытий несущих конструкций на характеристики направленности антенны / М.Ю. Звездина [и др.] // Сб. мат-лов II МНК «Современные про-

блемы радиоэлектроники». Вып.1. Ростов-на-Дону: РАС ЮРГУЭС, 2007. 448 с. С. 244-246.

4.50. Моделирование структуры электромагнитного поля электрического диполя вблизи слоистого покрытия / М.Ю. Звездина [и др.] // Сб. докл. IV Всерос. научно-техн. конф. «Радиолокация и радиосвязь». Москва, 29 ноября – 3 декабря 2010 г. М.: Изд-во ИРЭ РАН им. В.А. Котельникова, 887 с. С. 734-738.

4.51. Овсянников В.В. Вибраторные антенны с реактивными нагрузками. М.: Радио и связь, 1985. 120 с.

4.52. Моделирование структуры электромагнитного поля электрического диполя вблизи слоистого покрытия / М.Ю. Звездина [и др.] // Сборник докладов IV Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь». Москва, 29 ноября – 3 декабря 2010 г. / М.: Изд-во ИРЭ РАН им. В.А. Котельникова, 887 с. С. 734-738.

5. ВЫБОР ПАРАМЕТРОВ КОНСТРУКЦИИ ОПТИЧЕСКИХ ГОЛОГРАФИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ

Прыгунов А.Г., Прыгунов А.А., Шокова Ю.А.

Аннотация — Исследовано влияние взаимного пространственного расположения конструктивных элементов в схемах голографических преобразователей на параметры формируемой интерферограммы, показаны ограничения на пространственное размещение этих элементов. Выведены соотношения для настройки и калибровки голографических преобразователей. Показано, что голографические преобразователи обеспечивают высокую чувствительность к слабым изменениям набега фазы восстанавливающего источника света, а параметры интерферограммы слабо зависят от микросмещений эталонной голограммы, вызванных внешними воздействиями. Выявлены закономерности пространственного спектра частот интерферограммы, формируемой голографическим интерферометром. Показаны особенности построения оптических схем голографических конструктивных элементов оптических преобразователей.

Ключевые слова — голографический преобразователь, голографическая интерферометрия, пространственно-спектральный метод, фурье-голограмма, максимум интенсивности оптического поля, параметры интерферограммы, ширина интерференционных полос, устойчивость к вибрации.

5. DESIGN PARAMETER SELECTION FOR OPTICAL HOLOGRAPHIC CONVERTERS IN OPTICAL DATA PROCESSING SYSTEMS

Prygunov A.G., Prygunov A.A., Shokova Yu.A.

Abstract — The influence of mutual spatial arrangement of structural elements on the parameters of formed interference pattern is examined for holographic converter circuits. The parameter analysis is given. The constraints on spatial arrangement of the elements are shown. The correlations are deduced to simplify the process of holographic converters tuning and calibration. It is shown that holographic transformers provide high sensitivity to small phase shift changes of the reconstructing light source. The interference pattern parameters show small dependence on micro movements of the reference hologram caused by external influences. The regularities of the spatial frequency

spectrum of the interference pattern formed by the holographic interferometer are revealed. The construction peculiarities of optical circuits in holographic structural elements of optical converters are shown.

Keywords – holographic converter, holographic interferometry, spatial spectral method, Fourier hologram, intensity maximum of the optical field, interference pattern parameters, interference bandwidth, vibration resistance.

5.1. Области практического использования систем оптической обработки информации

5.1.1. Ещё одним из направлений, обеспечивающим развитие инновационной модели экономики и переход на шестой уровень технологического уклада, является, как показано в разделе 1, применение оптоэлектроники в качестве нового «ядра» информационных технологий. При этом расширение возможностей радиотехнических систем может быть обеспечено путём использования в них оптических систем обработки информации, являющихся составной частью комплексной оптоэлектронной системы обработки информации или высокопроизводительного устройства, включающих как электронные, так и оптические компоненты [5.1, 5.2]. Областями практического использования систем оптической обработки информации являются [5.3]:

- устройства выделения слабых сигналов на фоне пассивных и активных помех;
- радиолокационные станции с синтезированной апертурой;
- мобильные системы распознавания и обработки изображений;
- бортовые системы ориентации и наведения в военной технике;
- высокопроизводительные вычислительные машины;
- метрология;
- робототехника;
- неразрушающий контроль.

В настоящее время расширяются области применения оптоэлектронных методов и средств (фотоники) в антенной технике для сверхширокополосной и сверхширокоимпульсной радиолокации [5.4]. Причём использование фотоники радикальным образом изменяет не только архитектуру радаров, но и принципы построения их основных функциональных устройств и элементов.

Оптоэлектронные методы и средства в антенной технике применяются для формирования диаграммы направленности и её азимутально-угломестного сканирования в режиме реального масштаба

времени [5.4]. Формирование и управление диаграммой направленности при этом осуществляется с помощью быстродействующих фотоэлектронных контроллеров. В качестве их достоинств необходимо отметить унификацию функциональных узлов и возможность применения интегрально-оптических технологий для изготовления матриц полупроводниковых лазеров, электрооптических модуляторов, фотоприёмников, фазовращателей, а также интегральных сборок широкополосных микроволновых усилителей. В работе [5.4] также отмечается, что специальные фотоэлектронные контроллеры позволяют синтезировать в реальном масштабе времени необходимые волновые формы излучаемых импульсных сигналов, которые согласованы с приёмной и передающей антеннами. Это исключает проявление антенной дисторсии, т.е. дисперсионного расширения импульса. Кроме того, использование интегрально-оптических технологий при производстве основных функциональных узлов обеспечивается надёжность работы всей системы в целом. Эффект фотоиндуцированного микроволнового излучения, создаваемого специальными легированными плёнками при их облучении мощными оптическими импульсами, может быть использован при построении малогабаритного облучателя зеркальных антенн.

Среди основных достоинств систем оптической обработки информации выделяют большую информационную ёмкость, многоканальность, высокое быстродействие, многофункциональность.

5.1.2. Общая структурная схема оптических систем обработки информации приведена на рис. 5.1 из [5.3]. В зависимости от типа источника света оптические системы обработки информации подразделяются на системы с применением некогерентных (светодиоды, лампы накаливания, газоразрядные источники) и когерентных (лазеры) источников света.

Следует отметить, что в последнее время когерентные оптические методы приобрели широкое распространение. Это обусловлено несколькими причинами. Во-первых, голограммы, используемые в качестве источника информации в данных системах, обладают информационной ёмкостью, избыточностью и помехоустойчивостью. Во-вторых, голография позволяет создавать новые типы оптических элементов и систем, имеющих такие функциональные характеристики, которые трудно, а в ряде случаев и невозможно, реализовать с помощью традиционной оптики. К ним относятся [5.3]: голографи-

ческие дифракционные решетки, отличающиеся от обычных более низким уровнем светорассеяния, голограммные линзы, обладающие изображающими свойствами бесконечно тонких линзовых компонентов, спектрально-селективные элементы для проецирования информации в поле зрения оператора, формирователи точных волновых фронтов, зеркала телескопов, несущие на своей поверхности голограммную структуру и обладающие за счет этого двумя эффективными центрами кривизны и т.д.

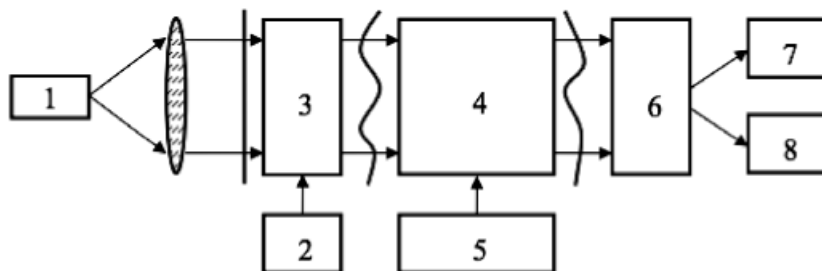


Рис. 5.1. Общая структурная схема оптических систем обработки информации:

- 1 — источник света; 2 — источник информации;
3 — устройство ввода информации; 4 — оптический процессор;
5 — устройство памяти; 6 — устройство вывода информации;
7 — компьютер; 8 — устройство отображения информации

5.1.3. В качестве элементов оптических информационных систем могут применяться статические пропускающие решётки, преобразующие излучение в режиме дифракции Брэгга [5.3, 5.4]. Такие дифракционные решётки изготавливаются методами голографии в различных регистрирующих средах (галоидосеребряные фотоэмульсии, фотополимеры, фоторефрактивные кристаллы, фотохромные материалы и др.) [5.5—5.15]. Голограммные фильтры и преобразователи сложных световых волн изготавливаются на основе как плоских, так и объёмных пропускающих дифракционных решеток (фокусирующие голограммные оптические элементы, спектральные и поляризационные светоделители, мультиплексоры и др.). При интерференции распространяющихся навстречу друг другу когерентных световых волн одинаковой частоты в области наложения пучков образуется объёмная интерференционная картина, которая может

быть зарегистрирована, например, в результате экспозиции объёмной фотоэмульсии. При химической обработке и отбеливании такого фотоматериала изготавливается фазовый оптический транспарант-голограмма, применяемый для заданного преобразования структуры (формы волнового фронта) световой волны.

Для осуществления оптической пространственной фильтрации поступаемых сигналов может быть использована пространственная фильтрация. При этом она базируется на использовании различных амплитудных, фазовых или амплитудно-фазовых оптических фильтров (светофильтров, фазовых пластинок, диафрагм, голограмм и др.), размещаемых в области локализации фурье-спектра передаваемого через оптическую систему изображения. В результате двумерный фурье-спектр передаваемых сигналов изменяется заданным образом, что и обуславливает требуемое изменение формы сигналов на выходе оптической системы.

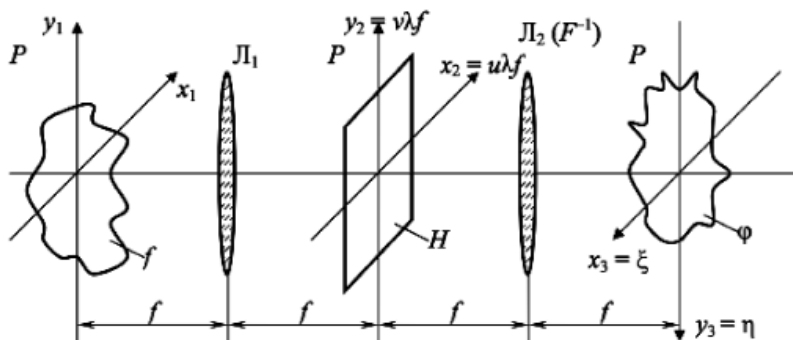


Рис. 5.2. Схема оптической пространственной фильтрации

Простейший пространственный фильтр для обработки изображений содержит две линзы с совмещенной задней (для первой линзы) и передней (для второй линзы) фокальными плоскостями, и фильтр-транспарант, расположенный в плоскости совмещения P_2 , как показано на рис. 5.2 из [5.3]. Особенностью функционирования данной системы является вопрос пространственного расположения плоскости фоточувствительных элементов относительно оптических осей интерферирующих когерентных световых потоков, направления которых могут измениться в процессе функционирования или настройки преобразователя [5.8–5.15].

Необходимыми условиями практического использования метода голографической интерферометрии для решения задачи обеспечения высоких характеристик является исследование влияния взаимного пространственного расположения отдельных конструктивных элементов в оптических схемах преобразователей на параметры интерферограммы, формируемой голографическим интерферометром, и детальный анализ этих параметров.

5.2. Оценка влияния конструкции голографического преобразователя на характер формируемой интерферограммы

5.2.1. Как отмечалось в п. 5.1, при построении интерференционно-голографических преобразователей оптического излучения существенным является вопрос пространственного расположения плоскости фоточувствительных элементов относительно оптических осей интерферирующих когерентных световых потоков, направления которых могут измениться в процессе функционирования или настройки преобразователя. Это накладывает определённые ограничения на пространственное размещение и геометрические размеры системы фотоприёмников, регистрирующих в динамике характер этих изменений.

Процесс формирования максимума интенсивности результирующего оптического поля в произвольной точке $M_0(x_0, y_0, z_0)$ декартовой системы координат $Oxyz$ двумя когерентными разнонаправленными световыми потоками, характеризующимися волновыми векторами \vec{k}_1 и \vec{k}_2 , иллюстрируется на рис. 5.3. Здесь использованы следующие обозначения: \vec{r}_0 — радиус-вектор точки M_0 ; ϕ_1, ϕ_2 — углы между радиус-вектором \vec{r}_0 и волновыми векторами \vec{k}_1 и \vec{k}_2 соответственно; $\alpha_n, \beta_n, \gamma_n$ ($n = 0, 1, 2$) — углы соответствующих направляющих косинусов радиус-вектора и волновых векторов с осями системы координат.

Задача формулируется следующим образом. Пусть в точке M_0 , размещённой в плоскости изображения, интерферируют два когерентных световых потока с длиной волны λ , как показано в [5.14]:

$$E_1(t) = E_{01}(t) \cos[\omega_0 t - (k_1 x + m_1 y + n_1 z)]; \quad (5.1)$$

$$E_2(t) = E_{02}(t) \cos[\omega_0 t - (k_2 x + m_2 y + n_2 z)]; \quad (5.2)$$

$$k_1^2 + m_1^2 + n_1^2 = k_2^2 + m_2^2 + n_2^2 = k_0^2 = (2\pi/\lambda)^2 \quad (5.3)$$

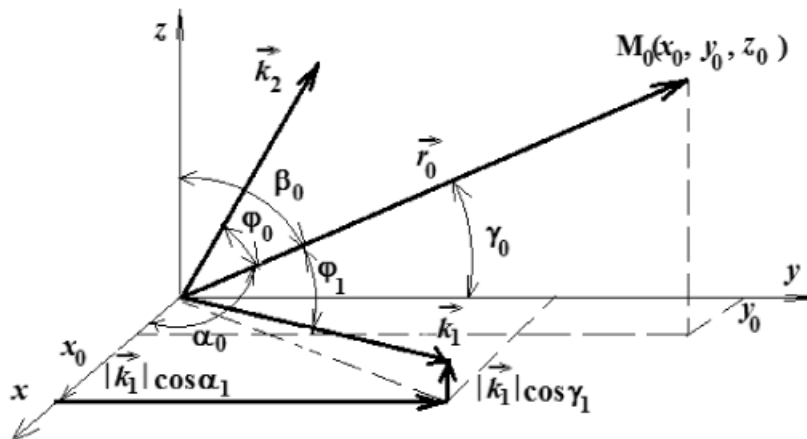


Рис. 5.3. Геометрия задачи формирования максимума амплитуды оптического поля в плоскости интерференции

Волновые числа плоских волн и координаты радиус-векторов при этом представляются в виде [5.14, 5.16]:

$$k_1 = k_0 \cos \alpha_1; \quad m_1 = k_0 \cos \beta_1; \quad n_1 = k_0 \cos \gamma_1; \quad (5.4)$$

$$k_2 = k_0 \cos \alpha_2; \quad m_2 = k_0 \cos \beta_2; \quad n_2 = k_0 \cos \gamma_2; \quad (5.5)$$

$$x = |r_0| \cos \alpha_0; \quad y = |r_0| \cos \beta_0; \quad z = |r_0| \cos \gamma_0; \quad (5.6)$$

$$|r_0| = \sqrt{x_0^2 + y_0^2 + z_0^2}.$$

Требуется определить положение источников световых потоков, формирующих максимальную интенсивность результирующего поля в произвольной точке M_0 , т.е. фактически конструкцию голографического преобразователя.

5.2.2. Для получения решения представим результирующее поле в точке M_0 в виде:

$$\begin{aligned} E(t) &= E_1(t) + E_2(t) = E_{01}(t) \cos[\omega_0 t - \psi_1] + E_{02}(t) \cos[\omega_0 t - \psi_2] = \\ &= \operatorname{Re}(E_{01} \exp[i(\omega_0 t - \psi_1)] + E_{02} \exp[i(\omega_0 t - \psi_2)]), \end{aligned} \quad (5.7)$$

в котором

$$\psi_1 = k_0 r_0 \cos \phi_1; \quad \psi_2 = k_0 r_0 \cos \phi_2, \quad (5.8)$$

а углы ϕ_1 и ϕ_2 находятся из соотношения:

$$\cos \phi_n = \cos \alpha_n \cos \alpha_0 + \cos \beta_n \cos \beta_0 + \cos \gamma_n \cos \gamma_0, \quad n = 1, 2, \quad 0 \leq \phi_n \leq \pi. \quad (5.9)$$

Используя теорему косинусов, преобразуем соотношение (5.7) для нахождения интенсивности результирующего поля:

$$I = E_{01}^2 + E_{02}^2 - 2E_{01}E_{02} \cos(\psi_1 - \psi_2). \quad (5.10)$$

Введём в данное соотношение фазовый сдвиг в виде угла поворота σ , для которого справедливы выражения:

$$\cos \sigma = (E_{01} \cos \psi_1 + E_{02} \cos \psi_2) / E; \quad (5.11a)$$

$$\sin \sigma = (E_{01} \sin \psi_1 + E_{02} \sin \psi_2) / E. \quad (5.11b)$$

В результате выражение (5.7) для результирующего поля примет вид:

$$E(t) = E_{01}(t) (\cos \sigma \cos \omega_0 t + \sin \sigma \sin \omega_0 t) = E \cos(\cos \omega_0 t - \sigma), \quad (5.12)$$

где
$$E = \sqrt{I} = \sqrt{E_{01}^2 + E_{02}^2 - 2E_{01}E_{02} \cos(\psi_1 - \psi_2)}. \quad (5.13)$$

Угол фазового сдвига σ во времени результирующего колебания является функцией ряда параметров $\sigma = \sigma(k_0, r_0, \alpha_0, \beta_0, \gamma_0, \alpha_1, \beta_1, \gamma_1, \alpha_2, \beta_2, \gamma_2)$. Рассмотрим условия, при которых $\gamma_0 = \gamma_1 = \gamma_2 = 90^\circ$, что соответствует наблюдению в плоскости xOy .

Преобразуя выражение (5.9) к виду

$$\cos \phi_n = \cos(\alpha_n - \alpha_0),$$

получаем, что

$$\phi_n = \alpha_n - \alpha_0. \quad (5.14)$$

Определим условия, соответствующие максимуму интенсивности результирующего поля в точке M_0 , который наблюдается, если [5.14, 5.18, 5.19]:

$$\psi_1 - \psi_2 = -2k_0 r_0 (\cos(\alpha_1 - \alpha_0) - \cos(\alpha_2 - \alpha_0)) = 2\pi m, \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (5.15)$$

Преобразуя выражение (5.15) в предположении о малых значениях углов α_0, α_1 , несложно получить выражение для направления максимума интенсивности оптического поля «нулевого» порядка в точке M_0 :

$$(\alpha_1 - \alpha_0)(\alpha_1 + \alpha_2 - 2\alpha_0) = \frac{\lambda m}{r_0}. \quad (5.16)$$

Анализ соотношения (5.16) показывает, что

– при заданных условиях направление максимума интенсивности оптического поля «нулевого» порядка в точке M_0 линейно относительно углов α_1 и α_2 , а параметр $\lambda m/r_0$ принимает малые значения;

– в случае выполнения условия $\alpha_1 = \alpha_2$; $\alpha_0 = 0,5(\alpha_1 + \alpha_2)$ ($m = 0$) при угле $\alpha_{m=0}$ будет наблюдаться максимум нулевого порядка.

Полученный результат существенно упрощает процесс настройки оптического голографического преобразователя по формированию максимума интенсивности «нулевого» порядка результирующего оптического поля в требуемой точке M_0 плоскости фотоприёмника.

5.2.3. Уточним область применения полученных результатов. При этом предположим, что вектора \vec{k}_1 и \vec{k}_2 , а также расчетная точка M_0 лежат в специальной плоскости $x_1 0 y_1$ ($y = 0$), как показано на рис. 5.4.

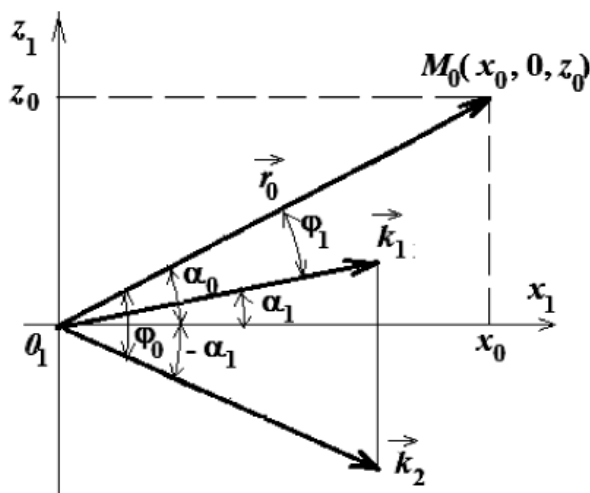


Рис. 5.4. Геометрия задачи уточнения положения максимумов

Координаты данных векторов будут определяться проекциями:

$$\vec{k}_1 = \{k_0 \cos \alpha_1, 0, k_0 \sin \alpha_1\}; \quad \vec{k}_2 = \{k_0 \cos \alpha_1, 0, -k_0 \sin \alpha_1\};$$

$$\vec{r}_0 = \{r_0 \cos \alpha_0, 0, r_0 \sin \alpha_0\}.$$

Используя соотношение (5.9), выражение (5.14) может быть преобразовано к виду:

$$\phi_1 = \alpha_0 - \alpha_1; \quad \phi_2 = \alpha_0 + \alpha_1. \quad (5.17)$$

Подставляя полученные выражения в соотношения (5.8), получаем:

$$\psi_1 = k_0 r_0 \cos(\alpha_0 - \alpha_1); \quad \psi_2 = k_0 r_0 \cos(\alpha_0 + \alpha_1). \quad (5.18)$$

При этом результирующее поле из (5.13) преобразуется к виду:

$$E = \sqrt{I} = \sqrt{E_{01}^2 + E_{02}^2 + 2E_{01}E_{02} \cos(2k_0 r_0 \sin \alpha_0 \sin \alpha_1)}. \quad (5.19)$$

Выполненный анализ полученных соотношений показал, что на картину интерференции при рассмотрении её в специальной системе координат влияют следующие параметры: E_{01}/E_{02} , $k_0 r_0$, α_0 , α_1 . При этом максимальные значения интенсивности результирующего поля должны удовлетворять условиям:

$$\begin{cases} \alpha_0 = 0, \\ \alpha_1 = 0, \\ k_0 r_0 = 0. \end{cases} \quad (5.20)$$

В данном соотношении первое условие соответствует направлению на точку M_0 и совпадает с биссектрисой угла, образованного векторами $\overrightarrow{k_1}$ и $\overrightarrow{k_2}$. Результирующее поле максимально, если

$$\psi_1 - \psi_2 = 2\pi m.$$

С учётом этого выражения можно записать:

$$\sin \alpha_0 = m \lambda_0 / (r_0 \sin \alpha_1) = \eta_m, \quad (5.21)$$

где $\eta_m = \eta_m(m, \lambda_0/r_0, \alpha_1)$ – безразмерный параметр.

Анализ соотношения (5.21) показал, что при $0 \leq \eta_m \leq 1$ максимумы интенсивности оптического поля наблюдаются в плоскости интерференции под углами

$$\alpha_0(m, \lambda_0/r_0, \alpha_1) = \arcsin \eta_m(m, \lambda_0/r_0, \alpha_1). \quad (5.22)$$

Учитывая выражения (5.21) и (5.22), можно сказать, что, если $\eta_m > 1$, то не существует действительных углов α_0 , под которыми будут формироваться максимумы интерферограммы. Таким образом, значение параметра η_m определяется равенством $\eta_m = 1$, что соответствует углу $\alpha_0 = 90^\circ$. Необходимо отметить, что в случае $0 < \eta_m < 1$ углы α_0 ,

под которыми в плоскости интерференции будут наблюдаться максимумы, являются острыми. При $\eta_m \ll 1$ угол α_1 находится в интервале $0 < \alpha_1 < 90^\circ$, а угол α_0 является малым острым углом:

$$\alpha_0 \approx m\lambda_0 / (r_0 \sin \alpha_1). \quad (5.23)$$

Выражение (5.23) позволяет находить закон чередования максимумов результирующего поля для конкретных значений угла $2\alpha_1$ между векторами \vec{k}_1 и \vec{k}_2 . При малых углах α_1 выражение (5.23) принимает вид:

$$\alpha_0 \approx \frac{m\lambda_0}{r_0 \alpha_1}. \quad (5.24)$$

Из анализа соотношений (5.23) и (5.24) следует, что между углами α_0 и α_1 существует нелинейная зависимость.

5.3. Влияние параметров интерферограммы на реконструкцию голографического изображения

5.3.1. Рассмотрим процесс экспонирования эталонной голограммы при использовании в пространственно-спектральном методе голографической интерферометрии [5.19–5.23] опорного и сигнального потоков с плоскими волновыми фронтами при их встречном направлении распространения, а также процессы реконструкции изображения и формирования интерферограммы. Для реконструкции голографического изображения используем опорный световой поток с волновым фронтом того же типа, что использовался при экспонировании голограммы, так как при этом обеспечивался максимально высокое качество восстановленного изображения [5.12, 5.13].

Пусть существует удалённый монохроматический точечный источник S_1 , волновой фронт которого в зоне Фраунгофера можно считать плоским. Комплексная амплитуда поля плоской волны, формируемой данным источником в декартовой системе координат $Oxyz$ в произвольной точке пространства $M(x, y, z)$, имеет вид:

$$E_1 = E_{01} \exp[ik(x \cos \alpha_1 + y \cos \beta_1 + z \cos \gamma_1)], \quad (5.25)$$

где $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число свободного пространства; λ – длина волны света. Остальные обозначения показаны на рис. 5.5.

Расположив отражатель F относительно направления распространения плоской волны так, как показано на рис. 5.5, сформируем тем

Взаимосвязь между направляющими углами $\alpha_1, \beta_1, \gamma_1$ и $\alpha_2, \beta_2, \gamma_2$ после геометрических преобразований будет определяться соотношениями:

$$\begin{cases} \alpha_2 = 0,5(\pi - 4\theta - 2\gamma_1), \\ \beta_2 = \beta_1, \\ \gamma_2 = 2\theta - \gamma_1. \end{cases} \quad (5.29)$$

Расположив в плоскости G голографическую фотопластинку, используемую в качестве фотореагирующей среды, определим, как показано в работах [5.12, 5.13], коэффициент пропускания T формируемой голограммы при её экспонировании в линейном режиме двумя встречными световыми потоками от источников S_1 и S_2 . Для голограммы, экспонированной таким образом, справедливо записать:

$$T \sim I = E_{01}^2 + E_{02}^2 + 2E_{01}E_{02} \cos(k\Delta r_{12}), \quad (5.30)$$

где $\Delta r_{12} = x(\cos\alpha_1 - \cos\alpha_2) + y(\cos\beta_1 - \cos\beta_2) + z(\cos\gamma_1 - \cos\gamma_2)$.

5.3.2. Найдём математическое выражение для поля, реконструированного голограммой G , экспонированной в соответствии с рис. 5.5. При этом в качестве опорного используем световой поток E_3 , задаваемый соотношением:

$$E_3 = E_{03} \exp[ik(x\cos\alpha_3 + y\cos\beta_3 + z\cos\gamma_3)]. \quad (5.31)$$

Реконструирующий световой поток может формироваться источником света S_1 , размещённым в пространстве. Ввиду того, что оптическая схема на рис. 5.5 построена таким образом, что плоские волны E_1 и E_2 обеспечивают экспонирование голограммы во встречных световых потоках, то эталонная голограмма, записанная таким образом в линейном режиме, будет ограничено толстослойной [5.12–5.14]. Выражение для поля, реконструированного такой голограммой, будет определяться соотношением:

$$\tilde{E} = E_3 T. \quad (5.32)$$

Используя формулу Эйлера, преобразуем выражение (5.30) к экспоненциальному виду:

$$T \sim a_0 + \Delta a [\exp(ik\Delta r_{12}) + \exp(-ik\Delta r_{12})], \quad (5.33)$$

где $a_0 = E_{01}^2 + E_{02}^2$ — коэффициент прохождения (затухания) прямой волны; $\Delta a_0 = E_{01}E_{02}$ — коэффициент пропускания дифрагированной волны.

Подставляя выражения (5.31) и (5.33) в (5.32), несложно получить восстановленное поле:

$$\begin{aligned}\tilde{E} = & a_0 E_{03} \exp[ik(x \cos \alpha_3 + y \cos \beta_3 + z \cos \gamma_3)] + \\ & + \Delta a E_{03} \exp[ik(x \cos \alpha_3 + y \cos \beta_3 + z \cos \gamma_3 + \Delta r_{12})] + \\ & + \Delta a E_{03} \exp[ik(x \cos \alpha_3 + y \cos \beta_3 + z \cos \gamma_3 - \Delta r_{12})].\end{aligned}\quad (5.34)$$

Таким образом, при падении плоской волны E_3 на эталонную голограмму с коэффициентом пропускания (5.33) за голограммой возникают три плоские волны:

– первая волна с амплитудой $a_0 E_{03}$, описываемая первым слагаемым (5.34), представляет волну, распространяющуюся по направлению опорной волны, но имеющая меньшую амплитуду;

– вторая волна с амплитудой $\Delta a E_{03}$ представлена вторым слагаемым выражения (5.34), что соответствует минус первому порядку дифракции;

– третья волна с амплитудой $\Delta a E_{03}$ описывается третьим слагаемым выражения (5.34) и соответствует плюс первому порядку дифракции.

При дифракции Брэгга, как следует из теории [5.12–5.14], до 95 % энергии падающего на голограмму светового потока перераспределяется между нулевым и минус первым порядками дифракции, а энергия волны плюс первого порядка становится пренебрежимо малой и её в расчётах, как правило, не учитывают. В связи с тем, что экспонированная голограмма является полуотражательной в соответствии с [5.12–5.14], в плоскости главного изображения будет формироваться интерферограмма, обусловленная интерференцией двух частей светового потока плоской волны E_3 :

– прошедшей через голограмму без изменения направления распространения и отражённой отражателем F , размещённым за голограммой под малым углом θ к плоскости голограммы и повторно прошедшей через голограмму;

– дифрагированной от голограммы и образующей максимум минус первого порядка дифракции.

Суммарное поле в плоскости интерференции будет определяться суммой этих двух световых потоков [5.19–5.21]:

$$\tilde{E}_\Sigma = E_0 + E_{-1}, \quad (5.35)$$

где E_0 , E_{-1} — соответственно напряжённости оптического поля волны нулевого и минус первого порядков дифракции, определяемые выражениями:

$$\begin{aligned} E_0 &= a_0 E_{03} \exp[ik(x \cos \alpha_4 + y \cos \beta_4 + z \cos \gamma_4)]; \\ E_{-1} &= \Delta a E_{03} \exp[ik(x \cos \alpha_3 + y \cos \beta_3 + z \cos \gamma_3)]; \\ \begin{cases} \alpha_4 = 0,5(\pi - 4\theta - 2\gamma_3), \\ \beta_4 = \beta_3, \\ \gamma_4 = 2\theta - \gamma_3. \end{cases} \end{aligned} \quad (5.36)$$

Интенсивность суммарного светового потока в плоскости главного изображения (плоскости интерференции) определяется соотношением:

$$I_\Sigma = \tilde{E}_\Sigma \tilde{E}_\Sigma^*. \quad (5.37)$$

Учитывая выражения (5.36), соотношение (5.37) для суммарного поля в плоскости интерференции может быть преобразовано к виду:

$$I_\Sigma = \left((a_0 E_{03})^2 + (\Delta a_0 E_{03})^2 \right) + 2a_0 \Delta a E_{03}^2 \cos(kr_\Sigma); \quad (5.38)$$

$$r_\Sigma = x(\cos \alpha_4 - \cos \alpha_3) + y(\cos \beta_4 - \cos \beta_3) + z(\cos \gamma_4 - \cos \gamma_3) - \Delta r_{12}. \quad (5.39)$$

Выражение (5.38) можно условно разбить на два члена:

— первый состоит из двух слагаемых и описывает постоянный световой фон в плоскости главного изображения;

— второй является интерференционным и определяет ширину интерференционных полос сформированной интерферограммы.

Интерференционная картина в данной плоскости будет подобна, как показано в работах [5.21–5.23], интерферограмме в плоскости голограммы, но в другом масштабе размеров. Максимумы и минимумы интенсивности поля на интерферограмме будут соответствовать условиям:

$$kr_\Sigma = \pm \lambda m; \quad (5.40)$$

$$kr_\Sigma = \pm \lambda(m + 0,5), \quad (5.41)$$

где m — порядок интерференции.

На основе выражений (5.39)–(5.41) несложно получить координаты максимумов и минимумов оптического поля:

$$\begin{aligned} \begin{Bmatrix} x_{\max} \\ x_{\min} \end{Bmatrix} = & \left(\lambda \begin{Bmatrix} m \\ (m+0,5) \end{Bmatrix} - y(\cos \beta_4 - \cos \beta_3 - \cos \beta_1 + \cos \beta_2) - \right. \\ & \left. - z(\cos \gamma_4 - \cos \gamma_3 - \cos \gamma_1 + \cos \gamma_2) \right) \times \\ & \times (\cos \alpha_4 - \cos \alpha_3 - \cos \alpha_1 + \cos \alpha_2)^{-1}. \end{aligned} \quad (5.42)$$

С учётом данных выражений ширина интерференционной полосы в плоскости главного изображения будет определяться соотношением:

$$\Delta X = |x_{\max}| - |x_{\min}|, \quad (5.43)$$

а пространственной частота на интерферограмме формулой:

$$\Lambda = \frac{1}{2\Delta X}. \quad (5.44)$$

5.3.3. Для выявления зависимости характера распределения интенсивности оптического поля в плоскости главного изображения (плоскости интерференции) от параметров оптических схем интерференционно-голографических модуляторов и демодуляторов оптического излучения в [5.22, 5.23] был выполнен вычислительный эксперимент. При этом полагалось, что длина волны источника монохроматического излучения составляла $\lambda_0 = 628$ нм, что соответствует излучению гелий-неонового лазера [5.3]. Расстояние от источника света до эталонной голограммы R выбиралось равным 0,1 м. Линейные размеры эталонной голограммы определялись размерами 0,35×0,35 м. Угол между плоскостью голограммы и отражателем θ составлял 3°. Углы $\alpha_1, \beta_1, \gamma_1$ и $\alpha_2, \beta_2, \gamma_2$ между направлением распространения волн E_1 и E_2 задавались в пределах 0°...45°.

В качестве оптической схемы интерференционно-голографических модуляторов и демодуляторов выбиралась схема с голограммой полуотражательного типа, экспонированной во встречных световых пучках со сферическими волновыми фронтами, как предлагалось в работах [5.22, 5.23], поскольку данная схема обеспечивает

- максимальные контрастность и чёткость интерферограммы;
- максимальную для интерферометров ширину интерференционной полосы, т.е. наиболее низкие пространственные частоты.

Вычислительный эксперимент предусматривал моделирование зависимостей пространственной частоты Λ от частоты оптического излучения f , изменяющейся в интервале от 300 до 3000 ТГц (длина волны $10^{-7} < \lambda < 10^{-6}$), что соответствует верхней части спектра инфракрасного и нижней части спектра видимого излучения, и от длины волны λ восстанавливающего источника (волны E_3). Результаты моделирования, выполненного на основе использования пространственно-спектрального метода анализа волновых фронтов оптического поля, описанного в [5.18], приведены на рис. 5.6.

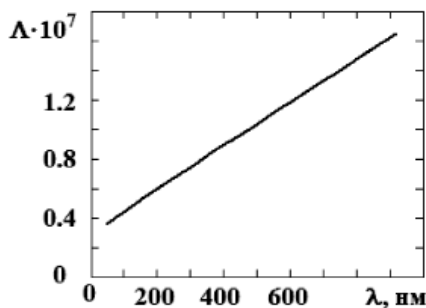


Рис. 5.6. Зависимость пространственной частоты от длины волны света восстанавливающего источника

Анализ полученных результатов показывает, что зависимость пространственной частоты от длины света восстанавливающего источника имеет линейный характер, отклонения при этом не превышают 10^{-9} Гц во всем спектре колебаний. При изменении точки фокуса восстанавливающего спектра в пределах от 90 до 110 мкм уходы пространственной частоты не превышают 10^{-16} Гц для интерференционных полос нулевого и первого порядка интерференции.

Таким образом, можно сказать, что метод голографической интерферометрии не только обеспечивает в реальном времени анализ волновых фронтов оптического поля, но и обладает высокой чувствительностью к малым изменениям пространственного положения восстанавливающего источника, а, следовательно, и изменению его фазы.

5.3.4. Исследуем характер изменения внешнего вида интерференционной программы в результате изменения фазы восстанавливающего источника от 0° до 180° , что соответствует полуволновому напряжению

на электродах электрооптического модулятора. На рис. 5.7, *a-e* представлены изображения полученных информационных интерферограмм для фазовых задержек 0° , 45° , 90° , 135° , 150° и 180° соответственно. Анализ результатов, приведенных на рис. 5.7, позволяет сделать вывод о том, что фазовые задержки существенно влияют на форму интерферограммы. В частности, изменяется форма центральной области, а также ширина центрального кольца. При этом наблюдается процесс сбегаия к центру изображения или разбегания от него формируемых интерференционных полос.

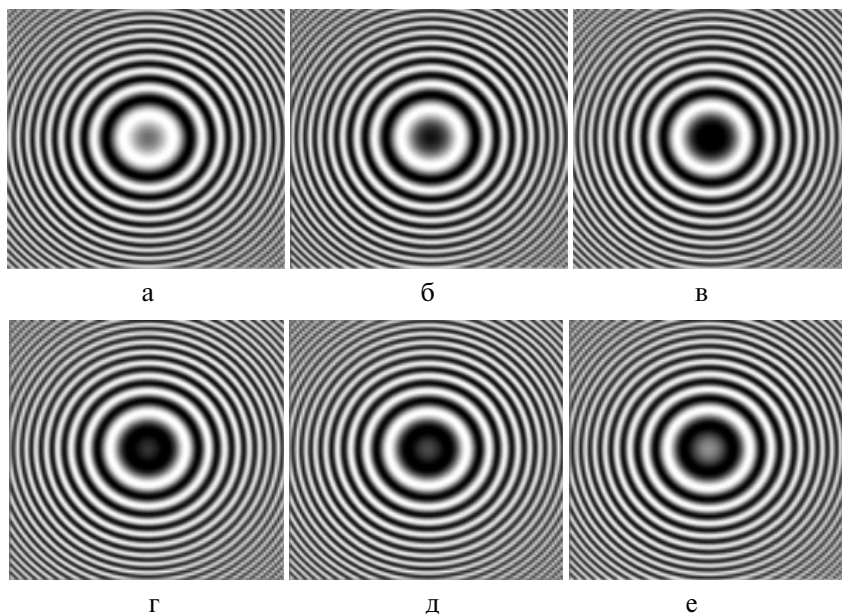


Рис. 5.7. Изображения информационных интерферограмм при различных величинах фазовой задержки:

a – фазовая задержка 0° ; *б* – фазовая задержка 45° ;
в – фазовая задержка 90° ; *г* – фазовая задержка 135° ;
д – фазовая задержка 150° ; *е* – фазовая задержка 180°

5.3.5. Одним из важных вопросов при построении оптических преобразователей является исследование зависимости параметров интерферограммы в плоскости фотоприёмников от незначительных смещений эталонной голограммы, которые могут быть вызваны

вибрациями, тепловым расширением материалов и другими причинами [5.22, 5.23]. На рис. 5.8,а,б приведены результаты исследований влияния поперечных (рис. 5.8,а) и продольных (рис. 5.8,б) смещений эталонной голограммы. При этом при поперечном смещении рассматривались случаи смещения относительно оси $0x$ в пределах 0,02 мм, а в продольной плоскости — относительно оси $0z$ в пределах 0,04 мм. Сплошной линией иллюстрируются результаты, полученные для интерференционных полос нулевого порядка, а штриховой — для интерференционных полос первого порядка.

Анализ графиков на рис. 5.8 позволяет говорить о слабой зависимости интерференционного изображения в используемой оптической схеме от микросмещений эталонной голограммы, вызванных внешними воздействиями. Следовательно, разрабатываемые оптические схемы будут обеспечивать пониженную чувствительность к ударным перегрузкам и могут быть реализованы с использованием широкого спектра фотоприёмных устройств, выпускаемых современной промышленностью [5.4, 5.24, 5.25].

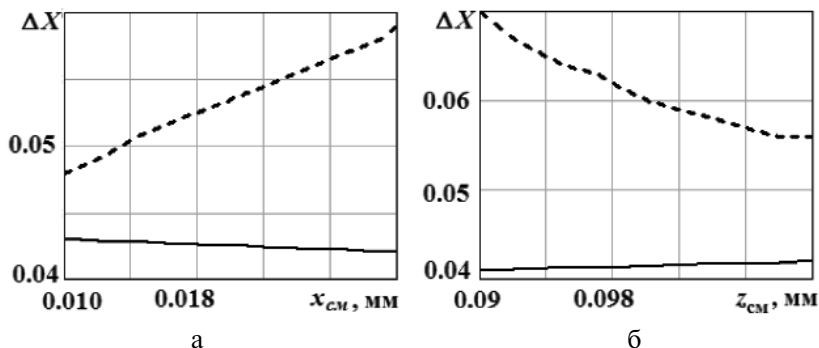


Рис. 5.8. Зависимость ширины интерференционных полос от смещения эталонной голограммы:

а — в поперечной плоскости; б — в продольной плоскости;
сплошная линия — ширина интерференционной полосы нулевого порядка;
штриховая линия — ширина интерференционной полосы первого порядка

Таким образом, полученные результаты позволяют
— сформулировать ограничения на пространственное размещение и геометрические размеры оптических конструктивных элементов при

построении интерференционно-голографических преобразователей оптического излучения;

— определить конкретную схему размещения оптических элементов для их построения.

5.4. Выводы

5.4.1. Расширение возможностей радиотехнических систем в областях разработки устройств выделения слабых сигналов на фоне пассивных и активных помех, радиолокационных станций с синтезированной аппаратурой и др. может быть обеспечено при использовании в них оптических систем обработки информации, преимуществами которых по сравнению с традиционными являются большая информационная ёмкость, многоканальность, высокое быстродействие, многофункциональность.

5.4.2. Применение когерентных оптических методов в оптических системах обработки информации обусловлено:

— высокой информационной ёмкостью, избыточностью и помехоустойчивостью голограмм;

— возможностью реализации новых типов и систем с функциональными возможностями, реализовать которые с помощью традиционных оптических систем невозможно.

5.4.3. Особенности функционирования схемы оптической пространственной фильтрации определяют:

— необходимость исследования пространственного расположения плоскости фоточувствительных элементов относительно оптических осей интерферирующих когерентных световых потоков, направления которых могут измениться в процессе функционирования или настройки преобразователя;

— введение ограничений на пространственное размещение и геометрические размеры системы фотоприёмников, регистрирующих в динамике характер этих изменений.

5.4.4. Выполненный анализ соотношений, описывающих суммарное поле интерферограммы при использовании пространственно-спектрального метода голографической интерферометрии показал:

— информационное изображение в исследуемой оптической схеме слабо зависит от микросмещений (продольных и поперечных) эталонной голограммы, вызванных внешними воздействиями;

– метод голографической интерферометрии не только обеспечивает в реальном времени анализ волновых фронтов оптического поля, но и обладает высокой чувствительностью к малым изменениям пространственного положения восстанавливающего источника, а, следовательно, и изменению его фазы.

5.4.5. Выполненный вычислительный эксперимент по исследованию влияния параметров конструкции голографического преобразователя оптического излучения на параметры интерферограммы показал, что:

– интерференционно-голографические преобразователи оптического излучения обеспечивают большую чувствительность к слабым изменениям набега фазы восстанавливающего источника. Отражается данное влияние на форме центральной области интерферограммы, ширине интерференционных полос и их перемещениях;

– зависимость пространственной частоты от изменения фазы восстанавливающего источника является линейной.

5.4.6. С практической точки зрения результаты исследований позволяют:

– сформулировать ограничения на пространственное размещение и геометрические размеры оптических конструктивных элементов при построении интерференционно-голографических преобразователей оптического излучения;

– определить конкретную схему размещения оптических элементов для их построения.

Литература

5.1. Информационная оптика / Под ред. Н. Евтихеева. М.: МЭИ, 2000. 611 с.

5.2. Оптические процессоры: Достижения и новые идеи / П.А. Белов [и др.]. СПб.: СПбГУ ИТМО, Ассоциация молодых ученых «Оптика XXI век», 2006. 36 с.

5.3. Богатырёв В.В., Дмитриев А.Л. Оптические методы обработки информации. СПб: СПбГУИТО, 2009. 74 с.

5.4. Оптические методы формирования диаграмм фазированных антенных решёток / Р.Б. Ваганов [и др.] // Радиотехника и электроника. 2013. Т.58. № 5. С. 431-450.

5.5. Ежов П.В., Смирнова Т.Н., Тихонов Е.А. Характеристики фазовых фурье-голограмм, записанных на фотополимерах // Журнал технической физики. 2000. Т.70. Вып. 6. С. 74-77.

5.6. Гребенюк К.А., Гребенюк А.А., Рябухо В.П. Восстановление изображения с цифровой фурье-голограммы в условиях превышения частоты Найквиста // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2012. № 2 (78). С. 24-28.

5.7. Спекл-фотография и голографическая интерферометрия с цифровой записью дифракционного поля в Фурье-плоскости / Б.Б. Горбатенко [и др.]. // Компьютерная оптика. 2010. Вып. 34, № 1. С. 69-81.

5.8. Schnars U., Jueptner W. Digital holography. Digital Hologram Recording, Numerical Reconstruction, and Related Technique. Berlin, Heidelberg: Springer, 2005. 165 с.

5.9. Hariharan P. Optical Holography, principles, techniques and applications. Cambridge University Press, 2013. 424 p.

5.10. Application of Optical Fourier Transforms / Ed. by H. Starks. New York: Academic Press, 1982. 531 p.

5.11. Vest C.M. Holographic interferometry. Department of Mechanical Engineering. The University of Michigan, 1982. 504 p.

5.12. Оптическая голография / Под ред. Г. Колфилда. В 2-х томах. М.: Мир, 1982. 376 с.

5.13. Милер М. Голография. / Под ред. В.И. Сухонова. Л.: Машиностроение, 1979. 209с.

5.14. Матвеев А.Н. Оптика. М.: Высш. шк., 1985. 351 с.

5.15. Креопалова Г.В., Лазарева Н.Л., Пуряев Д.В. Оптические измерения. М.: Машиностроение, 1987. 264 с.

5.16. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1974. 534 с.

5.17. Унгер К.К. Оптическая связь. / Под ред. Н.А. Семёнова. М.: Связь, 1979. 264 с.

5.18. Прыгунов А.Г., Сизов В.П., Безуглов Д.А. Метод определения перемещений объектов на основе анализа волновых фронтов оптического поля с использованием эталонных голограмм // Оптика атмосферы и океана. 1995. Т.8. № 6. С. 826-830.

5.19. Безуглов Д.А., Прыгунов А.Г., Трепачёв В.В. Анализ дифракции света на эталонной голограмме при измерении перемещений объектов пространственно-спектральным методом // Автометрия. 1998. № 5. С. 27-37.

5.20. Патент на изобретение 2169348 РФ, МКИЗ G01 В 9/021, G 01 С 22/00. Измеритель перемещений с объёмной голограммой /

И.А. Паринов, А.Г. Прыгунов, Е.В. Рожков, В.В. Трепачёв, А.В. Попов (РФ). – № 99120531/28: заявл. 28.09.1999; опубл. 20.06.2001. [Электронный ресурс] // URL: http://www1.fips.ru/fips_servl/fips_servlet (дата обращения: 20.06.2015 г.).

5.21. Исследование условий экспонирования эталонной голограммы голографического интерферометра / М.Ю. Звездина [и др.] // Физические основы приборостроения. 2012. Т. 1. № 2 (3). С. 65-71.

5.22. Прыгунов А.А. Некоторые особенности практического использования пространственно-спектрального метода голографической интерферометрии // Тр. 3-го Международного семинара «Системный анализ, управление и обработка информации», 27 сентября – 2 октября 2012 г., г. Ростов-на-Дону, Россия / Под общ. ред. Р.А. Нейдорфа. – Ростов-н/Д: Изд. центр Донск. гос. техн. ун-та, 2012. 500 с. – С. 121-132.

5.23. The analysis of strata form in holographic emulsion and a view of an image reconstructed with a fourier-hologram / A.G. Prygunov [et al.] // ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences. 2014. Vol. 9. № 12. P. 2603-2607.

5.24. Шевцов Э.А., Белкин М.Е. Фотоприёмные устройства волоконно-оптических систем передачи. М.: Радио и связь, 1992. 224 с.

5.25. Фотоприёмные устройства [Электронный ресурс] // ОАО «ЦКБ «Ритм». [сайт]. URL: <http://www.ckb-rhythm.narod.ru/fuSi.htm> (дата обращения: 20.06.2015 г.)

УДК 518.12; 683.32

6. ПРОБЛЕМА ОЦЕНКИ ТЕХНИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ КОМПЛЕКСОВ В УСЛОВИЯХ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ

Лансарь А.П.

Аннотация — Предлагается оригинальный метод оперативной оценки состояния радиотехнических комплексов на базе марковских моделей, использующих параметризованные эволюционные уравнения. Метод позволяет априорно задавать точность оценки стохастических характеристик, описывающих состояние сложных технических объектов и может быть положен в основу синтеза быстродействующих систем контроля и прогнозирования.

Ключевые слова — оценка технического состояния, прогнозирование, сложные марковские объекты, эволюционные уравнения, стохастические характеристики.

6. THE PROBLEM OF TECHNICAL CONDITION EVALUATION FOR RADIO ENGINEERING COMPLEXES UNDER MODELING UNCERTAINTY

Lapsar' A.P.

Abstract — An original method for the rapid technical condition evaluation for radio engineering complexes is proposed based on Markovian models, which use parameterized evolutionary equations. The method allows presetting the evaluation precision of stochastic data, which describe the state of complex technical objects, antecedently, and thus it can be taken as a basis for the synthesis of high-performance monitoring and forecasting systems.

Keywords — technical condition evaluation, forecasting, complex Markovian objects, evolutionary equations, stochastic characteristics.

6.1. Введение

Переход к инновационной экономике, обеспечиваемый за счет использования новых технологий, как показано в разделе 1, может быть достигнут, в том числе, и при использовании в области технологий глобальных инфокоммуникационных сетей. При использовании информационных технологий в сложных радиотехнических системах и комплексах (РТК) одним из важных моментов является

автоматизация оценки качества их функционирования. Сложившаяся в настоящее время тенденция к продлению сроков эксплуатации сложных технических объектов, в том числе РТК, и увеличения количества объектов с длительными сроками эксплуатации предъявляет дополнительные требования к организации оценки состояния таких объектов, то есть возникает противоречие между текущей информацией о техническом состоянии РТК, получаемой с помощью существующих систем контроля, и потребностями в априорной информации о поведении основных характеристик исследуемых комплексов в будущие моменты времени. Налицо необходимость совершенствования системы оценки технического состояния РТК на основе эффективных моделей.

6.2. Особенности радиотехнического комплекса как объекта диагностирования

Радиотехнические комплексы являются сложными системами, представляют собой совокупность взаимосвязанных разнообразных по назначению, принципам действия, конструктивному исполнению и эксплуатационным характеристикам устройств и подсистем, предназначенных для решения сложных задач. Считается, что техническая система является сложной, если она состоит из большого числа взаимосвязанных и взаимодействующих между собой элементов (подсистем) и способна реализовывать сложную функцию [6.1–6.4]. Сложная система при отказе отдельных элементов (подсистем) не всегда теряет работоспособность. В сложной системе, обладающей функциональной избыточностью, снижаются характеристики эффективности ее функционирования. Таким образом, отказ РТК следует определять как выход характеристик его эффективности за установленные пределы.

С целью обеспечения высокого качества получения информации о техническом состоянии РТК необходимо выбрать метод и разработать адекватную исследуемому объекту модель ее оценки. Для повышения эффективности эксплуатации РТК и предотвращения возможных аварий в случае нештатной эксплуатации, оценка состояния РТК должна осуществляться в масштабе времени, близком к реальному. Радиотехнические комплексы относятся к сложным стохастическим системам с аperiodическим изменением регулярной составляющей и имеющим неполное обеспечение количественной

информацией [6.5, 6.6]. Радиотехнические комплексы имеют следующие особенности:

- возможность оценки технического состояния радиотехнических комплексов определяется их конструктивными характеристиками с наличием определенной параметрической избыточности;
- случайный характер процессов, происходящих в радиотехнических комплексах, а также большой набор внешних воздействий, связанных с особенностями их функционирования;
- синтез единой универсальной модели расхода параметрической избыточности РТК чрезвычайно затруднен, однако при построении таких моделей возможно использование общего математического аппарата.

Основной задачей оценки состояния радиотехнических комплексов в произвольные моменты времени является изучение закономерностей изменения их свойств, приводящих к отказам. В связи с этим интерес представляет исследование математических моделей утраты элементами радиотехнических комплексов свойств, заданных при их разработке и производстве. В настоящее время наметилась тенденция применения моделей на основе диффузионных процессов, в частности диффузионных марковских процессов [6.5, 6.7–6.9]. В основе таких моделей лежит стохастическое дифференциальное уравнение в форме Ито

$$dx = f(x, t)dt + g(x, t)dw(t), \quad (6.1)$$

где $g(x, t)$ — коэффициент диффузии; $f(x, t)$ — коэффициент сноса марковского процесса; w — винеровский процесс.

Распространение диффузионных марковских процессов обусловлено их свойствами, основное из которых — это отсутствие последствия: при оценке поведения процесса в будущие моменты времени важно только знание состояния процесса в настоящий момент времени без учета предыстории. Модель изменения технического состояния, использующая диффузионные марковские процессы наиболее адекватна исследуемому процессу и универсальна по сравнению с другими, используемыми в теории стохастических функций. Такая модель может быть применена для уникальных высоконадежных объектов, каковыми являются радиотехнические комплексы, и может быть построена даже по одной реализации [6.10]. Моделирование поведения объекта контроля на базе диффузионных марковских процессов позволяет оперативно получать значения характеристик

исследуемого радиотехнического комплекса. Анализ показывает [6.5, 6.9–6.12], что использование моделей на основе диффузионных марковских процессов является наиболее перспективным для синтеза систем контроля РТК. Однако, в настоящее время их применение ограничено из-за несовершенства математического аппарата решения диффузионных уравнений, вычислительных сложностей и существенных временных затрат.

6.3. Математическая модель задачи оценки состояния радиотехнического комплекса

Пусть многомерный вектор технического состояния $x(t) \in R^r$ исследуемого радиотехнического комплекса можно описать стохастическим дифференциальным уравнением

$$\frac{dx(t)}{dt} = f_{\text{л}}(x, t) + g_{\text{л}}(x, t)n_{\phi}(t); \quad x(t_0) = x_0, \quad (6.2)$$

где $f_{\text{л}}(x, t) \in R^r$; $g_{\text{л}}(x, t) \in R^r \times R^r$ – нестохастические функции, удовлетворяющие условию Липшица

$$|f_{\text{л}}(x_2, t) - f_{\text{л}}(x_1, t)| + |g_{\text{л}}(x_2, t) - g_{\text{л}}(x_1, t)| \leq L|x_2 - x_1|, \quad L > 0;$$

$n_{\phi}(t) \in R$ – нормальный белый (гауссовский) шум с статистическими характеристиками: $M[n_{\phi}(t)] = 0$; $M[n_{\phi}(t_1)n_{\phi}^T(t_2)] = \frac{N_{\phi}}{2}\delta(t_2 - t_1)$; N_{ϕ} – спектральная плотность шума.

Считая отказом радиотехнического комплекса выход хотя бы одного параметра его функционирования $x_i(t)$, $i \in \overline{1, r}$, за границу области допусков $G_{\text{д},i} \subset R^1$, то показателем безотказной работы будет вероятность $U(x, s)$ не выхода процесса из этой области:

$$U(x, s) \equiv P\{x(t) \in G_{\text{д}}, \forall t \in [s, T] | x(s) \in G_{\text{д}}\}; \quad G_{\text{д}} \subset R^r, \quad (6.3)$$

где $U(x, s)$ – вероятность невыхода процесс $x(t)$ за границы допустимой области $G_{\text{д}} = G_{\text{д},1} \times G_{\text{д},2} \times \dots \times G_{\text{д},r}$ на интервале $[s, T]$ при условии, что в начале исследования он находился в пределах допустимой области $G_{\text{д}}$.

Для $r = 1$, (скалярный случай) вероятность $U(x, s)$ является аргументом дифференциального уравнения в частных производных

$$-\frac{\partial U(x, s)}{\partial s} = a(x, s) \frac{\partial U(x, s)}{\partial x} + \frac{1}{2} b(x, s) \frac{\partial^2 U(x, s)}{\partial x^2} \quad (6.4)$$

при начальном условии $U(x, T) = 1$. После замены переменных $t = T - s$, уравнение (6.4) примет вид

$$\frac{\partial U(x, t)}{\partial t} = a(x, t) \frac{\partial U(x, t)}{\partial x} + \frac{1}{2} b(x, t) \frac{\partial^2 U(x, t)}{\partial x^2}, \quad U(x, t_0) = 1. \quad (6.5)$$

Очевидно, что прямому (второму) уравнению Фоккера-Планка-Колмогорова удовлетворяет также плотность вероятности $p(x, t)$:

$$\frac{\partial p(x, t)}{\partial t} = -\frac{\partial}{\partial x} [a(x, t)p(x, t)] + \frac{1}{2} \frac{\partial^2}{\partial x^2} [b(x, t)p(x, t)], \quad p(x, t_0) = p_0(x). \quad (6.6)$$

В реальных условиях эксплуатации радиотехнического комплекса требуется синтезировать решения уравнений (6.4)–(6.6) для случая функциональной зависимости исследуемого процесса от параметров $\omega \in \Omega \subset R^m$ (начальных и граничных условий, внешней среды, реальных условий функционирования радиотехнического комплекса, мгновенных воздействий и т.п.). К числу таких параметров относятся, например, константы, фигурирующие в начальных и граничных условиях, а также константы, от которых зависят коэффициенты сноса и диффузии исследуемых эволюционных уравнений. Границы задаются требованиями нормативных и эксплуатационных документов. Тогда

$$U(x, \omega, s) \equiv P\{x(\omega, t) \in G_d, \forall t \in [s, T] \mid x(\omega, s) \in G_d\}. \quad (6.7)$$

Уравнение (6.6) преобразуется в следующее:

$$\begin{aligned} \frac{\partial p(x, \omega, t)}{\partial t} &= -a(x, \omega, t) \frac{\partial p(x, \omega, t)}{\partial x} + \frac{1}{2} b(x, \omega, t) \frac{\partial^2 p(x, \omega, t)}{\partial x^2}, \\ p(x, \omega, t_0) &= p_0(x, \omega). \end{aligned} \quad (6.8)$$

Математическая постановка задачи оценки технического состояния радиотехнических комплексов с использованием эволюционных моделей будет выглядеть следующим образом.

Исследуем в нормированном пространстве W_0 диффузионное уравнение в частных производных для r -мерного марковского процесса $x(t)$

$$\frac{\partial p(x, \omega, t)}{\partial t} = L_{\omega, t}^{(r)} \{p(x, \omega, t)\};$$

$$p(x, \omega, t) \in W, x \in X \subset R^r, t \in \tilde{T} \subset R^1, \quad (6.9)$$

где $L_{\omega, t}^{(r)}$ — оператор уравнения (априорный или апостериорный). Вид оператора $L_{\omega, t}^{(r)}$ зависит от вещественного векторного параметра ω , значения которого находятся в ограниченной выпуклой области $\Omega \subset R^m$.

Решение $p^*(x, \omega, t)$ уравнения (6.9) для всех $\omega \in \Omega \subset R^m$ ограничивается дополнительным условиям

$$\Gamma_j \left(p^*(x, \omega, t) \right) \Big|_{(x, t) \in S_j} = \phi_j(S_i), \quad i = \overline{1, L_0}, \quad j = \overline{1, L_1}, \quad (6.10)$$

где Γ_j — непрерывный линейный оператор, действующий в W ; S_i — многообразие в области $X \times \tilde{T}$, при этом, число его измерений меньше $r + 1$; $\phi_j(S_i)$ — заданная функция, имеющая определение на многообразии S_i .

Соотношение (6.10) определяется начальными и граничными условиями уравнения. Приближенное решение (6.9) запишем в следующем виде

$$\tilde{p}(x, \omega, t) = \sum_{i=1}^{\infty} c_i(\omega) \gamma_i(x, t), \quad \gamma_i(x, t) \in \tilde{W}, \quad (6.11)$$

где $\{\gamma_i(x, t)\}_{i=1}^{\infty}$ — система линейных функций, которая образует базис в нормированном подпространстве $\tilde{W} \subset W_0$; $\{c_i(\omega)\}_{i=1}^{\infty}$ — коэффициенты решения уравнения (6.11). Для вычисления коэффициентов $c_i(\omega)$ применяется метод, который позволяет получить бесконечную систему линейных алгебраических уравнений:

$$A(\omega)c(\omega) = B(\omega), \quad \omega \in \Omega, \quad (6.12)$$

где $A(\omega) = [a_{ij}(\omega), \quad i, j = 1, 2, \dots]$ — матрица (бесконечномерная); $B(\omega) = [b_i(\omega), \quad i = 1, 2, \dots]$ — вектор-столбец (также бесконечномерный); $c(\omega) = [c_i(\omega), \quad i = 1, 2, \dots]$ — вектор-столбец искомых коэффициентов.

Таким образом, отыскание решения (6.11) заключается в решении бесконечной системы линейных алгебраических уравнений (6.12). При этом требуется решить весьма сложную задачу преобразования бесконечной системы линейных алгебраических уравнений в конечную систему. Решение этой задачи обуславливает точность решения (6.9), а, следовательно, и точность оценки технического состояния радиотехнического комплекса.

Таким образом, проблема заключается в отыскании решений уравнения (6.9) при дополнительном условии (6.10) для дальнейшего использования в задачах оценки технического состояния радиотехнического комплекса. Решения уравнения (6.9) позволяют оценить параметрическую надежность радиотехнических в назначенных точках интервала времени, время достижения границ допустимой области, задать допуски и ограничения на параметры и так далее.

Параметрическая надежность комплекса как единой системы вычисляется при начальном условии $U(x, \omega, T) = 1$ и поглощающих границах области допустимых значений. Если $p_T(x, \omega, t)$ – плотность вероятности времени достижения границы допустимой области G_d , то одномерные моменты времени пересечения процессом $x(\omega, t)$ границы этой области:

$$T_n(\omega) = \int_0^{\infty} t^n p_T(x, \omega, t) dt, n = 1, 2, \dots$$

В случае если определено значение параметрической надежности $U(t, \omega, x)$, время первого выхода характеристик объекта на границу области допустимых значений параметра можно отыскать путем численного решения уравнения

$$T(\omega) = \int_0^{\infty} U(t, \omega, x) dt.$$

Для определения допусков и ограничений на параметры, характеризующих техническое состояние радиотехнического комплекса, необходимо при априори заданной вероятности нормального функционирования $P_{\text{нф}}(\omega)$ комплекса отыскать решение следующего уравнения

$$P_{\text{нф}}(\omega) = p(x \in G_d); \quad P_{\text{нф}}(\omega) = p(x \in G_d).$$

Существующие в настоящее время системы контроля не обеспечивают реализацию алгоритмов оценки технического состояния и решения указанных выше уравнений. В связи с этим требуется создание принципиально новых систем контроля, основанных на диффузионных моделях.

Важнейший частный показатель качества оценки технического состояния радиотехнического комплекса — точность, которая определяется степенью совпадения результата оценки $x^*(\omega, t_{\Pi})$ и действительных результатов измерений $\hat{x}(\omega, t_{\Pi})$, выполненных в заданные моменты времени. Точность оценки характеризуется относительной погрешностью $\Delta x(\omega, t_{\Pi}) [\hat{x}(\omega, t_{\Pi})]^{-1}$, которая в основном зависит от точности решения уравнения Фоккера-Планка-Колмогорова. При различных вариантах постановки задачи могут использоваться другие частные показатели качества, например, быстродействие (оперативность). Быстродействие целесообразно применять как частный показатель качества оценки состояния радиотехнического комплекса в условиях нештатной эксплуатации.

6.4. Опорно-проеекционный метод решения эволюционных уравнений в задачах оценки стохастических характеристик радиотехнического комплекса

6.4.1. Оценка состояния радиотехнического комплекса на основе эволюционных уравнений в параметрической форме выполняется следующим образом.

Уравнение (6.9) и краевые условия (6.10) представим в виде одного точного операторного уравнения [6.7, 6.11–6.13]:

$$p(x, \omega, t) - \lambda F(\omega) p(x, \omega, t) = f(x, \omega, t), \quad f(x, \omega, t) \in W, \quad (6.13)$$

где $F(\omega)$ — линейный непрерывный оператор, действующий в нормированном пространстве W , элементы которого удовлетворяют условиям (6.10), λ — некоторая постоянная; $f(x, \omega, t)$ — заданная функция из W . Постоянная λ не является характеристическим значением оператора $F(\omega)$ для всех $\omega \in \Omega$,

Рассмотрим в пространстве W полное подпространство \tilde{W} , в котором задано приближенное (по отношению к (6.13)) операторное уравнение

$$\tilde{p}(x, \omega, t) - \lambda PF(\omega) \tilde{p}(x, \omega, t) = Pf(x, \omega, t), \quad (6.14)$$

где P — непрерывный линейный оператор, проектирующий пространство W на подпространство \tilde{W} , для которого $PW = \tilde{W}$, $P^2 = P$. Считаем, что выполняются условия:

1) любому $p(x, \omega, t) \in W$ соответствует элемент $\tilde{p}(x, \omega, t) \in \tilde{W}$ такой, что

$$\|F(\omega)p(x, \omega, t) - \tilde{p}(x, \omega, t)\| \leq \eta_1 \|p(x, \omega, t)\|;$$

2) в подпространстве \tilde{W} имеется элемент $\tilde{f}(x, \omega, t) \in \tilde{W}$, для которого

$$\|f(x, \omega, t) - \tilde{f}(x, \omega, t)\| \leq \eta_2 \|f(x, \omega, t)\|,$$

где η_2 зависит от $f(x, \omega, t)$.

Любой элемент $\tilde{p}(x, \omega, t)$ единственным образом определен в виде

$$\tilde{p}(x, \omega, t) = \sum_{i=1}^{\infty} c_i(\omega) \gamma_i(x, t), \quad \gamma_i(x, t) \in \tilde{W}, \quad (6.15)$$

где элементы $\{\gamma_i(x, t)\}$ образуют базис в \tilde{W} .

Дополнительно, считаем заданной полную систему $\{D_j\}$ линейных функционалов, для которой из равенств

$$D_j[\tilde{p}(x, \omega, t)] = 0, \quad j = 1, 2, \dots,$$

следует $\tilde{p}(x, \omega, t) = 0$. Следовательно, вместо (6.14) можно рассмотреть систему равенств

$$D_j[P(I - \lambda F(\omega))\tilde{p}(x, \omega, t)] = D_j[PF(x, \omega, t)], \quad j = 1, 2, \dots,$$

где I — единичный оператор. Отыскивая используемое в задачах оценки технического состояния радиотехнических комплексов решение уравнения (6.14) в виде (6.15), получим параметризованную систему линейных алгебраических уравнений (метода Галеркина):

$$\sum_{k=1}^{\infty} c_k(\omega) D_j[\gamma_k(x, t)] - \lambda \sum_{k=1}^{\infty} c_k(\omega) D_j[PF(\omega) \gamma_k(x, t)] = D_j[PF(x, \omega, t)],$$

$$j = 1, 2, \dots \quad (6.16)$$

Если система $\{D_j\}$ биортогональна базису $\{\gamma_k(x, t)\}$, то

$$c_j(\omega) - \lambda \sum_{k=1}^{\infty} c_k(\omega) D_j[PF(\omega) \gamma_k(x, t)] = D_j[PF(x, \omega, t)], \quad j = 1, 2, \dots$$

В частном случае, если W – гильбертово пространство, а P – оператор ортогонального проектирования, то, считая систему $\{\gamma_k(x, t)\}$ ортогональной:

$$c_j(\omega) - \lambda \sum_{k=1}^{\infty} c_k(\omega) \langle F(\omega) \gamma_k(x, t), \gamma_j(x, t) \rangle = \langle f(x, \omega, t), \gamma_j(x, t) \rangle, j = 1, 2, \dots, \quad (6.17)$$

где $\langle \cdot, \cdot \rangle$ – символ, означающий скалярное произведение. Систему (6.17) представим в форме

$$c_j(\omega) - \lambda \sum_{k=1}^{\infty} a_{jk}(\omega) c_k(\omega) = b_j(\omega), j = 1, 2, \dots \quad (6.18)$$

По отношению к (6.18) считаем, что

$$\sum_{j=1}^{\infty} |a_{jk}(\omega)|^2 < \infty; \quad \sum_{j=1}^{\infty} |b_j(\omega)|^2 < \infty, \quad (6.19)$$

а ее решение $c^*(\omega) = \{c_1^*(\omega), c_2^*(\omega), \dots\}$ подчинено условию

$$\sum_{k=1}^{\infty} |c_k^*(\omega)|^2 < \infty, \quad \omega \in \Omega. \quad (6.20)$$

Таким образом, задача синтеза параметризованного приближенного решения уравнения (6.9) с граничными условиями (6.10) приводит к задаче отыскания решения бесконечной системы линейных алгебраических уравнений (6.18).

6.4.2. Перейдем к обоснованию метода редукции к задаче к задаче оценки состояния радиотехнических комплексов. Данный метод является самым известным методом решения (6.18) [6.10, 6.13, 6.14], который заключается в замещении бесконечной системы линейных алгебраических уравнений (6.18) конечной (усеченной)

$$c_j(\omega) - \lambda \sum_{k=1}^n a_{jk}(\omega) c_k(\omega) = b_j(\omega), \quad j = \overline{1, n}, \quad (6.21)$$

решение которой $c_n^*(\omega) = \{c_{nj}^*(\omega), j = \overline{1, n}\}$ рассматривается в качестве приближенного решения системы (6.18). При этом должна быть обеспечена необходимая точности приближения, которая гарантирует требуемое качество оценки стохастических характеристик радиотехнического комплекса.

Представим бесконечную систему (6.18) с учетом (6.19) и (6.20) как одно операторное уравнение в банаховом пространстве:

$$c(\omega) - \lambda K(\omega)c(\omega) = b(\omega), \quad (6.22)$$

где $c(\omega) = \{c_1(\omega), c_2(\omega), \dots\}$; $b(\omega) = \{b_1(\omega), b_2(\omega), \dots\}$; $K(\omega)$ — непрерывный линейный компактный оператор в l^2 , который определяется для всех $\omega \in \Omega$ матрицей $A(\omega) = \{a_{jk}(\omega), j, k = 1, 2, \dots\}$ системы (6.18),

$$\|c(\omega)\|_{l^2} = \left[\sum_{k=1}^{\infty} |c_k(\omega)|^2 \right]^{\frac{1}{2}}.$$

По аналогии систему (6.21) рассмотрим в конечномерном пространстве $C_n = l_n^2$:

$$c_n(\omega) - \lambda K_n(\omega)c_n(\omega) = b_n(\omega),$$

где $c_n(\omega) = \{c_j(\omega), j = \overline{1, n}\}$ и $b_n(\omega) = \{b_j(\omega), j = \overline{1, n}\}$, а приближенный оператор $K_n(\omega)$ будет определяться усеченной матрицей $A_n(\omega) = \{a_{jk}(\omega), j, k = \overline{1, n}\}$, при этом $\|c_n(\omega)\|_{l_n^2} = \left[\sum_{k=1}^n |c_k(\omega)|^2 \right]^{\frac{1}{2}}.$

Кроме H_n^{-1} пространств C и C_n введем вспомогательное пространство $C_{[n]} \subset l^2$, включающее элементы, все координаты которых, начиная с $(n+1)$ -й, равны нулю. Обозначим через H_n непрерывный линейный оператор, отображающий $C_{[n]}$ взаимно однозначно на C_n , то есть ставящий в соответствие каждому элементу $c_{[n]}(\omega) = \{c_1(\omega), c_2(\omega), \dots, c_n(\omega), 0, 0, \dots\} \in C_{[n]}$ соответствующий элемент $c_n(\omega) = \{c_j(\omega), j = \overline{1, n}\} \in C_n$. Вполне естественно, что существует обратный оператор. Наряду с H_n существует также непрерывный линейный оператор Q_n , являющийся продолжением оператора H_n , то есть отображающий C на C_n и совпадающий с H_n на $C_{[n]}$. Оператор Q_n сопоставляет элементу $c(\omega) = \{c_1(\omega), c_2(\omega), \dots\} \in C = l^2$ элемент $c_n(\omega) = \{c_j(\omega), j = \overline{1, n}\} \in C_n = l_n^2$:

$$c_n(\omega) = Q_n c(\omega) = \{c_1(\omega), c_2(\omega), \dots, c_n(\omega)\} \in l_n^2. \quad (6.24)$$

Очевидно, что

$$\|Q_n\| = \|H_n\| = \|H_n^{-1}\| = 1;$$

$$\|K_n(\omega)H_n c_{[n]}(\omega) - Q_n F(\omega)c_{[n]}(\omega)\| = 0; \quad (6.25)$$

$$\begin{aligned} \|K(\omega)c(\omega) - [K(\omega)c(\omega)]_n\| &= \left[\sum_{j=n+1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} |a_{jk}(\omega)c_k(\omega)|^2 \right]^{0,5} \leq \\ &\leq \left[\sum_{j=n+1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} |a_{jk}(\omega)|^2 \sum_{k=1}^{\infty} |c_k(\omega)|^2 \right]^{0,5} \leq \sigma_n \|c(\omega)\|, \end{aligned} \quad (6.26)$$

где под $[K(\omega)c(\omega)]_n$ понимается так называемый «усеченный» элемент, который получается из элемента $K(\omega)c(\omega) \in l^2$ путем замены всех координат, начиная с $(n+1)$ -й, нулями,

$$\sigma_n = \sup_{\omega} \left[\sum_{j=n+1}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} |a_{jk}(\omega)|^2 \right]^{1/2}, \quad \omega \in \Omega. \quad (6.27)$$

Поскольку выполняется условие (6.9), то $\sigma_n \rightarrow 0$ при $n \rightarrow \infty$. Кроме того,

$$\|c(\omega) - [c(\omega)]_n\| = \left[\sum_{j=n+1}^{\infty} |b_j(\omega)|^2 \right]^{1/2} \leq \mu_n \|c(\omega)\|,$$

где $\mu_n = \sup_{\omega} \left[\sum_{j=n+1}^{\infty} |b_j(\omega)|^2 \middle/ \sum_{j=1}^{\infty} |b_j(\omega)|^2 \right]^{0,5}$, $\omega \in \Omega$. При этом $\mu_n \rightarrow 0$ при $n \rightarrow \infty$.

Таким образом, из вышесказанного можно сделать вывод, что если λ не является характеристическим значением (6.18), то для любого заданного $\omega \in \Omega$ при больших значениях n система (6.21) имеет решение относительно $c_n^*(\omega) = \{c_{n1}^*(\omega), c_{n2}^*(\omega), \dots, c_{nn}^*(\omega)\}$. При этом приближенные решения $c_{[n]}^*(\omega) = \{c_{n1}^*(\omega), c_{n2}^*(\omega), \dots, c_{nn}^*(\omega), 0, 0, \dots\}$ сходятся к точному $c^*(\omega)$.

Скорость сходимости характеризуется следующим неравенством

$$\|c^*(\omega) - H_n^{-1} c_n^*(\omega)\| = \|c^*(\omega) - c_{[n]}^*(\omega)\| \leq q_1 \sigma_n + q_2 \mu_n, \quad \omega \in \Omega, \quad (6.28)$$

где $c^*(\omega)$ и $c_n^*(\omega)$ – решения систем (6.18) и (6.21) соответственно; $q_1 > 0$ и $q_2 > 0$ – постоянные, не зависящие от ω и n .

Таким образом, что каждая координата $c_k^*(\omega)$ вектора $c^*(\omega)$ отличается от каждой координаты $c_{nk}^*(\omega)$ вектора $c_n^*(\omega)$ для всех $k = \overline{1, n}$

и $\omega \in \Omega$ на малую величину, а при $k > n$ координата $c_k^*(\omega)$ для всех $\omega \in \Omega$ стремится к нулю. Кроме того, имеет место сходимость

$$\lim_{n \rightarrow \infty} c_{nk}^*(\omega) = c_k^*(\omega), \quad k = 1, 2, \dots$$

6.4.3. Перейдем к анализу решения задачи оценки состояния радиотехнического комплекса. Не снижая общности рассуждений, допустим $\omega \in \Omega \subset R^l$. Пусть в области Ω задан набор «реперных» точек (узлов) $\omega_{(i)}, i = \overline{1, N}$. Каждому набору параметров $\omega_{(1)}, \omega_{(2)}, \dots, \omega_{(N)}$ поставим в соответствие семейство $c_n^*(\omega_{(1)}), c_n^*(\omega_{(2)}), \dots, c_n^*(\omega_{(N)})$ точных решений (6.21), то есть $c_{nj}^*(\omega_{(i)}) - \lambda \sum_{k=1}^n a_{jk}(\omega_{(i)}) c_{nk}^*(\omega_{(i)}) = b_j(\omega_{(i)}), j = \overline{1, n}, i \in \overline{1, N}$. Решения $c_{nj}^*(\omega_{(i)})$ могут быть построены до начала непосредственной оценки технического состояния и помещены в память ЭВМ.

Рассмотрим алгоритм отыскания приближенного параметризованного решения $\tilde{c}_n(\omega) = \{\tilde{c}_{n1}(\omega), \tilde{c}_{n2}(\omega), \dots, \tilde{c}_{nn}(\omega)\}$ системы (6.21) для всех $\omega \in \Omega$. Используя данное решение, построим вектор

$$\tilde{c}_{[n]}(\omega) = \{\tilde{c}_{n1}(\omega), \tilde{c}_{n2}(\omega), \dots, \tilde{c}_{nn}(\omega), 0, 0, \dots\} = H_n^{-1} \tilde{c}_n(\omega),$$

который примем в качестве приближенного параметризованного решения системы (6.18). При этом обеспечивается выполнение неравенства

$$\sup_{\omega} \|c^*(\omega) - \tilde{c}_{[n]}(\omega)\| = \sup_{\omega} \|c^*(\omega) - H_n^{-1} \tilde{c}_n(\omega)\| \leq \delta_{n,N}, \quad \omega \in \Omega, \quad (6.29)$$

где $\delta_{n,N}$ — положительная постоянная, которая задает границу допустимой погрешности вычислений для конкретного радиотехнического комплекса.

Вполне очевидно, что количество и расположение наборов узлов $\omega_{(1)}, \omega_{(2)}, \dots, \omega_{(N)}$ определяется областью Ω , а также необходимой конечной погрешностью построения параметризованного решения системы (6.18).

Для заданного $j \in \overline{1, n}$ поставим в соответствие узлам $\omega_{(1)}, \omega_{(2)}, \dots, \omega_{(N)}$ набор чисел $c_{nj}^*(\omega_{(1)}), c_{nj}^*(\omega_{(2)}), \dots, c_{nj}^*(\omega_{(N)})$, который соответствует j -м координатам предварительно синтезированных решений $c_n^*(\omega_{(1)}), c_n^*(\omega_{(2)}), \dots, c_n^*(\omega_{(N)})$ системы (6.21). Выполним процедуру

интерполяции данного набора с использованием скалярной функции $\Psi_{nj}(\omega) = \theta_n(\omega, v_j)$, $v_j \in R^N$, $j \in \overline{1, n}$, где вектор коэффициентов $v_j = \{v_{j1}, v_{j2}, \dots, v_{jN}\}$ вычисляется из решения системы линейных алгебраических уравнений

$$\Psi_{nj}(\omega_{(i)}) = \theta_n(\omega_{(i)}, v_j) = c_{nj}^*(\omega_{(i)}), \quad i = \overline{1, N}. \quad (6.30)$$

Из выражения (6.30) следует, что коэффициенты v_j выбирают таким образом, чтобы значения $\Psi_{nj}(\omega)$ совпадали со значениями $c_{nj}^*(\omega)$ в N узлах интерполяции. Решением (6.30) будет вектор коэффициентов $v_j = \{v_{jk}, k = \overline{1, N}\}$. Далее по аналогии проводится интерполяция для всех $j = \overline{1, n}$, то есть определяется набор параметризованных коэффициентов $\Psi_{n1}(\omega), \Psi_{n2}(\omega), \dots, \Psi_{nm}(\omega)$, обеспечивающих выполнение характеристического свойства (6.30). Данные коэффициенты используются как параметризованные координаты приближенного решения $\tilde{c}_n(\omega) = \{\tilde{c}_{n1}(\omega), \tilde{c}_{n2}(\omega), \dots, \tilde{c}_{nm}(\omega)\}$ системы (6.21), то есть $\tilde{c}_{nj}(\omega) = \Psi_{nj}(\omega)$. При этом

$$\tilde{c}_n(\omega_{(i)}) = \Psi_n(\omega_{(i)}) = \Theta_n(\omega_{(i)}, V_n^*) = c_n^*(\omega_{(i)}), \quad i = \overline{1, N}, \quad (6.31)$$

где $\Psi_n(\omega_{(i)}) = \{\Psi_{n1}(\omega_{(i)}), \Psi_{n2}(\omega_{(i)}), \dots, \Psi_{nm}(\omega_{(i)})\}$;

$$\Theta_n(\omega_{(i)}, V_n^*) = \left\{ \theta_n(\omega_{(i)}, v_1^*), \theta_n(\omega_{(i)}, v_2^*), \dots, \theta_n(\omega_{(i)}, v_n^*) \right\}.$$

Приведенные формулы (6.30), (6.31) указывают, что синтезированное приближенное решение $\tilde{c}_n(\omega)$ системы (6.21) совпадает с её точным параметризованным решением $c_n^*(\omega)$ в узлах интерполяции $\omega_{(i)}$, $i = \overline{1, n}$.

Приближенное параметризованное решение (6.8) принимает вид:

$$\begin{aligned} \tilde{c}_{[n]}(\omega) &= \{\tilde{c}_{n1}(\omega), \tilde{c}_{n2}(\omega), \dots, \tilde{c}_{nm}(\omega), 0, 0, \dots\} = \\ &= \left\{ \theta_n(\omega, v_1^*), \theta_n(\omega, v_2^*), \dots, \theta_n(\omega, v_n^*), 0, 0, \dots \right\}. \end{aligned} \quad (6.32)$$

С целью решения практических задач оценивания технического состояния радиотехнических комплексов приведенную процедуру

синтеза параметризованных решений (6.30) конкретизируем относительно наиболее распространенных методов интерполяции.

Для параболической интерполяции на базе степенных полиномов

$$\Psi_{nj}(\omega) = \sum_{k=1}^N v_{jk} \omega^k, \quad j \in \overline{1, n}, \quad (6.33)$$

где

$$\Psi_{nj}(\omega_{(i)}) = \sum_{k=1}^N v_{jk} \omega_{(i)}^k = c_{nj}^*(\omega_{(i)}), \quad i \in \overline{1, N}.$$

Разыскивая решение (6.33) для всех $j \in \overline{1, n}$ относительно v_j с учетом (6.32), получим соотношение:

$$\tilde{c}_{[n]}(\omega) = \left\{ \sum_{k=1}^N v_{1k}^* \omega^k, \sum_{k=1}^N v_{2k}^* \omega^k, \dots, \sum_{k=1}^N v_{nk}^* \omega^k, 0, 0, \dots \right\}. \quad (6.34)$$

Тогда

$$\begin{aligned} \tilde{c}_{[n]}(\omega_{(i)}) &= \left\{ \tilde{c}_{n1}(\omega_{(i)}), \tilde{c}_{n2}(\omega_{(i)}), \dots, \tilde{c}_{nm}(\omega_{(i)}), 0, 0, \dots \right\} = \\ &= \left\{ c_{n1}^*(\omega_{(i)}), c_{n2}^*(\omega_{(i)}), \dots, c_{nm}^*(\omega_{(i)}), 0, 0, \dots \right\}, \end{aligned} \quad (6.35)$$

где $c_n^*(\omega_{(i)}) = \left\{ c_{n1}^*(\omega_{(i)}), c_{n2}^*(\omega_{(i)}), \dots, c_{nm}^*(\omega_{(i)}) \right\}$ — точное решение (6.18)

для узла $\omega_{(i)} \in \Omega$.

При интерполяции на базе полинома Лагранжа

$$\Psi_{nj}(\omega) = \sum_{k=1}^N v_{jk} L_k(\omega), \quad j \in \overline{1, n},$$

где

$$L_k(\omega) = \prod_{\substack{p=0 \\ p \neq k}}^N \frac{\omega - \omega_{(p)}}{\omega_{(k)} - \omega_{(p)}}.$$

Учитывая, что $L_k(\omega_{(i)}) = \begin{cases} 1 & \forall k = i, \\ 0 & \forall k \neq i, \end{cases}$ достаточно просто убедиться

в выполнении условия

$$\Psi_{nj}(\omega_{(i)}) = \sum_{k=1}^N v_{jk} L_k(\omega_{(i)}) = v_{ji} = c_{nj}^*(\omega_{(i)}), \quad i \in \overline{1, N}.$$

То есть,

$$\Psi_{nj}(\omega) = \sum_{k=1}^N \Psi_{nj}(\omega_{(k)}) L_k(\omega) = \sum_{k=1}^N c_{nj}^*(\omega_{(k)}) L_k(\omega), \quad j \in \overline{1, n}. \quad (6.36)$$

Искомое приближенное параметризованное решение системы (6.18) будет выглядеть следующим образом:

$$\tilde{c}_{[n]}(\omega) = \left\{ \sum_{k=1}^N c_{n1}^*(\omega_{(k)}) L_k(\omega), \sum_{k=1}^N c_{n2}^*(\omega_{(k)}) L_k(\omega), \dots, \sum_{k=1}^N c_{nn}^*(\omega_{(k)}) L_k(\omega), 0, 0, \dots \right\}. \quad (6.37)$$

Введем следующие обозначения: для точного аналитического решения системы (6.18) $c^*(\omega)$ как $\begin{bmatrix} c^*(\omega) \end{bmatrix}_n$ – вектор, образующийся из $c^*(\omega)$ путем превращения в нуль всех координат, начиная с $(n+1)$ -й, и $\tilde{c}_{[n]}(\omega)$ – приближенное решение. В результате для оценки итоговой погрешности можно использовать классическое неравенство треугольника:

$$\begin{aligned} \sup_{\omega} \left\| c^*(\omega) - \tilde{c}_{[n]}(\omega) \right\| &= \sup_{\omega} \left\| c^*(\omega) - H_n^{-1} \tilde{c}_n(\omega) \right\| \leq \\ &\leq \sup_{\omega} \left\| c^*(\omega) - \begin{bmatrix} c^*(\omega) \end{bmatrix}_n \right\| + \sup_{\omega} \left\| \begin{bmatrix} c^*(\omega) \end{bmatrix}_n - \tilde{c}_{[n]}(\omega) \right\|, \end{aligned} \quad \omega \in \Omega. \quad (6.38)$$

Конкретный вид (6.38) зависит от выбранного метода интерполяции. Оценка слагаемого $\sup_{\omega} \left\| c^*(\omega) - \begin{bmatrix} c^*(\omega) \end{bmatrix}_n \right\|$ приводилась выше.

Для оценки второго слагаемого $\sup_{\omega} \left\| \begin{bmatrix} c^*(\omega) \end{bmatrix}_n - \tilde{c}_{[n]}(\omega) \right\|$ необходимо использовать известные формулы для оценки остаточного члена применительно к конкретному виду интерполяции. Результирующую точность прогноза вычисленных стохастических характеристик радиотехнического комплекса можно оценить с помощью (6.38).

Полученные выше результаты несложно распространить на многомерный случай, когда $\omega \in \Omega \subset R^m$ [6.10–6.12].

6.4.4. Построение параметризованных решений эволюционных уравнений в задачах оценки состояния радиотехнического комплекса осуществляется следующим образом.

С учетом (6.15) и (6.32) приближенное решение (6.13) в параметризованном виде будет равно

$$\tilde{p}_n^*(x, \omega, t) = \sum_{i=1}^n c_{ni}^*(\omega) \gamma_i(x, t) = \sum_{i=1}^n \theta_n(\omega, v_i) \gamma_i(x, t). \quad (6.39)$$

При реализации параболической интерполяции на базе степенных полиномов и с учетом (6.34) и (6.39), получаем решение

$$\tilde{p}_n^*(x, \omega, t) = \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^N v_{ik}^* \omega^k \gamma_i(x, t). \quad (6.40)$$

При реализации параболической интерполяции на базе полиномов Лагранжа решение будет следующим:

$$\tilde{p}_n^*(x, \omega, t) = \sum_{i=1}^n \sum_{k=1}^N c_{ni}^*(\omega_{(k)}) L_k(\omega) \gamma_i(x, t). \quad (6.41)$$

Оценим качество оценки решения, используя в качестве показателя погрешность вычислений. Зададим произвольным образом $\tilde{p}(x, \omega, t)$, для которого для всех $\tilde{p}_n(x, \omega, t)$ можно определить такое значение n , чтобы выполнялось неравенство:

$$\left\| \sum_{i=n+1}^{\infty} c_i^*(\omega) \gamma_i(x, t) \right\| < \varepsilon. \quad (6.42)$$

Результирующую погрешность оценим на базе неравенства треугольника

$$\left\| p^*(x, \omega, t) - \tilde{p}_n^*(x, \omega, t) \right\| \leq \left\| p^*(x, \omega, t) - \tilde{p}^*(x, \omega, t) \right\| + \left\| \sum_{i=n+1}^{\infty} c_i^*(\omega) \gamma_i(x, t) \right\|. \quad (6.43)$$

Оценку нормы разности $\left\| p^*(x, \omega, t) - \tilde{p}^*(x, \omega, t) \right\|$ рассчитаем с учетом следующих теорем.

Теорема 1. Если выполняются условия, изложенные в п. 6.4.1 для любых $\omega \in \Omega$ и существует непрерывный оператор $(I - \lambda PF(\omega))^{-1}$, то

$$\left(p^*(x, \omega, t) - \tilde{p}^*(x, \omega, t) \right) \left(\leq q \left\| p^*(x, \omega, t) \right\| \right), \quad (6.44)$$

где $q = |\lambda| \varepsilon \|I - P\| \left\| (I - \lambda F(\omega))^{-1} \right\|$.

На базе теоремы 1 теоремы несложно получить оценку разности приближенного $\tilde{p}^*(x, \omega, t)$ и точного $p^*(x, \omega, t)$ решений. При этом оценка разности не содержит информации, имеющей отношение к точному решению:

$$\left\| p^*(x, \omega, t) - \tilde{p}^*(x, \omega, t) \right\| \leq \frac{q}{1-q} \left\| \tilde{p}^*(x, \omega, t) \right\|, \quad q < 1, \omega \in \Omega. \quad (6.45)$$

С целью оценки разности решений $\tilde{p}(x, \omega, t)$ и $\tilde{p}_n(x, \omega, t)$ в параметризованном виде воспользуемся теоремой 2.

Теорема 2. При условии реализации теоремы 1 имеет место оценка

$$\begin{aligned} \left\| \tilde{p}^*(x, \omega, t) - \tilde{p}_n^*(x, \omega, t) \right\| \leq & \left\| \sum_{i=1}^n \left[c_i^*(\omega) - c_{ni}^*(\omega) \right] \gamma_i(x, t) \right\| + \\ & + \left\| \sum_{i=n+1}^{\infty} c_i^*(\omega) \gamma_i(x, t) \right\|. \end{aligned} \quad (6.46)$$

Минимизация первого слагаемого в правой части (6.46) обеспечивается выбором оптимального метода интерполяции и необходимого количества узлов $\omega_{(1)}, \omega_{(2)}, \dots, \omega_{(N)}$. Второе слагаемое соответствует отграничению (6.42), которое характеризуется только числом n .

6.4.5. Рассмотрим применение параметризованных решений эволюционных уравнений для задач оценки состояния РТК

Плотность вероятности исследуемого случайного процесса является его основной характеристикой, с ее помощью можно определить все остальные параметры характеристики данного процесса [6.10, 6.11, 6.14]. Пусть параметризованное решение эволюционного уравнения (6.11) — это плотность распределения вероятности параметра $x(\omega, t)$, который характеризует техническое состояние радиотехнического комплекса. В этом случае функция распределения $x(\omega, t)$ на интервале $[d_n, d_b]$ равна $F(x, \omega, t) = \int_{d_n}^x \tilde{p}(x, \omega, t) dx, x \in [d_n, d_b]$. Начальные

моменты параметра — $M_k[x(\omega, t)] = \int_{d_n}^{d_b} x^k(\omega, t) \tilde{p}(x, \omega, t) dx$, а централь-

ные моменты — $\mu_k[x(\omega, t)] = \int_{d_n}^{d_b} \{x(\omega, t) - M_k[x(\omega, t)]\}^k \tilde{p}(x, \omega, t) dx$,

где k — номер момента. Работоспособность радиотехнического комплекса определяется зависимостью (6.7)

С целью практического применения полученных результатов оценки и прогнозирования технического состояния необходимо определить следующие основные характеристики: вероятность работоспособного состояния объекта в заданный момент времени,

вероятность безотказной работы на интервале исследования, время достижения прогнозируемым параметром границ допустимой области. Вероятность работоспособного состояния (p_c) радиотехнического комплекса в заданный момент времени t равна

$$P_{pc}(\omega, t) = \int_{d_n}^{d_n} \tilde{p}(x, \omega, t) dx,$$

где d_n , d_n — границы допустимой области.

Приведенные выше вероятности являются функциями не только от времени, но и от параметра ω , который характеризует начальные и граничные условия, особенности эксплуатации объекта, параметры внешней среды и т.д. При условии того, что параметр ω ограничен областью Ω , характеристики технического состояния комплекса находятся внутри интервала, ограниченного максимальным значением вероятности для оптимистической оценки и минимальным — для гарантированной.

Время $T(\omega)$ достижения значением исследуемого параметра границ области допусков определяется соотношением

$$T(\omega) = \int_0^{\infty} P_{pc}(\omega, t) dt = \int_0^{\infty} \int_{d_n}^{d_n} \tilde{p}(x, \omega, t) dx dt.$$

Остальные характеристики радиотехнического комплекса определяются по аналогии с учетом непрерывной зависимости $x(\omega, t)$ от параметра ω .

Таким образом, на основе полученного с помощью разработанного метода параметризованного решения эволюционного уравнения можно отыскать в аналитическом виде значения основных характеристик состояния радиотехнического комплекса.

6.5. Выводы

6.5.1. Теоретические и прикладные результаты, полученные с помощью предлагаемого опорно-проекционного метода, показывают, что

- не составляет особого труда синтезировать искомое параметризованное аналитическое решение эволюционного уравнения с заданной точностью, обеспечивающей требуемое качество оценки характеристик радиотехнического комплекса;

- для повышения быстродействия получения оценки состояния радиотехнического комплекса при численном интегрировании

уравнений, целесообразно использовать метод редукции, а параметризованные аналитические решения могут быть построены с использованием степенных полиномов и интерполяционных полиномов Лагранжа.

6.5.2. Предлагаемый подход к синтезу параметризованных аналитических решений эволюционных уравнений достаточно просто реализуется на базе современной вычислительной техники.

6.5.3. Оптимальный выбор в качестве опорных узлов интерполяции корней многочленов Чебышева позволяет минимизировать результирующую погрешность расчетов, и, следовательно, повысить точность оценивания состояния радиотехнических комплексов.

6.5.4. Погрешность оценки стохастических характеристик радиотехнических комплексов, в основном, определяется качеством синтеза x параметризованных решений эволюционных уравнений в аналитическом виде.

6.5.5. Разработка перспективных систем контроля радиотехнических комплексов на базе разработанного метода позволит выбрать такие значения его характерных параметров, которые обеспечат априори заданную гарантированную точность оценки.

Литература

6.1. Пугачев В.С., Сеницын И.Н. Теория стохастических систем. М.: Логос, 2000.

6.2. Стрельников В.П. Модели отказов изделий электронной техники. Киев: ИК АН УССР, 1982. 36 с.

6.3. Пряников В.С. Прогнозирование отказов полупроводниковых приборов. М.: Энергия, 1978. 112 с.

6.4. Проников А.С. Надежность машин. М.: Машиностроение, 1978. 592 с.

6.5. Казаков В.А. Введение в теорию марковских процессов и некоторые радиотехнические задачи. М.: Советское радио, 1973. 160 с.

6.6. Лапсарь А.П. Синтез быстродействующих измерительно-управляющих систем на базе параметризованных марковских моделей // Информационно-управляющие системы. 2010. № 5. С. 55-62.

6.7. Стратонович Р.Л. Условные марковские процессы и их применение к теории оптимального управления. М.: Изд-во МГУ, 1966. 319 с.

6.8. Булычев Ю.Г., Лапсарь А.П. Проблемы анализа и синтеза стохастических марковских систем // Проблемы управления и информатики. 1998. № 6. С. 65.

6.9. Лапсарь А.П. Метод оценки состояния сложных технических объектов для синтеза быстродействующих прогнозирующих систем // Измерительная техника. 2004. № 2. С. 7-13.

6.10. Острейковский В.А., Сальников Н.Л. Вопросы разработки диагностической экспертной системы для ЯЭУ // Вопросы атомной науки и техники. Сер. Физика и техника ядерных реакторов. 1985. Вып. 10. С. 67-70.

6.11. Лапсарь А.П. Метод оперативного прогноза состояния сложных технических объектов при чрезвычайных ситуациях // Проблемы безопасности и чрезвычайных ситуаций. 2006. № 3. С. 78-85.

6.12. Лапсарь А.П. Проблемы синтеза экспертных систем поддержки управленческих решений в условиях риска // Управление риском. 2006. № 3. С. 20–29.

6.13. Булычев Ю.Г., Лапсарь А.П. Решение бесконечных систем линейных алгебраических уравнений в параметрической форме // Автоматика и вычислительная техника. 1998. № 2. С. 9-17.

6.14. Тихонов В.И., Самарский А.А. Уравнения математической физики. М.: Наука, 1968. 464 с.

7. ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ДИАГНОСТИКА ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ ПО КИНЕТИКЕ ВНЕШНЕГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ (МАГНИТОКИНЕТИЧЕСКИЙ МЕТОД)

Сукиязов А.Г.

Аннотация — Рассматривается функциональная диагностика электротехнических устройств на основе анализа зависимости создаваемого им внешнего магнитного поля (ВМП) от времени, названного «кинетикой». Даются рекомендации по датчикам магнитного поля для регистрации кинетики ВМП. Определен критерий дальней области магнитного поля. Приводятся результаты экспериментальных исследований силового трансформатора и трансформаторно-выпрямительного блока. Показано, что с помощью регистрации и анализа ВМП силового трансформатора можно разделить информацию о режиме работы трансформатора по первичной и вторичной обмоткам, а также состояние вентилей выпрямительного моста. Приведена информация о практической реализации метода.

Ключевые слова — трансформатор, выпрямитель, трансформаторно-выпрямительный блок, двухполупериодное выпрямление, внешнее магнитное поле, кинетика магнитного поля, спектр сигнала, диагностика, прогноз.

7. FUNCTIONAL DIAGNOSIS OF ELECTRICAL DEVICE BASED ON EXTERNAL MAGNETIC FIELD KINETICS (MAGNETO KINETICS METHOD)

Sukiyazov A.G.

Abstract — The functional diagnosis of electrical devices based on kinetic analysis — the analysis of produced external magnetic field (EMF) dependence on time. Recommendations for magnetic field sensors to record the kinetics of EMF are given. The criterion of the far magnetic field region is defined. Experimental data for power transformer and transformer-rectifier unit research are given. It is shown that it is possible to divide the information on transformer working mode into primary and secondary coils and rectifier bridge gate state by EMF recording and analysis. The information on practical implementation of the method is given.

Keywords — transformer, rectifier, transformer-rectifier unit, full-wave detection, external magnetic field, magnetic field kinetics, signal spectrum, diagnosis, prognosis.

7.1. Информационное содержание внешних магнитных полей электротехнических устройств

Ещё одним моментом, относящимся к информационным технологиям, обеспечивающим переход к инновационной экономике, является автоматизация диагностических процессов в радиотехнических системах. Рассмотрим применение в диагностике технического состояния объекта информационного содержания создаваемых объектом внешних магнитных полей.

Процесс определения технического состояния объекта с определенной точностью называется техническим диагностированием [7.1]. Данный процесс реализуется в системе технического диагностирования (СТД), представляющей совокупность средств, объекта диагностирования и исполнителей, подготовленных к проведению диагностирования по определенным методам к правилам, устанавливаемым в технической документации, базирующимся на результатах исследований в области диагностики и их внедрении в практику эксплуатации.

В настоящее время вопросы оценки технического состояния электротехнических устройств решаются двумя видами диагностики: тестовой или функциональной. Тестовое диагностирование широко представлено, например, в работе [7.1] и связано с применением генератора импульсов тестовых сигналов, который подключается к отдельным участкам электрической цепи объекта контроля. Анализ откликов на его тестовые воздействия позволяет последовательно выявлять дефектность состояния объекта. Несмотря на преимущества, данный способ диагностики не может быть использован для выявления аномальных режимов работы объекта для случая машин непрерывного производственного цикла, так как для проведения процедуры тестового диагностирования требуется вывод объекта из эксплуатации.

К группе функционального диагностирования электротехнических устройств относятся способы диагностики косвенными методами [7.2, 7.3]. Их сущность заключается в регистрации изменения во времени внешнего магнитного поля индукционных элементов в питающей цепи (трансформаторы, дроссели сглаживающих фильтров и т. д) при фиксированном положении датчика магнитного поля. В дальнейшем для краткости изменение во времени магнитного поля или же тока будем называть кинетикой соответствующей величины.

На основании анализа информации, полученной с датчика магнитного поля, делают заключение о техническом состоянии объекта контроля. Отклонение параметров электромагнитного поля от нормального значения свидетельствует о нарушении работы. При этом диагностическую информацию несут как усредненные величины параметров электромагнитного поля, так и кинетика их изменения. В данной работе основным носителем диагностической информации рассматривается кинетика параметров внешнего магнитного поля (ВМП) электротехнических устройств. Под кинетикой магнитного поля в дальнейшем будем понимать зависимость индукции магнитного поля в данной точке пространства x, y, z от времени — $\vec{B}(t, x, y, z)$. В данном случае координаты точки являются параметрами. Если речь будет идти о некоторой фиксированной точке, то для краткости координатные параметры будут опускаться. Решение задач функциональной диагностики подразумевает регистрацию кинетики магнитного поля в выбранной точке пространства с помощью специальных датчиков магнитного поля. Использованию внешнего магнитного поля электротехнических устройств для диагностики и прогноза последнее время уделяется все больше внимания, например, [7.4, 7.5]. Внешнего магнитного поля позволяет развить методики перехода от контроля по регламенту к контролю по состоянию, что является весьма актуальной задачей.

Любая реальная электрическая машина, потребляющая электрический ток, создает в окружающем пространстве магнитное поле. Описать его конфигурацию и свойства можно с помощью уравнений Максвелла и соответствующих методик. Однако этот путь хотя и строг, но необходимость учета всех токов, имеющих место в машине, может привести к снижению точности выводов, так как учесть все токи и нюансы конструкции затруднительно. Поэтому, на данном этапе предпочтительными являются экспериментальные исследования, так как в этом случае рейтинги физических процессов в объекте диагностики устанавливаются естественным путем.

Магнитное поле электрической машины создается одновременно как токами в обмотках и вихревыми токами в магнитопроводе, так и намагничиваемым железом. Для машин переменного тока эти поля являются переменными, имеющими частоту питающей сети. Кроме того, магнитные поля различных частей электрической машины по-разному зависят от расстояния до точки наблюдения. Теоретически

в любой точке окружающего пространства результирующее магнитное поле может быть найдено по принципу суперпозиции магнитных полей указанных выше элементов. Эту задачу автоматически выполняет измерительный преобразователь (датчик) магнитного поля.

Использование внешнего магнитного поля для решения задач диагностики электротехнических устройств позволяет реализовать функциональное диагностирование объекта в штатном режиме, без снятия защитного кожуха. Такая технология диагностики может быть отнесена к неразрушающей. В целях облегчения анализа удобно ВМП электротехнического устройства условно разделить на две области: ближнюю и дальнюю, как показано на рис. 7.1. В ближней области магнитное поле имеет сложную пространственно-временную конфигурацию и определяется конструкцией и компоновкой объекта. Небольшое изменение положения или ориентации датчика в этой области, в соответствии с принципом суперпозиции, сопровождается сильным изменением формы выходного сигнала датчика. Существенным становится и собственный размер датчика. Все это затрудняет идентификацию регистрируемой кинетики магнитного поля с искомой диагностической информацией. В дальней области магнитное поле электротехнического устройства сглаживается и приближается по форме к магнитному полю некоторого соленоида с нелинейным сердечником [7.6]. Это позволяет упростить анализ кинетики ВМП применительно к задачам диагностики. Как отмечалось выше, деление области ВМП на «ближнюю» и «дальнюю» является условным, и четкая граница между ними отсутствует. В первом приближении можно считать, что «дальняя» область начинается с расстояния равного линейному размеру электротехнического устройства.

Если в качестве примера электротехнического устройства выбрать трансформаторно-выпрямительный блок (ТВБ), содержащий трансформатор, выпрямительные диоды (мостовая схема), конденсатор фильтра и потребитель, то кинетика ВМП, создаваемого трансформатором в дальней области оказывается связанной как с его техническим состоянием, так и с состоянием элементов его нагрузки (диоды, конденсатор фильтра). Кроме того, для исправного ТВБ кинетика ВМП должна зависеть от напряжения на первичной обмотке трансформатора и тока во вторичной обмотке. Поэтому, регистрируя кинетику ВМП в дальней области индуктивного элемента электротехнического устройства, можно осуществлять диагностику его элементов,

не прерывая работу объекта, питающегося данным ТВБ. В некоторых случаях для этого не потребуется даже вскрывать корпус объекта.

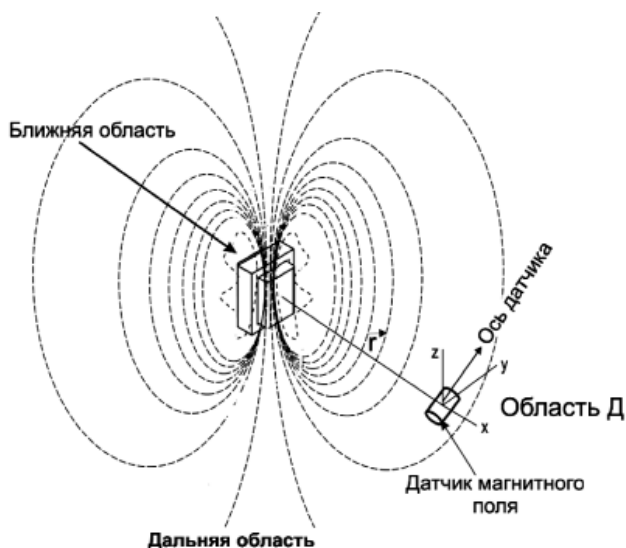


Рис. 7.1. Области внешнего магнитного поля трансформаторно-выпрямительного тока силового трансформатора

Рассмотрим источники аномалий в кинетике ВМП электротехнического устройства, которые связаны с техническим состоянием объекта контроля и могут быть выделены из нее в процессе диагностирования. В общем случае они состоят из функционально законченных частей: магнитопровода, входной обмотки и выходного узла [7.7]. В качестве выходного узла может выступать как вторичная обмотка, так и некоторый механический элемент (подвижная часть магнитопровода в реле или электродвигателе). На рис. 7.2 представлена модель электротехнического устройства.

На рисунке используются следующие обозначения:

$i_1(t)$, $i_2(t)$ — токи в первичной и вторичной обмотках;

$L_1(t, i_1(t), i_2(t))$, $L_2(t, i_1(t), i_2(t))$ — индуктивности первичной и вторичной обмоток;

$M_{1,2}(t, i_1(t), i_2(t))$ — взаимная индукция обмоток;

$h(t)$ — воздушный зазор.

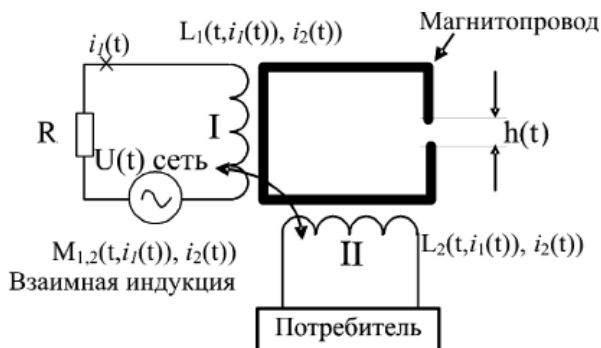


Рис. 7.2. Обобщенная модель электротехнического устройства

В каждой части электротехнического устройства развиваются физические процессы, которые дают вклад в кинетику магнитного поля в точке размещения датчика. Эти процессы можно рассматривать как основу информационного содержания кинетики ВМП.

1 — ток первичной обмотки $i_1(t)$ создает магнитное поле, обеспечивающее работу всего электротехнического устройства: намагничивание магнитопровода, индуцирование электрического поля во вторичной обмотке, создание механического движения в магнитопроводе $h(t)$.

2 — Материал магнитопровода электрической машины существенно нелинеен. Его магнитная проницаемость зависит от величины напряженности магнитного поля, создаваемого как входной так и выходной обмотками $\mu = \mu(t, i_1(t), i_2(t))$. Сложное доменное строение ферромагнетиков, приводящее к гистерезису свойств, обеспечивает зависимость магнитной проницаемости при данном мгновенном значении силы тока от предистории. Поэтому, с диагностической точки зрения, работу электротехнического устройства на переменном токе можно рассматривать как своеобразное непрерывное сканирование технического состояния с частотой сети питающего напряжения, происходящее независимо от решаемых диагностических задач. Доменная структура ферромагнетиков очень чувствительна к внешнему воздействию, например, появлению в одной из обмоток постоянной составляющей тока, приводящей к намагничиванию.

Кроме доменной структуры магнитопровод, как основа магнитной цепи электротехнического устройства, характеризуется магнитным сопротивлением, зависящем от взаимного положения его

элементов. Следовательно, движение элементов электротехнического устройства $h(t)$ в процессе штатного функционирования также найдет отражение в кинетике ВМП и обеспечит возможность реализации диагностирования.

3 — магнитное поле вторичной обмотки несет дополнительную информацию о техническом состоянии элементов нагрузки.

Таким образом, регистрируя кинетику ВМП в определенной точке окружающего электротехнического устройства пространства, можно реализовать бесконтактную функциональную диагностику. Решая обратную задачу из регистрируемой кинетики тока можно выделить информацию о протекающих в соответствующих частях электротехнического устройства процессах и осуществлять диагностический прогноз.

7.2. Датчики для регистрации кинетики внешних магнитных полей

В настоящее время имеется достаточно большое число методов и средств регистрации магнитного поля [7.8–7.10]. Для решения задач функциональной диагностики электротехнических устройств по кинетике ВМП необходима линейность датчика магнитного поля высокая чувствительность. Требование к высокой чувствительности является существенным, так как предполагается регистрация кинетики магнитного поля в пространстве на достаточном удалении от источника.

Для решения сформулированных задач функциональной диагностики, датчики магнитного поля должны удовлетворять следующим требованиям:

- высокая чувствительность, обеспечивающая регистрацию магнитного поля с разрешением менее $10^{-7} \dots 10^{-8}$ Тл;
- динамический диапазон не хуже 10^{-2} Тл;
- линейность входной характеристики;
- равномерная частотная характеристика, обеспечивающая точное воспроизведение кинетики магнитного поля богатой высшими гармониками (обычно равномерность достаточна в диапазоне 0–10 кГц);
- датчик должен иметь ярко выраженную ось чувствительности;

Вопросы, связанные с помехозащищенностью и избирательностью, являются методическими, поскольку из двух идентичных датчиков всегда можно изготовить градиентометр, позволяющий компенсировать сигнал от магнитных полей посторонних источников.

Практически все выпускаемые промышленностью сертифицированные магнитометры (например, широко распространенный прибор Ш1 – 8) не рассчитаны на наблюдение кинетики магнитного поля. Обычно, кроме объемного усреднения они осуществляют и временное усреднение. Этим может быть объяснено отсутствие систематических исследований кинетики магнитного поля электрических машин. Все это вызвало необходимость специального изготовления измерительных преобразователей магнитного поля для наблюдения кинетики и их первичного поверочного обеспечения. Используемые для регистрации внешнего магнитного поля датчики реализуют задачу измерения магнитного поля в пространстве, поэтому к их размерам жесткие требования не предъявляются, достаточным оказывается оценочный анализ.

Геометрически любой датчик магнитного поля может характеризоваться величиной объема чувствительной области $V_{\text{чув}}$ и общим размером $V_{\text{д}}$. Измеряемая индукция, приписываемая некоторой точке пространства, фактически отражает результат усреднения для объема $V_{\text{чув}}$, осуществляемый самим датчиком. Чем меньше объем, тем ближе измеренное значение к значению индукции в данной точке. Вполне очевидно, что результат усреднения зависит от степени неоднородности магнитного поля. Неоднородность убывает по мере удаления от электрической машины. Поэтому для приближения зарегистрированной кинетики индукции к кинетике в данной точке, при наличии конечного объема чувствительной области, необходимо стремиться производить измерения в дальней области внешнего поля электрической машины. Как отмечалось выше, вполне приемлемым условием такой области может считаться удаление датчика от машины на расстояние порядка размера самой машины. Количественный критерий этого можно ввести следующим образом. Пусть объем контролируемой машины равен $V_{\text{маш}}$, а ее форма примерно соответствует кубической, тогда расстояние r , соответствующее дальней области поля будем оценивать по формуле

$$r \geq 0,5\sqrt[3]{V_{\text{маш}}}. \quad (7.1)$$

Естественно, этот критерий нельзя считать строгим.

Если исследования производятся в ближней области поля, то необходимо производить анализ возможного влияния конечного значения $V_{\text{чув}}$ на регистрируемую кинетику. Здесь можно выделить два крайних случая.

Измерения в дальней области и магнитное поле можно считать однородным $B = B(t)$. В соответствии с определением среднего значения имеем

$$\langle B(t) \rangle = \frac{1}{V_{\text{чув}}} \iiint_{V_{\text{чув}}} B(t, x, y, z) dx dy dz = B(t). \quad (6.2)$$

В связи с тем, что для проведения диагностики требуется информация об относительном изменении магнитного поля (кинетика), даваемого датчиком, жестко укрепленным в данной точке пространства, то абсолютное значение индукции магнитного поля в данном случае роли не играет. Поэтому жесткого метрологического обеспечения датчиков магнитного поля при решении поставленной задачи не требуется. Практической значимостью является только линейность и правильность воспроизведения формы зависимости $B = B(t)$.

Решить поставленные задачи можно с помощью датчиков, работающих на трех физических принципах:

- индукционные датчики (ИД) [6.8] – самый простой тип, основанный на явлении электромагнитной индукции. Выходной сигнал индукционного датчика пропорционален скорости изменения магнитного потока, сцепленного с обмоткой датчика. Для получения информации о кинетике магнитного поля требуется дополнительное интегрирование сигнала, что снижает его чувствительность. Кроме этого, индукционный датчик имеет неравномерную частотную характеристику, что накладывает отпечаток на проводимые с его помощью спектральные исследования. Однако, индукционный датчик наиболее удобен для практического использования благодаря высокой надежности, низкой стоимости, простоте конструкции и отсутствию питания;

- гальваномагнитные датчики (ГМД) [6.9]. ГМД – полупроводниковый датчики, основанные на действии силы Лоренца на носители тока в полупроводниках. К числу ГМД относятся широко известные датчики Холла [6.9, 6.10]. В принципе датчики Холла вполне подходят для решения задач функциональной диагностики.

- магнетронные датчики магнитного поля (МДМП) – специально разработаны для функциональной диагностики [6.11]. Это уникальные измерительные преобразователи, основанные на влиянии магнитного поля на траекторию движения электронов в вакууме. Магнетронные датчики обладают высокой чувствительностью. Его разрешающая

способность имеет порядок 10^{-7} Тл. Уровень собственных шумов примерно $5 \cdot 10^{-8}$ Тл. Кроме того, МДМП обладает ровной частотной характеристикой вплоть до 10–15 кГц. Геометрические размеры датчика удобны для исследования магнитных полей в пространстве, что актуально для реализации функциональной диагностики.

Далее кратко рассмотрим некоторые особенности конструкции использованных в работе измерительных преобразователей кинетики магнитного поля.

В соответствии с принципом действия магнетронный датчик (внешний вид представлен на рис. 7.3) может применяться как для регистрации постоянного магнитного поля, так и для наблюдения кинетики переменного поля. Со стороны высоких частот ограничение частотной характеристики происходит из-за вихревых токов в электростатических экранах, защищающих магнитометр от сигнала наводки по электрической стороне. В модели K04 верхняя частота составляет примерно 15 кГц (на уровне 0,7). Частотная характеристика вплоть до частоты 10 кГц практически ровная, а ее дальнейший спад — пологий.



Рис. 7.3. Внешний вид магнетронного датчика магнитного поля (модель K04)

При достаточно большом размере самого датчика ($20 \times 15 \times 40$ мм³) объем $V_{\text{чув}}$ сравнительно мал и ограничивается частью пространства внутри анодной области. Оценка $V_{\text{чув}}$ для наиболее часто используемых датчиков составила величину порядка 0,5 см³. Поэтому для измерений внешнего поля в дальней области магнетронный датчик можно считать точечным.

Как показал анализ, наиболее удобными для проведения широкомасштабных исследований оказались два типа датчиков – магнетронный и индукционный. Первый датчик обеспечивает очень точное воспроизведение формы кинетики магнитного поля и высокую чувствительность. Благодаря этому изучение внешнего магнитного поля в дальней области электрических машин с помощью магнетронного датчика могло производиться без каких-либо ограничений. Второй датчик позволяет сразу получать информацию о скорости изменения магнитного поля, без дополнительного преобразования сигнала. Кроме того, выбранные типы датчиков работают на различных физических принципах. Поэтому их совместное использование позволит повысить точность экспериментов.

7.3. Диагностика трансформатора по кинетике внешних магнитных полей

Для подтверждения возможности функциональной диагностики электротехнических устройств были проведены экспериментальные исследования внешнего магнитного поля типового маломощного двухобмоточного трансформатора типа АОС-05 в различных режимах функционирования. В соответствии с рис. 7.1 кинетика магнитного поля в дальней области трансформатора (область Д) регистрировалась с помощью специального магнетронного датчика магнитного поля [7.11], укрепленного на специальном штативе. Положение датчика относительно трансформатора и ориентация его оси в процессе измерений не изменялись. Результаты экспериментов представлены на рис. 7.4 (семейства кривых, соответствующих изменению величины напряжения на первичной обмотке в режиме холостого хода и семейства кривых, соответствующих изменению тока нагрузки при постоянном напряжении первичной обмотки).

Проведенные экспериментальные исследования показали, что кинетика ВМП силового трансформатора ТВБ имеет достаточно сложный вид. Наиболее интересным можно считать факт, что изменение напряжения на первичной обмотке и изменение тока во вторичной обмотке изменяют величину ВМП в разные моменты времени. Это позволяет с помощью анализа кинетики ВМП получать отдельно информацию о напряжении на первичной обмотке и величине тока во вторичной обмотке. При этом разделение информации лучше всего проявляется в области напротив середины обмотки при

определенной ориентации оси чувствительности датчика. Поэтому эта область расположения датчика была выделена и названа областью Д. В других точках внешнего магнитного поля эффект маскируется более сильным полем самого сердечника. Обнаруженное разделение информации о работе трансформатора по первичной и вторичной обмотках, содержащееся в кинетике ВМП, может использоваться для разработки устройств функциональной диагностики. Так, описанный в [7.12, 7.13] способ контроля блоков питания, содержащих силовой трансформатор, полностью основан на установленной возможности разделения информации.

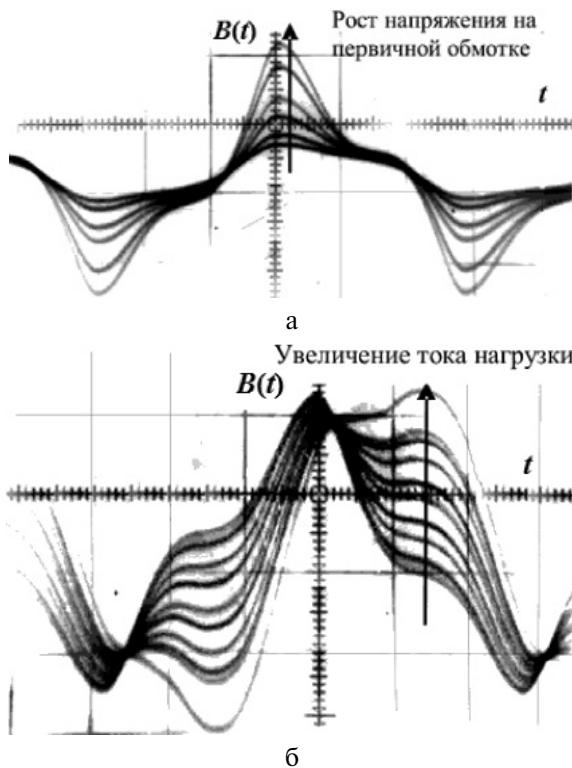


Рис. 7.4. Изменение кинетики магнитного поля в «области Д»:
 а – при изменении напряжения на первичной обмотке;
 б – при неизменной величине сопротивления нагрузки

Теоретический анализ обнаруженной возможности разделения информации о режиме работы трансформатора по первичной и вторичной обмотках изложен в [7.6]. В основе рассмотрения лежит замена магнитного поля трансформатора магнитным полем некоторого эквивалентного диполя, содержащего две обмотки. Рассчитанные на основе этой модели семейства выходного сигнала датчика дали результаты, весьма точно совпадающие с экспериментом, что отражено на рис. 7.4.

7.4. Диагностика вентильных элементов трансформаторно-выпрямительного блока по кинетике внешних магнитных полей

Обычно для питания радиоэлектронных устройств используется постоянное напряжение, которое получается путем выпрямления напряжения вторичной обмотки. Эта задача решается большим числом способов [7.14–7.16]. В основе всех схем преобразования напряжения лежит работа нелинейных элементов – вентилях, которые пропускают ток только в одном направлении. Выход из строя вентильного элемента приводит к изменению условий намагничивания сердечника трансформатора и неизбежно проявляется в кинетике ВМП. Поэтому оказывается возможным осуществить бесконтактную диагностику вентильных элементов неразрушающим методом.

Наиболее распространенной схемой выпрямления является мостовая двухполупериодная схема [7.14–7.16], поэтому она выбрана для изучения. Лабораторная установка для проведения исследований базировалась на описанном в предыдущем параграфе трансформаторе. Эксперименты показали, что кинетика ВМП оказывается чувствительной к состоянию вентильных элементов ТВБ, схема которого представлена на рис. 7.5. Мостовая выпрямительная схема с нагрузочным сопротивлением обеспечивала введение искусственных дефектов вентилях. Вентильные элементы могут характеризоваться одним из трех состояний: норма – исправный диод, обрыв – неисправность 1 и пробой – неисправность 2. Если любой из вентильных элементов характеризуется неисправностью 2, то мостовая схема переводит трансформатор в режим короткого замыкания. Ток первичной обмотки резко возрастает и перегорает предохранитель. Использовать ВМП для диагностики нет нужды.

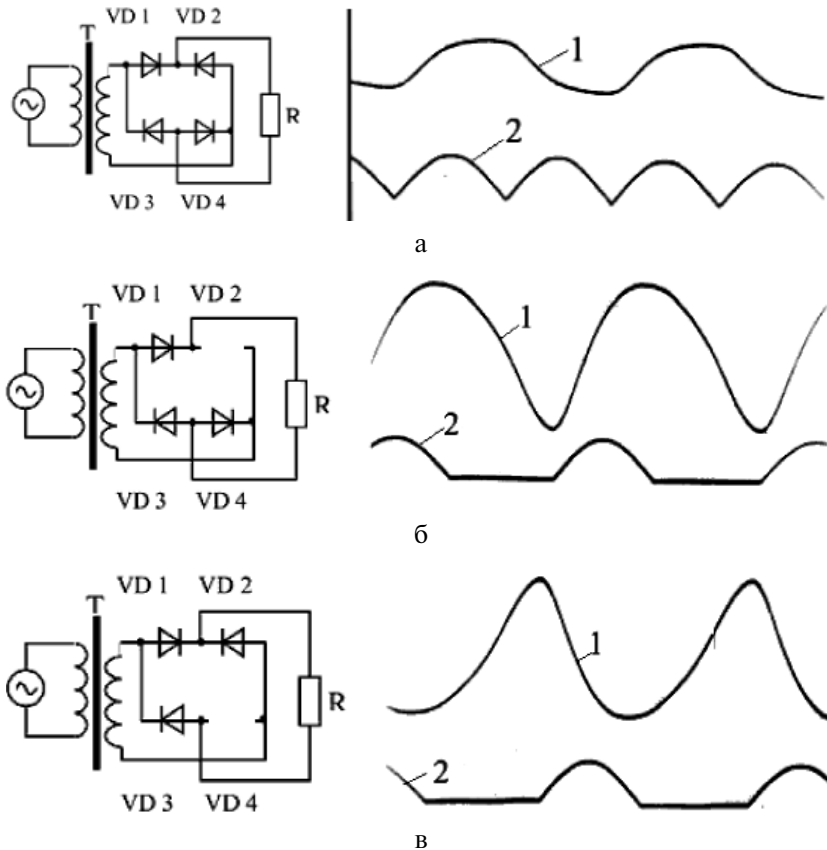


Рис. 7.5. Внешнее магнитное поле силового трансформатора при обрыве в одном из выпрямительных диодов мостового выпрямителя:
а – диоды исправны; *б* – обрыв в одном из диодов верхнего плеча;
в – обрыв в одном из диодов нижнего плеча;
 1 – ВМП трансформатора; 2 – пульсации тока в нагрузке

Если один из диодов характеризуется неисправностью 1, то двухполупериодная мостовая схема превращается в обычную схему однополупериодного выпрямления. ТВБ сохраняет работоспособность, но качество выпрямленного напряжения ухудшается. Кинетика ВМП трансформатора ТВБ для различных состояний вентильных элементов представлен на рис. 7.5. Исправный мост

(рис. 7.5,а) создает ВПМ с такой же кинетикой как и при активной нагрузке R .

При обрыве вентиля одного из плеч, кинетика ВМП существенно меняется. Это может быть объяснено намагничиванием магнитопровода током вторичной обмотки, как показано на рис. 7.5,б. Если наблюдается обрыв вентиля другого плеча, то изменяется фаза ВМП, что иллюстрируется на рис. 7.5,в.

Таким образом, кинетика ВМП позволяет осуществлять бесконтактную диагностику электротехнических устройств, содержащих трансформатор.

Кинетика ВМП содержит диагностическую информацию о состоянии элементов блока питания и для более сложных объектов. Для ее выделения можно использовать информацию, полученную при исследовании простых ТВБ. В качестве примера приведем результаты экспериментальных исследований диагностических возможностей ВМП блока питания генератора импульсов Г5-15. Внешний вид генератора приведен на рис. 7.6.

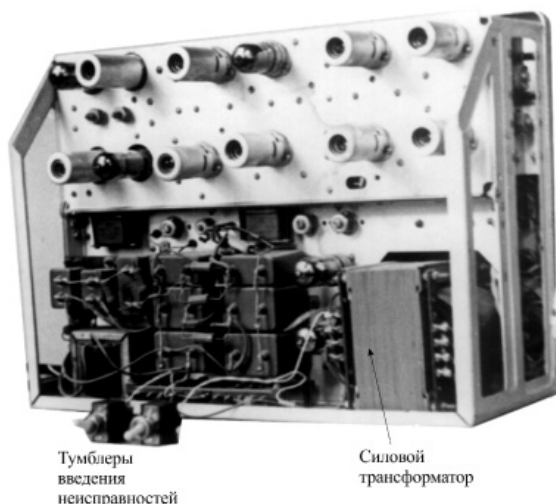


Рис. 7.6. Внешний вид генератора импульсов Г5-15 без кожуха

Генератор Г5-15 относится к измерительной аппаратуре прошлого века, работающий на радиолампах. По прямому назначению он уже не

используется, но его блок питания подходит для экспериментальных исследований функциональной диагностики по кинетике ВМП. Выбор этого генератора в качестве объекта исследований был обусловлен тем, что его блок питания содержит многообмоточный конденсатор, однополупериодный выпрямитель, мостовую схему выпрямления и цепи питания накала ламп. Фрагмент схемы генератора показан на рис. 7.7.

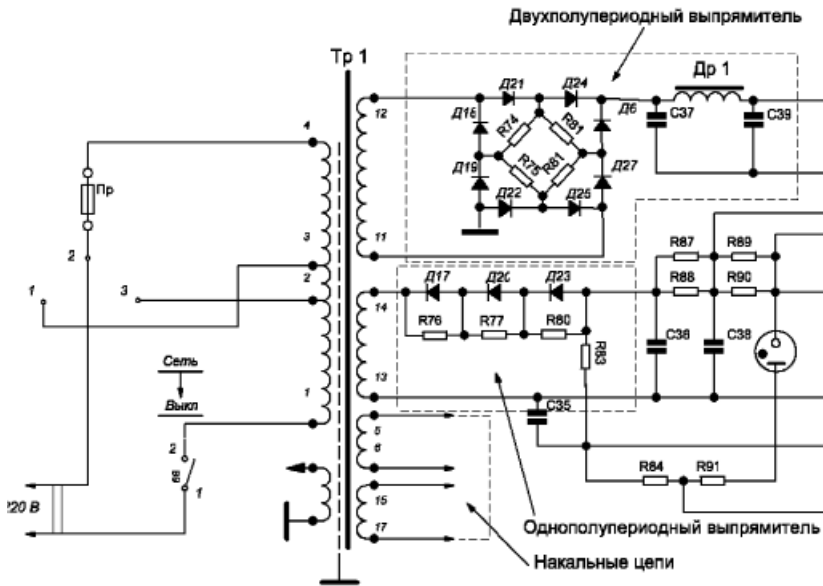


Рис. 7.7. Фрагмент схемы силовой части генератора импульсов Г5-15

Важность отмеченных конструктивных особенностей генератора заключается в том, что наличие несимметрии нагрузки во вторичной обмотке трансформатора приводит к появлению аномалий в кинетике ВМП. Наличие двух типов схем выпрямления в блоке питания генератора Г5-15 позволило в ходе экспериментов смоделировать четыре режима работы генератора:

- неисправность обоих выпрямителей;
- выход из строя только мостовой схемы выпрямителя;
- отключение однополупериодного выпрямителя;
- нормальный режим работы.

Магнетронный преобразователь магнитного поля [7.11] располагался вне генератора на расстоянии 70 мм от силового трансформатора.

Осциллограммы кинетики ВМП неподвижным измерительным преобразователем в точке наблюдения Д трансформатора соответственно для четырех модельных ситуаций представлены на рис. 7.8.

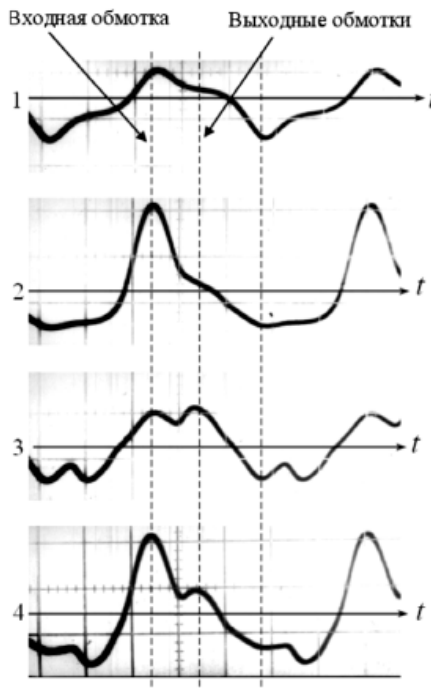


Рис. 7.8. Кинетика ВМП силового трансформатора генератора Г5-15 при различных дефектах ТВБ:

- 1 — работают только обмотки накала ламп. Активная нагрузка;
- 2 — подключена и исправна только обмотка с однополупериодным выпрямителем. Обмотка с двухполупериодным выпрямителем отключена;
- 3 — подключена и исправна только обмотка с двухполупериодным выпрямителем. Обмотка с однополупериодным выпрямителем отключена;
- 4 — работают все узлы ТВБ

Как видно из представленных осциллограмм каждому модельному состоянию блока питания генератора соответствует строго определенная кинетика ВМП. Следует обратить внимание на имеющие

место закономерности в кинетике в зависимости от исправности схем выпрямления блока питания генератора, полностью соответствующие установленным выше закономерностям кинетики ВМП.

Из рисунка видно, что в закономерностях изменения кинетики присутствуют характерные участки, обусловленные электромагнитными процессами в трансформаторе при изменении технического состояния нагрузки. Так на осциллограммах 2 и 4 четко наблюдается намагничивание сердечника током однополупериодного выпрямителя. Более детальную диагностику по кинетике ВМП можно осуществлять после выработки соответствующих алгоритмов.

7.5. Анализ кинетики с помощью преобразования Фурье

Главной решаемой проблемой при использовании ВМП для функциональной диагностики является разработка метода регистрации факта наличия малых изменений кинетики потребляемого тока, т.е. возникновение изменения вида функции $B(t)$, а не приращение значения. Требуется выработать методику, по которой можно будет делать обоснованный вывод о том, что в кинетике произошли определенные изменения. Это эквивалентно обеспечению достоверного отделения одного состояния электротехнического устройства от другого.

Если рассмотреть в качестве примера электротехнического устройства переменного тока, то для решения поставленной задачи можно использовать изменение спектрального состава тока потребления, которое возникает при отклонении состояния ЭА от нормы.

В случае аппаратов переменного тока питающее напряжение может рассматриваться как периодическая вынуждающая сила и кинетика тока будет периодической функцией с тем же периодом, что и питающее напряжение. Поэтому, при любой сложности кинетики ВМП $i_j(t)$ ее аналитический вид для j -го состояния можно представить с помощью рядов Фурье:

$$i_j(t) = \frac{A_{j0}}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} A_{jk} \cos\left(k \frac{2\pi t}{T}\right) + \sum_{k=1}^{\infty} B_{jk} \sin\left(k \frac{2\pi t}{T}\right), \quad (7.3)$$

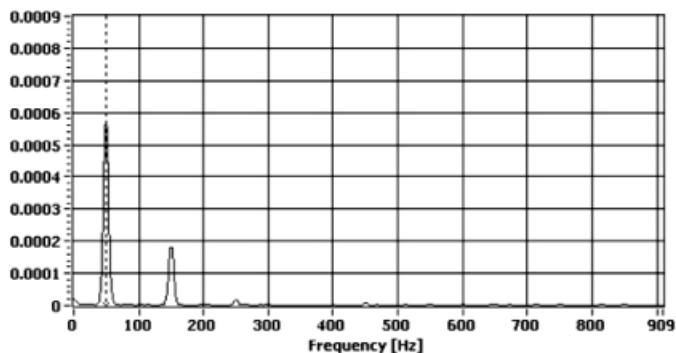
где коэффициенты Фурье

$$A_{jk} = \frac{2}{T} \int_0^T i_j(t) \cos\left(k \frac{2\pi t}{T}\right) dt, \quad (k = 0, 1, 2, \dots); \quad (7.4)$$

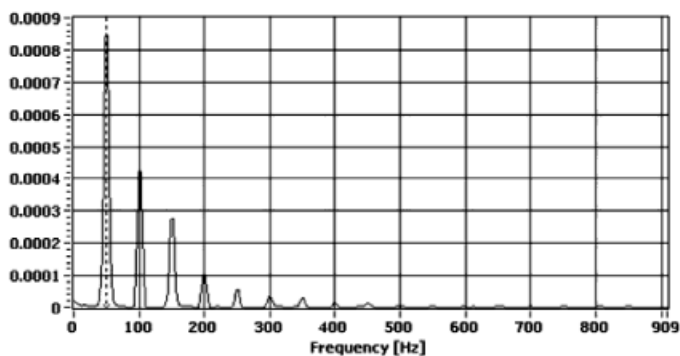
$$B_{jk} = \frac{2}{T} \int_0^T i_j(t) \sin\left(k \frac{2\pi t}{T}\right) dt, \quad (k = 0, 1, 2, \dots). \quad (7.5)$$

Следовательно, любое изменение состояния электромеханического устройства, приводящее к изменению формы кинетики, определяется изменением коэффициентов Фурье и отражается в спектральном составе тока ВМП.

В качестве примера на рис. 7.9 приведен вид спектральных сигналов при диагностике ТВБ связанных с появлением дефектов в вентильных элементах, как показано на рис. 7.5.



а



б

Рис. 7.9. Вид спектра исправного выпрямительного моста:
 а – с активной нагрузкой в случае исправного выпрямительного моста;
 б – с активной нагрузкой при обрыве в цепи одного из диодов

Как видно из анализа рис. 7.9, в случае исправного выпрямительного моста, спектр сигнала ВМП силового трансформатора в дальней

области (область Д) содержит только нечетные гармоники частоты питающего напряжения. Обрыв в цепи одного из диодов приводит к появлению четных гармоник. Этот факт может служить диагностическим признаком.

Технически реализовать преобразования Фурье в настоящее время не представляет какой-либо проблемы. Огромное количество прикладных программ (*MathCad*, *MatLab*, *ORIGIN*, *SpektraLab* и другие) позволяют получать спектр сигнала. Кроме того, эту операцию легко выполняют современные цифровые осциллографы и анализаторы спектра.

На рынке радиоэлектронных компонент имеются специализированные микросхемы, позволяющие реализовать быстрое преобразование Фурье. Следовательно, практические схемы использования функциональной диагностики электромеханических устройств по регистрации и анализу кинетики ВМП вполне реальны.

7.6. Устройства диагностики трансформаторно-выпрямительного блока по кинетике внешних магнитных полей

На базе установленного свойства кинетики ВМП был разработан способ контроля блоков питания, содержащих силовой трансформатор [7.12, 7.13]. Устройство реализации способа представлено на рис. 7.10.

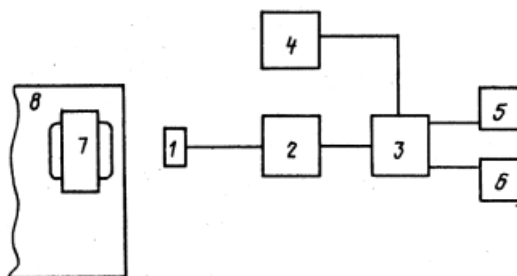


Рис. 7.10. Устройство реализации способа бесконтактного контроля блока питания по первичной и вторичной обмоткам с помощью одного датчика

ВМП трансформатора 7 регистрируется измерителем индукции магнитного поля 4. Измеритель 2 фиксирует мгновенное значение индукции магнитного поля в информационные моменты времени τ_A и τ_B . Электронный ключ 3, управляемый генератором

строб-импульсов обеспечивает измерение магнитного в моменты времени τ_A и τ_B . Регистрирующие устройства 5 и 6 преобразуют значения индукции магнитного поля в единицы напряжения и тока. После сравнения с эталонами судят о техническом состоянии трансформатора.

Суть способа поясняется рис. 7.11, где показана возможность бесконтактного контроля трансформатора с помощью одного датчика блока питания раздельно по первичной и вторичной обмоткам. На рис. 7.11,а изображена кинетика ВМП при номинальном режиме работы (сплошная линия) и при перегрузке (пунктир). На рис. 7.11,б представлены строб-импульсы, соответствующие моментам времени разделения информации о состоянии первичной и вторичной обмоток, которые представляют собой сдвоенные импульсы с периодичностью следования $2\pi/\omega$. Здесь ω — частота напряжения сети. В соответствии с принципом действия трансформатора, сдвиг времени Δt между импульсами равен четверти периода напряжения сети. На рис. 7.11,в-д представлены соответственно импульсы, характеризующие напряжение на первичной обмотке, импульсы, характеризующие ток нагрузки в норме и при перегрузке. Длительность выходных импульсов τ задается в выходном устройстве.

Последующие исследования ВМП блока питания показали, что оно весьма чувствительно к состоянию выпрямительных элементов. В качестве выпрямительной схемы исследовалась обычная мостовая схема двухполупериодного выпрямителя с активной нагрузкой. Экспериментально установлено, что если все выпрямительные элементы исправны, то кинетика ВМП является симметричной, как и в отсутствии мостовой схемы. Если один из диодов выходит из строя, например, имеет неисправность типа «обрыв», то ток во вторичной обмотке имеет существенную величину только для одного полупериода. Выпрямление становится однополупериодным. Во вторичной обмотке появляется постоянная составляющая тока нагрузки, приводящая к намагничиванию сердечника. Кинетика ВМП становится несимметричной. Фаза ее искажения зависит от того, какой диод вышел из строя. Если выпрямительный элемент имеет неисправность типа «пробой», то ВМП соответствует однополупериодному выпрямителю в режиме КЗ. В случае диагностики выпрямительных элементов регистрировать изменение кинетики ВМП можно по спектральному составу. Этот путь лег в основу разработанного способа экспресс-диагностики выпрямительных элементов блоков питания [7.17]. Схема реализации способа представлена на рис. 7.12.

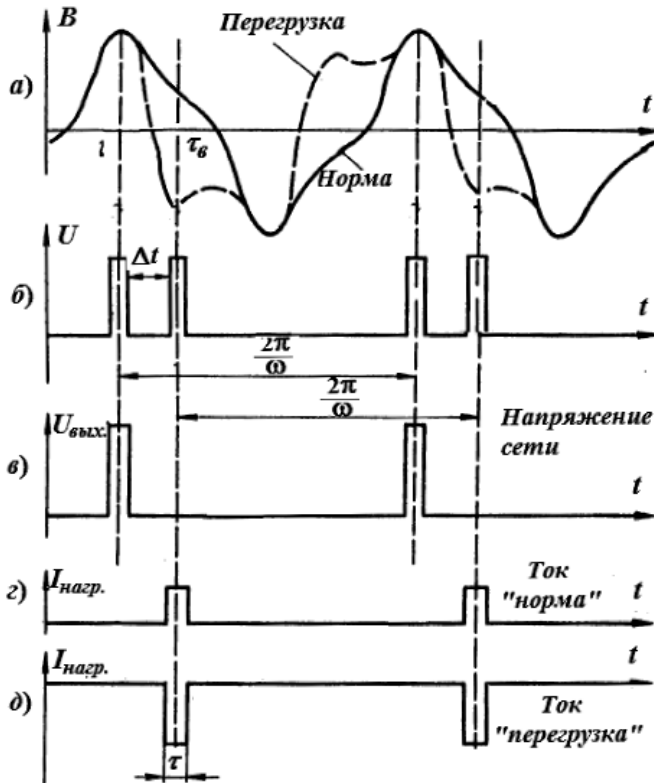


Рис. 7.11. Суть способа бесконтактного контроля блока питания по первичной и вторичной обмоткам:
 а – кинетика ВМП при номинальном режиме работы (сплошная линия) и при перегрузке (пунктир);
 б – строб-импульсы, соответствующие моментам времени разделения информации о состоянии первичной и вторичной обмоток;
 в – импульсы, характеризующие напряжение на первичной обмотке;
 г – импульсы, характеризующие ток нагрузки в норме;
 д – импульсы, характеризующие ток нагрузки при перегрузке

Устройство, реализующее предлагаемый способ, содержит датчик магнитного поля 1, подключенный к усилителю 2, выход которого подключен к полосовым фильтрам 3–5, настроенным соответственно на частоты ω , 2ω и 3ω (ω – частота питающего напряжения). Выход фильтра 3 подключен к усилителю 6, а выход фильтров 4

и 5 – к синхронным детекторам 7 и 8, к управляющим входам которых подключены выходы полосовых фильтров 9 и 10, настроенных на частоту 2ω и 3ω соответственно. Для получения опорных частот 2ω и 3ω используется нелинейный элемент 11, обеспечивающий получение нужных гармоник из основной частоты ω , поступающей с выхода фильтра 3 через усилитель 6 на вход нелинейного элемента 14. Выход нелинейного элемента соединен со входами фильтров 9 и 10. Выходы усилителя 6 и синхронных детекторов подсоединены к входам логического блока 12, выход которого соединен с устройством индикации 13.

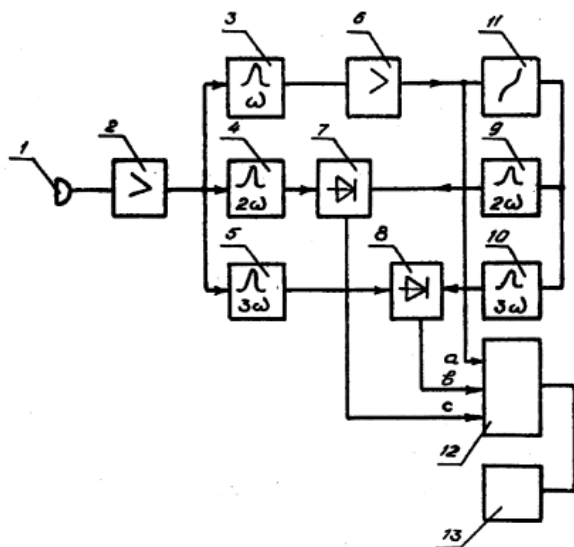


Рис. 7.12. Устройство для экспресс-диагностики выпрямительных элементов блоков питания из [7.17]:

- 1 – датчик магнитного поля; 2, 6 – усилители;
3–5, 9, 10 – полосовые фильтры; 7, 8 – синхронные детекторы;
14 – нелинейный элемент; 12 – логический блок;
13 – устройство индикации

Таким образом, регистрация кинетики ВМП силового трансформатора позволяет бесконтактно определять режим работы трансформатора исправного блока питания, состояние его обмоток. Кроме того, возможно установление одного из трех состояний: «норма», «обрыв» и «пробой» выпрямительных элементов.

7.7. Выводы

7.6.1. Разработанный магнитокинетический метод функциональной диагностики электротехнических устройств на основе регистрации кинетики ВМП силового трансформатора позволяет следующее:

- получать отдельно информацию о состоянии первичной и вторичной обмоток силового трансформатора, не вскрывая корпус устройства и бесконтактно;

- идентифицировать неисправные состояния вентильных элементов («обрыв» или «пробой» также бесконтактно, без разборки контролируемого объекта и демонтажа элементов;

- даёт возможность реализовать бесконтактный мониторинг и диагностику технического состояния электротехнических устройств без прерывания технологического цикла, т.е. внедрение разработанного метода способствует реализации перехода от контроля по регламенту к контролю по техническому состоянию.

7.6.2. Недостатком магнитокинетического метода является зависимость выходного сигнала измерительного преобразователя (ИП) от положения и ориентации. Устранить его можно либо формированием специального ложемента для измерительного преобразователя на корпусе объекта, либо использовать встроенный ИП.

7.6.3. Для расширения круга диагностируемых магнитокинетическим методом электротехнических устройств и устранения недостатков требуется продолжение проводимых исследований.

Литература

7.1. Кулик В.Д., Королев В.И. Аномальные режимы работы полупроводниковых выпрямителей и их диагностика. СПб.: СПбГТУЗП, 2012. 114 с.

7.2. Маркин В.В., Миронов В.Н., Обухов С.Г. Техническая диагностика вентильных преобразователей. М.: Энергоатомиздат, 1985. 152 с.

7.3. Смирнов В.И. Методы и средства функциональной диагностики и контроля технологических процессов на основе электромагнитных датчиков. Ульяновск: УлГТУ. 2004. 190 с.

7.4. Диагностика и прогнозирование состояния асинхронных двигателей на основе использования параметров их внешнего электромагнитного поля / А.Ю. Алексеенко [и др.] // Вестник АлтГТУ им. И.И. Ползунова. 2006. № 2. С. 9-13.

7.5. Хайруллин И.Х., Пашали Д.Ю. Диагностика электромеханических преобразователей по внешнему магнитному полю // Вестник УГАТУ. 2006. Т. № 1(14). С. 165–170.

7.6. Сукиязов А.Г., Просянных Б.Н. Использование электромагнитных процессов в магнитных системах электротехнических устройств для решения задач контроля и диагностики их технического состояния // Вестник ростовского государственного университета путей сообщения. 2014. № 4. С.110-118.

7.7. Специальные электрические машины: (Источники и преобразователи энергии) / А.И. Бертинов [и др.]. М.: Энергоиздат, 1982. 552 с.

7.8. Средства измерений параметров магнитного поля / Ю.В. Афанасьев [и др.]. Л.: Энергоиздат Ленингр. отд., 1979. 320 с.

7.9. Яковлев Н.И. Бесконтактные радиоизмерительные приборы для диагностирования электронной аппаратуры. Л.: Энергоатомиздат, 1990. 256 с.

7.10. Балтес Г.П., Попович Р.С. Интегральные полупроводниковые датчики магнитного поля. // ТИИЭР. 1986. Т.74. С.60-90.

7.11. АС 1367711 СССР, МКИ³ G01R 33/02. Магнетронный датчик магнитного поля / А.Г. Сукиязов (СССР) – № 3864923/21; заявл. 12.03.85; опубл. 15.09.87. Бюл. № 33.

7.12. АС 1335885 СССР, МКИ³ G 01 R 19/04. Способ контроля блоков питания, содержащих силовой трансформатор / А.Г. Сукиязов, Б.Н. Просянных (СССР). – № 3985506/24; заявл. 09.12.85; опубл. 07.09.87. Бюл. № 33.

7.13. АС 1760477 СССР. МКИ³ G 01 R 31/02. Устройство бесконтактного контроля состояния обмоток однофазных трансформаторов стержневого типа / А.Г. Сукиязов, В.Н. Гутников, Б.Н. Просянных, В.А. Варков (СССР). – № 4890112/21; заявл. 10.12.90; опубл. 07.09.92. Бюл. № 33.

7.14. Источники питания радиоэлектронной аппаратуры / Г.С. Найвелт [и др.]. М.: Радио и связь. 1985. 576 с.

7.15. Вересов Г.П. Электропитание бытовой радиоэлектронной аппаратуры. М.: Радио и связь. 1983. 128 с.

7.16. Иванов-Цыганов А.И. Электропреобразовательные устройства РЭС. М.: Высш. шк., 1994. 272 с.

7.17. АС 1718159 СССР. МКИ³ G 01 R 31/28 Способ экспресс-диагностики выпрямительных элементов блоков питания / А.Г. Сукиязов, Б.Н. Просянных (СССР). – № 4667314/21, заявл. 27.03.89; опубл. 07.03.92. Бюл. № 9.

8. РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ЛИНЕЙНОЙ ДИСКРЕТНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ В УСЛОВИЯХ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ МОДЕЛИ ИССЛЕДУЕМОГО ПРОЦЕССА

Елисеев А.В., Овсянников С.Н., Пшеничный С.А.

Аннотация — Рассмотрена задача оценивания вектора состояния динамического процесса в условиях априорной параметрической неопределенности. Причиной неопределенности является неточное знание параметров модели информационного процесса. Для оценивания используется адаптивный фильтр Калмана. Адаптация фильтра производится на основе изменения ковариационной матрицы, характеризующей интенсивность шума модели процесса. Адаптация выполняется с использованием оперативно советующей экспертной системы. Экспертная система выполнена на основе нечетких продукционных правил. Разработана структура адаптивного фильтра. Выполнено математическое моделирование. Результаты моделирования подтверждают работоспособность и эффективность предложенного алгоритма адаптивной дискретной фильтрации.

Ключевые слова — фильтр Калмана, параметрическая неопределенность, экспертная система, адаптация, нечеткие правила, математическое моделирование.

8. THE DECISION PROBLEM FOR DISCRETE-TIME LINEAR FILTRATION UNDER MODELING UNCERTAINTY OF A PROCESS

Eliseev A.V., Ovsyannikov S.N., Pshenichny S.A.

Abstract — The problem of state vector estimation for the dynamic process under a prior modeling uncertainty is considered. The uncertainty is caused by an imprecise knowledge of information process model parameters. An adaptive Kalman filter is used for evaluation. Filter adaptation is based on the covariance matrix permutation, which describes the noise intensity of the process simulation. The adaptation is carried out with real-time reasoning of an expert system. The expert system is based on fuzzy production rules. The structure of the adaptive filter is developed. The mathematical simulation is carried out. Simulation results confirm the efficiency and effectiveness of the proposed algorithm of adaptive discrete filtration.

Keywords — Kalman filter, modeling uncertainty, expert system, adaptation, fuzzy rules, mathematical simulation.

8.1. Введение

Ещё одним моментом, позволяющим перейти к информационным технологиям в области управления радиотехническими системами, является оценивание параметров динамических информационных процессов. В настоящее время в радиотехнических системах связи, навигации и локации с этой целью широко используется фильтр Калмана и его модификации [8.1]. Наряду с такими достоинствами фильтра Калмана как использование для формирования оценки нарастающего объема измерений, а также учет динамики информационного процесса, ему свойственны и недостатки, одним из которых является склонность фильтра к расходимости. Расходимость приводит к значительному увеличению погрешности оценивания по отношению к прогнозируемой, характеризуемой ковариационной матрицей ошибок фильтрации. Одной из причин расходимости является неадекватность используемой в фильтре математической модели реальному информационному процессу. Подобная ситуация наиболее часто возникает при оценивании параметров положения и движения маневрирующих объектов, например, летательных аппаратов различного назначения. Это обусловлено изменением параметров математической модели, характеризующей движение объекта, при совершении им маневра. Расходимость приводит к снижению качества фильтрации и может повлиять на эффективность выполнения целевых задач РТС в целом. Так, например, в радиолокационных системах расходимость фильтра в конечном итоге приведет к сбросу траектории с сопровождения, что значительно повысит вероятность пропуска цели.

Для недопущения расходимости оценки, обусловленной неадекватностью математической модели исследуемого процесса, используются различные модификации алгоритма фильтра Калмана, которые условно можно разделить на три группы [8.1]:

- алгоритмы без обнаружителя маневра [8.2, 8.3], требующие знания статистических характеристик маневра цели;
- алгоритмы с обнаружителем маневра, предусматривающие как минимум два фильтра, один из которых настроен на маневр известного типа [8.4]. Разновидностью данных алгоритмов являются адаптивные фильтры, подстраивающие свои параметры на основе анализа показателя расходимости [8.5–8.7] или полученной оценки ускорения объекта;

— многомодельные алгоритмы, используемые в случае, когда маневр цели является неизвестным, но принадлежащим некоторому множеству возможных маневров [8.7, 8.8].

Следует отметить, что выделить из всего многообразия однозначно лучший алгоритм фильтрации невозможно, поскольку эффективность применения конкретного фильтра зависит от многих факторов:

- наличия достоверной информации о характере маневра цели,
- величины динамического диапазона маневра,
- вычислительных ресурсов РТС и др.

Так, например, в условиях ограничений на вычислительные ресурсы РТС эффективными являются адаптивные фильтры с обнаружителем маневра [8.4, 8.5, 8.7]. При этом, как правило, адаптации фильтра выполняется путем подстройки матрицы интенсивностей формирующих шумов модели процесса [8.5, 8.7]. Для управления последней в работе [8.9] использован нечеткий логический регулятор, изменяющий полосу пропускания фильтра при изменении модуля знакопеременной ошибки слежения, в работе [8.5] — четкий дискретный регулятор, выполняющий те же функции.

К недостаткам известных методов следует отнести невозможность компенсации динамической ошибки, обусловленную жесткой структурой нечеткого регулятора, использующего в качестве входной информации только текущее значение невязки [8.9], а также достаточно большие значения времени адаптации и динамической погрешности адаптации, обусловленные итерационностью процедуры адаптации фильтра [8.5].

Цель исследований — снижение динамической ошибки фильтрации в задаче оценивания параметров информационного процесса в условиях параметрической неопределенности.

Для достижения данной цели решена следующая научная задача: разработка метода адаптации параметров фильтра Калмана к изменению модели информационного процесса на основе использования нечеткой экспертной системы.

8.3. Математическая постановка задачи

Пусть информационный процесс на интервале времени $[t_0, T]$ описывается разностным уравнением

$$X(j+1) = \Phi(j+1, j)X(j) + \Gamma(j+1, j)(A_x(j) + N_x(j)), j = 0, 1, 2, \dots \quad (8.1)$$

а уравнение наблюдения имеет вид

$$Z(j) = H(j)X(j) + N_z(j), j = 0, 1, 2, \dots \quad (8.2)$$

где $X(j) = X(t_j) = [x_s(j), s = \overline{1, q}]^T$ – вектор параметров процесса; $Z(j) = [z_s(j), s = \overline{1, p}]^T$ – вектор измерений, $\Phi(j+1, j) = [\varphi_{ls}(j), l, s = \overline{1, q}]$; $\Gamma(j+1, j) = [\gamma_{sk}(j), s = \overline{1, q}, k = \overline{1, m}]$; $H(j) = [b_{ks}(j), k = \overline{1, p}, s = \overline{1, q}]$ – известные функциональные матрицы, $A_x(j) = [a_{xs}(j), s = \overline{1, m}]^T$ – вектор интенсивностей изменения процесса, элементы которого принадлежат априорно неизвестным диапазонам $a_{xs}(j) \in [a_{x \min s}, a_{x \max s}]$, $s = \overline{1, m}$; $N_x(j) = [n_{xs}(j), s = \overline{1, m}]^T$; $N_z(j) = [n_{zs}(j), s = \overline{1, p}]^T$ – случайные шумы объекта (8.1) и канала наблюдения (8.2) соответственно, имеющие нулевые математические ожидания и корреляционные матрицы $Q(j) = \text{diag}[q_{ss}(j), s = \overline{1, m}]$; $R(j) = \text{diag}[r_{ss}(j), s = \overline{1, p}]$.

Требуется по результатам текущих наблюдений $Z(j)$ получить оптимальную в среднеквадратическом смысле оценку $\hat{X}(j)$ фильтрации вектора состояния (8.1) в условиях априорной неопределенности относительно значений элементов матрицы $A_x(j)$.

8.2. Синтез метода адаптивной настройки фильтра Калмана

Для формирования оценки $\hat{X}(j)$ вектора параметров используем алгоритм фильтрации Калмана [8.1]:

$$\hat{X}(j+1) = \hat{X}(j+1|j) + K(j+1)[Z(j+1) - H(j+1)\hat{X}(j+1|j)]; \quad (8.3)$$

$$\hat{X}(j+1|j) = \Phi(j+1, j)\hat{X}(j); \quad (8.4)$$

$$P(j+1|j) = \Phi(j+1, j)P(j)\Phi^T(j+1, j) + \Gamma(j+1, j)Q(j+1)\Gamma^T(j+1, j); \quad (8.5)$$

$$K(j+1) = P(j+1|j)H^T(j+1)[H(j+1)P(j+1|j)H^T(j+1) + R(j+1)]^{-1}; \quad (8.6)$$

$$P(j+1) = [I - K(j+1)H(j+1)]P^{[n]}(j+1|j), \quad (8.7)$$

где $\hat{X}(j+1|j)$ – оценка прогноза вектора состояния на момент $j+1$, $P(j+1|j)$ – симметричная матрица ошибок прогнози-

вания; $P(j+1)$ – ковариационная матрица ошибок фильтрации $X(j+1) - \hat{X}(j+1)$, $K(j+1)$ – коэффициент усиления фильтра, I – единичная матрица.

Следует отметить, что если измерения $Z(j)$ содержат не только случайные шумы, но и систематические мультиструктурные помехи, то целесообразно использовать алгоритмы фильтрации, рассмотренные в работах [8.10, 8.11]. В случае если модель информационного процесса задана жесткой системой дифференциальных уравнений, то целесообразно использовать фильтр, разработанный аналогично методу, представленному в работе [8.12].

Из анализа алгоритма фильтра Калмана видно, что в уравнении для прогноза оценки (8.4) отсутствует составляющая $\Gamma(j+1, j)A_x(j)$, входящая в модель процесса (8.1). Это обусловлено, согласно постановке задачи, условием априорной параметрической неопределенности вектора $A_x(j)$. Таким образом, уравнение прогноза (8.4) имеет определенный уровень неадекватности относительно реального процесса (8.1). Данная неадекватность может привести к потере устойчивости и к росту ошибок фильтрации, как в любой момент времени, так и особенно в момент значительного изменения вектора $A_x(j)$. Последний случай характерен, например, при интенсивном преднамеренном маневре цели в задаче радиолокации [8.1, 8.7].

Для обеспечения устойчивости фильтра (8.3)–(8.7) в условиях неадекватности модели (8.1) реальному процессу необходима адаптация его параметров. В работах [8.5, 8.7] показано, что адаптация фильтра возможна путем подстройки матрицы $Q(j)$, что в свою очередь вызывает изменение коэффициента усиления фильтра $K(j)$. Наряду с достоинствами предложенный фильтр характеризуется значительной динамической ошибкой при интенсивном изменении динамики процесса, что обусловлено итерационной подстройкой параметров фильтра.

Для устранения данного недостатка целесообразно разработать алгоритм подстройки параметров фильтра, обеспечивающий непрерывное слежение за показателем невязки фильтра вида

$$\varepsilon(j) = Z(j) - H(j)\hat{X}(j|j-1), \quad (8.8)$$

и непрерывное изменение элементов матрицы $Q(j)$ в зависимости от величины $\varepsilon(j)$.

Следует отметить, что невязка фильтра вида (8.8) может содержать как только флуктуационную ошибку измерений, так и её сумму с динамической ошибкой, обусловленной неадекватностью модели процесса, использованной при синтезе фильтра, реальному процессу.

В первой ситуации, то есть при флуктуационном характере невязки (8.8), целесообразно уменьшить её влияние на прогноз оценки $\hat{X}(j+1|j)$. Для этого, по аналогии с работой [8.5], необходимо уменьшить коэффициент усиления фильтра путем уменьшения значений дисперсий формирующих шумов, являющихся элементами матрицы $Q(j)$.

Во второй ситуации, то есть при наличии динамической ошибки, целесообразно увеличить влияние невязки (8.8) на прогноз оценки $\hat{X}(j+1|j)$. Для этого необходимо увеличить коэффициент усиления фильтра путем увеличения значений дисперсий формирующих шумов.

Таким образом, для адаптации фильтра Калмана необходимо последовательное решение двух основных задач: идентификации текущей ситуации, определяемой характером невязки, и управления значением элементов матрицы $Q(j)$.

Для решения задачи идентификации текущей ситуации введем, по аналогии с работой [8.5], два дополнительных показателя невязки $|\bar{\varepsilon}(j)|$, $|\overline{\varepsilon}(j)|$, при этом для простоты изложения без потери общности примем, что невязка является скалярной:

– показатель модуля среднего арифметического значения невязки $|\bar{\varepsilon}(j)|$:

$$|\bar{\varepsilon}(j)| = \left| \sum_{i=0}^{n-1} \varepsilon(j-i) \right| / n; \quad (8.9)$$

– показатель среднего арифметического модуля значения невязки $|\overline{\varepsilon}(j)|$:

$$|\overline{\varepsilon}(j)| = \sum_{i=0}^{n-1} |\varepsilon(j-i)| / n. \quad (8.10)$$

С учетом принятых дополнительных показателей невязки и полагая для простоты изложения, что $Q_x = [\sigma_x^2]$ и $R(j) = [\sigma_z^2]$ введем по аналогии с [8.5] критерий идентификации текущей ситуации:

$$\Psi(j) \equiv \begin{cases} 0 & \text{при } |\varepsilon(j)| < \sigma_z, \\ 1 & \text{при } |\varepsilon(j)| \geq \sigma_z, \quad |\overline{\varepsilon}(j)| = |\bar{\varepsilon}(j)|, \\ 2 & \text{при } |\varepsilon(j)| \geq \sigma_z, \quad |\overline{\varepsilon}(j)| > |\bar{\varepsilon}(j)|, \end{cases} \quad (8.11)$$

где приняты следующие обозначения:

0 – ситуация, когда невязка содержит только допустимую флуктуационную ошибку, адаптация фильтра не требуется;

1 – ситуация, когда невязка содержит динамическую ошибку, требуется адаптация фильтра;

2 – ситуация, когда невязка содержит недопустимую флуктуационную ошибку, требуется адаптация фильтра.

При задании показателей (8.9) и (8.10) важным вопросом является выбор числа измерений (n), используемых при нахождении средних арифметических значений. Число измерений будет определять такие показатели качества функционирования алгоритма адаптации, как вероятность ложного обнаружения изменения модели процесса ($P_{\text{лт}}$), вероятность правильного обнаружения изменения модели процесса ($P_{\text{пр.обн}}$), число измерений, выполненных после изменения модели процесса, необходимых для его обнаружения (m). Таким образом, для выбора значения (n) желательно иметь зависимость вида $n = f(P_{\text{лт}}, P_{\text{пр.обн}}, m)$, позволяющую по заданным требованиям к $P_{\text{лт}}$, $P_{\text{пр.обн}}$, m произвести его обоснование. Нахождение подобной зависимости в аналитическом виде является довольно трудной задачей. По этой причине целесообразно проведение имитационного моделирования, позволяющего получить графики зависимостей $P_{\text{лт}} = f(n)$, $P_{\text{пр.обн}} = f(m) \Big|_{n=\text{const}}$. В статье [8.6] проведено имитационное моделирование на примере обнаружения изменения модели, обусловленной маневрированием динамического объекта, например, самолета гражданской авиации, заходящего на посадку в нештатной ситуации. Результаты такого моделирования для частных случаев, характеризующихся конкретными значениями среднеквадратического отклонения (σ_R) ошибок измерений и ускорений маневра (a), представлены на рис. 8.1–8.3.

Комплексный анализ полученных зависимостей позволяет проинформировать обоснованный выбор значения (n) на основе применения следующего критерия пригодности:

$$K(n) = \begin{cases} \langle n - \text{пригодно} \rangle & \text{при } P_{\text{лт}} \leq P_{\text{лт.треб}}, P_{\text{пр.обн}} \geq P_{\text{пр.обн.треб}}, m \leq m_{\text{треб}}, \\ \langle n - \text{не пригодна} \rangle & \text{при } P_{\text{лт}} > P_{\text{лт.треб}}, P_{\text{пр.обн}} < P_{\text{пр.обн.треб}}, m > m_{\text{треб}}. \end{cases} \quad (8.12)$$

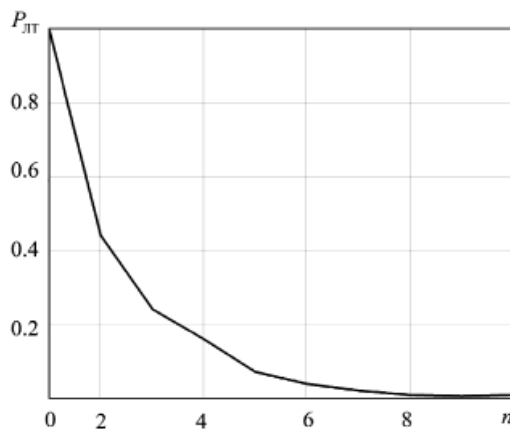


Рис. 8.1. Зависимость вероятности ложной тревоги от числа измерений, используемых для нахождения показателей (8.9), (8.10)

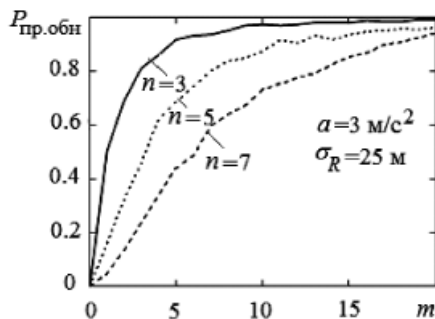


Рис. 8.2. Зависимость вероятности правильного обнаружения маневра от числа выполненных после начала маневра измерений (m) при ускорении $a = 3 \text{ м/с}^2$

Так, например, если конкретизировать критерий (8.12) в следующем виде:

$$K(n) = \begin{cases} \text{«}n\text{—пригодно»} & \text{при } P_{\text{лг}} \leq 0,1, P_{\text{пр.обн}} \geq 0,8, m \leq 10, \\ \text{«}n\text{— не пригоден»} & \text{при } P_{\text{лг}} > 0,1, P_{\text{пр.обн}} < 0,8, m > 10, \end{cases}$$

то для ускорений от 6 м/с^2 и выше пригодными, как следует из анализа рис. 8.1 и 8.3, будут $n \geq 5$.

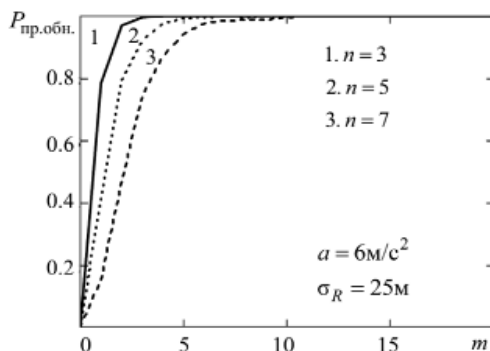


Рис. 8.3. Зависимость вероятности правильного обнаружения маневра от числа выполненных после начала маневра измерений (m) при ускорении $a = 6 \text{ м/с}^2$

Следует отметить, что при больших (n) и значительных ускорениях возможно снижение устойчивости фильтра, обусловленное увеличением времени обнаружения маневра, однако, как показали результаты моделирования, при ускорениях движения до 6 м/с^2 и $n \leq 7$ такого эффекта не наблюдалось.

Далее предположим, что информационный процесс (8.1) характеризует траекторию движения объекта в декартовой системе координат. Алгоритм адаптации в зависимости от принятого по критерию (8.12) решения о текущей ситуации должен соответствующим образом изменить значения элементов матрицы интенсивностей формирующих шумов $Q(j)$. Учитывая, что матрица $Q(j)$ в случае фильтрации декартовых координат объекта является диагональной, а её элементами являются дисперсии ускорений по соответствующим координатам $Q(j) = \text{diag}[\sigma_x^2, \sigma_y^2, \sigma_z^2]$, то можно говорить об адаптации именно дисперсий ускорений.

В дальнейшем для простоты изложения материала без потери общности рассмотрим случай фильтрации по одной координате, например x , когда справедливо $Q(j) = \sigma_x^2(j)$.

Таким образом, для обеспечения адаптации фильтра к маневру объекта необходимо синтезировать алгоритм, реализующий с учетом (8.9)–(8.11) зависимость вида

$$\sigma_x^2(j) = f(|\varepsilon(j)|, |\overline{\varepsilon(j)}|, |\overline{\varepsilon(j)}|).$$

Применим для адаптации фильтра Калмана к изменению модели информационного процесса оперативно советующую экспертную систему (ОСЭС), основанную на применении нечеткого логического вывода [8.13, 8.14].

Будем считать, что процесс функционирования фильтра Калмана можно представить в виде кортежа некоторых проблемных ситуаций (ПрС). Любая ПрС описывается ситуационным вектором $sv = [sv_k, k = \overline{1, K}]^T$, каждая координата которого sv_k является лингвистической переменной с заданным множеством термов $\{SV_k^l, l = \overline{1, m_k}\}$.

Полагаем, что для некоторых конкретных реализаций ситуационного вектора sv^* имеются прецеденты успешного решения текущей ПрС, характеризующиеся некоторым прецедентным вектором $pv = \{pv_m, m = \overline{1, m_{pv}}\}$, каждая координата которого pv_m является лингвистической переменной с заданным множеством термов $\{PV_m^p, p = \overline{1, n_m}\}$.

Пусть некоторая ПрС, возникающая при динамической фильтрации измерений, описывается ситуационным вектором $sv = [sv_k, k = \overline{1, 2}]^T$ с элементами: sv_1 – «тип ошибки фильтрации»; sv_2 – «значение модуля относительной ошибки $|\varepsilon_{\text{отн}}(j)|$ », при этом $|\varepsilon_{\text{отн}}(j)|$ определяется формулой

$$|\varepsilon_{\text{отн}}(j)| = |\varepsilon(j)| / \sigma_{\text{доп}}, \quad (8.13)$$

где $|\varepsilon(j)|$ определяется формулой (8.8); $\sigma_{\text{доп}}$ – некоторое допустимое значение среднеквадратического отклонения ошибки $\varepsilon(j)$.

Пусть указанные переменные описываются следующими термножествами:

$$SV_1 = \left\{ \begin{array}{l} \text{«допустимая ошибка (ДО)»,} \\ \text{«недопустимая динамическая ошибка (знакопостоянная) (НДО)»,} \\ \text{«недопустимая случайная ошибка (знакопеременная) (НСО)»} \end{array} \right\} = \\ = \{SV_1^l, l = \overline{1, 3}\}; \\ SV_2 = \left\{ \begin{array}{l} \text{«малая ошибка (МО)»,} \\ \text{«предельная ошибка (ПО)»,} \\ \text{«большая ошибка (БО)»} \end{array} \right\} = \{SV_2^l, l = \overline{1, 3}\}.$$

Полагаем, что лингвистическая переменная sv_1 задана на унифицированном универсальном множестве $E = \{0, 1, 2\}$, лингвистическая переменная sv_2 — на универсуме $E = [0, |\varepsilon_{\text{отн. max}}|]$, а их термы описываются функциями принадлежности $\mu_{SV_k} \in \{\mu_{SV_k}, l = \overline{1, m_k}\}$.

Пусть термы лингвистической переменной sv_1 описываются функциями принадлежности типа синглетон:

$$SV_1^1 : \mu_{SV_1^1} = \delta(x, \bar{x}_1^1) = \begin{cases} 1, \text{ если } x = \bar{x}_1^1 = 0 - \text{ситуация: допустимая ошибка (ДО);} \\ 0, \text{ если } x \neq \bar{x}_1^1; \end{cases}$$

$$SV_1^2 : \mu_{SV_1^2} = \delta(x, \bar{x}_1^2) = \begin{cases} 1, \text{ если } x = \bar{x}_1^2 = 1 - \text{ситуация: недопустимая} \\ \text{динамическая ошибка (НДО);} \\ 0, \text{ если } x \neq \bar{x}_1^2; \end{cases}$$

$$SV_1^3 : \mu_{SV_1^3} = \delta(x, \bar{x}_1^3) = \begin{cases} 1, \text{ если } x = \bar{x}_1^3 = 2 - \text{ситуация: недопустимая} \\ \text{случайная ошибка (НСО);} \\ 0, \text{ если } x \neq \bar{x}_1^3. \end{cases}$$

Термы лингвистической переменной sv_2 описываются следующими функциями принадлежности [8.13]:

$$SV_2^1 : \mu_{SV_2^1}(|\varepsilon_{\text{отн}}|) = 1 - \left(1 + \exp(-a_{21}(|\varepsilon_{\text{отн}}| - c_{21}))\right)^{-1}; \quad (8.14)$$

$$SV_2^2 : \mu_{SV_2^2}(|\varepsilon_{\text{отн}}|) = \exp\left(-(|\varepsilon_{\text{отн}}| - c_{22})^2 / a_{22}\right); \quad (8.15)$$

$$SV_2^3 : \mu_{SV_2^3}(|\varepsilon_{\text{отн}}|) = \left(1 + \exp(-a_{23}(|\varepsilon_{\text{отн}}| - c_{23}))\right)^{-1}, \quad (8.16)$$

где $a_{kl}, c_{kl}, k = \overline{1, 2}, l = \overline{1, 3}$ — параметры функций принадлежности.

Учитывая, что управляемым параметром фильтра Калмана, как было сказано ранее, является матрица интенсивностей формирующих шумов $Q(j)$, а в частном скалярном случае — дисперсия формирующего шума $\sigma_x^2(j)$, введем в рассмотрение прецедентный вектор $PV = \{pv_m, m = \overline{1, m_{PV}}\} = \{pv_1\}$, состоящий из одной лингвистической

переменной pv_1 – «относительное значение СКО формирующего шума», четкое значение которой определяется формулой

$$\sigma_{x,отн}(j) = \sigma_x(j) / \sigma_{x,норм}, \quad (8.17)$$

где $\sigma_{x,норм}$ – некоторое нормирующее значение СКО, в общем случае равное начальному значению σ_{x0} , установленному перед запуском фильтра Калмана.

Полагаем, что лингвистическая переменная pv_1 задана на универсуме $E = [0, \sigma_{x,отн,макс}]$, а её термы описываются функциями принадлежности $\mu_{PV_1^p} \in \{\mu_{PV_1^p}, p = \overline{1, n_m}\}$.

Пусть pv_1 характеризуется следующим терм-множеством:

$$PV_1 = \left\{ \begin{array}{l} \text{«исходное относительное СКО (ИОСКО)»}, \\ \text{«малое относительное СКО (МОСКО)»}, \\ \text{«среднее относительное СКО (СРОСКО)»}, \\ \text{«большое относительное СКО (БОСКО)»} \end{array} \right\} = \{PV_1^p, p = \overline{1, 4}\}.$$

Зададим термы множества PV_1 следующими функциями принадлежности:

$$PV_1^1 : \mu_{PV_1^1} = \delta(x, \bar{x}_1^1) = \begin{cases} 1, & \text{если } x = \bar{x}_1^1 = \sigma_{x0,отн}; \\ 0, & \text{если } x \neq \bar{x}_1^1; \end{cases}$$

$$PV_1^2 : \mu_{PV_1^2}(\sigma_{x,отн}) = 1 - (1 + \exp(-b_{12}(\sigma_{x,отн} - d_{12})))^{-1}; \quad (8.18)$$

$$PV_1^3 : \mu_{PV_1^3}(\sigma_{x,отн}) = \exp(-(\sigma_{x,отн} - d_{13})^2 / b_{13}); \quad (8.19)$$

$$PV_1^4 : \mu_{PV_1^4}(\sigma_{x,отн}) = (1 + \exp(-b_{14}(\sigma_{x,отн} - d_{14})))^{-1}, \quad (8.20)$$

где $b_{1p}, d_{1p}, p = \overline{2, 4}$ – параметры функций принадлежности.

С учетом введенных ранее ситуационного и прецедентного векторов, система правил, описывающих механизм решения текущей ПрС, возникающей в процессе функционирования фильтра Калмана, будет иметь вид, представленный в табл. 8.1. В данной таблице каждая строка соответствует продукционному правилу нечеткого логического вывода, которое, например, для строки с номером 2 имеет вид

$$r = 2: \text{ если } (sv_1 = \text{НДО}(\mu_{SV_1^2})) \text{ и } (sv_2 = \text{МО}(\mu_{SV_2^1})), \text{ то } (pv_1 = \text{МОСКО}(\mu_{PV_1^1})).$$

Используя «минимаксное» правило Мамдани-Заде [8.13] выражение для расчета итоговой функции принадлежности $\mu_{pv_1\Sigma}$ выходной лингвистической переменной pv_1 будет иметь вид:

$$\mu_{pv_1\Sigma}(sv_1^*, sv_2^*) = \max_r \min_{pv_1} \left(\min_k (\mu_{sv_k}^*(r)), \mu_{pv_1}(r) \right), \quad (8.21)$$

где $\mu_{sv_k}(r) \in \{\mu_{sv_k^l}, l = \overline{1, m_k}\}$; $\mu_{pv_1}(r) \in \{\mu_{pv_1^p}, p = \overline{1, n_m}\}$ – функции принадлежности соответственно лингвистических переменных sv_k и pv_1 , входящая в состав продукционного правила с номером r , sv_1^*, sv_2^* – четкие значения входных переменных, $\mu_{sv_k}^*(r) = \mu_{sv_k}(r)(sv_k^*)$.

Таблица 8.1

Система правил для выбора прецедента в ОСЭС

Номер правила (r)	Элементы ситуационного вектора (входные лингвистические переменные)		Имеющийся прецедент решения ПрС (выходная лингвистическая переменная)
	sv_1	sv_2	pv_1
1	ДО($\mu_{sv_1^1}$)	—	ИОСКО($\mu_{pv_1^1}$)
2	НДО($\mu_{sv_1^2}$)	МО($\mu_{sv_2^1}$)	МОСКО($\mu_{pv_1^2}$)
3	НДО($\mu_{sv_1^2}$)	ПО($\mu_{sv_2^2}$)	СРОСКО($\mu_{pv_1^3}$)
4	НДО($\mu_{sv_1^2}$)	БО($\mu_{sv_2^3}$)	БОСКО($\mu_{pv_1^4}$)
5	НСО($\mu_{sv_1^3}$)	—	МОСКО($\mu_{pv_1^2}$)

где $\mu_{sv_k}(r) \in \{\mu_{sv_k^l}, l = \overline{1, m_k}\}$; $\mu_{pv_1}(r) \in \{\mu_{pv_1^p}, p = \overline{1, n_m}\}$ – функции принадлежности соответственно лингвистических переменных sv_k и pv_1 , входящая в состав продукционного правила с номером r , sv_1^*, sv_2^* – четкие значения входных переменных, $\mu_{sv_k}^*(r) = \mu_{sv_k}(r)(sv_k^*)$.

Для нахождения четкого значения pv_1^* выходной переменной используем метод «центра тяжести», при котором в общем случае справедливо выражение [8.13]

$$pv_{1\Sigma}^* = \frac{\int_{pv_{1(\min)}^*}^{pv_{1(\max)}^*} pv_1^* \mu_{pv_{1\Sigma}}(pv_1^*) dpv_1^*}{\int_{pv_{1(\min)}^*}^{pv_{1(\max)}^*} \mu_{pv_{1\Sigma}}(pv_1^*) dpv_1^*}, \quad (8.22)$$

где $pv_{1\Sigma}^*$ — абсцисса центра тяжести фигуры, образованной графиком итоговой функции принадлежности $\mu_{pv_{1\Sigma}}$ и осями координат, при изменении переменной pv_1^* от $pv_{1(\min)}^*$ до $pv_{1(\max)}^*$.

Переходя к численному интегрированию по методу трапеций с шагом дискретизации Δpv_1^* по аналогии с [8.13] запишем выражение (8.22) в виде

$$pv_{1\Sigma}^* = \frac{\frac{pv_{1(\min)}^* \mu_{pv_{1\Sigma}}(pv_{1(\min)}^*)}{2} + \sum_{i=1}^M \frac{pv_{1(i)}^* \mu_{pv_{1\Sigma}}(pv_{1(i)}^*)}{2} + \frac{pv_{1(\max)}^* \mu_{pv_{1\Sigma}}(pv_{1(\max)}^*)}{2}}{\frac{\mu_{pv_{1\Sigma}}(pv_{1(\min)}^*)}{2} + \sum_{i=1}^M \frac{\mu_{pv_{1\Sigma}}(pv_{1(i)}^*)}{2} + \frac{\mu_{pv_{1\Sigma}}(pv_{1(\max)}^*)}{2}}, \quad (8.23)$$

где

$$M = \frac{pv_{1(\max)}^* - pv_{1(\min)}^*}{\Delta pv_1^*}.$$

Структура адаптивного фильтра Калмана с нечеткой ОСЭС представлена на рис. 8.4.

Формирователь начальных условий (ФНУ) на основе первых двух измерений наблюдаемого процесса $\{Z(0), Z(1)\}$ и априорной информации о виде матриц интенсивностей формирующего шума и шума наблюдения $Q(0)$ и $R(0)$ соответственно, вычисляет начальные условия для запуска фильтра Калмана $\hat{X}(1)$, $K(1)$. Фильтр Калмана (ФК) на каждом шаге работы формирует невязку $\varepsilon(j)$ вида (8.8). Вычислитель дополнительных показателей невязки (ВДПН) на основе полученного значения $\varepsilon(j)$ вычисляет $|\varepsilon(j)|$, $|\bar{\varepsilon}(j)|$, $|\overline{\varepsilon}(j)|$ с использованием формул (8.9), (8.10). Формирователь ситуационного вектора (ФСВ) определяет четкие значения элементов ситуационного вектора $sv^*(j)$: sv_1^* — с использованием критерия (8.11), sv_2^* — с использованием выражения (8.13). Оперативно советующая экспертная система (ОСЭС) на основе входного ситуационного вектора $sv^*(j)$ определяет четкое значение выходного прецедентного вектора $pv^*(j+1)$, которое

в частном скалярном случае представляет собой относительное значение СКО формирующего шума $\sigma_{x,отн}(j+1)$. Преобразователь СКО (ПрСКО) пересчитывает относительное значение СКО $\sigma_{x,отн}(j+1)$ в абсолютное значение $\sigma_x(j+1) = \sigma_{x,отн}(j+1)\sigma_{x,норм}$, которое используется в ФК на $j+1$ шаге.

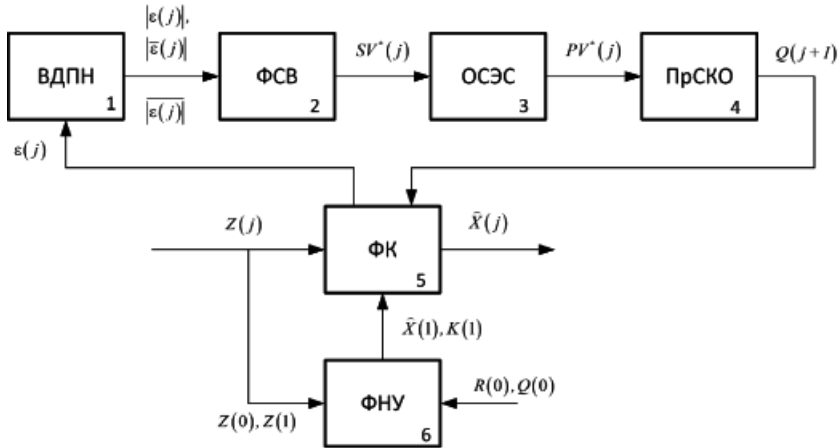


Рис. 8.4. Структура адаптивного фильтра Калмана

Структура ОСЭС, входящей в адаптивный фильтр Калмана, представлена на рис. 8.5.

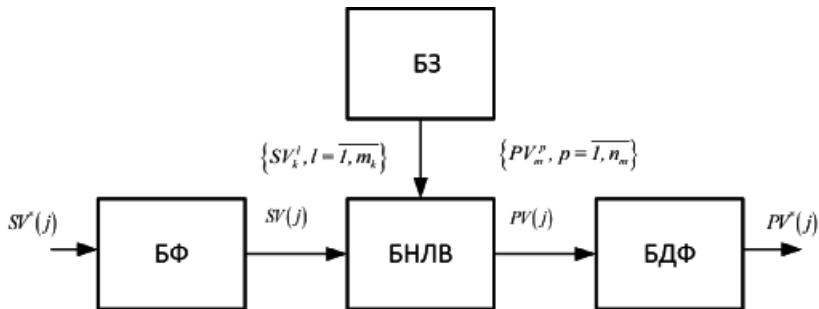


Рис. 8.5. Структура оперативно советующей экспертной системы

Таблица 8.2

Алгоритм функционирования ОСЭС

Но- мер прави- ла (r)	БФ		БНЛВ			БДФ
	фаззи- фикация					
	sv_1^*	sv_2^*	агрегирование	активация	компо- зиция	дефаззи- фикация
1	$\mu_{sv_1^1}^*$	—	$\alpha_1 = \min(\mu_{sv_1^1}^*)$	$\min(\alpha_1, \mu_{pv_1^1})$	Вычис- ление $\mu_{pv_{1\Sigma}}$ по формуле (8.22)	Вычисле- ние $pv_{1\Sigma}^*$ по форму- ле (8.23)
2	$\mu_{sv_1^2}^*$	$\mu_{sv_2^1}^*$	$\alpha_2 = \min(\mu_{sv_1^2}^*, \mu_{sv_2^1}^*)$	$\min(\alpha_2, \mu_{pv_1^2})$		
3	$\mu_{sv_1^2}^*$	$\mu_{sv_2^2}^*$	$\alpha_3 = \min(\mu_{sv_1^2}^*, \mu_{sv_2^2}^*)$	$\min(\alpha_3, \mu_{pv_1^3})$		
4	$\mu_{sv_1^2}^*$	$\mu_{sv_2^3}^*$	$\alpha_4 = \min(\mu_{sv_1^2}^*, \mu_{sv_2^3}^*)$	$\min(\alpha_4, \mu_{pv_1^4})$		
5	$\mu_{sv_1^3}^*$	—	$\alpha_5 = \min(\mu_{sv_1^3}^*)$	$\min(\alpha_5, \mu_{pv_1^5})$		

Система функционирует следующим образом: конкретные значения элементов ситуационного вектора $sv^*(j)$, соответствующего наблюдаемой ПрС, поступают в блок фаззификации (БФ), где преобразуются в нечеткие множества, полученные данные являются входными для блока нечеткого логического вывода (БНЛВ), реализующего «минимаксный» алгоритм нечеткого вывода Мамдани вида (8.21), при этом используется информация из базы знаний (БЗ), представленной в виде табл. 8.1, и содержащей нечеткие продукционные правила, а также вид и параметры функций принадлежности. В блоке дефаззификации (БДФ) на основе сформированной в БНЛВ итоговой функции принадлежности $\mu_{pv_{1\Sigma}}$ находится четкое значение выходной переменной $pv^*(j+1)$ с использованием выражения (8.23), реализующего метод «центра тяжести». Алгоритм функционирования ОСЭС в формализованном виде представлен в виде табл. 8.2.

Таким образом, ОСЭС обеспечивает адаптацию фильтра Калмана к изменению модели информационного процесса (8.1), которая может характеризоваться различными значениями вектора интенсивностей изменения процесса, например, различными ускорениями объекта по соответствующей координате.

8.4. Математическое моделирование и анализ его результатов

Пусть модель (8.1) характеризует движение аэродинамической цели. Пусть вектор параметров включает в себя координату (r) и скорость изменения координаты (v): $X(j) = [x_1(j), x_2(j)]^T = [r(j), v(j)]^T$. Уравнение измерений (8.2) соответствует, например, дальномерному каналу трехкоординатной аэродромной РЛС.

Функциональные матрицы в (8.1) и (8.2) имеют вид:

$$\Phi = \begin{bmatrix} 1 & \tau \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \Gamma = \begin{bmatrix} \tau^2/2 \\ \tau \end{bmatrix}; \quad H = [1, 0],$$

где $\tau = t_{j+1} - t_j - 1c$, $j = \overline{0, 600}$.

Векторы формирующего шума $N_x(j) = [n_x]$ и шума наблюдения $N_z(j) = [n_z]$ характеризуются заданными ковариационными матрицами, соответственно, $Q_x = [\sigma_x^2]$, $\sigma_x = 1$ м/с², $R(j) = [\sigma_z^2]$, $\sigma_z = 25$ м, вектор измерений имеет вид $Z(j) = [z_1(j)]$, вектор интенсивности маневра имеет вид $A_x(j) = [a_x(j)]$ ($a_x(j) \in [0, 3g]$, $g = 9,8$ м/с²).

Реальная траектория движения объекта на интервале времени $[0, 600]c$ задана следующей моделью:

$$X(j+1) = \begin{cases} \Phi X(j) + \Gamma n_x(j), & 0 \leq j < 200, \\ \Phi X(j) + \Gamma (2g + n_x(j)), & 200 \leq j < 400, \\ \Phi X(j) + \Gamma n_x(j), & 400 \leq j < 600, \end{cases}$$

где $X(0) = [10^5 \text{ м}, 83 \text{ м/с}]^T$.

Для оценки качества фильтра на основе разработанного алгоритма адаптации (8.21), (8.23) был проведен его сравнительный анализ с классическим фильтром без адаптации вида (8.3)–(8.7) и с фильтром, адаптируемым на основе процедуры, представленной в работе [8.5]:

$$\sigma_x^2(j) = \begin{cases} \sigma_x^2(j-1) & \text{при } |\varepsilon(j)| < \sigma_z, \\ 1,25 \sigma_x^2(j-1) & \text{при } |\varepsilon(j)| \geq \sigma_z, \quad \overline{|\varepsilon(j)|} = |\overline{\varepsilon}(j)|, \\ \sigma_x^2(j-1)/1,25 & \text{при } |\varepsilon(j)| \geq \sigma_z, \quad \overline{|\varepsilon(j)|} > |\overline{\varepsilon}(j)|. \end{cases} \quad (8.24)$$

Начальные условия для фильтра задавались следующим образом:

$$\hat{x}_1(2) = Z(2); \quad \hat{x}_2(2) = v(2) = (Z(2) - Z(1))/\tau;$$

$$P(2) = \begin{bmatrix} \sigma_z^2 & 0 \\ 0 & 2\sigma_z^2/\tau^2 \end{bmatrix}.$$

Начальные условия также могут быть определены по аналогии с алгоритмом, приведенным в работе [8.15].

Параметры функций принадлежности (8.14)–(8.16) и (8.18)–(8.20), используемых в ОСЭС, представлены в табл. 8.3, а их вид – на рис. 8.6, 8.7.

Таблица 8.3

Параметры функций принадлежности

i	a_{2i}	c_{2i}	b_{1i}	d_{1i}
1	2	2	—	—
2	3	2	2	2
3	2	4	30	10
4	—	—	2	18

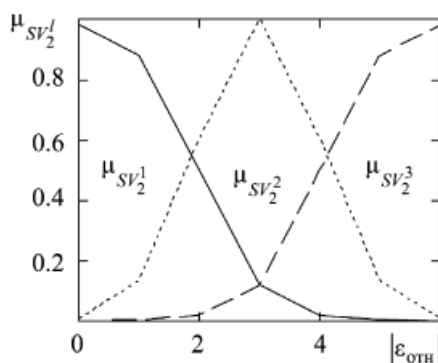


Рис. 8.6. Функции принадлежности входной лингвистической переменной

Результатом работы алгоритмов адаптации (8.22)–(8.24) в конечном итоге является изменение коэффициента усиления фильтра, приводящее к изменению его реакции на вновь поступившие

измерения. На рис. 8.8, 8.9 представлены графики зависимости коэффициентов усиления фильтра для различных алгоритмов адаптации.

Анализ приведенных рисунков показывает, что разработанный алгоритм адаптации (см. рис. 8.9) обеспечивает более оперативное изменение коэффициентов усиления фильтра при маневре объекта, по сравнению с алгоритмом (8.24) (см. рис. 8.8), что, в свою очередь, уменьшает ошибку фильтрации в переходном режиме.

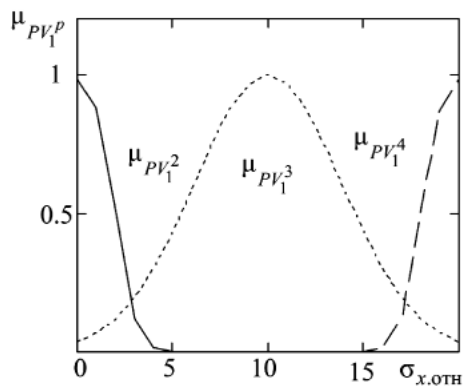


Рис. 8.7. Функции принадлежности выходной лингвистической переменной

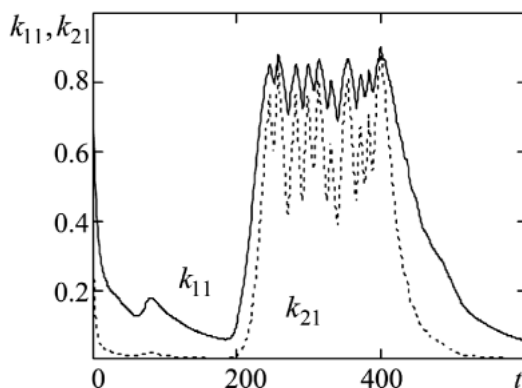


Рис. 8.8. Изменение коэффициентов усиления фильтра с алгоритмом адаптации (8.24)

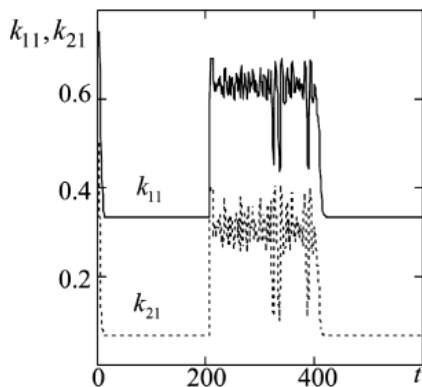


Рис. 8.9. Изменение коэффициентов усиления фильтра с алгоритмом адаптации на основе ОСЭС (8.22), (8.23)

Для оценки качества фильтрации введем показатель среднеквадратической ошибки $\rho(\hat{x}_1, x)$ вида

$$\rho(\hat{x}_1, x) = \sqrt{\frac{1}{N-3} \sum_{j=2}^N (\hat{x}_1(j) - x(j))^2}, \quad (8.25)$$

где $\hat{x}_1(j)$ — оценка координаты (8.1), полученная на основе фильтра Калмана (8.3)–(8.7); $x(j)$ — действительная траектория, полученная на основе модели (8.1). В результате моделирования получены следующие значения показателя (8.25):

$$\rho(\hat{x}_1^{(1)}, x_1) = \rho(\hat{r}^{(1)}, r) = 367,3;$$

$$\rho(\hat{x}_1^{(2)}, x_1) = \rho(\hat{r}^{(2)}, r) = 68,3;$$

$$\rho(\hat{x}_1^{(3)}, x_1) = \rho(\hat{r}^{(3)}, r) = 36,3,$$

где $\hat{x}_1^{(1)}(j) = \hat{r}^{(1)}(j)$; $\hat{x}_1^{(2)}(j) = \hat{r}^{(2)}(j)$; $\hat{x}_1^{(3)}(j) = \hat{r}^{(3)}(j)$ — оценка координаты, полученная, соответственно, с использованием неадаптивного фильтра, фильтра с адаптацией на основе алгоритма (8.24), фильтра с адаптацией на основе алгоритма (8.22), (8.23).

На рис. 8.10 приведены графики изменения абсолютной погрешности фильтрации для одной реализации при использовании фильтра без адаптации (график 1), фильтра с алгоритмом адаптации (8.24) (график 2), фильтра с алгоритмом адаптации (8.22), (8.23) (график 3).

Анализ данного рисунка позволяет сделать вывод о том, что в условиях маневра объекта значение показателя среднеквадратической ошибки для разработанного алгоритма адаптации фильтра примерно на 47 % меньше значения аналогичного показателя для фильтра с адаптацией на основе алгоритма (8.24).

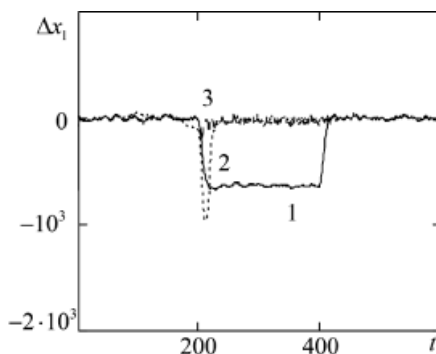


Рис. 2.10. Графики изменения абсолютной погрешности фильтрации для различных алгоритмов адаптации

В то же время следует отметить, что предложенный метод адаптации и соответствующий фильтр характеризуются большим значением флуктуационной ошибки по сравнению с классическим неадаптивным фильтром (в условиях примера на 12 %). Кроме того, результаты моделирования свидетельствуют об эффективности применения разработанного алгоритма адаптации фильтра.

8.5. Выводы

8.5.1. Предложенный метод адаптивной настройки фильтра Калмана с использованием нечеткой экспертной системы в задаче слежения за параметрами динамического информационного процесса позволяет снизить динамическую ошибку фильтрации (в условиях примера на 47 %).

8.5.2. В отсутствии изменения динамики информационного процесса предложенный метод адаптации и соответствующий фильтр характеризуются большим значением флуктуационной ошибки по сравнению с классическим неадаптивным фильтром (в условиях примера на 12 %).

8.5.3. Областью применения разработанного метода может быть информационно-математическое обеспечение радиотехнических систем различного назначения: радиолокации, радионавигации, траекторных измерений.

Литература

8.1. Радиотехнические системы / Под ред. Ю. М. Казаринова. М.: Изд. центр «Академия», 2008. 592 с.

8.2. Зингер Р.А. Оценка характеристик оптимального фильтра для слежения за пилотируемой целью // Зарубежная радиоэлектроника. 1971. № 8. С. 40-57.

8.3. Метод оценки параметров движения управляемого летательного аппарата на основе объединенного принципа максимума с построением опорной траектории / А.А. Костоготов [и др.] // Успехи современной радиоэлектроники. 2012. № 6. С. 61-66.

8.4. Никитина А.А., Грицык П.А. Сопровождение маневрирующей цели // Антенны. 2013. Выпуск 1 (188). С. 25-29.

8.5. Родкин М.М. Адаптивный метод настройки фильтра Калмана // VI Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь». 19–22 ноября 2012, г. Москва, Россия. М: Изд-во ИПЭ им Котельникова РАН, 2012. С. 125-128.

8.6. Елисеев А.В., Музыченко Н.Ю. Метод адаптивной настройки фильтра Калмана в задаче слежения за динамическим объектом с известным ускорением // Радиотехника. 2014. № 8. С. 39-44.

8.7. Перов А.И. Адаптивные алгоритмы сопровождения маневрирующих целей // Радиотехника. 2002. № 7. С. 73-81.

8.8. Бакулев П.А., Сычев М.И., Нгуен Чонг Лыу. Многомодельный алгоритм сопровождения траектории маневрирующей цели по данным обзорной РЛС // Радиотехника. 2004. № 1. С. 26-32.

8.9. Музыченко Н.Ю. Синтез оптимального линейного измерителя при наблюдениях на фоне коррелированных шумов на базе нечетко-логических алгоритмов // Радиотехника и электроника. 2010. Т. 55. № 7. С. 808-811.

8.10. Елисеев А.В., Калашников Р.М., Тюрин Д.А. Алгоритм дискретной фильтрации в условиях динамических помех наблюдения // Автоматизация и современные технологии. 2014. № 5. С. 26-34.

8.11. Елисеев А.В., Крылов А.А., Остапенко А.В. Алгоритмы обработки измерений параметров движения маневрирующего

объекта в условиях неравноточных измерений // Радиотехника. 2014. № 8. С. 29-38.

8.12. Булычев Ю. Г., Елисеев А.В. Проблемы жесткости уравнений приближенной нелинейной фильтрации // Автоматика и телемеханика. 1999. № 1. С. 35-45.

8.13. Гостев В.И. Проектирование нечетких логических регуляторов для систем автоматического управления. СПб.: БХВ-Петербург, 2011. 416 с.

8.14. Елисеев А.В. Идентификация нечеткой модели в задаче синтеза регулятора // Автоматизация и современные технологии. 2005. № 11. С. 3-12.

8.15. Елисеев А.В. Оценивание вектора состояния объекта на основе фильтра с нечеткой логикой // Авиакосмическое приборостроение. 2006. № 4. С. 30-38.

9. МЕТОД ПОСТРОЕНИЯ СИНТЕЗИРУЮЩЕЙ ФУНКЦИИ ОБЪЕДИНЕННОГО ПРИНЦИПА МАКСИМУМА В ЗАДАЧЕ СТРУКТУРНОГО СИНТЕЗА

Костоглотов А.А., Лазаренко С.В.

Аннотация — Использование принципа Гамильтона—Остроградского для решения проблемы синтеза позволяет получить необходимое условие минимума целевого функционала в форме объединенного принципа максимума с точностью до синтезирующей функции. Его применение позволяет определить структуру управления с точностью до синтезирующей функции. Для ее построения предлагается использовать скобки Пуассона. Это позволяет связать структуру синтезирующей функции с кривыми переключения, на которых сохраняет стационарное значение Гамильтониан управляемой системы.

Ключевые слова — объединенный принцип максимума, кривая переключения, синтезирующая функция, структурный синтез, уравнение Лагранжа второго рода.

9. METHOD OF CREATION OF THE SYNTHESIZING FUNCTION OF THE COMBINED-MAXIMUM PRINCIPLE IN THE TASK OF STRUCTURAL SYNTHESIS

Kostoglotov A.A., Lazarenko S.V.

Abstract — An application of Hamilton principle for tasks solving in structural synthesis allows obtaining necessary condition for objective functional as a combined maximum principle accurate to synthesizing function. Thus, it defines control structure accurate to synthesizing function. It is proposed using the Poisson brackets to construct the function for it allows binding synthesizing function structure to switching lines, on which retains control system Hamiltonian retains stationary value.

Keywords — combined maximum principle, switching line, synthesizing function, structural synthesis, Lagrange equation of the second kind.

9.1. Введение

При разработке глобальных информационных систем возникает задача обеспечения высокого качества обработки информации на всех этапах её преобразования. Возникающая при этом проблема структурного синтеза современных нелинейных ин-

формационно-управляющих и измерительных систем является комплексной, поскольку улучшение технических характеристик отдельных элементов приводит к увеличению показателей эффективности в целом [9.1, 9.2].

В настоящее время известно много конструктивных результатов [9.3–9.8], которые объединяет общий объект управления – Лагранжевы динамические системы. Поэтому в [9.9–9.15] в основу процедуры синтеза положен принцип учета естественных особенностей динамической системы в форме интеграла действия. Это в совокупности с аппаратом асинхронного варьирования позволяет получить с точностью до синтезирующей функции новые конструктивные нелинейные законы управления. Таким образом, задача структурного синтеза сводится к построению синтезирующей функции.

Цель работы – разработка метода построения синтезирующей функции.

В соответствии с исходными положениями синтеза развиваемой теории динамика системы удовлетворяет каноническим уравнениям Гамильтона [9.9–9.15]. Поэтому метод построения синтезирующей функции базируется на аксиоме о том, что кривые переключения – первые интегралы движения. Это позволяет связать структуру синтезирующей функции с кривыми переключения, на которых сохраняет стационарное значение Гамильтониан управляемой системы.

Эффективность разработанного метода подтверждается результатами структурного синтеза системы управления электрического двигателя. Актуальность решения такой задачи обусловлена необходимостью построения прецизионных инерциальных систем, где в качестве приводного двигателя гироскопа с газодинамическими опорами может использоваться бесконтактный двигатель постоянного тока с постоянными магнитами.

9.2. Постановка задачи

В соответствии с положениями аналитической механики при движении управляемой системы выполняется равенство нулю элементарного значения [9.9]

$$\delta'S = \int_{t_0}^{t_1} (\delta T + \delta A) dt = 0, \quad (9.1)$$

интеграла действия

$$S = \int_{t_0}^{t_1} (T + A) dt, \quad (9.2)$$

где t_0, t_1 — время начала и окончания управляемого процесса; n — число степеней свободы. Кинетическая энергия для динамической системы со стационарными связями [9.9]

$$T_2 = \frac{1}{2} \sum_{s=1}^n \sum_{k=1}^n a_{sk} \dot{q}_s \dot{q}_k, \quad s = \overline{1, n}, \quad k = \overline{1, n}, \quad (9.3)$$

где q_s, \dot{q}_s — обобщенные координаты и скорости; a_{sk} — элементы матрицы квадратичной формы. Работа обобщенных сил на наблюдаемой траектории определяется выражением:

$$A = \int_{q_s(t_0)}^{q_s(t_1)} \sum_{s=1}^n (U_s - \partial\Phi/\partial\dot{q}_s - \partial\Pi/\partial q_s) dq_s, \quad (9.4)$$

где U_s — управляющие обобщенные силы; $\partial\Phi/\partial\dot{q}_s$ — диссипативные обобщенные силы $\partial\Pi/\partial q_s$ — потенциальные обобщенные силы. Тогда формализм Лагранжа позволяет получить уравнения движения в следующей форме [9.9, 9.10]:

$$\ddot{q}_s = \sum_{l=1}^n a_{ls}^{-1} (U_l - \partial\Phi/\partial\dot{q}_l - \partial\Pi/\partial q_l) - \sum_{k=1}^n \sum_{m=1}^n \left\{ \begin{matrix} s \\ k \quad m \end{matrix} \right\} \dot{q}_k \dot{q}_m = U_s + F_s = Q_s;$$

$$q_s(t_0) = q_{s0};$$

$$\dot{q}_s(t_0) = \dot{q}_{s0}, \quad m = \overline{1, n}, \quad l = \overline{1, n}, \quad (9.5)$$

где $\left\{ \begin{matrix} s \\ k \quad m \end{matrix} \right\}$ — символы Кристоффеля второго рода; F_s — обобщенные силы с известной структурой; Q_s — равнодействующая обобщенных сил.

Формальное отнесение части энергии к работе неизвестных управляющих обобщенных сил U_s позволяет ввести определенно положительную форму квадратичных скоростей, которая трактуется как кинетическая энергия системы (9.5) [9.9]:

$$T = 0,5 \sum_{s=1}^n \dot{q}_s^2, \quad s = \overline{1, n}. \quad (9.6)$$

Выбран целевой функционал

$$J = 0,5 \int_{t_0}^{t_1} \sum_{s=1}^n \Delta_s^2 dt = 0,5 \int_{t_0}^{t_1} \sum_{s=1}^n (y_s - q_s)^2 dt, \quad (9.7)$$

где $y_s \in R$ — желаемый закон изменения состояния.

Поставим задачу синтеза закона управления для динамической системы (9.5) — найти зависимости управляющих обобщенных сил $U_s \in \bar{G}_U$ от фазовых обобщенных координат $(q_s, \dot{q}_s) \in R^2$ при условии минимума целевого функционала (9.7).

9.3. Синтез закона управления

Решение поставленной в п. 9.2 задачи требует отыскания условия минимума расширенного целевого функционала [9.5, 9.6]:

$$J_1 = \int_{t_0}^{t_1} \left(0,5 \sum_{s=1}^n \Delta_s^2 + \lambda (y_s - q_s) \right) dt, \quad (9.8)$$

где λ — неопределенный множитель Лагранжа.

Решение задачи дает, как показано в работах [9.11–9.13, 9.15], теорема объединенного принципа максимума, утверждающая, что для того, чтобы управляющая обобщенная сила $U_s \in \bar{G}_U$ и соответствующая ей траектория $(q_s, \dot{q}_s) \in R^2$ доставляли минимум расширенному функционалу (9.8) при ограничении (9.1) необходимо выполнение условия максимума для функции обобщенной мощности Φ переменных $(q_s, \dot{q}_s) \in R^2$

$$\Phi = \max_{|U_s| \leq U_s^0} \lambda \sum_{s=1}^n (U_s - \Delta_s) \dot{q}_s, \quad \lambda > 0, \quad (9.9)$$

на концах траектории при $t = t_0$ и $t = t_1$ выполняется условие трансверсальности на эллипсоиде поверхности переключения, записанное с помощью функции Гамильтона [9.9]:

$$H = \lambda(T + A) + 0,5 \sum_{s=1}^n \Delta_s^2 = 0. \quad (9.10)$$

Управляющие обобщенные силы, доставляющие минимум целевому функционалу (9.8), определяются в соответствии с (9.9) выражением [9.10, 9.13]:

$$U_s = \lambda^{-1} (\mu_s \dot{q}_s + \Delta_s). \quad (9.11)$$

откуда из (9.5) с точностью до синтезирующей функции μ_s в разреженной относительно старшей производной форме имеем:

$$\begin{aligned}\ddot{q}_s &= Q_s = \lambda^{-1} (\mu_s \dot{q}_s + \Delta_s) + F_s; \\ q_s(t_0) &= q_{s0}; \\ \dot{q}_s(t_0) &= \dot{q}_{s0}.\end{aligned}\tag{9.12}$$

9.4. Метод построения синтезирующей функции

В работах [9.9–9.14] доказано, что синтезирующая функция знакоотрицательна. Согласно (9.12) она определяет форму линий переключения, проходящих через терминальную точку:

$$U_{0s} = \mu_s \dot{q}_s + \Delta_s = 0.\tag{9.13}$$

Поскольку любое движение управляемой динамической системы удовлетворяет принципу Гамильтона — Остроградского, то для любого перемещения уравнение (9.14) должно быть первым интегралом движения, который определяет соответствующие канонические уравнения Гамильтона. Тогда в соответствии с работой [9.9]

$$[U_{0s}, H_0] = \frac{\partial H_0}{\partial q_s} \frac{\partial U_{0s}}{\partial p_s} - \frac{\partial H_0}{\partial p_s} \frac{\partial U_{0s}}{\partial q_s} = 0,\tag{9.14}$$

где p_s — обобщенные импульсы, а $[\cdot]$ — скобки Пуассона.

Далее учтём, что на поверхности переключения работа не производится, т.е. $A = 0$. В результате для фиксированного момента времени Гамильтониан примет следующую форму:

$$H_0 = \lambda T + 0,5 \sum_{s=1}^n \Delta_s^2 = \text{const}.\tag{9.15}$$

Проведем необходимые преобразования:

$$\frac{\partial H_0}{\partial q_s} = -\Delta_s; \quad \frac{\partial H_0}{\partial p_s} = \lambda \dot{q}_s; \quad \frac{\partial U_{0s}}{\partial q_s} = -1; \quad \frac{\partial U_{0s}}{\partial p_s} = \mu_s.\tag{9.16}$$

В результате выражение (9.14) принимает вид:

$$\lambda \dot{q}_s = \mu_s \Delta_s,\tag{9.17}$$

откуда с учетом (9.14) и знака синтезирующей функции [9.9–9.14] справедливо:

$$\lambda \left| \dot{q}_s \right| \dot{q}_s = \Delta_s \left| \Delta_s \right|, \quad (9.18)$$

а значит

$$-\sqrt{\lambda} \dot{q}_s + \Delta_s = 0. \quad (9.19)$$

Таким образом, на линии переключения величина скорости ограничена кинематическими неголономными связями. При искажении таких связей согласно принципу освобождаемости возникает необходимость введения сил реакции связей [9.9]

$$R_s = l_s \varepsilon_s = -\sqrt{\lambda} \varepsilon_s, \quad (9.20)$$

где ε_s — множители неголономных связей. Их элементарная работа на виртуальных перемещениях имеет вид:

$$\delta' E = \sum_{s=1}^n R_s \delta q_s. \quad (9.21)$$

Виртуальные перемещения на линии переключения, как показано в работе [9.9], совпадают с истинными, поэтому $\delta' E = dE$. Учет этих сил осуществляется путем включения их в интеграл действия. Вследствие этого расширенный функционал (9.9) принимает вид:

$$J' = \int_{t_0}^{t_1} \left(0,5 \sum_{s=1}^n \Delta_s^2 + E + \lambda(T + A) \right) dt = \int_{t_0}^{t_1} H'(q, p) dt, \quad (9.22)$$

откуда условия стационарности Гамильтониана изменяются:

$$H'_0 = \lambda T + 0,5 \sum_{s=1}^n \Delta_s^2 + E = \text{const}. \quad (9.23)$$

Соответственно

$$\begin{aligned} \frac{\partial H'_0}{\partial q_s} &= -\Delta_s + l_s \varepsilon_s; \\ \frac{\partial H'_0}{\partial p_s} &= \lambda \dot{q}_s. \end{aligned} \quad (9.24)$$

Тогда

$$-\mu_s \left(\Delta_s + \sqrt{\lambda} \varepsilon_s \right) = \lambda \dot{q}_s. \quad (9.25)$$

Окончательно для синтезирующей функции имеем:

$$\mu_s = -\lambda |\dot{q}_s| / \left| \Delta_s + \sqrt{\lambda} \varepsilon_s \right|. \quad (9.26)$$

Закон управления принимает вид

$$U_s = \lambda^{-1} \left(\Delta_s - \lambda |\dot{q}_s| q_s / \left(\left| \Delta_s \right| + \sqrt{\lambda} \varepsilon_s \right) \right), \quad \varepsilon_s \geq 0. \quad (9.27)$$

9.5. Структурный синтез системы управления электрическим двигателем

Задача управления нелинейными объектами, описание которых возможно моделью математического маятника позволяет наглядно демонстрировать работоспособность различных решений и проводить их сравнительный анализ.

Пусть объект управления задан уравнением Лагранжа второго рода [9.11, 9.16]:

$$\begin{aligned} \dot{q} &= \sin q + U; \\ q(0) &= 2; \\ \dot{q}(0) &= 2, \end{aligned} \quad (9.28)$$

где q — угол поворота; U — управляющий момент.

Модель (9.28) описывает процесс управления бесконтактным двигателем постоянного тока и не учитывает угол рассогласования между магнитными полями ротора и статора, а также зависимость момента сопротивления от скорости вращения ротора [9.17, 9.18].

Требуется найти закон управления при ограничении $\lambda^{-1} |U| \leq 5$, обеспечивающий режим торможения (9.31) при минимуме функционала

$$J = 0,5 \int_0^{t_1} (3e^{-t} - 2e^{-2t} - q)^2 dt \rightarrow \min, \quad (9.29)$$

поскольку отклонение от требуемого движения влияет на срок службы механической части привода.

Тогда

$$\ddot{q} = \sin q - \frac{|\dot{q}| \dot{q}}{|y - q| + \sqrt{\lambda} \varepsilon} + \lambda^{-1} (y - q). \quad (9.30)$$

Использование синтезирующей функции из [9.10] позволяет получить следующий закон управления

$$U = -\frac{|\dot{q}|\dot{q}}{|Lq|} + \lambda^{-1}(y - q), \quad (9.31)$$

где L – константа, которая определяет форму кривой переключения \dot{q} .

Результаты математического моделирования представлены на рис. 9.1.

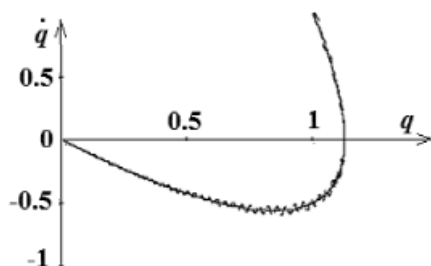


Рис. 9.1. Фазовый портрет для синтезированного закона управления: сплошная линия – при синтезированном законе управления (9.27); штриховая линия – при синтезирующей функции (9.31)

На данном рисунке сплошной линией изображен фазовый портрет для синтезированного закона управления в соответствии с выражением (9.27), а штриховой линией – при использовании предложенной синтезирующей функции (9.31). Анализ данного рисунка показывает, что использование выражения (9.31) приводит к периодическим отклонениям действительной скорости изменения обобщенной координаты от заданной. В то же время решение (9.27) обеспечивает снижение динамической ошибки управления на 37,5 % в сравнении с (9.31).

9.6. Выводы

9.6.1. Основным достоинством разработанного метода структурного синтеза является отсутствие необходимости классической краевой задачи принципа максимума Л.С. Понтрягина.

9.6.2. Результаты вычислительного эксперимента, направленного на синтезирование нового нелинейного закона управления Лагранжевыми динамическими системами, показали более высокую

точность получения управляемого режима по сравнению с классическим методом.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ № 15-08-03798 А, № 15-38-20835 мол_а_вед и № 15-38-51258 мол_нр.

Литература

9.1. Бойчук Л.М. Метод структурного синтеза нелинейных систем автоматического управления. М.: Энергия, 1971. 112 с.

9.2. Флегонтов А.В. Структурный синтез: методы, алгоритмы, модели, компьютерная поддержка // Труды СПИИРАН. 2002. № 1. С. 316–332.

9.3. Зегжда С.А., Товстик П.Е., Юшков М.П. Обобщенный принцип Гамильтона-Остроградского и его применение для гашения колебаний // ДАН. 2012. Т. 447. № 3. С. 1-4.

9.4. Лазаренко С.В. Метод синтеза оптимального управления с использованием принципа Гаусса // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2013. № 12. С. 37-43.

9.5. Медведев В.С., Филимонов Н.А. Энергетический подход в задачах управления манипуляционными роботами // Мехатроника, автоматизация, управление. 2003. № 4. С. 22-27.

9.6. Isidori A. Nonlinear Control Systems. Vol. II. New York: Springer-Verlag, 1999.

9.7. Крутько П.Д., Палош В.Е. Стабилизация состояний равновесия двойного маятника, нагруженного следящей и консервативной силами // Известия Российской академии наук. Теория и системы управления. 2009. № 2. С. 3-17.

9.8. Решмин С.А., Ананьевский И.М. Непрерывное управление механической системой на основе метода декомпозиции // Изв. РАН. Теория и системы управления. 2014. № 4. С. 3-17.

9.9. Лурье А.И. Аналитическая механика. М.: ГИФМЛ, 1961. 824 с.

9.10. Kostoglotov A.A., Kostoglotov A.I., Lazarenko S.V. The Combined-Maximum Principle in Problems of Estimating the Motion Parameters of a Maneuvering Aircraft // Journal of Communications Technology and Electronics. 2009. V. 54. № 4. С. 450-457.

9.11. Синтез оптимального управления на основе объединенного принципа максимума / А.А. Костоглотов [и др.] // Известия высших учебных заведений. Сев.-Кавк. регион. Техн. науки. 2010. № 2. С. 31-37.

9.12. Синтез алгоритма автономного управления математическим маятником на основе объединенного принципа максимума / Д.С. Андрашитов [и др.] // Известия высших учебных заведений. Сев.-Кавк. регион. Техн. науки. 2010. № 3. С. 9-14.

9.13. Костоглотов А.А., Костоглотов А.И., Лазаренко С.В. Объединенный принцип максимума в информационных технологиях анализа и синтеза. Ростов-на-Дону: РАС ЮРГУЭС, 2010. 165 с.

9.14. Костоглотов А.А., Лазаренко С.В. Метод структурно-параметрической идентификации Лагранжевых динамических систем в задачах обработки измерительной информации // Измерительная техника. 2014. № 2. С. 32-36.

9.15. Универсальный метод синтеза оптимальных управлений нелинейными динамическими системами / Д.С. Андрашитов [и др.] // Инженерный вестник Дона. 2014. [Электронный ресурс]: URL: <http://www.ivdon.ru/magazine/archive/n1y2014/2251> (дата обращения: 14.07.2015 г.).

9.16. Колесников А.А. Синергетическая теория управления. М.: Энергоатомиздат, 1994& 343 с.

9.17. Айдинян А.Р., Цветкова О.Л., Молчанов А.А. Методика дискретного управления электродвигателем постоянного тока // Вестник ДГТУ. 2014. Т. 14& № 3 (78). С. 88–95.

9.18. Коновалов А.С., Якимовский Д.О. Управление электроприводами космических аппаратов в особых режимах // Информационно-управляющие системы. 2008. № 6. С. 26–31.

10. АУТСОРСИНГ КАК ИСТОЧНИК ИНФОРМАЦИИ ДЛЯ ФОРМИРОВАНИЯ ТРЕБОВАНИЙ К ПЕРСПЕКТИВНЫМ ОКОНЕЧНЫМ УСТРОЙСТВАМ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ

Балдин О.В., Воржев В.Б.

Аннотация — На основе анализа механизма функционирования авторизованных сервисных центров, являющихся частным случаем аутсорсинговых компаний, показано, что статистически обработанные отчёты сервисных центров о выполненных операциях с использованием кодов дефектов могут быть использованы для формулировки требований к перспективным и модернизируемым оконечным устройствам систем инфокоммуникаций. Приводятся основные соотношения для оценки эффективности функционирования сервисных центров. При этом показано, что вследствие двойственного характера сервисного центра — как коммерческой структуры и социально и юридически значимого объекта — коэффициент эффективности сервисного центра складывается из двух составляющих, описывающих соответственно экономическую и технологическую составляющие.

Ключевые слова — аутсорсинг, авторизованный сервисный центр, эффективность сервисного предприятия, технологическая эффективность, экономическая эффективность.

10. OUTSOURCING AS A PIPELINE IN REQUIREMENT SPECIFICATIONS FOR LONG-RANGE TERMINAL DEVICES IN INFORMATION AND COMMUNICATION SYSTEMS

Baldin O.V., Vorzhev V.B.

Abstract — Based on functioning mechanism analysis of authorized service centers as a particular case of hosted services it is shown that statistically processed performance reports of service centers with defect codes can be used to specify the requirements for long-range and upgraded terminal devices used in information and communication systems. Basic correlations for efficiency estimation of service centers functioning are given. Moreover, it is shown that due to dual character of service center as a business structure and socially and legally significant facility, efficiency factor of service center consists of two components which describe economics and technology.

Keywords — outsourcing, authorized service center, service center efficiency, technology efficiency, economy efficiency.

10.1. Введение

Особенностью современного этапа развития радиотехнических систем в настоящее время, как было показано в разделе 1, является объединение их с компьютерными сетями в инфокоммуникационные системы, образующие глобальную компьютерную сеть. При таком объединении в качестве оконечных устройств могут применяться приёмники, изготавливаемые различными фирмами и по различным технологиям, защищённым коммерческой тайной. В таких условиях формирование требований к разрабатываемым перспективным приёмникам, базирующееся на учёте типовых неполадок, предоставляемых сервисными центрами, различается в зависимости от фирм-производителей. В связи с этим в последнее время большую популярность получили авторизованные сервисные центры, ориентированные на конкретного производителя. При этом для сохранения коммерческой тайны создаются аутсорсинговые компании [10.1–10.8].

По определению, данному в [10.1], «аутсорсинг – перевод внутреннего подразделения (или подразделений) предприятия и всех связанных с ним активов в организацию поставщика услуг, предлагающего оказывать эту услугу в течение определенного времени по оговоренной цене». При этом важной чертой аутсорсинга является «вынесение вспомогательных или даже некоторых основных бизнес-процессов за рамки компании» [10.2]. Следует отметить, что в отличие от услуг сервиса, имеющих разовый характер и ограниченных началом и концом, на аутсорсинг передаются обычно функции по профессиональной поддержке бесперебойной работоспособности отдельных систем и инфраструктуры в целом на основе длительного контракта (не менее 1 года). Это позволяет повысить эффективность осуществления большей части обслуживающих процессов, контролировать издержки деятельности, повысить качество услуг, сократить капитальные затраты, оптимизировать численность административного и управленческого персонала.

Системы отношений аутсорсинга многогранны и разнонаправлены. Так, в настоящее время известны аутсорсинг информационных технологий (*IT*-аутсорсинг), аутсорсинг научно-производственной деятельности, аутсорсинг логистических функций, аутсорсинг функций управления организацией, аутсорсинг финансовых и банковских операций, аутсорсинг корпоративного обучения, аутсорсинг человеческих

ресурсов и пр. В ряде случаев можно говорить и о смешанных видах аутсорсинга, таких, например, как суб-аутсорсинговые отношения.

Аутсорсинг как система экономических взаимоотношений зарекомендовал себя как механизм повышения эффективности производственных и управленческих структур. По данным [10.3] из 99 крупнейших российских компаний 70 используют сервисную поддержку сторонних компаний, причём 90 % из опрошенных отметили, что данный подход способствует эффективному достижению поставленных бизнес-целей, поскольку обеспечивает стабильно квалифицированный подход, минимизацию рисков простоя, гибкость обслуживания. В рамках аутсорсинга возможно предоставление широкого спектра услуг. Так, в рамках ИТ-аутсорсинга могут быть предоставлены следующие виды услуг [10.3]: консультационная поддержка, инвентаризация оборудования, диагностика и ремонт неисправностей систем и оборудования, круглосуточная техническая поддержка с гарантированным временем восстановления систем в случае сбоев, поддержка программного обеспечения и баз данных, аудит и мониторинг систем и оборудования, аутстаффинг (частичный или полный вывод ИТ-персонала за штат компании-заказчика с оформлением в штат сторонней компании для работы с персоналом), удалённое администрирование, лабораторное тестирование и отработка решений, аренда оборудования, обучение персонала, демонтаж, перевозка и монтаж оборудования заказчика при переездах, проактивный мониторинг.

Рассматриваемая в данном разделе система авторизованного сервисного обслуживания, являясь, как было показано в [10.6], частным случаем аутсорсинга, представляет форму стратегического партнёрства. О важности таких агломераций в современной экономике свидетельствуют многие учёные. В частности, А. Какабадзе в работе [10.6] отмечает: «Стратегические альянсы описываются как желаемые соглашения часто потому, что они рассматриваются как наиболее соответствующий механизм объединения партнёров, которые принимают во внимание различные, иногда ассиметричные и иногда противоположные причины. Появление партнерства или альянса договоренностей в качестве альтернативы более популярным сделкам на основе традиционных контрактов являются более предпочтительными и перспективными формами организации производства».

Таким образом, рассматриваемые в разделе особенности отношений аутсорсинга применительно к сервисному обслуживанию оконечных устройств инфокоммуникационных систем являются актуальными.

10.2. Основные понятия авторизованного сервисного обслуживания

10.2.1. Являясь, как было сказано выше, частным случаем аутсорсинга, авторизация (применительно к сервисному центру по обслуживанию техники) в соответствии с [10.2, 10.5, 10.7] есть «предоставление производителем права осуществлять гарантийный и послегарантийный ремонт и техническое обслуживание выпускаемой им продукции». Авторизованный сервисный центр (АСЦ) – это «предприятие сервисного обслуживания, заключившее договор с производителем (либо его представителем) на предмет осуществления гарантийного и послегарантийного обслуживания технической продукции, выпускаемой данным производителем» [10.8]. Для получения авторизации сервисный центр должен удовлетворять определённым требованиям. Так, требования к сервисному центру по ремонту техники следующие:

- иметь специальное оборудование для диагностики, настройки и ремонта;
- специалисты сервисного центра должны иметь специальное образование, подтвержденное сертификатами на выполнение работ по ремонту;
- иметь специально оборудованные и антистатически защищенные (*ESD*) помещения и одежду, а также антистатически защищенные инструменты.

Основной его задачей является поддержание гарантийных и послегарантийных обязательств производителей технических изделий, закрепленных в ст. 13, 18, 19, 20 Закона РФ «О защите прав потребителя» [10.9] и аналогичных законов в других странах. В соответствии с Законом РФ «О защите прав потребителя», «потребитель в случае обнаружения в товаре недостатков, если они не были оговорены продавцом, по своему выбору вправе:

- потребовать замены на товар этой же марки (этих же модели и (или) артикула);
- потребовать замены на такой же товар другой марки (модели, артикула) с соответствующим перерасчетом покупной цены;

- потребовать соразмерного уменьшения покупной цены;
- потребовать незамедлительного безвозмездного устранения недостатков товара или возмещения расходов на их исправление потребителем или третьим лицом;
- отказаться от исполнения договора купли-продажи и потребовать возврата уплаченной за товар суммы.

Требование предпоследнего пункта данного закона и обуславливает необходимость организации сети АСЦ.

10.2.2. При организации аутсорсинга основной проблемой является обеспечение его реализации, поскольку потребитель и производитель географически размещаются на значительном расстоянии друг от друга и могут находиться в разных государствах.

Решение данной проблемы на практике осуществляется с использованием двух подходов [10.1–10.9]:

- открытием собственных региональных сервисных центров;
- заключением компаниями-производителями договоров на сервисное обслуживание своей продукции со сторонними сервисными организациями.

Основным недостатком первого подхода, при котором сотрудники региональных сервисных центров являются одновременно и сотрудниками головной компании-производителя, являются значительные издержки. При этом расходы обусловлены:

- содержанием арендуемых помещений в различных регионах мира;
- значительным фондом заработной платы;
- необходимостью отчислений пенсионных, социальных и других платежей работникам;
- обеспечением сервисных центров специализированным оборудованием и т.д.

При втором подходе организации аутсорсинга контрагенты выступают между собой как независимые субъекты, связанные лишь договорными обязательствами на основе партнерских взаимовыгодных отношений. При этом существенно снижаются издержки, поскольку производитель оплачивает только работы по выполненным сервисным операциям, а также поставляет необходимые комплектующие. Вследствие этого система авторизованного сервисного обслуживания в настоящее время получила широкое распространение. Так, в России действуют авторизованные сервисные центры таких компаний, как *LG*, *Apple*, *Sony*, *ASUSTeK Inc.*, *Lenovo*, *HP*, *Samsung*,

Phillips и т.д. Только в г. Ростове-на-Дону по данным выполненного в июне 2015 года анализа регионального рынка данного вида услуг [10.10–10.17], результаты которого представлены в табл. 10.1, действуют 8 крупных авторизованных сервисных центров.

Таблица 10.1

Результаты анализа регионального рынка услуг авторизованного сервиса в г. Ростов-на-Дону на июнь 2015 г.

Название АСЦ	Количество авторизаций (поддерживаемых брендов)
Сервис-Ростов	45
Офисный мир КМ	37
<i>RS-service</i> -Дон	73
Оптима-сервис	29
Скала-телеком	13
Приоритет	52
Транссервис-Ростов	28
Компьютерная клиника	16

10.2.3. Одной из специфических особенностей АСЦ, создаваемых при втором подходе организации аутсорсинга, является двойственная ответственность. С одной стороны, обусловленная законодательной базой государства ответственность перед потребителем. С другой стороны, ответственность перед предприятием-производителем, связанная с договорными отношениями.

Цели предприятия-производителя и сервисного центра различаются. Так, целью производственного предприятия является выполнение собственных обязательств по защите прав потребителя в соответствии с законодательством при обеспечении экономии собственных ресурсов на организацию системы собственного обслуживания. Цель сервисного центра – самообеспечение дополнительными объемами работ путём заключения договора авторизации.

Таким образом, вовлечение производителем новых партнеров в сервисное обслуживание своей продукции создает специфическую систему отношений аутсорсинга на основе диверсификации и интегрированного сервиса. При этом авторизованные сервисные центры являются технологически сложными предприятиями, объединяющими в единое

целое коммерческие структуры и социально и юридически значимые объекты, позволяющие производителям обеспечить соблюдение законов, защищающих права потребителей.

10.3. Структура и механизм функционирования авторизованного сервисного центра

10.3.1. Прежде чем приступить к оценке эффективности работы авторизованных сервисных центров, рассмотрим более подробно структуру АСЦ, представленную на рис. 10.1, а также схему взаимодействия между производителем, продавцом, потребителем и авторизованным центром, показанную на рис. 10.2.

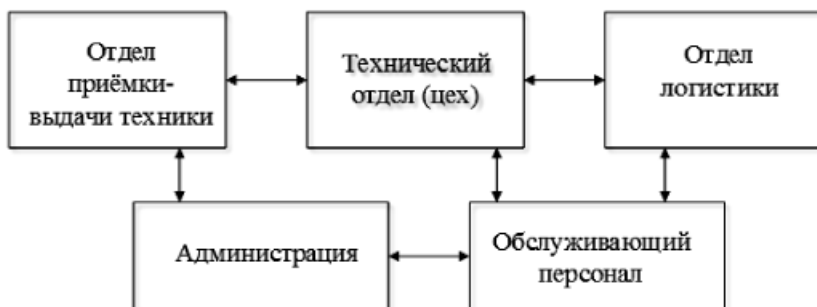


Рис. 10.1. Структура авторизованного сервисного центра

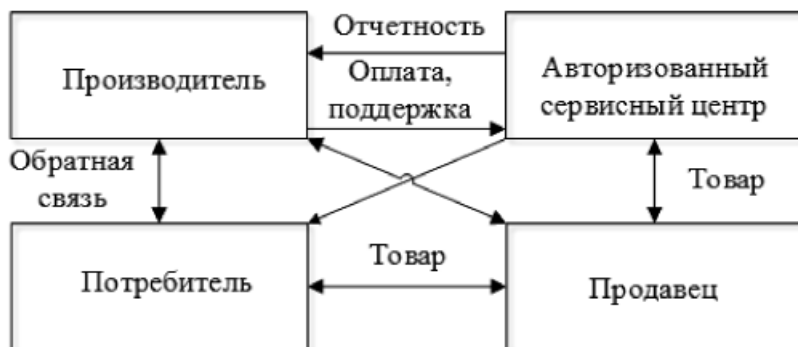


Рис. 10.2. Схема взаимодействия производителя, продавца, потребителя и авторизованного сервисного центра

В соответствии с приведенными схемами механизм функционирования авторизованного сервисного предприятия заключается следующем. Производитель выпускает некие виды технической продукции. В ходе ее эксплуатации может произойти отказ отдельных приобретенных потребителем экземпляров как в период гарантийных обязательств, установленных производителем, так и за его пределами. Для восстановления потребительских свойств товара клиент обращается в авторизованный сервисный центр, который и выполняет данные виды операций. Если возникновение дефекта произошло в установленные производителем сроки гарантийного обслуживания и при этом не нарушены условия использования устройства, то все технологические операции выполняются бесплатно для потребителя. Весь ряд производственных процессов, включая замену комплектующих, сервисному центру оплачивает производитель. Если неисправность произошла вследствие нарушения клиентом условий гарантийного обслуживания, то ремонт осуществляется за счет средств потребителя. К таким нарушениям, в частности, относятся:

- использование устройства с нарушением условий эксплуатации;
- механические дефекты;
- попадание внутрь изделия посторонних жидкостей, насекомых и даже мелких грызунов;
- перепады напряжения электрической сети;
- попытки самостоятельного ремонта.

10.3.2. Товар, поступающий в АСЦ, проходит следующие технологические этапы сервисного обслуживания [10.18–10.20]:

- первичная диагностика, заключающаяся в выявлении внешнего проявления дефекта, а также его периодичности, выполняемая в отделе приемки АСЦ;
- оформление в отделе приемки АСЦ входящей документации, состоящее в занесении сведений о поступившем устройстве в электронную базу фирмы и сведений о потребителе в соответствии с Правилами бытового обслуживания населения [10.18];
- глубокая диагностика, позволяющая выявить неисправные узлы и компоненты, а также определить причинно-следственную связь при возникновении неисправностей (выполняется в техническом отделе (цехе));
- формирование заключения о соблюдении условий выполнения гарантийных обязательств. В случае несоблюдения условий потребителю отказывают в гарантийном ремонте;

- заказ инженером комплектующих в отдел логистики в соответствии с *part number* (уникальным кодом запчастей, состоящим из буквенно-цифрового обозначения детали);

- поиск отделом логистики ближайшего склада производителя, на котором есть необходимые запчасти и их непосредственный заказ;

- установка в цехе новых элементов и узлов после их поступления на склад АСЦ;

- проверка в цехе исправности аппарата, заключающаяся в тестировании аппарата в различных режимах работы, а также прогон – проверка работоспособности аппарата в течение длительного времени;

- процесс выдачи (в отделе приёма и выдачи товара) исправного устройства, включающий два этапа:

- а) демонстрация потребителю работоспособности аппарата;

- б) оформление выходной документации;

- оформление отчётности перед производителем о выполненных операциях, выполняемое совместно инженером и отделом логистики, как правило, с использованием специальных кодов дефектов (наиболее часто применяется таблица *ECAM-IRIS* [10.19]). Применение данных таблиц позволяет унифицировать и систематизировать отчетность, а также выявить характерные дефекты, что позволяет принять меры для дальнейшего совершенствования производственных процессов и повышения качества выпускаемой продукции, а также формировать требования ко вновь разрабатываемому оборудованию.

10.3.3. Как и любая социально-экономическая система, функционирование авторизованных сервисных центров сопряжено как с рядом достоинств, так и с отдельными недостатками. К безусловным преимуществам, которые приобретает сервисное предприятие вследствие получения авторизации, можно отнести следующие [10.1–10.8]:

- экономическая стабильность сервисного центра, возникающая вследствие заключения договора авторизации, что позволяет развивать ресурсную базу сервисного предприятия, а постоянная направленность производителей и продавцов на рост продаж приводит и к соответствующему увеличению объемов сервисного обслуживания;

- возможность обеспечения АСЦ поддержкой со стороны производственного предприятия всех технологических процессов, в частности, поставка оригинальных комплектующих и специализированного оборудования во многом способствует проведению сложных технологических операций на высокопрофессиональном уровне;

— доступность заводской документации изготовителя, его оригинального программного обеспечения, возможность получения консультаций у специалистов аналогичных сервисных центров в других регионах;

— возможность совершенствования профессиональных компетенций сотрудников предприятиями-производителями путём проведения семинаров, сдачи ежегодных экзаменов, знакомства с новыми видами техники, методиками выполнения технологических сервисных операций и т.д.;

— привлечение большего количества клиентов за счёт создания положительной репутации на основе перечисленных выше достоинств.

В качестве сложностей работы авторизованных сервисных центров необходимо выделить два основных [10.8]:

— дополнительное расширение штата сотрудников центра вследствие большого объёма отчетности между сервисным центром и производителем;

— возникновение конфликтов с клиентами по вопросам так называемых негарантийных ситуаций вследствие вины самого потребителя.

10.3.4. Анализ возможных направлений развития сервисных центров показывает, что экстенсивное развитие достигается за счет привлечения большего количества клиентов путём, например, рекламных акций. Интенсивное развитие АСЦ возможно либо при перманентном обновлении видов оказываемых услуг, либо совершенствовании существующих. В любом случае интенсивное развитие предприятия требует инвестиционных вложений на закупку нового дорогостоящего оборудования и совершенствования технологических процессов. Для авторизованных центров, как следует из анализа приведенных выше преимуществ, в ряде случаев данные издержки оплачивает производитель. Если сервисный центр не является авторизованным, то материальные средства на развитие предприятия изыскиваются самостоятельно.

10.4. Оценка эффективности функционирования авторизованного сервисного центра

При оценке эффективности функционирования сервисного центра представим общий показатель в виде двух составляющих [10.8, 10.21]:

$$k_{\text{э}} = k_{\text{эс}} + k_{\text{эфф}}, \quad (10.1)$$

где $k_{\text{эс}}$ — коэффициент экономической эффективности; $k_{\text{эфф}}$ — коэффициент технологической эффективности.

При этом под экономической эффективностью будем понимать эффективность использования финансовых средств компании, а под технологической эффективностью — количественные и качественные показатели работы сотрудника.

Для оценки экономической эффективности в работе [10.21] предлагается использовать выражение:

$$k_{\text{эс}} = \Pi_{\text{с}} / (U_{\text{орг}} + U_{\text{т}}), \quad (10.2)$$

где $\Pi_{\text{с}}$ — чистая прибыль сервисного центра; $U_{\text{орг}}$ — сумма внешних и внутренних транзакционных издержек; $U_{\text{т}}$ — трансформационные издержки, т.е. издержки, связанные непосредственно с оказанием услуг.

Технологическая эффективность сервисного центра может быть рассчитана, исходя из двух критериев производительности труда и количества возвратов техники в гарантийный период. Для бытовой радиоэлектронной аппаратуры данный срок в соответствии с ГОСТ 50589-97 [10.20] составляет:

— при проведении ремонта в стационаре для аппаратуры высшей группы сложности не менее 3 месяцев, для остальной аппаратуры — не менее 4 месяцев;

— при проведении ремонта на месте эксплуатации для аппаратуры высшей группы сложности не менее 1 месяца, для остальной аппаратуры — не менее 2 месяцев.

Следует отметить, что трудозатраты на восстановление оборудования, потупившего по гарантии, не оплачиваются клиентом, следовательно, они являются неэффективными, снижающими показатель производительности труда. Однако данные трудозатраты оплачиваются предприятием производителем и необходимы с точки зрения соблюдения законодательства.

С учётом выше сказанного коэффициент технологической эффективности сервисного предприятия может быть вычислен с использованием формулы:

$$k_{\text{эфф}} = 1 - N_2 / N, \quad (10.3)$$

где N — общее количество выданной техники, потребительские свойства которой восстановлены сервисным центром; N_2 — количество единиц техники, обслуживаемой повторно на бесплатной основе в гарантийный период.

Аналогично можно рассчитать и технологическую эффективность каждого сотрудника. Учитывая соотношение (10.3), а также формулу для нахождения производительности труда [10.21]:

$$Q = N/T, \quad (10.4)$$

несложно получить

$$Q = \frac{N}{T} = \frac{k_{\text{эфф}} N}{T} = \frac{N - N_2}{T}, \quad (10.5)$$

где T — время ремонта техники.

Анализ приведенных соотношений показывает, что увеличение количества единиц техники, обслуживаемой повторно на бесплатной основе в гарантийный период, ведёт к снижению коэффициента технологической эффективности, а, следовательно, и к снижению эффективности функционирования сервисного центра в целом.

10.5. Выводы

10.5.1. Формулировка требований к перспективным и модернизируемым устройствам, входящим в состав инфокоммуникационных систем, объединяющих радиотехнические системы и компьютерные сети, возможна на основе учёта поступающих из сервисных центров данных о неисправностях и их возможных причинах.

10.5.2. Узкая специализация предприятий-изготовителей окончательных устройств, а также необходимость соблюдения коммерческой тайны, касающейся к технологии производства, делает актуальной создание аутсорсинговых компаний.

10.5.3. Сокращение издержек производства предприятий-изготовителей за счёт устранения расходов на аренду зданий, уменьшением фонда заработной платы и снижения затрат на специализированное оборудование достигается путём создания в странах-потребителях авторизованных сервисных центров, являющихся частным случаем организации аутсорсинговых услуг.

10.5.4. Оценка эффективности функционирования сервисных центров должна осуществляться с учётом двойственного характера предприятия, объединяющего коммерческую структуру с социально и юридически значимым объектом. В результате коэффициент эффективности сервисных центров включает две составляющие — экономическую и технологическую.

10.5.5. Анализ механизма функционирования авторизованного сервисного центра показал, что

- основными сложностями являются дополнительное расширение штата сотрудников центра вследствие большого объёма отчетности между сервисным центром и производителем, а также возможные конфликты с клиентами по вопросам так называемых негарантийных ситуаций вследствие вины самого потребителя;

- увеличение количества единиц техники, обслуживаемой повторно на бесплатной основе в гарантийный период, ведёт к снижению коэффициента технологической эффективности, а, следовательно, и к снижению эффективности функционирования сервисного центра в целом;

- в качестве основы для формирования требований к перспективному и модернизируемому оборудованию оконечных станций инфокоммуникационных систем могут быть использованы статистически обработанные отчёты сервисных центров о выполненных операциях с использованием кодов дефектов.

10.5.6. Основными преимуществами авторизованных сервисных центров являются:

- экономическая стабильность сервисного центра, возникающая вследствие заключения договора авторизации, что позволяет развивать ресурсную базу сервисного предприятия, а постоянная направленность производителей и продавцов на рост продаж приводит и к соответствующему увеличению объемов сервисного обслуживания;

- возможность обеспечения АСЦ поддержкой со стороны производственного предприятия всех технологических процессов, в частности, поставка оригинальных комплектующих и специализированного оборудования во многом способствует проведению сложных технологических операций на высокопрофессиональном уровне;

- доступность заводской документации изготовителя, его оригинального программного обеспечения, возможность получения консультаций у специалистов аналогичных сервисных центров в других регионах;

- возможность совершенствования профессиональных компетенций сотрудников предприятиями-производителями путём проведения семинаров, сдачи ежегодных экзаменов, знакомства с новыми видами техники, методиками выполнения технологических сервисных операций и т.д.;

- привлечение большего количества клиентов за счёт создания положительной репутации на основе перечисленных выше достоинств.

Литература

10.1. Календжян С.О. Аутсорсинг и делегирование полномочий в деятельности компаний. М.: Дело, 2003. 272 с.

10.2. Аникин Б.А. Аутсорсинг и аутстаффинг – высокие технологии менеджмента. М.: Инфра-М, 2006. 288 с.

10.3. КРОК – ИТ-сервис без границ. Комплексное сервисно-техническое обслуживание информационных, вычислительных, телекоммуникационных и инженерных систем и оборудования [Электронный ресурс] // Комсомольская правда. 2015. 29 мая. URL: <http://www.kp.ru/guide/kompleksnoe-servisnoe-obsluzhivanie.html> (дата обращения: 20.06.2015 г.).

10.4. Рынок аутсорсинга сервисного обслуживания будет расти [Электронный ресурс] // Digit [сайт]. URL: <http://digit.ru/business/20120329/390530694.html> (дата обращения: 20.06.2015 г.).

10.5. Балдин О.В., Иванов Г.И. Расширение возможностей аутсорсингового предприятия за счет привлечения сторонних ресурсов // Актуальные проблемы экономического развития России в условиях глобализации и некоторые вопросы методологии. Ученые записки ИУБиП. Ростов-на-Дону: ИУБиП, 2013. № 3. С. 266-269.

10.6. Kakabadze A. Trends in outsourcing: contrasting USA and Europe // European management journal. 2002. V.18. № 2. С. 189-198.

10.7. АСЦ Мобайл-сервис [Электронный ресурс] // URL: <http://mobile-service.ru/about/info>. (дата обращения: 23.07.2015 г.)

10.8. Балдин О.В. Авторизованное сервисное обслуживание, как вид отношений аутсорсинга [Электронный ресурс] // Современные проблемы науки и образования. 2015. № 2. URL: <http://www.science-education.ru/122-20948>. (дата обращения: 20.06.2015 г.).

10.9. Закон РФ «О защите прав потребителя» [Электронный ресурс] // URL: <http://sbornik-zakonov.ru/zakon-o-zashchite-praotrebiteley>. (дата обращения 06.06.2015 г.).

10.10. Сервис-Ростов [Электронный ресурс] // URL: <http://www.service-rostov.ru> (дата обращения: 20.06.2015 г.).

10.11. Офисный мир КМ [Электронный ресурс] // URL: <http://service.km-union.ru/service.php> (дата обращения: 20.06.2015 г.).

10.12. RS-service-Дон [Электронный ресурс] // URL: http://www.rss.ru/Content/Pages/list_maintained_equipment (дата обращения: 20.06.2015 г.).

10.13. Оптима-сервис [Электронный ресурс] // URL: <http://optima-sc.ru/index.php/avtoriz.html> (дата обращения: 20.06.2015 г.)

10.14. Скала-телеком [Электронный ресурс] // URL: http://www.scalatelecom.ru/gnd/klientam_kompanii (дата обращения: 20.06.2015 г.)

10.15. Приоритет [Электронный ресурс] // URL: <http://www.prior61.ru/> (дата обращения: 20.06.2015 г.)

10.16. Транс-сервис-Ростов [Электронный ресурс] // URL: <http://www.servicebox.ru/Rostov-na-donu/trans-servis-rostov/> (дата обращения: 20.06.2015 г.)

10.17. Компьютерная клиника [Электронный ресурс] // URL: <http://www.itclinic.ru/clinic/garanty/612> (дата обращения: 20.06.2015 г.)

10.18. Правила бытового обслуживания населения в РФ [Электронный ресурс] // URL: http://www.consultant.ru/document/cons_doc_LAW_15570 (дата обращения: 23.07.15 г.)

10.19. Таблица IRIS – CODES [Электронный ресурс] // URL: http://www.it-lab.ru/files/Download/IRIS_CODE_RU.pdf (дата обращения: 28.07.15 г.)

10.20. ГОСТ 50589-97 «Услуги бытовые. Ремонт и техническое обслуживание бытовой радиоэлектронной аппаратуры» [Электронный ресурс] // URL: http://gost.stroyss.ru/gost/20169_30589-97.html (дата обращения: 20.06.2015 г.)

10.21. Мацуляк И.Д. Производительность труда: сущность, формы проявления, уровень [Электронный ресурс] // Экономика и жизнь. 2009. № 9. URL: <http://www.eg-online.ru/article/51198/> (дата обращения: 20.06.2015 г.)

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Балдин Олег Владимирович — старший преподаватель кафедры «Радиоэлектроника» Донского государственного технического университета, аспирант Южного университета.

Воржев Владимир Борисович — кандидат физико-математических наук, старший преподаватель кафедры «Электротехника и электроника» Донского государственного технического университета.

Елисеев Александр Вячеславович — доктор технических наук, доцент, профессор кафедры «Радиоэлектроника» Донского государственного технического университета.

Звездина Марина Юрьевна — доктор физико-математических наук, доцент, заведующая кафедрой «Радиоэлектроника» Донского государственного технического университета.

Костоготов Андрей Александрович — доктор технических наук, профессор, профессор кафедры «Кибербезопасность информационных систем» Донского государственного технического университета.

Лазаренко Сергей Валерьевич — кандидат технических наук, доцент кафедры «Радиоэлектроника», докторант Донского государственного технического университета.

Лапсарь Алексей Петрович — кандидат технических наук, доцент, Заместитель начальника Федеральной службы по техническому и экспертному контролю по Южному и Северо-Кавказскому федеральным округам.

Овсянников Сергей Николаевич — аспирант Донского государственного технического университета.

Прыгунов Алексей Александрович — руководитель проекта Уранового холдинга «АРМЗ» (ОАО «Атомредметзолото»).

Прыгунов Александр Германович — кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры «Радиоэлектроника» Донского государственного технического университета.

Пшеничный Сергей Анатольевич — руководитель подразделения АО «КБ «Связь»», аспирант Донского государственного технического университета.

Руденко Николай Валерьевич — кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры «Радиоэлектроника» Донского государственного технического университета.

Сукиязов Александр Гургенович — кандидат физическо-математических наук, профессор, профессор кафедры «Радиоэлектроника» Донского государственного технического университета.

Шоков Андрей Викторович — руководитель подразделения АО «КБ «Связь»», аспирант Донского государственного технического университета.

Шокова Юлия Александровна — кандидат физико-математических наук, доцент кафедры «Радиоэлектроника» Донского государственного технического университета.

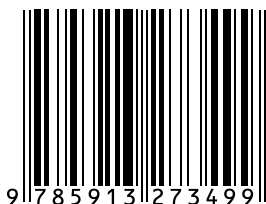
Научное издание

Балдин Олег Владимирович
Воржев Владимир Борисович
Елисеев Александр Вячеславович
Звезда Марина Юрьевна
Костоглотов Андрей Александрович
Лазаренко Сергей Валерьевич
Лапсарь Алексей Петрович
Овсянников Сергей Николаевич
Прыгунов Алексей Александрович
Прыгунов Александр Германович
Пшеничный Сергей Анатольевич
Руденко Николай Валерьевич
Сукиязов Александр Гурганович
Шоков Андрей Викторович
Шокова Юлия Александровна

**ПРИМЕНЕНИЕ ИННОВАЦИЙ ПРИ РАЗРАБОТКЕ
РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ**

Коллективная монография

Под общей редакцией доктора физико-математических наук,
доцента М.Ю. Звездиной



Компьютерный набор, корректура
и форматирование автора
Технический редактор Кулакова Г.А.
Подписано в печать 25.08.2015.
Бумага офсетная.
Гарнитура NewtonС
Формат 60×84 1/16
Печать трафаретная. Печ. л. 14.
Тираж 500 экз. Заказ № 034-15.

Отпечатано в типографии ИД «Академия Естествознания»,
440026, г. Пенза, ул. Лермонтова, 3