УДК 629.7.036.74, 621.396.946 ББК 39.6; 32.88 B12

Р НЗдание осуществлено при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований по проекту 11-08-07059д

Важенин Н.А., Обухов В.А., Плохих А.П., Попов Г.А. Электрические ракетные двигатели космических аппаратов и их влияние на радиосистемы космической связи. — М.: ФИЗМАТЛИТ, 2012. — 432 с. — ISBN 978-5-9221-1410-3.

В монографии рассмотрены вопросы построения современных радиосистем космической связи и их интеграции с электрическими ракетными двигателями (ЭРД) космических аппаратов (КА) ближнего и дальнего космоса. Представлены технические характеристики современных ЭРД и обсуждаются основные факторы их воздействия на КА и бортовые радиосистемы. Рассматриваются современные методы исследования ЭРД в наземных условиях и приводятся оригинальные экспериментальные результаты, полученные авторами применительно к анализу электромагнитного излучения, создаваемого электрическими ракетными двигателями. На основе этих и уже известных экспериментальных данных предлагаются новые феноменологические модели, описывающие излучение ЭРД в спектральной и временной областях. Ставится и решается задача имитационного моделирования эффектов влияния ЭРД на показатели качества функционирования радиосистем космической связи.

Книга может быть полезна инженерно-техническим и научным работникам, занимающимся разработкой радиосистем космической связи с КА ближнего и дальнего космоса, оборудованными ЭРД, а также студентам, аспирантам и преподавателям вузов соответствующего профиля.

© ФИЗМАТЛИТ, 2012

(с) Н.А. Важенин, В.А. Обухов, А.П. Плохих, Г.А. Попов, 2012

ISBN 978-5-9221-1410-3

оглавление

Предисловие	8
Введение	10
Глава 1. Принципы построения и тенденции развития современных систем даль-	10
Неи космическои связи	13
1.1. Радиосистемы дальней космической связи России	13
1.1.1. Поколения отечественных радиосистем дальней космической связи	14
1.1.2. Система передачи командно-программной информации	15
1.1.3. Система передачи телеметрической и научной информации	16
1.1.4. Система траекторных измерений	17
1.1.5. Наземная сеть слежения и бортовые радиокомплексы	19
1.2. Радиосистемы дальней космической связи США	23
1.2.1. Наземная сеть слежения и наземные радиокомплексы	23
1.2.2. Бортовой радиокомплекс	27
1.3. Радиосистемы дальней космической связи Европейского космического агентства	32
1.4. Радиосистемы дальней космической связи Японии	35
1.5. Основные направления и тенденции развития систем дальней космической связи 1.5.1. Полососберегающие цифровые методы модуляции в системах дальней кос-	38
МИЧЕСКОЙ СВЯЗИ	38
1.5.2. Развитие архитектуры сети дальней космической связи	46
1.6. Заключение	59
Литература к главе 1	60
Глава 2. Современные и перспективные ЭРД для решения транспортных задач	65
	00
2.1. Современные и перспективные ЭРД	60
2.1.1. Состояние разработки и опыт применения электротермических двигателей	66
2.1.2. Холловские плазменные двигатели	69
2.1.3. Іехнический облик и основные рабочие характеристики ионных двигателей	79
2.1.4. Импульсные плазменные двигатели	90
2.1.5. Магнитоплазмодинамические двигатели (МПДД)	92
2.1.6. Тенденции развития ЭРД в будущем	96

4 Оглавление	
2.2 Maran addawa 201 b addigayuu x reachannay account ran uara kachaca	00
2.2. Renoinssonative OFA is supported in the pammax occording datable to Rocmoca	. 55
2.2.1. KA Deep Space 1	. 55
2.2.2. KA Havabusa (MUSES-C)	105
2.2.4 KA Dawn	107
2.2.5. KA BepiColombo	. 109
2.2.6. KA TSSM (Titan-Saturn System Mission)	. 113
Литература к главе 2	. 117
Глава 3. Основные факторы воздействия ЭРД на КА и его радиосистемы	. 120
31. Эффекты возлействия ЭРЛ	120
3.1.1. Эрозионное и загрязняющее воздействие	. 120
3.1.2. Силовое и тепловое возлействие	. 121
3.1.3. Излучение ЭРД в оптическом диапазоне	. 122
3.1.4. Излучение ЭРД в радиодиапазоне	. 122
3.1.5. Изменение электрического потенциала КА	. 126
3.1.6. Изменение состава и параметров окружающей КА среды	. 128
3.2. Влияние плазменных струй ЭРД на характеристики радиоканала связи с КА	. 128
3.2.1. Амплитудные искажения при прохождении электромагнитных волн чер плазменные струи ЭРД	ез . 131
3.2.2. Фазовые и частотные искажения при прохождении электромагнитных вол	лн
через плазменные струи ЭРД	. 134
3.2.3. Изменение эффективной поверхности рассеяния	. 137
3.2.4. Влияние плазменных струй ЭРД на характеристики бортовых антенн	. 139
3.3. Прогнозные характеристики плазменных струй ЭРД	. 146
3.3.1. Общие проблемы исследования и моделирования струй ЭРД	. 146
3.3.2. Метод исследования	. 146
3.3.3. Характеристики плазменных струй СПД	. 147
3.3.4. Характеристики плазменных струй ДАС	. 151
3.3.5. Характеристики плазменных струй ионных двигателей	. 152
3.3.6. Свойства плазменной струи связки двигателей	. 153
3.4. Заключение	. 156
Литература к главе 3	. 158
Глава 4. Современное состояние экспериментальных исследований радиофиз ческих свойств и эффектов электродинамического воздействия электрораке ных двигателей	и- т- . 161
4.1. Моделирующие стенды для исследования радиофизических характеристик ЭР	уД
в наземных условиях	. 162
4.1.1. Экспериментальная база	. 162
4.1.2. Классификация измерений в БЭВК	. 163
4.1.3. Радиопоглошающие материалы	. 164

4.1.3. Радиопоглощающие материалы 4.1.4. Характеристики и примеры технической реализации БЭВК 165 4.1.5. Определение безэховости БЭВК 166

4.2. Экспериментальное исследование характеристик апертурных отражателей при на-	
личии плазменных образований	167
4.2.1. Методика измерений	167
4.2.2. Зондовые измерения концентрации электронов в апертуре УО	170
4.2.3. Радиофизические измерения	171
4.3. Эффективная поверхность рассеяния плазменной струи ЭРД	174
4.3.1. Методика измерений	174
4.3.2. Экспериментальное измерение ЭПР и моностатической ДОР плазменной струи модели ЭРД	175
4.4. Результаты исследования собственного излучения ЭРД	178
4.4.1. Аппаратурный комплекс на базе БЭВК для исследования собственного излу-	
чения ЭРД	178
4.4.2. Результаты исследования собственного излучения СПД	182
4.4.3. Исследование собственного излучения ИДПТ	187
4.4.4. Исследование собственного излучения ВЧИД	190
4.4.5. Исследование собственного излучения СВЧИД	195
4.5. Оценка возможностей измерения собственного излучения ЭРД в металлических	
вакуумных камерах	199
4.5.1. Оборудование измерительного комплекса	200
4.5.2. Борьба с переотражениями от стенок металлической вакуумной камеры	201
4.5.3. Результаты оценок направленных свойств излучения ЭРД	203
4.6. Заключение	205
Литература к главе 4	207

Глава 5. Методы и результаты экспериментальных исследований спектрально-	
временных характеристик электромагнитного излучения электрических ракет- ных двигателей в наземных условиях	210
5.1. Аппаратно-программный комплекс для определения характеристик электромагнит- ного излучения ЭРД	211
5.1.1. Архитектура и базовые принципы построения аппаратно-программного ком- плекса	211
5.1.2. Алгоритмы управления измерительными приборами и обменом данными	214
5.1.3. Методы измерения и калибровки	215
5.1.4. Особенности измерения анализатором спектра характеристик узкополосных случайных процессов	223
5.2. Результаты измерения характеристик излучения ЭРД в спектральной области	226
5.2.1. Спектральные характеристики излучения ЭРД СПД-70	227
5.2.2. Спектральные характеристики излучения ЭРД СПД-100-1	232
5.2.3. Спектральные характеристики излучения ЭРД СПД-100-2	233
5.2.4. Спектральные характеристики излучения ЭРД СПД-100-3	239
5.2.5. Спектральные характеристики излучения ЭРД СПД-140-1	244
5.2.6. Спектральные характеристики излучения ЭРД СПД-140-2	249
5.2.7. Спектральные характеристики излучения ЭРД АИПД-50	251
5.3. Результаты измерения характеристик излучения ЭРД во временной области	254
5.3.1. Характеристики излучения ЭРД СПД-70 во временной области	254
5.3.2. Характеристики излучения ЭРД СПД-100-1 во временной области	261
5.3.3. Характеристики излучения ЭРД СПД-100-2 во временной области	264

5

6	Оглавление	
5.3.4	4. Характеристики излучения ЭРД СПД-100-3 во временной области	27
5.3.	5. Характеристики излучения ЭРД СПД-140-2 во временной области	28
5.4. Зак	лючение	28
Литератур	ракглаве 5	28
Глава 6 ния 3	. Математические модели и характеристики электромагнитного излуче- ЭРЛ	28
61 Mar	гематическое описание электромагнитного излучения ЭРЛ в частотной области	28
6.1. 6.1.	 Характеристики эквивалентных тепловых шумов на входе приемной системы Характеристики шумов на входе приемной системы, обусловленных радиоиз- лучением внешних источников 	28 29
6.1.3	 Взаимосвязь параметров эквивалентного белого гауссова шума на входе приемного тракта с характеристиками шумового излучения ЭРД 	29
6.1.4	4. Анализ влияния собственного электромагнитного излучения ЭРД на шумо- вые характеристики систем космической связи	29
6.2. Мат обла 6.2	чематическое описание электромагнитного излучения ЭРД во временной асти	30
0.2.	пульсных помех	30
6.2.	2. Законы распределения интервала следования импульсов	32
6.2.	3. Законы распределения длительности импульсов	33
6.3. Ана	лиз результатов экспериментальных измерений	33
6.4. Ком	пьютерное моделирование случайных импульсных помех	33
6.5. Зак	лючение	34
Литератуј	ракглаве 6	34
Глава 7 магн косм	Аналитические и имитационные модели для анализа влияния электро- итного излучения ЭРД на показатели помехоустойчивости радиосистем ической связи	34
7.1. Ана	литические модели и методы анализа помехоустойчивости типовых радиолиний	34
7.1.	 Оценка помехоустойчивости систем передачи информации в условиях воз- действия случайных импульсных помех: основные имеющиеся результаты 	34
7.1.5	 Помехоустойчивость цифровых систем передачи информации в условиях воз- действия импульсных помех: обобщение аналитической модели Миддлтона 	34
7.2. Ими ман	тационное моделирование функционирования информационного канала ко- дной радиолинии в условиях воздействия нетеплового излучения ЭРД	35
1.2.	в условиях комбинированного воздействия аддитивного белого гауссова шу- ма и нетеплового излучения ЭРД	35
7.2.5	2. Имитационная модель информационного канала радиолинии в условиях воз- действия нетеплового излучения ЭРД	35
7.2.3	3. Анализ помехоустойчивости информационного канала радиолинии в услови- ях воздействия АБГШ и нетеплового излучения ЭРД	36
1.3. Ана	лиз воздеиствия нетеплового излучения ЭРД на помехоустойчивость каналов	36
СиМ 73	вольном сиптропизации и передачи информации	36
7.3.2	2. Математические модели систем фазовой синхронизации	37

7.3.3. Математические модели систем символьной синхронизации для исследова- ния воздействия нетеплового излучения ЭРД на канал символьной синхро- низации.	37
7.3.4. Имитационные модели для исследования характеристик каналов символьной синхронизации	38
7.3.5. Сравнительный анализ помехоустойчивости систем символьной синхрониза- ции при воздействии нетеплового излучения ЭРД	38
7.4. Имитационное моделирование радиолинии космической связи с учетом одновре- менного воздействия нетеплового излучения ЭРД и АБГШ на канал передачи информации и канал символьной синхронизации	38
7.4.1. Имитационная модель радиолинии системы космической связи с учетом одновременного воздействия нетеплового излучения ЭРД и АБГШ на канал передачи информации и канал символьной синхронизации	38
7.4.2. Анализ помехоустойчивости радиолинии системы космической связи с уче- том одновременного воздействия нетеплового излучения ЭРД и АБГШ на канал передачи информации и канал символьной синхронизации	39
7.5. Имитационное моделирование радиолинии космической связи с учетом одновре- менного воздействия негеплового излучения ЭРД и АБГШ на канал передачи информации и каналы символьной и фазовой симпроиназиии	30
7.5.1. Имитационная модель радиолинии системы космической связи с учетом одновременного воздействия нетеплового излучения ЭРД и АБГШ на канал передачи информации и каналы символьной и фазовой синуронизации	39
7.5.2. Анализ помехоустойчивости радиолинии системы космической связи с учетом одновременного воздействия нетеплового излучения ЭРД и АБГШ на канали передаци информации и каналы символьной и фазовой синуронизации	30
7.5.3. Анализ помехоустойчивости радиолинии системы космической связи с квад- ратурным компенсатором импульсных помех	39
7.6. Заключение	40 40
лава 8. Принципы учета влияния ЭРД в задачах электромагнитной совмести-	
мости (ЭМС)	40
8.1. ЭРД в задачах электромагнитной совместимости	40
8.1.1. Основные положения и определения	40
8.1.2. Иерархия РЭС и принципы анализа их ЭМС	40
8.1.3. Критерии ЭМС	40
8.1.4. Процедура расчета ЭМС при наличии ЭРД	40
8.1.5. Стандарты ЭМС	41
8.2. Перспективы развития стендовой базы в интересах задач ЭМС ЭРД	41
8.2.1. Использование стационарных безэховых камер для задач ЭМС ЭРД	41
8.2.2. Особенности конструкций мобильных БЭК	41
8.2.3. Дополнительное оборудование БЭК	41
8.2.4. Радиопоглощающие покрытия современных БЭК	41
8.2.5. Пример технической реализации мобильной БЭК	42
8.3. Заключение	42
Литература к главе 8	42
Список сокращений	42

7

Предисловие

Предлагаемая вниманию читателей книга содержит результаты исследования проблем разработки и применения современных электрических ракетных двигателей (ЭРД) космических аппаратов (КА) и их интеграции с радиосистемами космической связи. В ней приводятся технические характеристики современных ЭРД и обсуждаются основные факторы их воздействия на КА и бортовые радиосистемы.

Исследование и разработка ЭРД с начала их применения имеют почти полувековую историю. За это время изучено большое количество двигателей с разными механизмами ускорения рабочего тела, мощностью от несколько ватт до нескольких мегаватт, обеспечивающих скорость истечения рабочего тела от нескольких км/с до 100 км/с. Однако практическое применение нашли лишь немногие из них. Так, в настоящее время наиболее широко используются холловские и ионные двигатели, основная задача которых — поддержание орбиты геостационарных спутников связи. С ростом энерговооруженности современных и перспективных КА и увеличением сроков их активного существования появляются новые задачи для бортовых двигательных установок, в т.ч. обеспечение полетов в ближнем и дальнем космосе. При этом мощность современных и перспективных ЭРД начинает возрастать и уже достигает 10-50 кВт, что требует развития системного подхода для интеграции ЭРД с КА. Ионизированное состояние плазменных струй ЭРД и высокие скорости истечения приводят к тому, что они могут интенсивно взаимодействовать с окружающей средой, материалами внешних поверхностей КА и его системами. Среди возможных эффектов и факторов воздействия работающего ЭРД на КА и окружающую среду в настоящее время выделяют корпускулярное воздействие, связанное с эрозионными, силовыми и тепловыми эффектами, и электродинамическое, связанное с излучением в оптическом и радиодиапазоне, изменением электрического потенциала КА и изменением условий прохождения электромагнитных волн в окрестности плазменных струй.

При этом исследование особенностей работы радиосистем космической связи с КА дальнего космоса, оборудованными ЭРД, представляет собой самостоятельную научно-техническую задачу, с решением которой связана данная книга. Следует отметить, что в настоящее время отечественные и зарубежные публикации в этом направлении носят отрывочный характер и данная книга, по мнению авторов, должна заполнить этот пробел.

В монографии рассматриваются современные методы исследования ЭРД в наземных условиях и приводятся оригинальные экспериментальные результаты, полученные авторами применительно к анализу электромагнитного излучения, создаваемого электрическими ракетными двигателями. На основе известных и полученных авторами экспериментальных данных, вводятся новые феноменологические модели, описывающие излучение ЭРД в спектральной и временной областях. Ставится и решается задача имитационного моделирования эффектов влияния ЭРД на показатели качества функционирования радиосистем космической связи. Приводятся результаты анализа помехоустойчивости типовой командной радиолинии при воздействии электромагнитного излучения ЭРД. По итогам проведенного анализа формулируются общие принципы и даются рекомендации по интеграции ЭРД с бортовыми системами КА. Для электромагнитного излучения ЭРД, не попадающего в полосы пропускания приемных трактов бортовых систем КА, формулируется традиционная задача электромагнитной совместимости (ЭМС), приводятся основные критерии, процедура расчета и описываются особенности построения перспективных экспериментальных комплексов.

В книге содержатся результаты исследования авторов и их коллег, проведенные в научно-исследовательском институте прикладной механики и электродинамики (НИИ ПМЭ) Московского авиационного института в течение последних 10–15 лет. В книге приведены примеры лабораторных стендов, разработанных в НИИ ПМЭ, характеристики которых соответствуют лучшему мировому уровню.

Глава 1 написана кандидатом технических наук Важениным Н.А. Глава 2 написана совместно кандидатом технических наук Обуховым В.А., доктором технических наук Плохих А.П., академиком РАН Поповым Г.А. Глава 3 написана совместно Обуховым В.А., Плохих А.П., Поповым Г.А. Глава 4 написана совместно Плохих А.П., Поповым Г.А. Глава 5 написана совместно Плохих А.П., Важениным Н.А. Главы 6, 7 написаны Важениным Н.А. Глава 8 написана Плохих А.П.

Авторы считают приятным долгом выразить благодарность своим товарищам и коллегам по работе, чей многолетний труд позволил получить результаты, составившие основу данной книги.

Отзывы и пожелания просим направлять в адрес издательства «ФИЗМАТЛИТ».

Академик Г.А. Попов

Введение

Монография направлена на развитие теоретической базы системных прогнозных исследований космической деятельности России, в частности, обеспечение будущих полетов космических аппаратов (КА) в пределах солнечной системы с использованием двигателей малой тяги — электрических ракетных двигателей (ЭРД). В ЭРД, по сравнению с химическими двигателями, где используется тепловой механизм ускорения рабочего тела, электрическая энергия трансформируется в кинетическую, в основном минуя тепловую фазу. С физической точки зрения ЭРД являются ускорителями заряженных частиц с помощью электрических и магнитных полей и теоретически в них могут быть реализованы достаточно высокие скорости истечения струи (при современном уровне развития бортовой космической энергетики оптимальная скорость истечения составляет 20 000–50 000 м/с и выше). Для сравнения в химических двигателях, где температура газа принципиально ограничена теплотворной способностью топлива и не может быть выше 4–5 тысяч градусов, скорости истечения не превышают 5000 м/с для используемого на практике топлива.

С увеличением скорости истечения для получения того же значения тяги нужно затрачивать меньше рабочего тела, при этом экономится масса, что и является одним из главных преимуществ ЭРД.

В настоящее время опыт практического использования ЭРД в космосе превысил 40-летний рубеж. ЭРД полностью подтвердили свою работоспособность и надежность при решении таких задач, как: коррекция орбиты геостационарных космических аппаратов различных классов, довыведение КА с промежуточной на рабочую геостационарную орбиту; реализуются проекты с использованием ЭРД в качестве маршевых двигателей. В России наибольшие успехи достигнуты в разработке и практическом применении электроракетных двигательных установок (ЭРДУ) на базе стационарных плазменных двигателей (СПД). Так, серийные ЭРД разработки ОКБ «Факел» использовались или используются в составе ЭРДУ КА «Луч», «Купон», «Ямал-100», «Ямал-200» (ЭРД типа СПД М-70) и в составе ЭРДУ геостационарных связных КА серий «Галс», «Экспресс», «Экспресс-А», «Экспресс-АМ» для коррекции орбиты как по долготе, так и по наклонению (ЭРД типа СПД М-100). В настоящее время просматривается тенденция в сторону увеличения массы КА с ЭРД. За рубежом начали применяться тяжелые спутниковые платформы LS-1300 (разработчик SS/Loral), Eurostar 3000 (EADS Astrium), BSS-702 GEM (Boeing Spacecraft Systems), A-2100AXX (Lockheed Martin Commercial Space Systems) и Spacebus-4000 (Alcatel Space), а в России находятся в стадии разработки платформа «Экспресс-2000», «Ямал-300», «Ямал-400» ИСС им. М.Ф. Решетнева. Энерговооруженность тяжелых платформ достигает 4-5 Вт/кг, а проектный срок активного существования доходит до 15-18 лет.

В рамках освоения дальнего космоса в настоящее время реализуется и планируется к реализации уже целая группа зарубежных программ, где ЭРД используются в качестве маршевых двигателей, например Dawn, NASA, 27.09.2007 (исследование астероидов Vesta и Ceres с орбит вокруг этих астероидов; межпланетный перелет осуществляется с помощью 3-х ионных ЭРД NSTAR), BepiColombo, ESA/JAXA, 08.2013–09.2020 (исследование Меркурия с орбиты его искусственного спутника; участвуют 2 KA: MMO — Mercury Magnetosphere Orbiter, и MPO — Mercury Polar Orbiter; в состав КА входит SEPM — солнечный электроракетный модуль, 3 ионных двигателя QinetiQ T6), TSSM (Titan-Saturn System Mission), NASA, 09.2020–07.2033. Планируется исследование Титана (посадочный аппарат, монгольфьер, орбитальный аппарат), Энцелада (с пролетной траектории), Сатурна. Межпланетный перелет осуществляется с помощью 3-х ионных ЭРД NSTAR. JAXA планирует отправить еще один автоматический зонд к астероиду 1999 JU3. Отправка КА «Хаябуса-2» запланирована на 2014 год, а образцы астероидного вещества должны прибыть на Землю в конце 2020 года. На КА «Хаябуса-2» планируют установить обновленные ионные двигатели. Как и у его предшественника «Хаябуса-1», основная цель миссии зонда — собрать как можно больше вещества астероида и доставить его на Землю. В России также рассматривается использование ЭРД для КА дальнего космоса.

Ионизированное состояние плазменных струй ЭРД и высокие скорости истечения приводят к тому, что они могут интенсивно взаимодействовать с окружающей средой, материалами внешних поверхностей КА и его системами, оказывая корпускулярное и электродинамическое воздействие. С позиций систем дальней космической связи электродинамическое воздействие проявляется путем воздействия на канал связи с КА за счет изменения условий прохождения электромагнитных волн на трассе распространения плазменных струй ЭРД. В результате изменения электрофизических свойств околообъектовой среды возникают дополнительные рефракционные и дифракционные эффекты, дисперсионные и поляризационные искажения сигналов, приводящие, например, к изменению эффективной поверхности рассеяния КА, изменению диаграмм направленности бортовых антенн и т. д. В итоге указанные эффекты могут существенно повлиять на энергетический потенциал радиолинии, понизив его относительно расчетного значения.

Кроме того, следует отметить, что фазы рабочего процесса в ЭРД (ионизация рабочего тела, ускорение плазмы и нейтрализация выходящего плазменного потока) имеют сложную физическую природу и сопровождаются возникновением плазменных колебаний. В результате различных механизмов преобразования возникающие плазменные колебания трансформируются в шумовое электромагнитное излучение широкого диапазона частот от сотен Гц до десятков ГГц, которое может создавать помехи приемным трактам бортовых радиосистем.

Несмотря на то, что современные приемные тракты космических систем связи, навигации и локации являются достаточно хорошо разработанными, при их проектировании возможное воздействие ЭРД до сих пор должным образом не учитывается, что может приводить, например для систем связи, к уменьшению реальной дальности и скорости передачи информации и как следствие к снижению надежности функционирования бортовых радиосистем. Поэтому в монографии рассматриваются вопросы повышения надежности и эффективности функционирования КА с ЭРД.

Интеграция ЭРД с КА предусматривает предварительную наземную и летную отработку. В данной монографии рассматриваются вопросы разработки и совершенствования экспериментальной базы, технических средств и методов измерения спектрально-временны́х характеристик собственного излучения ЭРД в наземных условиях с целью создания взаимосвязанных физико-математических моделей, необходимых на этапе проектировании радиосистем КА дальнего космоса нового поколения. Ввиду универсальности подходов изложенные материалы будут востребованы и разработчиками систем связи КА ближнего космоса, оборудованными ЭРД.

Структурно монография состоит из 8 разделов (глав), объединенных соответствующей тематической направленностью.

Так, в главе 1 приведен обзор современного состояния, рассмотрены основные тенденции и направления развития радиосистем космической связи применительно

к КА дальнего космоса, включая свойства перспективных полососберегающих сигналов и архитектурные решения, предлагаемые для организации сетей дальней космической связи.

В главе 2 приведен систематизированный анализ физических принципов и тактико-технических характеристик современных и перспективных ЭРД. Рассмотрены основные направления развития ЭРД, предназначенных для полетов в ближнем и дальнем космосе.

Систематизации и анализу основных факторов воздействия ЭРД на КА и его радиоэлектронные системы КА посвящена глава 3.

В главе 4 проведен анализ и систематизация методов исследования электродинамических характеристик ЭРД в наземных условиях. Обсуждаются варианты построения стендовой базы и приводятся результаты исследований. Подробно обсуждаются опубликованные результаты в области экспериментальных исследований характеристик электромагнитного излучения ЭРД.

Разработанные методы и результаты экспериментальных исследований характеристик электромагнитного излучения ЭРД, полученные авторами, приведены в главе 5.

Анализу математических моделей, описывающих тепловое и нетепловое излучение ЭРД, посвящена глава 6. В ней рассмотрены модели электромагнитного излучения ЭРД разного уровня детализации, с помощью которых можно осуществлять инженерный анализ влияния ЭРД на функционирование бортовых радиоэлектронных систем с учетом как спектральных, так и временных характеристик излучения. Проводится сопоставление разработанных моделей с экспериментальными данными. Описываются феноменологические компьютерные модели электромагнитного излучения ЭРД, учитывающие его статистические свойства в частотной и во временной областях.

Глава 7 посвящена разработке и исследованию аналитических и имитационных моделей для анализа влияния электромагнитного излучения ЭРД на помехоустойчивость систем космической связи. Показано, что при определенных условиях наличие такого излучения может существенно влиять на качество функционирования систем космической связи. Предложены и проанализированы новые алгоритмы компенсации влияния импульсного излучения ЭРД, позволяющие получить существенный выигрыш по сравнению с традиционными методами борьбы с импульсными помехами.

В главе 8 рассмотрены варианты применения полученных результатов применительно к задачам электромагнитной совместимости (ЭМС). Рассматривается процедура учета вклада излучения ЭРД в общую электромагнитную обстановку, приводится методика расчета ЭМС ЭРД с использованием типовых критериев. Приводятся варианты построения перспективных измерительных комплексов для испытания ЭРД на помехоэмиссию в интересах системных задач ЭМС, а также с целью последующей разработки нормативных документов и стандартов.

Глава 1

ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И ТЕНДЕНЦИИ РАЗВИТИЯ СОВРЕМЕННЫХ СИСТЕМ ДАЛЬНЕЙ КОСМИЧЕСКОЙ СВЯЗИ

1.1. Радиосистемы дальней космической связи России¹⁾

Полеты дальних КА всех отечественных программ обеспечиваются многофункциональной радиосистемой дальней космической связи (РСДКС) [1.1, 1.2], которая осуществляет:

передачу командной и программной информации с Земли на КА;

 передачу телеметрической информации о работе систем КА и информации от научных приборов, в том числе видеоинформации с изображением планет и их спутников, с КА на Землю;

— измерения дальности и радиальной скорости, необходимые для навигации КА и исследования характеристик космического и околопланетного пространства.

Основная особенность радиолиний дальней космической связи — необходимость осуществлять передачу данных на очень большие расстояния, сотни и тысячи миллионов километров. В связи с тем, что мощность бортовых передатчиков и размеры бортовых антенн дальних космических аппаратов (ДКА) относительно невелики, на Земле для приема и передачи сигналов приходится использовать антенные системы большого размера с диаметром параболического зеркала до 30–70 метров. При этом из-за узкой диаграммы направленности таких антенн высокие требования предъявляются к точности их наведения при слежении за КА, которая может достигать долей угловых минут.

Высокие требования предъявляются также к чувствительности приемных устройств и мощности передающих устройств, долговременной стабильности излучаемых и гетеродинных частот наземных радиотехнических комплексов (НРТК) дальней космической связи.

Общая структурная схема радиосистемы ДКС приведена на рисунке 1.1. Основные задачи по радиообеспечению полета КА решаются с помощью двух систем передачи информации, командно-программной и телеметрической, и одной системы извлечения информации о параметрах движения КА — системы траекторных измерений. В каждую из этих систем входят специализированные бортовая и наземная информационные подсистемы и радиолиния, единая для всех трех систем.

Бортовые системы ДКА работают в двух режимах [1.1]:

— дежурном, когда работают только дежурные приемники для приема команд управления и ряд служебных систем, поддерживающих жизнедеятельность ДКА; при этом могут работать также научные приборы по автономной программе. Результаты записываются в бортовое запоминающее устройство (ЗУ); в этом режиме потребление электроэнергии бортовой аппаратурой минимально;

¹) Разделы 1.1-1.3 подготовлены совместно с А.С. Волковским.



Рис. 1.1. Структурная схема радиосистемы ДКС

— сеансовом, когда работают все приемные устройства и передатчики, осуществляющие обмен информацией с Землей. При этом на Землю передается служебная и научная информация, записанная в ЗУ и получаемая в течение сеанса связи.

1.1.1. Поколения отечественных радиосистем дальней космической связи. Первыми поколениями НРТК управления КА дальнего космоса были комплексы «Плутон» (1961–1980 гг.) с антеннами АДУ1000 и «Сатурн-МСД» (1971–1980 гг.) с антеннами П400 и П200. С 1981 по 2000 г. для управления ДКА использовался НРТК «Квант-Д» с антеннами П2500 и П400. В настоящее время для управления ДКА используется НРТК «Юпитер», который после модернизации будет использоваться для управления перспективными ДКА.

Первый полет советского КА к планетам Солнечной системы (проект «Венера-1») был совершен в 1961 г. Для этого проекта была разработана радиосистема *первого* поколения «Плутон», функционировавшая в диапазоне 900/700 МГц. Наземная часть системы состояла из станции в Симферополе и станции в Евпатории. На станции в Симферополе использовалась антенна диаметром 25 м, а в Евпатории — антенная решетка из восьми зеркал диаметром 8 м каждое. Радиосистема обеспечивала передачу командной информации со скоростью 0,16 бит/с, прием телеметрической информации с максимальной скоростью 64 бит/с и траекторные измерения скорости и дальности с точностью 100 мм/с и 400 м соответственно. С завершением первого этапа исследования Венеры (1972 г.) с помощью спускаемых в ее атмосферу аппаратов было закончено использование радиосистемы первого поколения.

Для исследования Марса с помощью орбитальных и посадочных аппаратов в 1970 г. была создана радиосистема второго поколения «Сатурн-МСД», работавшая в диапазонах 900/700 МГц и 6 ГГц. Эта система использовалась также на втором этапе исследований Венеры с помощью спускаемых и орбитальных аппаратов и при встрече с кометой Галлея в 1986 г. Наземные приемопередающие радиосистемы размещались на двух центрах ДКС в Евпатории и Уссурийске. Для связи с КА использовались антенны диаметром зеркала 32 и 70 м. Скорости передачи информации с КА были повышены до 100 кбит/с на дальности до 260 млн км, точности траекторных измерений скорости и дальности — до 10 мм/с и 200 м.

Радиосистема *третьего поколения* «Квант-Д» была разработана в 1981–1987 гг. и использовалась в программах «Фобос-88» и «Марс-96». Радиолинии этой системы работали как в диапазоне 900/700 МГц, так и в диапазоне 6/5 ГГц. Точность траекторных измерений скорости и дальности была повышена до 1 мм/с и 20 м. Для наземного обеспечения использовались приемопередающие станции в Евпатории и Уссурийске с антеннами диаметром 32 и 70 м и одна станция приема с антенной диаметром 64 м в Москве. При максимальной дальности 380 млн км и использовании наземной антенны с диаметром зеркала 70 м скорость передачи телеметрической информации составляла 16 кбит/с.

В последние годы ведутся работы по созданию радиосистемы ДКС четвертого поколения «Юпитер» применительно к проектам исследования дальнего космоса в рамках Федеральной космической программы России на 2006–2015 годы, утвержденной постановлением Правительства Российской Федерации от 22 октября 2005 г., № 635 [1.1, 1.3].

Многофункциональный НРТК «Юпитер» предназначен для управления полетами КА дальнего космоса, научных КА на высокоапогейных орбитах и КА лунных программ, а также для проведения широкого спектра научных исследований.

НРТК «Юпитер» обеспечивает:

 формирование командно-программной информации и передачу ее по радиолинии НРТК-КА;

 прием служебной и научной телеметрической информации (ТМИ) по радиолинии КА-НРТК, декодирование, регистрацию и передачу ее в центр управления и потребителям;

— измерение текущих навигационных параметров КА (радиальная скорость и дальность до КА).

НРТК «Юпитер» должен обеспечивать работу в соответствии с рекомендациями Консультативного комитета по космическим системам передачи данных (CCSDS).

1.1.2. Система передачи командно-программной информации. При управлении российскими ДКА используется командно-программный метод управления, в котором применяются как команды прямого действия, выполняемые в бортовых системах реального времени сразу после получения, так и наборы команд, закладываемые в память бортовых ЭВМ и выполняемые в заданный момент времени в будущем.

Система передачи командно-программной информации (КПИ) обеспечивает передачу информации, предназначенной для управления системами КА и научными приборами. Командная информация, немедленно исполняемая, носит функциональный характер, поэтому для нее используется термин «функциональная команда» (ФК). Программная информация, содержащая числовые значения каких-либо параметров, которые надо изменить в заданное время, обычно сначала запоминается в оперативной памяти систем КА. В указанный момент времени на КА выполняется какая-либо операция, параметры которой определяются запомненным числовым значением. Для такой информации используется термин «числовая команда» (ЧК).

К отличительным особенностям командно-программной системы передачи информации следует отнести:

малую вероятность трансформации одной ФК (ЧК) в другую (порядка 10⁻⁶);

высокую вероятность правильного приема каждой ФК и ЧК (порядка 1–10⁻⁴);

 обязательный прием ФК и ЧК при любой ориентации КА, в том числе и в нештатных ситуациях; непрерывную работу бортовой части системы в течение всего срока жизни КА (дежурный режим).

В основном ФК предназначены для систем управления, ориентации, терморегулирования, электропитания, научных приборов, а ЧК — для программно-временной системы и системы управления.

Как следует из рисунка 1.1, источником ФК является Центр управления полетом КА (ЦУП), в котором размещается группа управления. В то же время ЧК формируются как в ЦУП, так и в баллистическом центре (БЦ). Скомпонованный в ЦУП массив КПИ заранее по каналам связи поступает на наземную часть системы, где запоминается и шифруется. В сеансах связи запомненный массив КПИ передается на КА.

В бортовой части системы обеспечивается прием сигналов, выделение символов цифрового кода и дешифрация ФК и ЧК. В процессе излучения сигналов КПИ контролируется правильность этого процесса путем приема на наземной станции части мощности излучаемого сигнала, его декодирования, дешифрирования и сравнения принятых ЧК и ФК с переданными. Этот процесс носит название «обратный контроль».

Контроль правильности принятых на КА ФК и ЧК выполняется с использованием системы передачи телеметрической информации, с помощью которой с КА на Землю в режиме контроля КПИ передаются поразрядно значения полученных ФК и ЧК.

В дежурном режиме, когда сигналы на КА принимаются через малонаправленные антенны и энергетический потенциал радиолинии Земля-КА невысок, КПИ передается с малой скоростью (единицы-десятки бит/с). В сеансовом режиме прием сигналов на КА осуществляется через остронаправленную антенну и энергетический потенциал радиолинии Земля-КА возрастает на два порядка; соответственно увеличивается и скорость передачи КПИ.

К характерным особенностям системы передачи КПИ следует отнести большое время задержки между моментами передачи команды на Земле и приема ее на КА. Это время достигает 20 мин для связи с КА, находящимся в районе Марса, когда Марс и Землю разделяет 380 млн км. Поэтому управление системами КА на всех динамичных участках полета ведется с использованием программно-временной системы (ПВС), в память которой заблаговременно заложена необходимая КПИ. Эта система предназначена для:

 отработки «жестких» (хранящихся в ПЗУ) и «гибких» (хранящихся в ОЗУ) временных программ с выдачей управляющих кодовых слов в системы КА;

- обеспечения обмена управляющими кодовыми словами между системами КА;

формирования и выдачи синхрочастот в системы КА;

- счета времени и выдачи в системы КА кода бортового времени;

— запоминания, хранения и выдачи в системы КА числовых команд в виде управляющих кодовых слов.

1.1.3. Система передачи телеметрической и научной информации. В связи с жесткими ограничениями по энергетическим и весовым характеристикам бортовых систем ДКА, как правило, системы передачи телеметрической и научной информации выполняются совмещенными, обеспечивая передачу как служебной телеметрической информации, так и целевой научной информации. При этом объем научной информации обычно значительно превышает объем служебной информации.

Бортовая телеметрическая система обеспечивает сбор информации от различных служебных и научных датчиков, преобразует выходные сигналы этих датчиков в цифровую форму, обеспечивает хранение информации в период между сеансами связи и формирование единого цифрового потока двоичных данных. Можно выделить три основных вида источников данных на КА:

- системы КА (электропитания, ориентации, управления и др.);

- низкоинформативные научные приборы;

— высокоинформативные научные приборы (ТВ-камеры, оптико-механические сканеры и т. п.).

Эти источники информации, как правило, используют общую бортовую систему сбора, преобразования и хранения информации и единую радиолинию КА-Земля.

На Земле с выхода телеметрической системы передачи информации сообщения поступают к разным потребителям. Данные о состоянии систем КА поступают в группу анализа ЦУП. Научная информация используется различными научно-исследовательскими институтами. Информация от датчиков изображения используется как в интересах управления КА, так и в научных интересах.

Задачи системы передачи служебной телеметрической информации сводятся к передаче сообщений о состоянии систем КА, температурах в отсеках КА, исполнении передаваемых функциональных и числовых команд.

Основными отличительными признаками системы передачи служебной телеметрической информации являются:

- большая избыточность передаваемых сообщений;

невысокая точность измерения параметров;

большое число измеряемых параметров;

— необходимость передачи данных в аварийном состоянии КА (потеря ориентации, снижение мощности передатчика и др.).

Требования минимизации массы и потребления бортовой аппаратуры приводят к необходимости создания единой бортовой телеметрической системы, которая передает сообщения как от датчиков состояния систем КА (служебная телеметрия), так и от научных датчиков (научная телеметрия). Телеметрическая информация передается как безизбыточным кодом (при малых скоростях передачи), так и при высоких скоростях с помощью помехоустойчивого кодирования сверточными кодами (в перспективе — каскадными блоково-сверточными или турбо-кодами).

Бортовой комплекс телеметрической системы (рисунок 1.2) обеспечивает следующие режимы работы:

- передачу в реальном времени в сеансе связи;

- запоминание информации между сеансами связи;

 передачу одной части информации в реальном времени и одновременное запоминание другой части информации.

Сигналы от датчиков поступают на входы коммутаторов. Программа опроса датчиков находится в памяти устройства хранения и формирования. Аналоговые сигналы проходят через АЦП и в устройстве формирования кадра (УФК) объединяются в единый цифровой поток, который в реальном времени передается через радиолинию, а в режиме запоминания поступает в стартстопное запоминающее устройство. Все необходимые синхросигналы бортовой комплекс получает от программно-временной системы (ПВС). Обработку цифровых сообщений и управление режимами работы системы выполняет цифровой вычислитель. Бортовой комплекс способен обрабатывать не только данные отдельных датчиков, но и цифровые массивы. Телеметрический сигнал передается на наземные станции через мало- либо остронаправленную антенну. Наземная система обнаружения и демодуляции радиосигнала представляет собой программируемый цифровой приемник, управляемый быстродействующей специализированной ЭВМ. Далее выделенная информация обрабатывается в системе обработки и регистрации телеметрической информации.



Рис. 1.2. Структурная схема бортового комплекса телеметрической системы

1.1.4. Система траекторных измерений. Для измерения параметров движения межпланетных КА используется траекторный измерительный комплекс, представляющий собой совокупность радиотехнических систем для измерения параметров движения КА, временной привязки, первичной обработки и передачи измерительной информации в БЦ, вычислительные средства которого рассчитывают параметры траектории КА.

В настоящее время основными видами навигационных параметров при траекторных измерениях КА дальнего космоса являются дальность и радиальная скорость относительно наземных станций слежения, т.е. системы траекторных измерений двухпараметрические.

В радиолиниях дальних КА, работающих с непрерывными сигналами, дальность измеряется обычно фазовым методом. При этом в качестве дальномерных сигналов используются либо многочастотные сигналы, либо псевдослучайные коды, модулирующие сигналы несущей.

Радиальная скорость КА измеряется доплеровским методом по несущей частоте в запросном и беззапросном режимах. Запросный режим, обеспечивающий наиболее точные измерения, является основным. В современной измерительной системе центра ДКС измеряют не доплеровскую частоту непосредственно, а полный набег нециклической фазы сигнала на выходе системы фазовой автоподстройки частоты (ФАП) на мерном интервале. По этому фазовому набегу затем можно достаточно точно оценить среднюю частоту сигнала на мерном интервале. Так как измерительная система определяет набег фазы на сравнительно небольших интервалах времени (порядка 10 с), причем так, что сохраняется возможность увеличения этих интервалов без дополнительных потерь, при дальнейшей обработке отсчетов в БЦ можно применять квазиоптимальные методы, обеспечивающие близкую к потенциальной точность измерения частоты, а следовательно, и радиальной скорости.

Описанный двухпараметрический способ решения навигационной задачи при полете КА к планетам предусматривает такое использование большого объема измерений, разнесенных во времени и охватывающих достаточно протяженные участки траектории, чтобы обеспечить необходимую для определения пространственного движения КА динамику изменения дальности и радиальной скорости. Такой способ навигации, хотя в принципе и позволяет решить поставленную задачу, однако обладает рядом очевидных недостатков, особо проявляющихся при необходимости оперативно определять траекторию полета КА. В последние годы для навигации дальних КА наряду с традиционными измерениями дальности и радиальной скорости стали применять и «дифференциальные» интерферометрические измерения со сверхбольшой базой, при которых определяется угловое положение КА относительно космических источников радиоизлучения (КИ) с известным с высокой точностью угловым положением на небесной сфере (рисунок 1.3).



Рис. 1.3. Схема интерферометрических измерений

При традиционных методах измерений дальности и скорости с точностью, например, 20 м и 1 мм/с, соответственно, точность определения траектории КА не хуже 100 км на расстояниях сотен миллионов километров может быть достигнута только через 4 месяца регулярных измерений. Если же к этим измерениям добавить высокоточные радиоинтерферометрические измерения, то точность определения траектории в 50–100 км может быть достигнута уже через 5–10 дней измерений.

В результате корреляционной обработки зарегистрированных сигналов, принятых в разных приемных пунктах, определяется взаимная (по каждой базе) временная задержка и частота интерференции, соответствующая скорости изменения запаздывания (задержки) сигналов на данной базе. Частота интерференции характеризует дифференциальный доплеровский сдвиг частоты сигналов, принимаемых в разнесенных пунктах, вызванный вращением базы интерферометра относительно наблюдаемого источника. Полученные данные передаются в баллистический центр, где используются для определения траектории полета КА.

Затем с помощью метода интерферометрических измерений определяют координаты КИ, расположенных близко к проекции траектории КА на небе. Результаты этих измерений используются также для уточнения координат приемных антенн и длин баз и привязки времени в приемных пунктах. Определив положение КИ, проводят интерферометрические измерения положения КА на длине волны бортового передатчика. Точность интерферометрических измерений тем выше, чем шире полоса принимаемого сигнала.

1.1.5. Наземная сеть слежения и бортовые радиокомплексы. Средства *на*земной сети слежения за КА, как правило, выполняют следующие задачи: - угловое сопровождение КА, находящихся в полете;

 формирование и передачу на КА командной информации для управления бортовой аппаратурой;

- проведение траекторных измерений и определение траектории полета;

 прием с борта КА, выделение, обработку и представление телеметрической информации о работе бортовой аппаратуры;

- получение научной информации с борта КА;

— обмен всеми видами информации, необходимой для управления КА, между станциями слежения, ЦУП и БЦ;

- контроль работы технических средств сети слежения.

Первоначально для размещения центров дальней космической связи НКУ ДКА были выбраны максимально разнесенные по долготе точки на территории СССР: на западе — Евпатория, Крым, на востоке — Уссурийск (42–43° с.ш.). Расстояние между ними (долготная база) составляет 9600 км. Время видимости ДКА при этом составляло от 12 до 20 часов в сутки в течение года, что вполне достаточно для проведения операций по управлению ДКА на всех участках полета.

Для определения траектории полета за более короткое время и с большей точностью, особенно на начальном участке полета, требуется наличие третьего НРТК, разнесенного по широте с предыдущими. В качестве такого использовался ЦДКС в г. Щелково. Широтная база между Щелково и Евпаторией составляет 1200 км.

ЦДКС в пос. Медвежьи Озера под Москвой, оборудованный 64-метровой антенной ТНА1500, использовался в качестве дублирующего для приема научной информации [1.1].

Центры управления полетом (ЦУП) были размещены в г. Евпатории и г. Королеве, баллистические центры — в г. Королеве и г. Москве, в Институте Прикладной Математики (ИПМ) РАН.

После распада СССР ЦДКС в Евпатории оказался на территории другого государства. Поэтому в качестве Западного ЦДКС предполагается использование НРТК в пос. Медвежьи Озера.

В состав российской наземной сети слежения входят:

- станции дальней космической связи в г. Уссурийске и пос. Медвежьи Озера;

- ЦУП в подмосковном г. Королев;

— два БЦ: один в составе подмосковного ЦУП, второй — в ИПМ РАН.

Время радиовидимости ДКА составляет 16–18 часов в сутки. Работа с ДКА осуществляется в сеансовом режиме. Между сеансами бортовые передатчики выключены, КА ориентирован на Солнце для подзарядки аккумуляторных батарей. Сеанс радиосвязи начинается с ориентации остронаправленной антенны на Землю. С помощью спутниковых и наземных каналов связи телеметрическая информация, принятая станциями слежения с КА, доставляется в ЦУП, а информация, необходимая для управления КА, — из ЦУП на станции слежения, откуда она передается на КА.

Станции слежения за дальними КА должны обеспечивать решение тех же основных задач, что и станции других космических систем:

- поиска и слежения за КА;
- приема с него телеметрической информации;
- проведения траекторных измерений;
- выдачи команд управления.

Но специфические особенности радиолиний дальней космической связи предъявляют к станциям слежения такие дополнительные требования, которые делают их совершенно уникальными по техническим характеристикам и мало похожими на станции других космических систем. Основной особенностью радиолиний дальней космической связи является необходимость осуществлять радиосвязь на гигантских расстояниях — сотнях миллионов километров. Время распространения радиосигнала на эти расстояния может достигать нескольких десятков минут (а при полете к дальним планетам — и нескольких часов). В связи с тем, что масса и возможности энергопитания дальних КА весьма ограничены, мощности бортовых передатчиков и размеры бортовых антенн невелики. Поэтому для приема информации с этих КА на Земле приходится строить гигантские антенны с диаметром параболического зеркала до 30–70 м. Стоимость создания таких антенн очень велика. Поэтому нет возможности иметь отдельно приемные и передающие антенны и приходится их делать совмещенными, работающими одновременно на прием и передачу. При этом чрезвычайно высокие требования предъявляются к точности наведения антенны при слежении за КА (доли угловых минут).

Зеркальная антенна П-2500 с диаметром 70 м, установленная на станции в г. Уссурийске, представлена на рисунке 1.4. При работе в составе станции слежения антенна П-2500 обладает следующими техническими характеристиками [1.2]:

• работа на передачу в диапазонах 39 и 6 см (769,2 МГц и 5 ГГц); эффективная площадь антенны 2000 м² и 2600 м² соответственно;

• работа на прием в диапазонах 32 см, 5 см, 3,5 см (937,5 МГц, 6 ГГц, 8,57 ГГц); эффективная площадь антенны в указанных диапазонах 1850 м², 2300 м² и 2300 м² соответственно; шумовая системная температура в зените 45 К, 37 К и 30 К соответственно;

• диапазон изменения углов наведения: по азимуту 270 градусов, по углу места 5-90 градусов;

• максимальная скорость сопровождения объектов по программе: по азимуту не менее 4 угл. мин/с, по углу места не менее 1 угл. мин/с;

• точность наведения по азимуту и углу места не хуже 12 угл. с;



Рис. 1.4. Зеркальная антенна П-2500

• наведение — программное или программное с дополнительной коррекцией по углу места.

Чувствительность приемных устройств должна быть предельно достижимой для современного уровня техники. Мощность передающих устройств также должна быть достаточно большой: десятки и сотни киловатт мощности в непрерывном режиме. Для улучшения отношения сигнал-шум путем уменьшения полосы пропускания в бортовых и наземных приемных устройствах приходится принимать меры для исключения влияния доплеровского смещения частоты принимаемого сигнала. Из-за большого времени распространения радиосигнала для обеспечения необходимой точности траекторных измерений необходимо в системе эталонных частот использовать задающие генераторы с очень высокой стабильностью частоты — водородные стандарты частоты.

В связи с жесткими ограничениями массы и энергопотребления при создании дальних КА отсутствует возможность иметь на борту КА раздельные радиосистемы управления КА и целевую систему сбора и передачи на Землю научной информации по специальной радиолинии, как это делается в других космических системах (связных, навигационных, исследования Земли и др.). Поэтому радиолинии дальних КА выполняются совмещенными и по ним передается как информация, необходимая для управления KA, так и целевая научная информация, ради которой осуществляется полет KA.

Наземная аппаратура для приема телеметрической и научной информации является объединенной, но при этом она должна обладать предельными пороговыми характеристиками и работать в расширенном диапазоне информативности принимаемой информации: от единиц бит в секунду до сотен килобит в секунду.

Большое время распространения сигналов в дальних радиолиниях не позволяет использовать принятый в других космических системах способ повышения достоверности передачи команд (путем сравнения в наземной аппаратуре переданной на борт команды с командой, ретранслированной с борта). Число команд, выдаваемых на борт КА за время сеанса, очень велико: может достичь нескольких сотен. Поэтому командно-программная система в процессе сеанса работает полностью в автоматическом режиме без вмешательства человека. В остальном к станциям слежения за дальними КА предъявляются такие же требования, что и к станциям других типов: надежность работы, минимизация обслуживающего персонала, простота и удобство в обслуживании и др.

В состав станции слежения входят:

- антенные устройства с программным наведением;

приемные устройства;

передающие устройства;

- устройства формирования и выдачи командно-программной информации;

аппаратура траекторных измерений;

- аппаратура выделения, обработки и регистрации телеметрической информации;

- аппаратура точных частот и привязки времени;

- аппаратура калибровки и проверки аппаратуры станции слежения;

- система централизованного управления аппаратурой станции слежения.

Станция слежения с антенной П-2500 обеспечивает [1.2]:

— мощность передачи (в диапазоне 39 см) 120 кВт;

— мощность передачи (в диапазоне 6 см) 50 кВт (может быть доведена до 200 кВт);

скорость приема телеметрической информации — до 131 кбит/с на марсианских расстояниях;

— точность траекторных измерений: по дальности 20 м (может быть доведена до 5 м), по скорости 1 мм/с (может быть доведена до 0,2 мм/с);

— долговременную стабильность стандарта частоты 5×10^{-14} .

Бортовые радиокомплексы дальних КА решают три самостоятельные, но аппаратурно связанные задачи:

— прием команд и программ управления;

передача научной и служебной информации;

ретрансляция сигналов для измерения параметров движения.

Помимо магистральной радиосистемы, обеспечивающей двустороннюю связь между дальними КА и наземными станциями, бортовой радиокомплекс ряда дальних КА содержит автономные радиосистемы для связи спускаемого аппарата с пролетным или орбитальным КА. В направлении Земли все перечисленные задачи решаются полностью. В направлении спускаемого на поверхность планеты аппарата может решаться только часть задач, в зависимости от типа аппарата.

Общая особенность структур всех современных бортовых радиокомплексов — тенденция к интеграции приборов, решающих различные функциональные задачи, в единый приемопередатчик ввиду жестких энергетических и весогабаритных ограничений. Возникающие при этом потери для каждой из функций незначительны.

Бортовой радиокомплекс работает, в основном, в двух режимах: дежурном и сеансовом. В дежурном режиме включены только задающие генераторы передатчика, приемники командно-программной подсистемы и программно-временная подсистема. В сеансовом режиме включаются все системы бортового радиокомплекса. В дежурном режиме одноосной ориентации энергетический потенциал радиолиний определяется характеристиками малонаправленных антенн КА. В сеансовом режиме трехосной ориентации на борту КА используется остронаправленная антенна с высоким коэффициентом усиления. Диаметр бортовых антенн на отечественных дальних КА в зависимости от решаемой задачи составляет 0,9–2,8 м.

1.2. Радиосистемы дальней космической связи США

Общие принципы построения командной, телеметрической и траекторной систем комплексов дальней космической связи США аналогичны рассмотренным выше применительно к России [1.5–1.12]. В связи с этим остановимся более подробно на отличительных особенностях их современной реализации в наземных и бортовых комплексах, тактико-технических характеристиках и тенденциях развития.

Функционально радиосистемы дальней космической связи состоят из командной, научно-телеметрической и траекторной систем, которые технически реализованы в виде соответствующих наземных и бортовых комплексов.

1.2.1. Наземная сеть слежения и наземные радиокомплексы. В США управление КА дальнего космоса осуществляет созданная в 1962 г. наземная сеть слежения DSN (Deep Space Network) [1.5]. Сеть состоит из трех Центров обработки сигналов от приемопередающих станций слежения, расположенных в США (г. Голдстоун), Испании (г. Мадрид) и Австралии (г. Канберра), и одного Центра управления полетом в г. Пасадена (США), который совмещен с баллистическим центром. Такое расположение станций слежения обеспечивает круглосуточную видимость ДКА, хотя бы, одной станцией.

Передатчики ДКА включены постоянно с момента вывода на орбиту. ДКА постоянно находится в состоянии трехосной ориентации, и сеанс связи может проводиться в любой момент времени.

Каждый Центр обработки включает:

- одну наземную станцию с антенной диаметром 70 м (рисунок 1.5),
- от двух до пяти с антеннами диаметром 34 м (нескольких разновидностей),
- одну наземную станцию с антенной диаметром 26 м.

Антенны с диаметрами 34 м и 70 м в каждом Центре могут объединяться в единую антенную решетку. В настоящее время ведутся работы по увеличению количества 34-метровых антенн с целью повышения эффективности антенных решеток Центров обработки, а также создания новых многоантенных решеток в различных местах Земного шара (рисунок 1.6), эквивалентных имеющимся в Центрах, но без 70-метровых антенн.

DSN поддерживает связь в S-диапазоне (2,1/2,3 ГГц), X-диапазоне (7,2/8,4 ГГц) и Ка-диапазоне (32 ГГц). Для миссий дальнего космоса в настоящее время наиболее широко используется X-диапазон; Ка-диапазон рекомендуется для передачи высокоскоростных телеметрических данных с КА в комбинации с X-диапазоном. Благодаря увеличению направленности бортовых антенн КА Ка-диапазон обеспечивает по сравнению с X-диапазоном примерно четырехкратное увеличение скорости передачи информации из космоса при прочих равных условиях.

Или же, при неизменной требуемой скорости передачи информации, при переходе в Ка-диапазон становится возможным улучшить массогабаритные характеристики



Рис. 1.5. Наземная станция с антенной диамет- Рис. 1.6. Антенная решетка из 34-метрором 70 м вых антенн

КА за счет уменьшения размеров бортовой антенны и (или) уменьшения мощности передатчика.

Для передачи командной информации в сети DSN используются все типы антенн. В таблице 1.1 представлены рабочие полосы частот линии Земля-КА и мощности наземных передатчиков для *командных систем*, работающих с 70- и 34-метровыми антеннами [1.6].

Характеристики командной системы сети DSN следующие:

 метод модуляции: ИКМ-ФМ2-ФМ с гармонической или меандровой поднесущей (рассматривается возможность использования в перспективе ИКМ-ФМ2 без поднесущей);

— формат ИКМ (рисунок 1.7): NRZ — L, M, S; Bi — Φ — L, M, S;

- кодирование: безизбыточное или избыточное с помощью блочного БЧХ-кода;

— частота гармонической поднесущей: 999 Гц-250075 Гц;

— частота меандровой поднесущей: 100 Гц-1000 Гц;

- индекс модуляции для гармонической поднесущей: 0,1 рад-1,52 рад;
- индекс модуляции для меандровой поднесущей: 0,1 рад-1,40 рад;

 скорость передачи данных для гармонической поднесущей: 1 бит/с– 125 037,5 бит/с;

- скорость передачи данных для меандровой поднесущей: 1 бит/с-500 бит/с.

Телеметрическая система [1.7] может использовать все типы наземных антенн сети DSN (как и командная), а также все имеющиеся частотные диапазоны, включая Ка-диапазон (в отличие от командной), что отражает таблица 1.2.

С 26-метровыми антеннами работают аналоговые телеметрические приемники предыдущего поколения; современные цифровые приемники работают с 34и 70-метровыми антеннами. Соответствующие тактико-технические характеристики (TTX) телеметрических радиолиний представлены в таблице 1.3, где скорость «симв/с» относится к кодированным канальным символам. Значения числа канальных символов, приходящихся на один информационный бит, могут быть, например, следующие:

Таблица 1.1

Тип наземной антенны	Полоса частот (МГц)	Мощность наземного перелатчика (кВт)
	2110-2120	0,2-20
	2110-2120	20-400
		(мощность выше 20 кВт
70-м		используется только
		в аварийных ситуациях)
	7145-190	0,2–20
34-м HEF	7145-7190	0,2–20
	2025-2070	0,2–20
	2070-2090	0,2-5
34-м S/X BWG	2090-2120	0,2–20
	7145-7190	0,2–20
	7190-7235	0,2-5
34-м X/Ka BWG	7145-7190	0,2-20
	7190-7235	0,2–5

Рабочие полосы частот линии Земля-КА



Рис. 1.7. Первый транспондер SDST

— 1 для некодированных данных;

-2 для сверточного кода со скоростью r = 1/2 или турбо-кода;

-6 для сверточного кода со скоростью r = 1/6 или турбо-кода;

— 255/223 для кода Рида-Соломона (255 — общее число канальных символов в кодовом слове (блоковая длина кода), 223 — число информационных бит в кодовом слове, соответственно 255 — 223 = 32 — число избыточных (проверочных) символов в кодовом слове);

— $2 \cdot (255/223)$ для каскадного кода (кода Рида-Соломона) и сверточного кода со скоростью r = 1/2.

т	2	б	п	11		2	1	0
1	а	υ	JI	и	Ц	а	1	. 4

Тип наземной антенны	Полоса частот (МГц)	
70	2270-2300	
7 0 - M	8400-8500	
34-м HEF	2200-2300	
	8400-8500; 8200-8600	
34-м BWG S/X	2200-2300	
	8400-8500	
34-м BWG X/Ка	8400-8500	
JT-M DWC A/Ra	32 100-32 600	
34-м HSB	2200-2300	
26-м	2200-2300	

Типы наземных антенн и диапазоны частот

Таблица 1.3

Тактико-технические характеристики телеметрических радиолиний

Характеристики радиолинии	Приемные антенны 34-м и 70-м	Приемная антенна 26-м
Формат ИКМ (рисунок 1.7)	NRZ или Bi-Ф	NRZ или Bi-Ф
Помехоустойчивые коды	Сверточный код с малой длиной кодового ограничения $(k=7,\ r=1/2);$	Сверточный код с малой длиной кодового ограничения ($k = 7, r = 1/2$);
	сверточный код с большой длиной кодового ограничения (k = 3–15, r = 1/2–1/6);	
	блочный код Рида- Соломона (255, 223);	блочный код Рида– Соломона (255, 223);
	каскадный код (сверточ- ный + Рида-Соломона);	каскадный код (сверточ- ный + Рида-Соломона)
	турбо-код	

]	Продолжение таблицы 1.3
Методы модуляции	ФМ2 с поднесущей или без поднесущей и с остатком несущей;	ФМ2 с поднесущей или без поднесущей и с остатком несущей
	ФМ2, ФМ4, смещенная ФМ4 с подавленной несущей; рассматривается возможность введения в перспективе гауссовой модуляции с минимальным частотным сдвигом (ГММС)	
Частоты поднесущих	500 Гц-20 МГц	1 кГц-15 МГц
Скорость передачи данных при наличии поднесущей и при ос- татке несущей (ФМ2)	4 симв/с — 0,67·частота поднесущей (симв/с)	100 симв/с — 2,1 Мсимв/с
Скорость передачи данных при наличии поднесущей и при подавленной несущей (ФМ2)	20 · полоса ФАП (симв/с)— 0,67 · частота поднесущей (симв/с)	_
Скорость передачи данных при отсутст- вии поднесущей и при наличии остатка несущей (ФМ2)	10 ксимв/с — 26 Мсимв/с (ИКМ типа NRZ); 100 симв/с — 13 Мсимв/с (ИКМ типа Ві-Ф)	1000 симв/с— 10 Мсимв/с (зависит от полосы ФАП)
Скорость передачи данных при отсутствии поднесущей и при отсутствии несущей	 20 · полоса ФАП (симв/с) — 26 Мсимв/с (ИКМ типа NRZ, ФМ2); 20 · полоса ФАП (симв/с) — 13 Мсимв/с (ИКМ типа Ві-Ф, ФМ2); 40 ксимв/с — 26 Мсимв/с (ФМ4 или смещенная ФМ4) 	_
Тип телеметрического приемника	Цифровой	Аналоговый
Входная полоса телеметрического приемника	36 МГц	10; 30; 60; 300; 600 кГц; 1; 1,5; 3; 6; 10; 20 Мгц
Тип ФАП (синхро- низации по несущей)	С остатком несущей или с восстановлением несущей	С остатком несущей
Полоса ФАП несущей (односторонняя)	0,2 Гц — 200 Гц	10; 30; 100; 300; 1000; 3000 Гц

2 или 3

Порядок астатизма

контура ФАП

3

1.2.2. Бортовой радиокомплекс. Основными элементами бортового радиокомплекса радиосистемы дальней космической связи являются антенны, транспондер (приемо-ответчик) и выходной усилитель мощности.

Выходная мощность усилителя, в первую очередь, ограничивается массогабаритными характеристиками КА и составляет обычно не более 30-40 Вт.

Антенны имеют тенденцию значительно меняться от миссии к миссии в зависимости от конкретных потребностей связи, особенностей конструкции КА и ограничений средств запуска. Однако общим моментом, как и для российских систем, здесь является, как правило, сочетание малонаправленных антенн для случая неориентированного полета и узконаправленных (с большим усилением) для ориентированного полета.

В настоящее время на КА дальнего космоса США используется малогабаритный транспондер SDST (Small Deep Space Transponder) [1.11–1.13], разработанный Motorola/General Dynamics по заказу NASA и впервые установленный на КА миссии Deep Space 1 в 1998 г. (рисунок 1.8). Последующая модификация SDST приведена на рисунке 1.9.



Рис. 1.8. Первый транспондер SDST



Рис. 1.9. Современная модификация транспондера SDST

При разработке и создании SDST использовались технологии MMICs (Monolithic Microwave Integrated Circuit's) и цифровые сигнальные процессоры на основе ЗБИС (ASIC).

Гибкие технические решения, заложенные в SDST, позволяют удовлетворить телекоммуникационные требования практически любой миссии в дальнем космосе.

SDST имеет две конфигурации: X/X конфигурация содержит приемник Xдиапазона и модулятор-формирователь X-диапазона 880F1; X/X/Ка конфигурация содержит приемник X-диапазона, модуляторы-формирователи X-диапазона 880F1 и 840F1. Последний через умножитель частоты (×4) соединяется с усилителем мощности Ка-диапазона.

Основные характеристики транспондера SDST следующие:

- полоса частот на прием в X-диапазоне: 7,145-7,235 ГГц;
- полоса частот на передачу в Х-диапазоне: 8,400-8,500 ГГц;
- полоса частот на передачу в Ка-диапазоне: 31,800-32,300 ГГц;
- характеристики приемника Х-диапазона:
 - шум-фактор: не более 2,1–2,5 дБ при 25 °С и менее 3,2 дБ при другой температуре;
 - чувствительность: -158 дБм;

- скорость передачи данных в командном канале: 7,8125-4000 бит/с;
- модуляция в командном канале: ИКМ-ФМ2-ФМ (PM/PSK/NRZ);
- уровень входного сигнала системы слежения за несущей: от -70 до -156 дБм;
- двусторонняя шумовая полоса ФАП: 20–200 Гц;
- полоса слежения за задержкой: не менее ±200 кГц;
- частота поднесущей командного канала: 16 кГц;
- индекс модуляции в командном канале: 0,5-1,5 рад;
- индекс модуляции в дальномерном канале: 0,8-1,2 рад;
- тип фильтра в контуре слежения за задержкой: Чебышева, 3/15 порядка;
- полоса фильтра в контуре слежения за задержкой: 1500-1700 кГц;
- характеристики передатчика:
 - формат ИКМ телеметрического канала: NRZ-L (возможно также Bi-Ф-L);
 - кодирование телеметрического канала: сверточное, 15-1/2, 15-1/4, 15-1/6, 7-1/2;
 - частота поднесущей телеметрического канала: 2 кГц-18(4) МГц;
 - девиация фазы в телеметрическом канале: 0°-135° (90°);
 - индекс модуляции в дальномерном канале: 4,375, 8,75, 17,5, 35 и 70°;
 - выходная мощность формирователя (Exciter) в X-диапазоне: 880F1 +13 дБм (от +2,5 до -1,5 дБм); 840F1 +23,5 ± 2,5 дБм;
 - входная мощность умножителя ×4: +18 дБм (от +3 до 0 дБм);
 - выходная мощность умножителя ×4: -1 дБм (минимум);
 - выходная мощность формирователя (Exciter) в Ка-диапазоне: 4 дБм;
 - фазовый шум в Х-диапазоне: -20 dBc/Hz (1 Hz offset), -75 dBc/Hz (100 Hz-100 kHz offsets);
 - фазовый шум в Ка-диапазоне: больше чем в Х-диапазоне на 12 дБ;
 - стабильность частоты: 0–50°С \pm 5,0 ppm (parts per million)
 - уровень паразитных гармоник относительно несущей: < -50 дБн;
 - линейность фазовой модуляции: <10%;
 - метод модуляции: ФМ-2/BPSK (до 15 Мб/с), ФМ-4/QPSK (до 30 Мб/с);
 - максимальная скорость передачи информации: 30 Мб/с с возможностью увеличения при модернизации до 100 Мб/с;
- типовые вариации задержки сигнала: 6 нс;
- масса: 2,9-3,2 кг;
- потребляемая мощность:
 - только прием: 11,9-12,5 Вт;
 - с включением передатчика Х-диапазона: +2,2-3,5 Вт;
 - с включением передатчика Ка-диапазона: +3,8-7 Вт;
- габариты: 11,3 см × 17,4 см × 13,4 см;
- рабочая температура: от −40 до +60 °C.

В рамках программы Deep Space 1 транспондер SDST тестировался для скоростей передачи командно-программной информации: 2000, 1000, 500, 250, 125, 62,5, 31,25, 15,625 и 7,8125 бит/с, за исключением 31,25 бит/с [1.13]. Результаты тестирования приведены в таблице 1.4.

Структурная схема и интерфейсы SDST приведены на рисунке 1.10 [1.14]. Принимаемые сигналы на частоте S- или X-диапазона поступают на соответствующие входные каскады приемника и переносятся на первую промежуточную частоту. Затем поступают на вход усилителя APУ, переносятся на вторую промежуточную частоту и усиливаются в УПЧ. После аналого-цифрового преобразования все остальные операции по обработке принятого сигнала, за исключением декодирования, осуществляются в ЗБИС (ASIC).

Таблица 1.4

Скорость передачи команд, бит/с	Тестирование в полете	Мощность сигнала, дБм
2000	Да	-114
1000	Да	-124
500	Да	-120
250	Да	-131
125	Да	-128
62,5	Да	-132
31,25	Нет	нет данных
15,625	Да	нет данных
7,8125	Да	-140

Результаты проверки скорости приема командно-программной информации транспондером SDST в процессе полета KA Deep Space 1



Рис. 1.10. Интерфейсы транспондера SDST

Научная и телеметрическая информация, передаваемая по обратному каналу, поступает на СБИС и после соответствующего преобразования — на модулятор Х-или Ка-диапазона.

Укрупненная структурная схема бортовой телекоммуникационной подсистемы, использующей SDST, на примере бортового радиокомплекса DS-1 представлена на рисунке 1.11.



Рис. 1.11. Структурная схема бортового радиокомплекса DS-1

Традиционно командные системы используют трехступенчатые методы модуляции с остаточной несущей; в перспективе рассматривается переход к двухступенчатым методам с подавленной несущей, требующим реализации в бортовом транспондере нелинейных схем восстановления несущей.

Относительно высокие энергетические отношения в прямой линии связи обусловливают использование в командном канале либо безизбыточных кодов, либо избыточных с невысокой корректирующей способностью.

При передаче телеметрической информации по обратной линии связи необходимо использование помехоустойчивых кодов с высокой корректирующей способностью. В настоящее время в телеметрических системах осуществляется переход от сверточных и каскадных блоково-сверточных кодов к турбо-кодам и LDPC-кодам, которые из всех известных сегодня кодов максимально приближаются к пределу Шеннона. В телеметрических системах с повышением требований к скорости передачи информации более широко начинают использоваться полососберегающие методы модуляции (ГММС и др.).

Траекторные системы используют запросные измерения дальности многочастотным или псевдошумовым методом; запросные и беззапросные измерения скорости доплеровским методом, а также интерферометрические измерения со сверхбольшой базой.

Прямые линии связи в настоящее время главным образом используют Х-диапазон; в обратных линиях намечается переход от Х-диапазона к Ка-диапазону, позволяющему повысить скорость передачи телеметрической информации или улучшить массогабаритные характеристики бортового радиокомплекса.

1.3. Радиосистемы дальней космической связи Европейского космического агентства

Наземная сеть слежения за КА Европейского космического агентства [1.15] включает Европейский Центр управления полетами КА (ESOC — European Space Operations Centre), который был создан в 1967 г. и находится в г. Дармштадт в Германии, и расположенные по всему миру наземные станции.

Для миссий дальнего космоса главным образом используются станции Cebreros в Испании и New Norcia в Австралии, оснащенные антеннами диаметром 35 м (антенна станции Cebreros представлена на рисунке 1.12).



Рис. 1.12. Станция слежения с 35-метровой антенной



Рис. 1.13. Структурная схема бортовой ТТС-системы

Европейское космическое агентство ESA планирует построить в Аргентине станцию слежения с 35-метровой антенной. Для строительства выбрана площадка в 1000 км западнее Буэнос-Айреса и в 30 км южнее города Маларг (Malargue) (сообщает пресс-служба ESA). Станция дополнит существующую у ESA сеть слежения ESTRACK, состоящую из двух 35-метровых станций в Испании и Австралии и семи 15-метровых станций. Станция Cebreros реализует передачу сигналов на КА в Х-диапазоне, а также прием сигналов с КА в Х- и Ка-диапазонах. Станция New Norcia осуществляет прием и передачу в S- и Х-диапазонах, планируется введение Ка-диапазона для приема. Обе станции обеспечивают передачу на КА командно-программной информации, прием с КА научно-телеметрической информации и проведение траекторных измерений; возможная мощность излучения составляет 2 кВт или 20 кВт.

Типовая структурная схема бортовой TTC-системы (Telemetry, Tracking and Command — TTC) системы дальней космической связи ESA приведена на рисунке 1.13 [1.16–1.18]. Система включает две антенны с широкими диаграммами направленности, два транспондера, каждый из которых включает передатчик и приемник, и два декодера. В случае необходимости могут использоваться антенны с узкой диаграммой направленности. В транспондере используется двойное преобразование частоты и цифровая обработка сигналов. Данный транспондер использовался на KA



Рис. 1.14. Структурная схема аналоговой части транспондера

3 Попов Г.А.

перспективной европейской миссии BepiColombo, направленной на изучение Меркурия. Данный КА принимает сигналы с Земли в Х-диапазоне и передает сигналы на Землю в Х- и Ка-диапазонах через общую приемо-передающую антенну. Разделение каналов приема и передачи в Х-диапазоне осуществляет диплексор. Для Хи Ка-диапазонов в передающем тракте используются выходные усилители с мощностью 20 Вт. Транспондер Х-, Ка-диапазонов (DST) для КА миссии BepiColombo, как и для других современных европейских миссий (Rosetta, Mars Express, Venus Express), разработан итальянской фирмой ALENIA SPAZIO. Настоящий транспондер реализует последние достижения в технике цифровой обработки сигналов и имеет следующие основные характеристики:

программное управление с помощью встроенного микроконтроллера;

 слежение за остаточной несущей или восстановленной несущей принимаемого сигнала с помощью петель ФАП 2-го и 3-го порядков;

кодирование телеметрической информации сверточными и турбо-кодами;

 модуляция передаваемого сигнала традиционными методами с остаточной несущей (ИКМ-ФМ2-ФМ) и новыми полососберегающими методами с подавленной несущей (СФМ4, ГММС);

масса: 3,3 кг;

- потребляемая мощность:

— только прием: 11 Вт;

- с включением передатчика Х-диапазона: +6 Вт;

- с включением передатчиков Х- и Ка-диапазонов: +9 Вт;

— габариты: 21,5 см × 17,6 см × 12,5 см.

Структурные схемы аналоговой и цифровой частей транспондера представлены на рисунках 1.14 и 1.15 соответственно. Видно, что аналоговая часть приемопередающих трактов осуществляет в основном только усилительные и частотно-преобразовательные линейные операции. Формирование передаваемых информационных



Рис. 1.15. Структурная схема цифровой части транспондера

сигналов и выделение информации из принимаемых сигналов осуществляется в блоке цифровой обработки. Как и в случае SDST, здесь прием осуществляется в X-диапазоне, а передача информации может происходить как в X-диапазоне, так и в Ка-диапазоне.

На рисунке 1.16 представлен внешний вид 8PSK/QPSK X-BAND передатчика, разработанного компанией Alkatel и использовавшегося в проектах SPOT5, Demeter, Essaim. Данная разработка демонстрирует возможные направления развития TTC-систем ESA, которые могут быть использованы в системах дальней космической связи.



Рис. 1.16. Внешний вид передатчика Х-диапазона

Передатчик поддерживает стандарты пакетной передачи данных CCSDS и имеет следующие характеристики:

- Х-диапазон для передачи информации (8025-8400 MHz);

— скорость передачи информации — до 155,5 Мб/с;

- используются коды Рида-Соломона и решетчатые коды (trellis coding);

— используются спектрально-эффективные методы модуляции (TCM 5/6; 2/3; 8-PSK; QPSK);

- выходная мощность: 8 Вт.

1.4. Радиосистемы дальней космической связи Японии

Центр дальней космической связи в г. Усуда (Usuda Deep Space Center — UDSC) был создан в 1984 г. как филиал Института космических и астронавтических наук (Institute of Space and Astronautical Science — ISAS) [1.19].

UDSC реализует командное управление и прием данных от КА дальнего космоса, которые осуществляют исследование планет Солнечной системы и комет. Место расположения Центра в префектуре Нагано было выбрано так, чтобы уменьшить

влияние электромагнитных помех и шумов городов и обеспечить прием слабых сигналов из дальнего космоса.

Главной особенностью Центра является большая параболическая антенна диаметром 64 метра и площадью 3350 кв. м (рисунок 1.17), использующаяся для связи с КА дальнего космоса в Х-диапазоне (прием и передача), а также для связи с другими КА в S-диапазоне (прием и передача) и Х-диапазоне (только прием). UDSC осуществляет обмен информацией с Центром управления в г. Сагамихара.

Одной из перспективных разработок ISAS является транспондер для обеспечения связи с КА дальнего космоса в Х-диапазоне (рисунок 1.18) [1.20]. Основные технические решения данного транспондера были опробованы в рамках проекта HAYABUSA.



Рис. 1.17. Параболическая антенна диаметром 64 м



Рис. 1.18. Транспондер X-диапазона

Сравнительные характеристики разработанного ISAS транспондера и других известных транспондеров приведены в таблице 1.5. Основные характеристики транспондера ISAS приведены в таблице 1.6.

Транспондер состоит из четырех основных блоков, представленных на рисунке 1.19: радиочастотный блок (справа вверху), блок цифровой обработки (слева

Таблица 1.5

	NASA/JPL	NASA/APL	NASA/APL	ESA	ISAS
Объем, см ³	_	$10 \times 10 \times 6$		$25,4 \times 18,5 \times 16$	$19 \times 16 \times 10,3 (Rx)$ $16,8 \times 14,3 \times 9 (Tx)$
Масса, кг	3,0	1,0	1,32	6,5	3,76
Потребляемая мощность, Вт	$12,9^{(1)}$	11,7	12	$22^{(2)}$	28
Чувствитель- ность, дБм	-157, 4	-162	-155	-152	-144
Программа	DS1	_	CONTOUR	ROSETTA, Mars Express	HAYABUSA

Сравнение характеристик транспондеров Х-диапазона

(1) — передатчик Ка-диапазона выключен.

⁽²⁾ — передатчик S-диапазона выключен.

Таблица 1.6

Основные характеристики цифрового транспондера Х-диапазона ISAS

Параметр	Номинальное значение	
Частота (Uplink/Downlink), МГц	7156,23/8408,21	
Коэффициент шума, дБ	1,53	
Чувствительность, дБм	<-150	
Динамический диапазон сигнала, дБм	-15070	
Полоса частот слежения за дальностью, кГц	±100	
Выходной сигнал, дБм	20	
Масса, кг	3,4	
Потребляемая мощность, Вт	19,8	
Объем, см ³	15 imes 15 imes 9,5	



Рис. 1.19. Основные блоки транспондера

вверху), блок синтезаторов частоты (слева внизу) и блок электропитания (справа внизу).

Структурная схема транспондера приведена на рисунке 1.20.

Разработанный транспондер обладает достаточно высокими характеристиками: его коэффициент шума равен 1,53 дБ, а чувствительность не хуже —150 дБм. При этом масса, занимаемый объем и энергопотребление также находятся на хорошем уровне.


Рис. 1.20. Структурная схема транспондера

Индекс модуляции может меняться с шагом 0,01 рад до 1,4 радиана. Скорость передачи информации также может варьироваться в широких пределах.

Входная частота прямого канала соответствует частотам, выделенным для дальней космической связи, и равна $749F_0$, где $F_0 = 9,554783951$ МГц. В приемной части транспондера используется двойное преобразование частоты (рисунок 1.20). Отношение частоты в прямом канале к частоте в обратном канале равно 880/749.

Блок цифровой обработки сигнала осуществляет демодуляцию сигнала, несущего командно-программную информацию, формирование управляющего сигнала системы автоматической регулировки усиления, регенерацию когерентной составляющей обратного сигнала для измерения дальности. Блок выполнен на основе ПЛИС/FPGA ALTERA FLEX10K100, RAM и ROM памяти для инициализации ПЛИС.

На рисунке 1.21 представлены результаты экспериментального определения вероятности битовой ошибки в зависимости от уровня входного сигнала для синусоидальной поднесущей и индекса модуляции 0,1 рад. Видно, что наблюдается достаточно хорошее совпадение с теоретическими результатами, причем при малых уровнях сигнала результаты измерения примерно на 1 дБ лучше расчетных.

Малошумящий усилитель (МШУ/LNA) транспондера Х-диапазона выполнен по технологии multi-chip module (MCM) и имеет следующие характеристики: коэффициент усиления 35 дБ, коэффициент шума 1,2 дБ, энергопотребление 80 мА (5 В). МШУ построен на основе технологий НЕМТ (High Electron Mobility Transistor) и MMIC (Monolithic Microwave Integrated Circuit's).

1.5. Основные направления и тенденции развития систем дальней космической связи

1.5.1. Полососберегающие цифровые методы модуляции в системах дальней космической связи. На ранних стадиях развития систем дальней космической связи вопрос эффективного использования выделенной полосы частот был не самым актуальным. Однако по мере усложнения программ исследования дальнего космоса, увеличения требований к скорости передачи информации, увеличения количества



Рис. 1.21. Вероятность битовой ошибки

одновременно функционирующих КА вопрос уменьшения уровня помех от одновременно работающих КА и эффективного использования частотного ресурса становится все более актуальным.

В 1998 г. международная координационная группа по использованию частот в интересах космической связи (Space Frequency Coordination Group — SFCG) приняла рекомендации не использовать классические методы модуляции для проектов реализуемых после 2002 г. SFCG рекомендовала переходить к различным видам полососберегающих методов модуляции. Данные технологии модуляции известны уже достаточно давно, но их использование требует применения современных технологий цифровой обработки сигналов, реализуемых на основе микропроцессоров или ПЛИС.

На основе исследований, проведенных CCSDS в ответ на принятые SFCG рекомендации, были выделены 10 перспективных (в том числе полососберегающих) методов модуляции, которые используются или планируются к использованию NASA в системах дальней космической связи [1.21–1.24]: PCM/PM/NRZ (ИКМ-ФМн-2 с остаточной несущей), PCM/PM/Biphase (бифазная ИКМ-ФМн-2 с остаточной несущей), MSK (MMC), 8-PSK (ФМн-8), BPSK/NRZ (ИКМ-ФМн-2 без остаточной несущей), BPSK/Biphase (ИКМ-ФМн-2 без остаточной несущей), CMSK (ГММС) и FQPSK-B (Feher-patented QuadriPhase-Shift-Keying-B — запатентованная Фехером ФМн-4 с использованием фильтра Баттерворта).

Усилители мощности в передатчиках систем дальней космической связи, например на основе ламп бегущей волны (ЛБВ) (traveling-wave tube amplifiers (TWTAs)) и твердотельных усилителей (solid-state power amplifiers (SSPAs)), обычно работают в режиме максимальной энергетической эффективности. Однако такой режим работы наряду с высоким к.п.д. характеризуется высокой степенью нелинейности и появлением паразитной амплитудной и фазовой модуляции. Этот факт ограничивает использование в системах дальней космической связи различных типов QAM (KAM) модуляции, в которых передаваемая информация заключается в изменении амплитуды.

Кроме того, усилители, работающие в нелинейном режиме, иногда близком к ограничению, приводят к появлению в спектре сигнала дополнительных спектральных составляющих, расширяющих спектр сигнала. Это может приводить к нарушению ограничений на спектральные характеристики сигналов, задаваемых FCC или International Telecommunications Union (ITU).

Все это, как правило, приводит к необходимости использования сигналов с модуляцией, обеспечивающей постоянный уровень огибающей (Constant Envelope Modulations).

1.5.1.1. Методы модуляции с постоянной огибающей. К таким методам модуляции можно, прежде всего, отнести QPSK/OQPSK (Φ Mh-4/C Φ Mh-4), DQPSK/DOQPSK ($\Delta \Phi$ Mh-4/ДС Φ Mh-4) и π /4-QPSK (квадратурная Φ Mh-8) методы модуляции, а также методы частотной модуляции с непрерывной фазой (continuous phase frequency modulation — CPFM (ЧМН Φ) или continuous phase modulation — CPM (МН Φ)). К наиболее широко известным методам модуляции с непрерывной фазой относятся: MSK (ММС), SFSK (синусоидальная ЧМ) и GMSK (ГММС).

Эффективность использования полосы схемой СРМ достигается за счет сглаживания сигнала во временной области. Это сглаживание приводит к концентрации энергии сигнала в более узкой полосе, что обеспечивает уменьшение ширины полосы, требуемой для передачи сигнала, и размещение соседних сигналов плотнее друг к другу в спектральной области. В то же время, вследствие сглаживания сигнала во временной области, проявляется тенденция к уничтожению символьных переходов, от которых зависит работа ряда схем синхронизации. Имеется и другая, родственная проблема — при использовании схемы СРМ сложно различить последствия ошибки фазы несущей и ошибки символьной синхронизации, что делает взаимозависимыми задачи сопровождения фазы и символьной синхронизации.

Схемы модуляции с непрерывной фазой в зависимости от соотношения длительностей информационного бита и импульса частотной модуляции можно разделить на два класса: модуляция с полным откликом (full response), когда длительность импульса частотной модуляции не превышает длительность символа, например в случае MSK, и модуляция с частичным откликом (partial response), когда длительность импульса частотной модуляции превышает длительность символа и в этом случае имеет место модуляция с межсимвольной интерференцией (например, GMSK).

В качестве частного случая обобщенной MSK модуляции может рассматриваться синусоидальная частотная манипуляция (sinusoidal frequency-shift-keying — SFSK), использующая не прямоугольную, а синусоидальную (приподнятый косинус) форму импульса, описывающего изменение частоты во времени.

Спектральные характеристики сигналов для модуляций OQPSK, MSK и SFSK приведены на рисунке 1.22, а зависимости относительного уровня сигнала вне заданной полосы — на рисунке 1.23 [1.21]. Здесь T_b — длительность информационного символа, B — заданная полоса частот.

Зависимость спектральной плотности мощности сигнала от нормированной частоты для случая GMSK приведена на рисунке 1.24. Здесь $h = 2\Delta f \cdot T_b$ — индекс (коэффициент модуляции), Δf — девиация частоты, $R_b = 1/T_b$ — скорость передачи информации, $L = 1/BT_b$ — интервал корреляции, равный количеству информационных символов, на которые влияет один информационный символ. В случае L = 1имеет место модуляция с полным откликом, а при L > 1 — модуляция с частичным откликом. Из приведенных зависимостей видно, что GMSK может обеспечить более эффективное использование полосы частот.

Для схем СРМ следует отметить, что в начале каждого интервала передачи символа компонента текущей фазы сигнала, несущая информацию, является Марковским процессом, поскольку она зависит от фазы в начале символа и значения текущего символа. А значение фазы в начале символа является следствием некоторого



Рис. 1.22. Спектральная плотность мощности сигналов



Рис. 1.23. Нормированный уровень сигнала Рис. 1.24. Спектральная плотность мощности вне заданной полосы сигналов

числа предыдущих символов. Следовательно, для частного случая конечного числа возможных состояний фазы получается канал с конечным числом состояний, который удобно описывать с помощью решетчатой диаграммы.

Таким образом, MSK сигналы можно рассматривать как разновидность сигналов с решетчатым кодированием (trellis-coded modulation — TCM) или сигнальнокодовых конструкций (CKK), которые в данном случае могут быть декодированы с конечной задержкой, равной 1 биту.

Рассмотренные выше полососберегающие методы модуляции относятся к классу методов модуляции со строго постоянной огибающей, которые обеспечивают максимальную энергетическую эффективность для нелинейных каналов с насыщением.

Между двумя крайними случаями классов модуляций (с постоянной и непостоянной огибающей) существует группа методов модуляции с квазипостоянной огибающей, которая при относительно небольшом снижении энергетической эффективности обеспечивает существенное повышении эффективности использования полосы частот.

1.5.1.2. Методы модуляции с квазипостоянной огибающей. Одним из наиболее перспективных методов модуляции в данном классе является Feher-patented quadriphase-shift-keying (FQPSK) [1.25]. Данный метод модуляции имеет общие корни с cross-correlated PSK (XPSK) [1.26–1.28] и является модификацией interference and jitter-free QPSK (IJF-QPSK) [1.29], позволяющей в некоторых случаях уменьшить до нуля имеющиеся в IJF-QPSK 3-дБ флуктуации огибающей. Одной из наиболее перспективных разновидностей FQPSK является FQPSK-B (Butterworth-filtered FQPSK). Конкретный тип фильтра и оптимальное значение параметра, определяющего произведение полосы на длительность символа, запатентованы.

Уменьшение уровня флуктуаций огибающей до нуля обеспечивается только для равномерных выборок синфазной и квадратурных компонент. При этом между выборками остается некоторый не нулевой уровень флуктуаций огибающей. Поэтому данный метод модуляции относится к методам с квазипостоянной огибающей. Снижение уровня флуктуаций огибающей обеспечивается введением некоторой управляемой взаимной корреляции между синфазной и квадратурной компонентами сигнала. Сигналы с FQPSK могут также рассматриваться как сигналы с решетчатым кодированием (TCM).

Сравнение спектральных плотностей мощности и уровня сигнала вне заданной полосы для сигналов с различными методами модуляции приведено на рисунках 1.25 и 1.26.

Зависимость вероятности битовой ошибки от битового отношения сигнал-шум для различных методов модуляции и алгоритмов приема приведена на рисунке 1.27. Видно, что для вероятности битовой ошибки 10⁻⁴ приемник сигнала с решетчатым кодированием более, чем на 1 дБ лучше приемника с усредняющим согласованным фильтром и только на 0,6 дБ проигрывает OQPSK, что является сравнительно небольшой платой за существенное улучшение спектральных характеристик сигнала.

Кроме рассмотренных существует еще ряд методов модуляции, обеспечивающих эффективное использование полосы частот, которые могут найти применение в системах дальней космической связи. Так, метод модуляции, известный как shaped BPSK (SBPSK) [1.30], был предложен как средство ограничения полосы частот, занимаемой BPSK сигналом, с сохранением при этом постоянной огибающей сигнала. Дальнейшее развитие предложенных принципов применительно к модуляции QPSK привело к появлению модуляции shaped offset QPSK (SOQPSK). В 2000 году появилось сообщение [1.31] о разработке варианта реализации SOQPSK, который имел



Рис. 1.25. Спектральная плотность мощности сигналов



Рис. 1.26. Нормированный уровень сигнала вне заданной полосы

спектральные характеристики и показатели помехоустойчивости такие же или даже лучше, чем FQPSK-В. Поскольку метод SOQPSK, в отличие от FQPSK, не защищен патентом, то он может рассматриваться как кандидат на широкое использование в системах цифровой связи.



Рис. 1.27. Вероятность битовой ошибки

SOQPSK можно рассматривать как гибрид OQPSK и MSK. В случае OQPSK зависимость фазы модулирующего сигнала от времени имеет вид прямоугольных импульсов, и в промежутках между изменениями фазы она постоянна. В случае MSK фаза в пределах символа меняется линейно с положительным или отрицательным наклоном. Для первоначальных вариантов SOQPSK характерной являлась возможность трех вариантов поведения фазы в пределах символа: линейное возрастание, линейное уменьшение и сохранение постоянного значения. Таким образом, зависимость изменения частоты от времени описывается прямоугольными импульсами с амплитудой, принимающей значения $\{-1, 0, +1\}$. Более поздние варианты реализации SOQPSK, известные как SOQPSK-A и SOQPSK-B, предполагают использование импульсов, имеющих вид приподнятого косинуса.

На рисунке 1.28 представлены зависимости спектральной плотности мощности (СПМ) для сигналов с SOQPSK, использующих прямоугольные импульсы для изменения частоты, и для сигналов с SOQPSK-A и SOQPSK-B. Видно, что для уровней ниже 40 дБ последние имеют существенный выигрыш по сравнению с SOQPSK, который принят в качестве военного стандарта.

Сравнение СПМ сигналов с FQPSK-В и SOQPSK-А для случая нелинейного усиления в канале приведено на рисунке 1.29. Необходимо отметить, что полученный результат связан с тем, что FQPSK-В имеет непостоянную огибающую, в то время как SOQPSK-А имеет строго постоянную огибающую.

На рисунке 1.30 приведены зависимости вероятности битовой ошибки для FQPSK-B, SOQPSK-A и SOQPSK-B, полученные на основе моделирования (*a* — верхний график) и экспериментально (*b* — нижний график). Видно, что при вероятности битовой ошибки 10⁻⁵ SOQPSK-A проигрывает FQPSK-B примерно 0,5 дБ, а SOQPSK-B, наоборот, выигрывает по отношению к FQPSK-B примерно 0,75 дБ.

На рисунках 1.31 и 1.32 (в увеличенном масштабе) представлена зависимость эффективности использования полосы частот от битового отношения сигнал-шум, требуемого для получения вероятности ошибки 10⁻⁴, для различных методов модуляции. Здесь под эффективностью использования полосы частот понимается отношение



Рис. 1.28. Спектральная плотность мощности



Рис. 1.29. Спектральная плотность мощности

полосы частот, занимаемой сигналом и определяемой как двухсторонняя полоса частот, содержащая 99% мощности сигнала, к скорости передачи информации.

Как видно из представленных результатов, FQPSK-В имеет наиболее узкую полосу частот (наибольшую скорость передачи информации на единицу занимаемой полосы частот) при битовом отношении сигнал-шум, близком к GMSK и BPSK/NRZ. С другой стороны, наибольшую энергетическую эффективность за счет расширения полосы частот обеспечивает BPSK/NRZ с турбо-кодированием со скоростью 1/3, что удовлетворяет требованиям систем дальней космической связи.

8-PSK с решетчатым кодированием также представляется хорошим решением с точки зрения компромисса между энергетической и спектральной эффективностью.



Рис. 1.30. Вероятность битовой ошибки

Сюда же можно отнести PCM/PM/NRZ и BPSK/NRZ с использованием кодов Рида-Соломона, рекомендованных CCSDS.

1.5.2. Развитие архитектуры сети дальней космической связи. Исследование космического пространства предполагает обеспечение эффективного информационного взаимодействия между пилотируемыми и автоматическими КА, являющимися спутниками Земли, Луны, других планет Солнечной системы, при полетах к астероидам и кометам, а также между ЦУПами, КА и спускаемыми аппаратами, включая стационарные и мобильные средства на поверхности планет. Речь идет



Рис. 1.31. Диаграмма обмена удельных затрат полосы и вероятности битовой ошибки [1.21]



Рис. 1.32. Диаграмма обмена удельных затрат полосы и вероятности битовой ошибки [1.21]

как о передаче больших объемов научной и телеметрической информации на Землю, так и интерактивном взаимодействии с автономными роботизированными комплексами и научными приборами, которое должно быть надежным, безопасным и оперативным.

Существующие системы (сети) дальней космической связи (Deep Space Network — DSN) создавались в соответствии с различными требованиями, разными организациями в разных странах и поэтому имеют весьма ограниченные возможности по взаимодействию и унифицированному обмену данными.

В то же время широко распространенные и общепризнанные интернет-технологии обеспечивают стандартные и достаточно эффективные способы информационного взаимодействия между разнородными источниками и потребителями информации.

Программы исследования космического пространства и, в том числе, программы исследования дальнего космоса постоянно сталкиваются с необходимостью более



Рис. 1.33. Рост пропускной способности каналов ДКС [1.32]

быстрой, эффективной и экономичной реализации, а также с более быстрым доступом к результатам исследований через Интернет для широкого круга заинтересованных лиц [1.32–1.39]. Одним из примеров успешного решения подобных задач является доступ через Интернет к космическим снимкам Земли и другим результатам дистанционного зондирования. В связи с этим, а также учитывая постоянный рост пропускной способности каналов дальней космической связи (рисунок 1.33), которая в ближайшие десятилетия будет лежать в пределах от сотен килобит в секунду до нескольких мегабит в секунду, представляется заманчивым использование технологии и протоколов Интернета в задачах информационного обмена с КА дальнего космоса.

К сожалению, использование сервисов обычного Интернета основывается на некоторых принципах, которые не вполне подходят для дальней космической связи. Так, протоколы Интернет носят диалоговый характер; многие элементы в протоколах требуют немедленного реагирования. Существующие интернет-протоколы предполагают наличие постоянного, двунаправленного канала связи между взаимодействующими объектами, они ориентированы на короткие и относительно постоянные задержки сигналов.

В то же время в системах дальней космической связи задержка распространения сигнала может меняться во времени и достигать десятков минут, возможны значительные по продолжительности перерывы в связи, связанные, например, с вращением и взаимным перемещением планет и КА.

Кроме того, интернет-протоколы предполагают наличие качественных каналов связи, обеспечивающих низкий уровень ошибок в канале. В системах дальней космической связи из-за большого расстояния, как правило, уровень сигнала достаточно слабый, близкий к чувствительности приемной аппаратуры, что увеличивает вероятность возникновения ошибок в передаваемой информации.

Под архитектурой информационной сети, прежде всего, понимается концепция построения сети, включающая основные элементы информационной сети, характер и топологию взаимодействия этих элементов, логическую, функциональную и физическую организацию технических и программных средств сети.

Межпланетный Интернет (InterPlaNetary Internet — IPN-Internet) представляет собой следующий шаг в развитии сети дальней космической связи на основе идеологии и технологий Интернета. IPN-Интернет гипотетически должен работать как объединение обычного (планетного) Интернета и опорной сети дальней космической связи (рисунок 1.34). В отличие от режима реального времени, реализуемого TCP/IP протоколом, узлы IPN будут обмениваться информацией в режиме хранения полученной информации в узле и передачи ее получателю в удобный момент времени. Узлы сети будут нести ответственность за хранение данных и отправку данных следующему узлу сети. Удаление данных, хранимых в узле, будет осуществляться только после получения подтверждения о их успешном получении от следующего узла сети.



Рис. 1.34. ІРМ-Интернет

В настоящее время центры управления вручную планируют каждый сеанс связи с КА дальнего космоса, формируют все необходимые команды, определяющие, какую информацию, когда и куда следует послать. В случае стандартизации IPN все это должно делаться автоматически.

Несмотря на кажущуюся экзотику, принципы, закладываемые в IPN, имеют применение и для наземных объектов, например, таких как: беспроводные и сотовые телефоны, мобильные и карманные компьютеры, приборы, функционирующие в экстремальных условиях, например на поле боя, приборы с энергопитанием от батарей, сенсорные сети, автомобильные системы и т.п. Направление, связанное с развитием информационных сетей для подобных мобильных абонентов, получило условное название «сети, устойчивые к задержке» (Delay-Tolerant Networks) или «сети, устойчивые к сбоям» (Disruption-Tolerant Networks (DTN)). В отличие от TCP/IP протокола DTN не подразумевает наличия постоянного соединения между

4 Попов Г.А.

абонентами. Если требуемый маршрут в данный момент не может быть построен, передаваемые данные не теряются. Каждый узел DTN обеспечивает хранение передаваемых данных необходимое время, пока не появится возможность передать их следующему узлу. Такой метод получил название метода хранения и передачи (store-and-forward method).

В рамках первого этапа проекта InterPlaNetary Internet, финансировавшегося DARPA в рамках проекта Next Generation Internet, разрабатывались архитектура, общие принципы построения IPN и новые ключевые протоколы. Общий подход заключался в распространении принципов обычного Интернета, ориентированного на относительно короткие временные задержки, на связь с КА, находящимися на орбитах планет и свободно двигающимися в пределах Солнечной системы. Такие КА взаимодействуют друг с другом и с центрами управления через опорную сеть дальнего космоса, характеризующуюся большими временными задержками в передаче информации (рисунок 1.34).

На втором этапе, финансировавшемся InterPlanetary Network и Information Systems Directorate Jet Propulsion Laboratory NASA, проводилась апробация архитектурной концепции IPN-Интернета и была расширена его область применения с учетом появления нового класса наземных сетей — Delay-Tolerant Networks или Disruption-Tolerant Networks (DTN).

В ноябре 2008 года исследовательская группа NASA, в которую входили специалисты Jet Propulsion Laboratory (JPL), Google, Inc. и др., успешно провела тестирование первого прототипа сети IPN для дальнего космоса, использующей модернизированные протоколы Интернет [1.33]. Программное обеспечение, получившее название Disruption-Tolerant Networking (DTN), использовалось для передачи космических снимков с KA, удаленного более чем на 32 миллиона километров от Земли.

IPN осуществляет передачу данных, используя методы, отличающиеся от обычного TCP/IP протокола Интернета. Межпланетный Интернет должен быть устойчивым к изменениям задержки сигнала, разрывам в сеансах связи, помехам и другим нарушениям при передаче данных, например таким, как солнечные бури, изменение ориентации КА и т. п.

Для демонстрации возможностей DTN использовался КА Ерохі, выполняющий полет по программе Comet Hartley 2 уже в течение 2 лет. Всего в данной сети было задействовано 10 узлов. КА Ерохі имитировал КА на орбите Марса, остальные узлы сети на Земле имитировали спускаемый аппарат, спутники и наземный центр управления. Эксперимент продолжался в течение месяца. В дальнейшем планируется продолжить его с использованием Международной космической станции (МКС).

Планируется, что в ближайшие несколько лет Межпланетный Интернет будет задействован для обеспечения ряда сложных космических программ, использующих несколько спускаемых аппаратов, КА на орбитах и мобильные аппараты на поверхности планет. Использование Межпланетного Интернета должно обеспечить более простое, эффективное и надежное управление данными объектами.

1.5.2.1. Особенности архитектуры IPN-Интернета и DTN-сетей. Базовая концепция IPN-Интернета заключается в создании метасети Интернет-сетей:

- каждая отдельная Интернет-сеть имеет относительно малые задержки;

 отдельные Интернет-сети взаимодействуют между собой через базовую (опорную) сеть дальней космической связи, внутри которой задержки при передаче информации могут достигать больших величин; для взаимодействия сетей с малой и большой задержкой создаются специализированные шлюзы и ретрансляторы.

Базовая архитектура IPN-Интернета включает в себя основные элементы (рисунок 1.34), список которых представлен ниже.

— Базовая (опорная) сеть (Backbone Network) дальней космической связи. Предполагается, что в эту сеть войдут наземная сеть слежения за KA дальнего космоса NASA, сеть Интранет и виртуальные частные сети (virtual private networks — VPNs) NASA, другие коммерческие и иностранные сети, которые могут быть использованы.

 Сеть доступа (Access Network), представляющая собой коммуникационные интерфейсы между базовой сетью и локальными бортовыми сетями КА и автономных исследовательских аппаратов.

 Сеть связи и передачи данных между КА (Inter-spacecraft Network), представляющая собой сеть обмена данными между КА в созвездии, группировке, кластере.

— Сеть обмена данными между близкими подвижными объектами (Proximity Network), например такими, как: марсоходы, луноходы (rovers), спускаемые аппараты (landers), распределенные сенсоры и т.п., образующими сеть с каналами непосредственного взаимодействия в пределах зоны обслуживания (ad hoc network).

Принципы межсетевого взаимодействия в обычном Интернете поясняются рисунком 1.35. При ретрансляции используются протоколы физического, канального и сетевого уровней. Транспортный уровень обеспечивает передачу информации между конечными пользователями.



Рис. 1.35. Протоколы Интернета

При разработке принципов и протоколов IPN-Интернета необходимо учитывать следующие особенности функционирования сети дальней космической связи:

— значительные по величине и меняющиеся во времени задержки сигналов, принимаемых от КА дальнего космоса;

асимметричный характер объемов передаваемой и принимаемой информации;

- относительно высокий уровень ошибок в каналах связи;
- нерегулярность и ограниченность по времени сеансов связи;
- ограниченность инфраструктуры сети.

4*

Для локальных сетей с малой задержкой и относительно небольшим уровнем шумов, например таких, как сети спутников планет, планируется использовать Интернет-подобные протоколы.

Разрабатывается новый вид протокола, называемый "bundling" — групповой или объединяющий, предназначенный для обеспечения информационного обмена между разнородными Интернет-сетями (рисунок 1.36). Таким образом, различия в используемых протоколах в случае IPN-сети и классического Интернета могут наблюдаться на всех уровнях начиная с физического и заканчивая транспортным. Однако принципиальным отличием является появление объединяющего Bundle-протокола на верхнем уровне транспортного протокола (рисунок 1.37 и 1.38).



Рис. 1.36. Протоколы IPN-Интернета



Единое название пространства, конечная связь имя-адрес

Рис. 1.37. Адресация в IPN-Интернете

Основные отличия							
Уровни:	Земная магистральная сеть	Межпланетная магистральная сеть					
Транспортный	ТСР	Группировка					
<u>Сетевой</u>	IP	IP, NP					
<u>Канальный</u>	SONET	CCSDS Радиолиния или лазер					
<u>Физический</u>	Оптоволокно						

Рис. 1.38. Сравнение протоколов различного уровня

С точки зрения функционального назначения сети, объединяемые в рамках IPN-Интернета, можно разделить на следующие классы:

- InterPlaNetary Backbone Network;
- InterPlaNetary External Network;
- PlaNetary Network: PlaNetary Satellite Network and PlaNetary Surface Network.

Асимметричный характер передачи данных в Межпланетном Интернете связан с тем, что объем командно-программной информации, передаваемой на борт КА или ровера, как правило, во много раз меньше, чем объем научной и телеметрической информации, передаваемой с борта КА на Землю. Поэтому для передачи командно-программной информации требуется не столько высокоскоростной, сколько высоконадежный канал передачи информации. При этом асимметрия в скорости передачи информации может достигать 100:1 или даже 1000:1.

Существующие проблемы генерации больших мощностей энергопитания для КА, находящихся на орбитах планет, являются одной из причин относительно высокого уровня битовой ошибки. Современные КА дальнего космоса иногда вынуждены работать при очень больших вероятностях битовой ошибки, иногда до 10^{-1} , что требует использования мощных кодов. В связи с этим задача нахождения оптимального обмена между битовой ошибкой, кодированием и требованиями надежности доставки информации в IPN сетях требует дополнительного изучения и переосмысления.

В Межпланетном Интернете произойдет также изменение системы адресации. В обычном Интернете, в соответствии с TCP/IP протоколом, происходит обращение к DNS серверу для получения IP-адреса. Однако в случае IPN из-за возможных больших задержек данная схема представляется не вполне практичной. В IPN адресация будет состоять из двух частей: адреса узла опорной IPN-сети и локального адреса получателя в пределах зоны обслуживания данного узла. Предполагается, что локальный адрес не будет запрашиваться дистанционно. IPN будет отвечать за адресацию к конкретному узлу опорной (базовой) сети, который, в свою очередь, будет отвечать за адресацию среди закрепленных за ним абонентов (рисунок 1.37).

Таким образом, IPN отходит от принципа адресации, которая не зависит от маршрута, характерной для обычного Интернета. Часть адреса будет определяться известным местом расположения узла, а вторая часть адреса будет, как и ранее, не зависеть от маршрута доставки.

Таким образом, в настоящее время наблюдается конвергенция стандартов наземного и космического Интернета (рисунок 1.38).

Основными направлениями исследований и разработок в области IPN-Интернета являются:

— обеспечение информационного взаимодействия между независимыми Интернет-сетями ("Inter-internet dialogs");

— разработка архитектуры и функционального состава узлов IPN-Интернета;

 — разработка архитектуры и инфраструктуры системы безопасности передачи информации;

— разработка требований и стандартов для базовой инфраструктуры IPN-Интернета;

 разработка требований и стандартов для Интернет-сетей, создаваемых на удаленных планетах, астероидах и КА.

1.5.2.2. Взаимодействие между Интернет-сетями в IPN-Интернете. Одна из проблем использования протоколов классического Интернета в IPN-Интернете заключается в распределенном характере баз данных DNS (Domain Name System).

Это означает, что в случае Межпланетного Интернета время нахождения требуемого адреса по имени может быть недопустимо велико. Хотя в обычном Интернете имеется механизм репликации частей базы данных адресов, известный как зонная адресация, но в случае Межпланетного Интернета затраты на передачу этой информации на удаленные узлы могут быть существенно больше объемов передаваемой полезной информации.

Предполагается, что имена в Межпланетном Интернете будут содержать административную часть плюс маршрутную часть. Маршрутная часть имени обеспечит новое высокоуровневое описание доменов. При этом будет необходимо разработать алгоритмы обработки и распространения маршрутной информации, но устраняется зависимость между административным именем и топологией сети (рисунок 1.37).

Маршрутная часть имени определяет IPN-регион. Имя в IPN будет описываться как {administrative part, routing part}. Так, например, "earth.sol" охватывает всю Землю. А имя web-caйта Internet Society's IPN Special Interest Group будет иметь вид {www.ipnsig.org, earth.sol}.

В IPN во многих случаях будет отсутствовать прямая связь между источником и получателем информации. Узлы IPN должны иметь буферную память, чтобы хранить передаваемую информацию в течение часов, дней или даже недель, прежде чем появится возможность передать ее следующему узлу сети.

В связи с тем, что информация в IPN будет проходить по линиям с различными свойствами (ВОЛС, радиоканалы, каналы оптической связи и т.п.) необходимо иметь различные транспортные протоколы для различных сред. Верхний уровень транспортных протоколов получил название "bundle layer" (объединяющий слой), а протокол, используемый для передачи данных между различными узлами IPN, — "bundle protocol". Этот протокол отвечает также за надежность передачи информации от источника потребителю через IPN-сеть (рисунок 1.38).

1.5.2.3. Узлы и особенности топологии и маршрутизации в IPN-Интернете. На узлы в IPN возлагается несколько обязанностей. Поскольку они являются элементами сети, реализующей передачу информации по принципу хранения-передачи (store-and-forward), они должны обладать для этого необходимыми техническими ресурсами, например такими, как достаточной буферной памятью, соответствующим трансмиттером, поддержкой bundle-протокола и т. д. IPN-узлы отвечают также за использование всех механизмов обеспечения надежности передачи информации, используемых протоколами, лежащими ниже транспортного уровня. Кроме того, IPN-узлы отвечают за маршрутизацию между IPN доменами.

Можно выделить три уровня функциональных возможностей, реализуемых в узлах IPN: агент, ретранслятор и межсетевой шлюз. Все IPN-узлы способны функционировать как bundle-агенты; некоторые из них в дополнение способны выполнять роль IPN-ретрансляторов; из них, в свою очередь, часть может выступать в роли IPN-шлюзов.

Bundle-агенты формируют и принимают bundles. Они являются единственными уполномоченными устройствами, или элементами операционных систем, обеспечивающими связь с приложениями.

IPN-ретрансляторы принимают bundles и перенаправляют их получателю, который может находиться внутри данного IPN региона или в другом IPN регионе.

IPN-шлюзы обеспечивают интерфейс и маршрутизацию между различными IPN регионами.

Следует отметить, что работы, посвященные вопросам маршрутизации и управления информационными потоками в спутниковых информационных сетях с динамически меняющейся топологией, проводились в России еще в начале 90-х годов [1.40–1.61]. В указанных работах разработаны и исследованы математические модели спутниковых информационных сетей с динамически меняющейся топологией. Рассмотрение проводилось, в основном, применительно к сетям на основе низкоорбитальных и геостационарных КА и наземных стационарных и мобильных узлов сети. Данные сети, по существу, являлись прототипом DTN-сетей и так же, как DTN-сети, характеризовались меняющейся во времени задержкой доставки информации и динамическим изменением топологии сети. Одним из исследуемых классов сетей с динамически меняющейся топологией являлись спутниковые сети с возможностью хранения и переноса информации на борту КА, которые по принципам функционирования являются идеологически близкими к предлагаемой базовой IPN-сети.

Для указанных классов сетей с динамически меняющейся топологией разработаны как алгоритмы маршрутизации и управления интенсивностью информационных потоков, базирующиеся на классических критериях маршрутизации, таких как кратчайший путь на взвешенном графе, алгоритм Дийкстра и т.п., так и алгоритмы, использующие новые критерии маршрутизации, характерные только для сетей с динамически меняющейся топологией, например, критерий максимального или заданного времени существования непрерывного маршрута.

На основе теоретического анализа и имитационного моделирования получены оценки вероятностно-временных характеристик доставки информации в спутниковых сетях с динамически меняющейся топологией для различных алгоритмов маршрутизации, оценены характеристики надежности доставки информации, устойчивости и живучести спутниковых сетей с различной баллистической конфигурацией.

1.5.2.4. Обеспечение безопасности и надежности в IPN-Интернете. Информация, передаваемая по межпланетному Интернету, будет обладать высокой ценностью, хотя бы исходя из высокой стоимости ее передачи по сети дальней космической связи. Кроме того, можно предположить, что IPN-Интернет будет желанной целью для хакеров, как минимум с планеты Земля. Вследствие этого в протоколах IPN-Интернета должны быть заложены механизмы и сервисы обеспечения информационной безопасности.

Имеется два аспекта информационной безопасности IPN: защита инфраструктуры сети и защита информации в сети. Принципы защиты IPN инфраструктуры не сильно отличаются от случая обычного Интернета. Требуется обеспечить защищенный обмен маршрутной информацией между узлами и защищенное управление ими. IPN-узлы должны быть «взаимно подозрительными» друг к другу и проверять, не является ли подключаемый узел не заслуживающим доверия. В принципе, казалось бы, что при малом количестве IPN-узлов эта проблема может быть решена просто на основе их полного списка, как в первоначальном варианте сети ARPANET. Но учитывая, что в перспективе количество узлов, создаваемых различными компаниями и организациями, будет непрогнозируемо расти, как и в обычном Интернете, требуется разработка соответствующего механизма безопасности.

Предполагается, что основными механизмами обеспечения информационной безопасности в IPN будут:

— контроль доступа (Access control);

аутентификация (Authentication);

- обеспечение целостности данных (Data integrity);

- конфиденциальность данных (Data privacy).

Контроль доступа в IPN-сетях необходим, поскольку потенциально эти сети могут стать мишенью для хакеров. Контроль (управление) доступа позволит ограничить использование ресурсов IPN путем предоставления доступа к ним только для зарегистрированных пользователей, которые не будут перегружать сеть.

Аутентификация позволяет идентифицировать источник информации в сети и, соответственно, разрешать или запрещать доступ в сеть. Она может быть индивидуальная или локальная.

Контроль целостности данных необходим для того, чтобы гарантировать, что принятая информация совпадает с первоначально переданной и несанкционированная модификация передаваемой информации будет обнаружена.

Конфиденциальность информации требуется для обеспечения доступа к передаваемой информации только тех получателей, которым эта информация предназначена.

1.5.2.5. Принципы построения базовой IPN-сети. Так же, как характеристики и возможности наземного Интернета во многом определяются характеристиками базовой сети, так и в случае Межпланетного Интернета его характеристики и возможности в значительной степени зависят от возможности и устойчивости базовой IPN-сети. Под базовой (опорной) IPN-сетью понимается множество высокоскоростных и надежных каналов связи между точками доступа к Интернет-подсетям.

Базовая IPN-сеть существенно отличается от аналогичной наземной сети:

— в качестве используемых линий связи фигурируют радиолинии и оптические линии в свободном пространстве, в отличие от кабельных линий и ВОЛС в случае наземного Интернета;

— принципы канального соединения также имеют существенные отличия: в случае наземного Интернета узлы постоянно подключены к каналам связи, а в случае IPN-Интернета подключение к каналу связи носит динамический характер — осуществляется только в нужный момент времени, в нужном направлении и параметры соединения могут меняться в процессе соединения из-за перемещения в пространстве источника и получателя информации;

 стоимость создания, развертывания, обслуживания и модернизации инфраструктуры базовой сети в случае Межпланетного Интернета намного больше, чем в случае наземного Интернета;

 стоимость эксплуатации и управления функционированием Межпланетного Интернета также существенно выше, чем наземного, хотя бы потому, что стоимость электропитания электронных устройств в узлах IPN-сети, удаленных от Земли, весьма высока;

 — расстояние между узлами IPN-сети существенно больше, чем между узлами наземного Интернета, что создает значительные сложности по оперативному управлению функционированием сети.

Отличия, описанные выше, подразумевают два главных ограничения, которые необходимо учитывать при проектировании и создании базовой IPN-сети.

1. Полоса частот не является бесплатным или просто дешевым ресурсом. Стоимость надежной доставки одного бита информации через IPN-сеть много выше, чем через наземную сеть. Поэтому выделенный частотно-временной ресурс должен быть эффективно использован. Необходимо найти компромисс между использованием помехоустойчивых кодов и повторной передачей информации для обеспечения заданного уровня достоверности.

2. Интерактивные протоколы не работают, или, по крайней мере, плохо работают в IPN-сетях. Задачи установления соединения, управление интенсивностью трафика, контроля перегрузки и т. п. могут израсходовать все время, выделенное на передачу информации.

Эти ограничения должны быть учтены на всех четырех уровнях протоколов передачи информации. На физическом уровне актуальной является задача исследования характеристик и местоположения космических источников оптического и радиоизлучения применительно не только к наземным, но и к удаленным узлам IPN-сети.

На канальном уровне протоколы не должны быть ориентированы на работу в условиях малого уровня шумов и малой величины задержки в канале. В качестве примера таких протоколов можно рассматривать протоколы Proximity-1, предложенные CCSDS. Они поддерживают робастное кодирование для уменьшения битовой ошибки за счет использования части частотных ресурсов.

На текущий момент считается, что для Межпланетного Интернета не требуется наличие сетевого уровня в протоколах базовой IPN-сети. Это связано с тем, что задачи маршрутизации в базовой сети будут решаться на уровне протоколов выше транспортного (Bundling layer).

TCP, транспортный протокол, используемый в наземном Интернете, является непригодным для IPN-сетей из-за большой величины задержки в каналах связи. Как уже отмечалось, для этих целей более приемлемым является Bundle-протокол, находящийся несколько выше по уровню по сравнению с транспортным. Этот протокол должен обладать некоторыми свойствами транспортного протокола, так например, он должен иметь возможность восстанавливать информацию после ошибок, произошедших на уровне более низких протоколов. Кроме того, он должен поддерживать передачу информации, сохраненной в буферной памяти одного узла, другому узлу в требуемый момент времени.

1.5.2.6. Области применения технологий IPN-Интернета. Технологии и протоколы IPN и DTN сетей находят применение при решении широкого круга задач обеспечения информационного обмена между мобильными абонентами (рисунок 1.39). Ниже рассматриваются некоторые примеры применения этих технологий.

Мобильные тактические сети (Mobile Tactical Networks).

Управление боевыми действиями на поле боя и управление спасательными службами в условиях чрезвычайных обстоятельств, природных и техногенных катастроф становится чрезвычайно зависимым от наличия мобильных узлов сети связи и передачи данных. Такие узлы могут быть созданы с использованием ИСЗ, самолетов, вертолетов, дирижаблей и т.п. Они являются мобильными и, следовательно, могут



Рис. 1.39. Области применения IPN и DTN сетей

быть доступны не все время. Задержки сигнала в таких сетях могут меняться в широких пределах. В связи с этим протоколы обычного Интернета либо не могут быть использованы (TCP), либо требуют значительной доработки на прикладном уровне (UDP). Использование протоколов DTN позволяет радикально улучшить характеристики рассматриваемых информационных сетей.

Сенсорные сети (Sensor Webs).

Данный тип сетей обычно представляет собой набор большого количества простых датчиков (сенсоров), соединенных с меньшим количеством узлов. Соединение обычно осуществляется с использованием беспроводных коммуникаций. Функционирование сети усложняется, если узлы являются мобильными, функционируют в сложной помеховой обстановке и имеют существенные ограничения по энергопотреблению. В этих условиях эффективность функционирования сети повышается, если появляется возможность доставлять информацию в отложенном режиме (off-load) в удобный момент времени. Архитектура и протоколы DTN хорошо подходят для данного вида сетей, поскольку позволяют не задействовать одновременно несколько узлов для передачи информации в режиме on-line, а осуществить передачу информации последовательно от узла к узлу в последовательные моменты времени, что обеспечивает существенную экономию энергопотребления.

Интеллектуальные транспортные системы (Intelligent Highways).

Автомобили становятся все более сложной системой, во многих случаях функционирующей как элемент распределенной информационной сети. При этом актуальными являются задачи: управления интенсивностью транспортных потоков и предотвращение образования пробок, вычисление альтернативных маршрутов и оптимизация пути по различным критериям, контроль технического состояния и текущего местоположения автомобиля, обеспечение безопасности дорожного движения и помощи в аварийных ситуациях. Использование датчиков, распределенных вдоль автомобильной дороги, или низкоорбитальных спутниковых сетей для информационного обслуживания транспортных средств связано с ограниченным временем контакта между абонентами сети. В данном случае использование протоколов DTN на транспортных средствах и в узлах сети также позволяет снизить сложность и стоимость информационной инфраструктуры сети за счет нечувствительности к задержке и возможности использования оборудования автомобиля для запоминания, переноски и ретрансляции данных.

Развивающийся Интернет (The Emerging Internet).

Количество устройств, имеющих возможность подключаться к сервисам Интернета постоянно увеличивается. Это и компьютеры, от стационарных до карманных, мобильные телефоны, плееры, бытовая техника и т. д. Разнообразие устройств, использующих Интернет как среду обмена данными, в будущем будет только увеличиваться. Разнообразие связано как с технологиями и интерфейсами подключения (беспроводное подключение, кабельное, оптическое и т. п.), так и с характеристиками самих устройств и используемых ими сервисов. Кроме того, рассматриваемые устройства становятся все более мобильными. Все это приводит к тому, что взаимодействие этих устройств более предпочтительно осуществлять не в режиме реального времени, а в режиме соединений, не пересекающихся во времени (time disjoint connectivity). Такой режим могут обеспечить протоколы DTN сетей.

Кооперация при разработке стандартов IPN-Интернета.

Разработка протоколов IPN-Интернета осуществляется объединенными усилиями множества организаций и инициативных групп, например таких, как:

DARPA, www.darpa.mil;

- NASA, www.nasa.gov;

- Interplanetary Internet Special Interest Group of the Internet Society (ISOC), www.ipnsig.org;

- Internet Society (ISOC), www.isoc.org;

— Форум, посвященный протоколу IP v.6, www.ipv6forum.com;

ит.д.

Аналогично, в разработке протоколов DTN-сетей также принимает участие большое число организаций и инициативных групп:

- DTN Research Group, www.dtnrg.org;

- Interplanetary Internet Special Interest Group, www.ipnsig.org;

CCSDS, www.ccsds.org;

— и т.д.

1.6. Заключение

Проведенный анализ позволяет сделать ряд выводов относительно основных принципах построения и перспективах развития современных радиосистем дальней космической связи.

1. Радиосистемы дальней космической связи включают в себя командную, научно-телеметрическую и траекторную подсистемы. Традиционно командные системы используют трехступенчатые методы модуляции с остаточной несущей; в перспективе рассматривается переход к двухступенчатым методам с подавленной несущей, требующим реализации в бортовом транспондере нелинейных схем восстановления несущей.

2. Относительно высокие энергетические отношения в прямой линии связи обусловливают использование в командном канале либо безызбыточных кодов, либо избыточных с невысокой корректирующей способностью.

3. При передаче телеметрической информации по обратной линии связи необходимо использование помехоустойчивых кодов с высокой корректирующей способностью. В настоящее время в телеметрических системах осуществляется переход от сверточных и каскадных блоково-сверточных кодов к турбо-кодам и LDPC-кодам, максимально приближающимся из всех известных сегодня кодов к пределу Шеннона.

4. Траекторные системы используют запросные измерения дальности многочастотным или псевдошумовым методом, запросные и беззапросные измерения скорости доплеровским методом, а также интерферометрические измерения со сверхбольшой базой.

5. Прямые линии связи в настоящее время, главным образом, используют Х-диапазон; в обратных линиях намечается переход от Х-диапазона к Ка-диапазону, позволяющему повысить скорость передачи телеметрической информации или улучшить массогабаритные характеристики бортового радиокомплекса.

6. В соответствии с рекомендациями международной координационной группы по использованию частот в интересах космической связи (Space Frequency Coordination Group — SFCG) в радиоканалах систем дальней космической связи осуществляется переход к различным видам полососберегающих методов модуляции.

7. На основе исследований, проведенных CCSDS в ответ на принятые SFCG рекомендации, были выделены 10 видов полососберегающих методов модуляции, которые используются или планируются к использованию NASA в системах дальней космической связи: PCM/PM/NRZ, PCM/PM/Biphase, QPSK, MSK, 8-PSK, BPSK/NRZ, BPSK/Biphase, OQPSK, GMSK и FQPSK-B.

8. По мере увеличения числа КА дальнего космоса, КА-спутников планет и исследовательских объектов на поверхности планет возникает задача унификации протоколов информационного взаимодействия и создания единой информационной сети для обмена данными между КА, спускаемыми аппаратами, роверами и наземными центрами управления. Такую сеть целесообразно строить на основе принципов апробированных в наземном Интернете.

9. В то же время протоколы наземного Интернета не могут быть напрямую использованы в Межпланетном (IPN) Интернете, поскольку не учитывают динамическое изменение топологии сети и связанные с этим изменения задержки сигнала в широком диапазоне, необходимость передачи информации с хранением ее в узлах сети, относительно высокий уровень ошибок при передаче информации и т. п.

10. В настоящее время проводится разработка протоколов IPN-Интернета, которые имеют много общего с протоколами наземных DTN-сетей — сетей, устойчивых к задержке (Delay-Tolerant Networks) или сетей, устойчивых к сбоям (Disruption-Tolerant Networks).

11. Отмеченные тенденции в развитии архитектуры информационных сетей дальнего космоса необходимо учитывать при разработке перспективных систем дальней космической связи.

Литература к главе 1

- Радиотехнические комплексы для управления дальними космическими аппаратами и для научных исследований / Под ред. Е.П.Молотова. — М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007. — 232 с.
- 1.2. Бакитько Р.В., Васильев М.Б., Виницкий А.С. и др. Радиосистемы межпланетных космических аппаратов / Под ред. А.С. Виницкого. М.: Радио и связь, 1993.
- 1.3. Открытое акционерное общество «Российская корпорация ракетно-космического приборостроения и информационных систем» (ОАО «Российские космические системы») [Электронный ресурс] // Электрон. дан. — ОАО «Российские космические системы», 2010. — Режим доступа: http://rniikp.ru/, свободный.
- Федеральное космическое агентство «Роскосмос» [Электронный ресурс] // Электрон. дан. — 2010. — Режим доступа: http://www.federalspace.ru/, свободный.

- Deep Space Network [Электронный ресурс] // Электрон. дан. NASA, 2010. Режим доступа: http://deepspace.jpl.nasa.gov/dsn/, свободный.
- 34-m and 70-m Command. 205, Rev. A // DSMS Telecommunications Link Design Handbook. 810-005, Rev. E. December 15, 2002.
- Telemetry General Information. 206 // DSMS Telecommunications Link Design Handbook. 810-005, Rev. E. – Released October 7, 2004.
- Sequential Ranging. 203, Rev. A // DSMS Telecommunications Link Design Handbook. 810-005, Rev. E. – Released February 20, 2006.
- Pseudo-Noise and Regenerative Ranging. 214 // DSMS Telecommunications Link Design Handbook. 810-005, Rev. E. Change 1. — March 31, 2004.
- 1.10. 34-m and 70-m Doppler. 202, Rev. A // DSMS Telecommunications Link Design Handbook. 810-005, Rev. E. — December 15, 2002.
- 1.11. Small Deep Space Transponder [Электронный ресурс] // Электрон. дан. D-SDST-1-0205. General Dynamics. C4 Systems, 2004. — Режим доступа: http://www.gdc4s.com/space, свободный.
- 1.12. Chen C.-C., Shambayati S., Makovsky A., Taylor F.H., Herman M.I., Zingales S.H., Nuckolls C., Siemsen K. Deep Space 1 Technology Validation Report – Small Deep Space Transponder (SDST). – Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology, Pasadena, CA, 1999.
- 1.13. Chen Chien-Chung, Shambayati Shervin, Makovsky Andrew, Taylor F.H., Herman Martin I., Zingales Samuel H., Nuckolls Carl, Siemsen Keith. Small Deep Space Transponder (SDST). DS1 Technology Validation Report. – Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology, Pasadena, California.
- 1.14. Taylor J., Fernández M., Bolea Alamanac A.I., Cheung K.M. DESCANSO Design and Performance Summary Series. Article 2. Deep Space 1 Telecommunications. — National Aeronautics and Space Administration, Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology Pasadena, California. October 2001. — 63 p.
- 1.15. European Space Agency. European Space Operations Centre [Электронный ресурс] // Электрон. дан. — ESA, 2010. Режим доступа: http://www.esa.int/SPECIALS/ESOC/, свободный.
- 1.16. X/X/Ka Deep Space Transponder & Ka-Band TWTA for Bepi-Colombo Mission to Mercury // BepiColombo Technology Status Review. ALENIA SPAZIO. ESTEC, 22–23 February 2005.
- 1.17. Simone L., Cocchi S., D'Attilia M., Delfino M., Delfino A., Boscagli G. Digital Signal Processing for Deep Space Transponder // Seventh International Workshop on Digital Signal Processing Techniques for Space Communications. 1–3 October 2001, Sesimbra, Portugal.
- 1.18. Winton A., Gerner J.-L., Michel P., and Morgan-Owen R. The Transponder A Key Element in ESA Spacecraft TTC Systems. [Электронный ресурс] // Электрон. дан. — ESA, 1996. Режим доступа: http://www.esa.int/esapub/bulletin/bullet86/wint86.htm, свободный.
- 1.19. Japan Aerospace Exploration Agency. [Электронный ресурс] // Электрон. дан. JAXA, 2009. Режим доступа: http://www.jaxa.jp/index_e.html, свободный.
- 1.20. Toda T., Saito H., Yamamoto Z., Tomita H., Sagawa K., Yamada S., and Sugiyama K. X-band Deep Space Digital Transponder and Regenerative Ranging. JAXA Research and Development Report // Japan Aerospace Exploration Agency. 2004. ISDN 1349-1113 JAXA-RR-04-005E.
- 1.21. *Simon Marvin K*. Bandwidth-Efficient Digital Modulation with Application to Deep-Space Communications // Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology. JPL Publication 00-17, June 2001.
- 1.22. Martin W.L. and Nguyen T.-Y. CCSDS-SFCG: Efficient modulation methods study at NASA/JPL, Phase 1: Bandwidth Utilization // Proceedings of the SFGC Meeting. Ottawa, Canada. October 13-21, 1993.
- 1.23. Martin W.L. and Nguyen T.-Y. CCSDS-SFCG: Efficient modulation methods study at NASA/JPL, Phase 2: Spectrum Shaping // Proceedings of the SFGC Meeting. Rothenburg, Germany. September 14–23, 1994.

- 1.24. Martin W.L., Yan T.-Y., and Lam L.V. CCSDS-SFCG: Efficient modulation methods study at NASA/JPL, Phase 3: End-to end performance // Proceedings of the SFGC Meeting. Galveston, Texas. September 16–25, 1997.
- 1.25. Feher K. et al. U.S. patents: 4567602; 4339724; 4644565; 5784402; 5491457. Canadian patents: 1211517; 1130871; 1265851.
- 1.26. *Kato S. and Feher K.* XPSK: A new cross-correlated phase-shift-keying modulation technique // IEEE Transactions on Communications. 1983, May. V. 31, no. 5. P. 701–707.
- 1.27. Simon M.K. and Yan T.-Y. Unfiltered Feher-patented quadrature phaseshift-keying (FQPSK): Another interpretation and further enhancements: Parts 1, 2 // Applied Microwave & Wireless Magazine. 2000, February. P. 76–96; March. P. 100–105.
- 1.28. Lee D., Simon M.K., and Yan T.-Y. Enhanced Performance of FQPSKB Receiver Based on Trellis-Coded Viterbi Demodulation // International Telemetering Conference. San Diego, California, October 23–26, 2000.
- 1.29. Le-Ngoc T., Feher K., and Pham Van H. New modulation techniques for low-cost power and bandwidth efficient satellite earth stations // IEEE Transactions on Communications. 1982, January. V. 30, no. 1. P. 275–283.
- 1.30. Dapper M.J. and Hill T.J. SBPSK: A robust bandwidth-efficient modulation for hard-limited channels // MILCOM Conference Record. Los Angeles, California, October 21–24, 1984. P. 31.6.1–31.6.6.
- 1.31. Hill T.J. An enhanced, constant envelope, interoperable shaped offset QPSK (SOQPSK) waveform for improved spectral efficiency // International Telemetering Conference. San Diego, California, October 23–26, 2000. Also see: A non-proprietary, constant envelope, variant of shaped offset QPSK (SOQPSK) for improved spectral containment and detection efficiency // MILCOM Conference Record. Los Angeles, California. October 23–26, 2000. V. 1. P. 347–352.
- 1.32. Interplanetary Internet. [Электронный ресурс] // Электрон. дан. IPN, 2010. Режим доступа: http://www.ipnsig.org, свободный.
- 1.33. NASA Tests First Deep-Space Internet // PHYSorg.com. 18 Nov 2008. http://www.physorg.com/news146245446.html.
- 1.34. *Filman Robert E.* End-to-End over Interplanetary Networks // IEEE INTERNET COM-PUTING. September–October 2003. Published by the IEEE Computer Society 1089-7801/03/2003 IEEE.
- 1.35. Hooke Adrian J. Interplanetary Network a strategy for building re-usable international space communications infrastructure // International Conference on Space Mission Challenges for Information Technology (SMC-IT). Pasadena, California, USA .15 July 2003.
- Cerf Vint. Digital Government and the Internet // SVP Architecture & Technology. World-Com, May 20, 2002.
- 1.37. *Hooke Adrian J.* Interplanetary Internet // Third Annual International Symposium on Advanced Radio Technologies. Boulder, CO, 08 September 2000.
- 1.38. Akyildiz Ian F., Akan Özgür B., Chao Chen, Jian Fang, Weilian Su. InterPlaNetary Internet: state-of-the-art and research challenges // Computer Networks. 2003. 43. P. 75–112.
- 1.39. Bhasin K., Hayden J.L. Space Internet architecture and technologies for NASA enterprises // International Journal of Satellite Communications. 2002. 20. P. 311-332.
- 1.40. Важенин Н.А., Волковский А.С. Программный комплекс имитационного моделирования спутниковых информационных сетей с динамически меняющейся топологией / Тезисы докладов Всероссийской научно-технической конференции «Информационно-телекоммуникационные технологии». Сочи, 19–26 сентября 2004 г. — М.: Издательство МЭИ (ТУ), 2004. С. 67–68.
- 1.41. Vazhenin N.A., Ka Min-Ho. Simulation Modeling of Dynamically Variable Topology Networks / «2004 Autumn Conference of country-regionKorea Navigation Institute». 20 October 2004. — Seoul, Korea: Kyung Hee Univ. P. 244–249.
- 1.42. Vazhenin N.A., Dikansky N.V. Development of instrumental software tools for a simulation modeling of multisatellite network systems in Microsoft Windows // Proceedings of the 2nd International Conference and Exhibition on Satellite Communications, ICSC'96. September 23–27, 1996. — Moscow, Russia. P. 133–142.

- 1.43. Vazhenin N.A., Korolev V.V. Use of object-oriented methods of the analysis and designing for a simulation modeling of multi satellite network systems // Proceedings of the 2nd International Conference and Exhibition on Satellite Communications, ICSC'96. September 23-27, 1996. — Moscow, Russia. P.125-132.
- 1.44. Vazhenin N., Galanternic Yu., N Dikansky. The research of routing algorithms in satellite communications networks with dynamically changing connectivity // Proceedings of the 2nd International Conference and Exhibition on Satellite Communications, ICSC'96. Septemer 23–27, 1996. — Moscow, Russia. P. 220–234.
- 1.45. Важенин Н.А., Королев В.В. Архитектура программного комплекса для имитационного моделирования спутниковых информационных сетей // Труды научно-технической конференции «Многоспутниковые сетевые системы: принципы построения, управления и передачи информации», Военная инженерно-космическая академия имени А.Ф. Можайского. — Санкт-Петербург, 16–18 января 1996 года.
- 1.46. Важенин Н.А., Галантерник Ю.М., Диканский Н.В. Имитационная модель для исследования вероятностно-временных характеристик маршрутов и времени доставки информации в спутниковых информационных сетях // Труды научно-технической конференции «Многоспутниковые сетевые системы: принципы построения, управления и передачи информации», Военная инженерно-космическая академия имени А.Ф. Можайского. — Санкт-Петербург, 16–18 января 1996 года.
- 1.47. Важенин Н.А., А Каплунов.А., Диканский Н.В. Разработка математических, имитационных моделей и исследование характеристик маршрутов с заданным временем существования в спутниковых информационных сетях с динамически меняющейся топологией // Труды научно-технической конференции «Многоспутниковые сетевые системы: принципы построения, управления и передачи информации», Военная инженерно-космическая академия имени А.Ф. Можайского. — Санкт-Петербург, 16–18 января 1996 года.
- 1.48. Важенин Н.А., Диканский Н.В. Инструментальные средства имитационного моделирования спутниковых информационных сетей // Труды научно-технической конференции «Многоспутниковые сетевые системы: принципы построения, управления и передачи информации», Военная инженерно-космическая академия имени А.Ф. Можайского. — Санкт-Петербург, 16–18 января 1996 года.
- 1.49. Vazhenin N.A., Veicel V.A., Galanternik Yu.M., Dikansky N.V., Levner E.V., Meyzin L.K. Routing of information flow in satellite communication networks // Proceedings of the International Conference «Distributed computer communication networks. Theory and Applications», November 4–8, 1996. — Tel-Aviv, Israel. P. 193–195.
- 1.50. Vazhenin N.A., Veicel V.A., Demin V.P., Galanternik Yu.M., Dikansky N.V., Korolev V.V. Design of DSS for flexible satellite communication // WISO'96. International Workshop "Intelligent Scheduling of Robots and Mechatronic Systems", Center for Technological Education Holon, Affiliated with Tel-Aviv University. Jule, 1996.
- 1.51. Vazhenin N.A., Galanternik Yu.M., Lyarskiy S.V. Characteristic investigation of availability of surface and cosmic abonents in satellite information network on the basis of low-orbit artificial earth satellites // Proceedings of International Conference on Satellite Communications, ICSC'94. October 18–21 1994. V. 2. P. 157–160.
- 1.52. Vazhenin N.A., Kaplunov A.A. Routing according to the required time of route existence criteria for low earth orbit satellite networks with the dynamically variable topology // Proceedings of International Conference on Satellite Communications, ICSC'94. October 18–21, 1994. V. 2. P. 146–151.
- 1.53. *Vazhenin N.A.* Architecture of a modeling program complex for satellite data network with dynamically variable topology investigation // Proceedings of International Conference on Satellite Communications, ICSC'94. October 18–21, 1994. V. 2. P. 151–156.
- 1.54. Vazhenin N.A., Lyarskiy S.V. Research of limit probability-time characteristics of reliability of satellite connection networks with dynamically variable topology // Proceedings of International Conference on Satellite Communications, ICSC'94. October 18-21, 1994. V. 2. P. 160–164.

- 1.55. Важенин Н.А., Волошин В.А., Воргунов А.Ю., Каплунов А.А., Лярский С.В., Степанов С.Г., Усков Д.В. Программный комплекс для имитационного моделирования спутниковых информационных сетей. М.: Московский авиационный институт, 1993. 26 с. Депонирован в ВИНИТИ № 1850-В93 от 05.07.93.
- 1.56. Важенин Н.А., Галантерник Ю.М., Тамаркин В.М., Усков Д.В. Управление информационными потоками в спутниковых радиосетях: Учебное пособие. М.: МАИ, 1993.
- 1.57. Важенин Н.А., Галантерник Ю.М., Усков Д.В., Лярский С.В., Миронов О.Ю., Каплунов А.А. Имитационное моделирование спутниковых радиосетей: Учебное пособие / Под редакцией Н.А. Важенина. — М.: НИИТП, 1993.
- 1.58. Важенин Н.А. Имитационное моделирование спутниковых информационных радиосетей с динамически меняющейся топологией // Сборник тезисов докладов межрегиональной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов в системах связи и управления». Львов, 1992.
- 1.59. Важенин Н.А., Галантерник Ю.М., Лярский С.В., Мазепа Р.Б. Надежность и живучесть спутниковых информационных сетей: Учебное пособие. М.: НИИТП, 1992.
- 1.60. Важенин Н.А., Лярский С.В., Усков Д.В. Имитационное моделирование спутниковых радиосетей / Сборник докладов Международной научно-технической конференции «Актуальные проблемы фундаментальных наук». Октябрь 1991 г. Т. 7. Секция «Информатика и вычислительная техника». — М.: МГУ, 1991. С. 64–67.
- 1.61. Важенин Н.А., Лярский С.В. Анализ влияния структурной избыточности на вероятность доставки информации в сетях с произвольной топологией // Тезисы докладов Х Симпозиума по проблеме избыточности в информационных системах. Ленинград, 25 июня-1 июля 1989 г. С. 165-168.

Глава 2

СОВРЕМЕННЫЕ И ПЕРСПЕКТИВНЫЕ ЭРД ДЛЯ РЕШЕНИЯ ТРАНСПОРТНЫХ ЗАДАЧ В ОКОЛОЗЕМНОМ И ДАЛЬНЕМ КОСМОСЕ

Основное отличие ЭРД от химических реактивных двигателей, с точки зрения их применения, заключается в различных величинах удельных импульсов тяги или скоростей истечения рабочего тела из двигателя. В химических двигателях используется тепловой механизм ускорения рабочего тела: химическая энергия топлива переходит в тепловую энергию продуктов сгорания, которые, расширяясь в сопле, преобразуют ее в кинетическую энергию реактивной струи. При этом максимальная скорость истечения определяется температурой газа и молекулярной массой продуктов сгорания. Учитывая, что температура газа принципиально ограничена теплотворной способностью топлива и не может быть выше 4–5 тысяч градусов, а молекулярная масса ограничена веществами, используемыми в виде топлива (самый легкий окислитель кислород, горючее — водород), скорости истечения в химических двигателях не превышают 5000 м/с.

Использование электрической энергии для получения тяги в ЭРД позволяет существенно повысить скорости истечения рабочего тела, поскольку принципиально меняется механизм ускорения: электрическая энергия может трансформироваться в кинетическую, минуя тепловую фазу. С физической точки зрения ЭРД являются ускорителями заряженных частиц с помощью электрических и магнитных полей, и принципиально в них могут быть реализованы достаточно высокие скорости истечения струи (при современном уровне развития бортовой космической энергетики оптимальная скорость истечения может составлять 20 000–50 000 м/с и более). Высокие скорости истечения требуют высоких уровней электрической мощности, определяемых величиной энергетической «цены тяги», составляющей для различных ЭРД от 7,5 до 65 Вт за 1 мН тяги. Бортовые энергоустановки существующих КА позволяют реализовывать уровни тяги в пределах 10–500 мН. Этот уровень тяги определяет основную область применения ЭРД для коррекции и стабилизации параметров рабочей орбиты телекоммуникационных КА, находящихся на геостационарной орбите.

С ростом мощности бортовых энергоустановок ЭРД оказываются эффективными при их использовании в качестве маршевых двигателей для решения задач выведения КА с низких на высокие орбиты и для осуществления полетов в дальний космос. Решение первой из названных задач связано с реализацией новых схем выведения, а второй — с осуществлением длительных гелиоцентрических перелетов (в пределах Солнечной системы) с двигателями малой тяги. К настоящему времени создан большой теоретический задел и накоплен практический опыт решения этих задач [2.1, 2.2].

Важной особенностью ЭРД по сравнению с химическими двигателями является то, что рабочее тело находится в них в плазменном состоянии и электродинамические эффекты естественным образом сопутствуют как процессам плазмообразования, так и ускорения плазмы. Истекающая из двигателя ускоренная плазма формирует

5 Попов Г.А.

протяженное плазменное образование, называемое плазменной струей (или ионным пучком). Возможное электродинамическое воздействие плазменной струи обуславливает одну из основных проблем интеграции ЭРДУ с бортовыми системами КА, в первую очередь, с его радиотехническим комплексом. Ниже рассматриваются ЭРД и ЭРДУ различных схем, перспективные для полетов в ближнем и дальнем космосе.

2.1. Современные и перспективные ЭРД

В настоящее время в мире существует большое количество ЭРД различных схем, устанавливаемых на космических аппаратах разных классов, начиная с минии микро-КА и заканчивая многотонными транспортными платформами. Такое многообразие может усложнить классификацию, поэтому в данном разделе вводятся определенные ограничения. Ниже будут обсуждаться ЭРД, разработанные и функционирующие в космосе в настоящее время или планируемые к эксплуатации в ближайшем будущем, имеющие различный физический принцип работы и обладающие основными характеристиками, удовлетворяющими требованиям их использования на КА в околоземном или дальнем космосе. Проведенный анализ показывает, что в эту категорию попадают (см. таблицу 2.1):

— электротермические двигатели (ЭТД), включая электродуговые (ЭДД) и электронагревные (ЭНД);

- холловские ЭРД, включая стационарные плазменные двигатели (СПД) и двигатели с анодным слоем (ДАС);

- ионные двигатели, с различными механизмами ионизации;

— магнитоплазмодинамические двигатели (МПДД), включая электромагнитные сильноточные двигатели с собственным и внешним магнитным полем, а также двигатели с ускорением плазмы в магнитном сопле.

Импульсные плазменные двигатели (ИПД), не включенные в таблицу, занимают особое место в ряду ЭРД как двигатели, предназначенные для применения на малых космических аппаратах, и будут рассмотрены отдельно.

2.1.1. Состояние разработки и опыт применения электротермических двигателей. К электротермическим двигателям (ЭТД) относятся электронагревные двигатели (ЭНД) и электродуговые двигатели (ЭДД). В обеих разновидностях ЭТД электрическая энергия сначала преобразуется в тепловую энергию рабочего тела, а затем в кинетическую энергию истекающей струи. В ЭНД нагрев рабочего тела осуществляется пропусканием газа через нагреваемый электрическим током термоэлемент.

В ЭДД электрическая мощность преобразуется в тепловую в электродуговом разряде. ЭДД за счет их более высокого удельного импульса тяги, чем у ЭНД, получили более широкое применение. Были разработаны и нашли практическое применение на КА различного назначения ЭДД мощностью от сотен ватт до десятков киловатт. Принципиальная схема ЭДД приведена на рисунке 2.1.

В качестве рабочего тела используются, как правило, гидразин или аммиак, обладающие низкой молекулярной массой, что обеспечивает удельный импульс тяги на уровне 4000–6500 м/с. При работе ЭДД между центральным катодом (материал вольфрам, рений) и коаксиальным анодом (вольфрам), который одновременно является соплом двигателя, инициируется электродуговой разряд. Рабочее тело, поступая в двигатель и протекая через дугу разряда, нагревается и создает тягу при газодинамическом истечении из сопла-анода. Истекающая струя представляет собой слабоионизованный поток газа. ЭДД получили большое развитие в космических программах США в качестве двигателей коррекции КА.

	Электроракетные двигатели (ЭРД)	Ионные двигатели (ИД)	ядом нного разрядом са		30 000-80 000 и более	25-65	сенон, криптон
			J naar	Hord D HOL			K
		Электромагнитные двигатели (ЭМД) Магнитоплазмо- Холловские ЭРД	кие ЭРД	Двигатели с анодным слоем (ДАС)	10 000-70 000	10-40	Ксенон, криптон, жидкие металлы
			Холловсн	Стационарные плазменные двигатели (СПД)	10000-30000	10–30	Ксенон, криптон
			динамические двигатели (МПДД)	40 000-50 000 для сильноточных 100 000 для VAZIMIR	30-100	Литий, газы, включая водород	
T		Электро- термические	Электро-	дуговые двигатели (ЭДД)	4000-6500 (аммиак) до 20000 (водород)	7,5-10	Аммиак, гидразин, водород
	Характеристики ЭРД			Тар	Удельный импульс тяги, м/с	Цена тяги, кВт/Н	Рабочее тело

Таблица 2.1

Классификация и основные характеристики ЭРД



Рис. 2.1. Принципиальная схема ЭДД

На уровне лабораторных разработок показана возможность создания ЭТД большой мощности уровня 30 и более кВт [2.3].

В Германии (Штутгартский университет) разработана модель ЭДД HIPARC мощностью 100 кВт на водороде, с радиационным охлаждением [2.3]. Внешний вид двигателя приведен на рисунке 2.2.



Рис. 2.2. Электродуговой двигатель HIPARC мощностью 100 кВт

Удельный импульс тяги в ЭДД определяется выражением

$$I_{\rm yg} = C \sqrt{\frac{T}{M}},\tag{2.1}$$

где *С* — постоянная величина, *Т* — температура газа, *М* — молекулярная масса.

Для получения высокого удельного импульса следует повышать температуру T и использовать рабочее тело с низкой молекулярной массой M. При использовании водорода в качестве рабочего тела достижимы скорости истечения до 20 000 м/с. Эксперимент показал, что при мощности 100 кВт достигается удельный импульс тяги 20 000 м/с при тяговом КПД 29%. В перспективе рассматривается возможность увеличения КПД до 50% за счет оптимизации конструкции двигателя. В качестве альтернативного рабочего тела рассматривается смесь водорода и гелия.

ЭТД по удельному импульсу тяги превосходят долгое время применявшиеся гидразиновые ЖРД систем коррекции орбиты и поддержания точки стояния геостационарных спутников. Они первыми из ЭРД начали широко применяться на геостационарных КА. Так, по состоянию на 2007 г. 48 КА были оснащены ЭНД и 42 КА — ЭДД, что составляло 43% всех геостационарных КА, использовавшихся на тот период времени [2.17].

Одной из принципиальных проблем ЭДД является ограниченный ресурс, который определяется испарением катода. Требования повышенной тяги при ограничении электрической мощности ведут к разработкам ЭДД с относительно невысокими значениями удельных импульсов тяги (диапазон удельного импульса ~5000-10 000 м/с). Несмотря на имеющиеся достоинства ЭДД (возможность создания высокой плотности тяги $(0,1-1) \times 10^4$ H/м² и использование дешевых рабочих тел), они имеют существенные недостатки, связанные с ограниченным удельным импульсом тяги и проблемами складирования легких газов (водорода или его смеси с гелием), что делает проблематичным их использование в длительных транспортных задачах в качестве маршевых двигателей большой мощности. Несмотря на важную роль ЭТД в развитии технологии ЭРД, следует признать, что прогресс ЭТД, и ЭДД в частности, ограничен в силу физического принципа подвода электрической энергии к рабочему телу через ее преобразование в тепловую энергию. Как показывают исследования, значительно эффективнее прямое использование электрической энергии для ускорения рабочего тела, находящегося в плазменном состоянии.

2.1.2. Холловские плазменные двигатели. Концепция холловских плазменных двигателей (ХПД) оказалась одной из самых плодотворных. Одни из первых экспериментов с двигателями этого типа были проведены в США в начале 60-ых, но только в СССР эти двигатели были доведены до практического применения. Работы по ХПД в СССР, практически, не публиковались, поэтому первые, достаточно полные сведения об успехах в этой области зарубежные исследователи получили только в 1991 г. на Международной конференции по ЭРД в Виареджио (Италия) [2.4], на которую были приглашены российские ученые. ЭРД холловского типа основаны на создании и ускорении плазмы в электрическом газовом разряде в скрещенных электрическом и магнитном полях, обеспечивающих замкнутый дрейф электронов. Необходимая конфигурация разряда реализуется в канале кольцевой геометрии (необязательно круглого сечения, например, может быть использована форма рейстрека), ограниченном изолятором, в котором анод и катод установлены относительно друг друга по оси, а магнитное поле в разрядном канале имеет преимущественно радиальную компоненту. Продольное электрическое поле, ускоряющее ионы, возникает в описанной конфигурации разряда «автоматически» при подаче разности потенциалов между катодом и анодом и зажигании разряда.

ХПД подразделяются на стационарные плазменные двигатели (СПД) и двигатели с анодным слоем (ДАС). В СПД зона ускорения, в которой создается электрическое поле, существенно превышает ларморовский радиус электрона. По этому физическому признаку эти двигатели характеризуют как «ускоритель с замкнутым дрейфом и протяженной зоной ускорения» (УЗДП). В ДАС зона ускорения соизмерима с ларморовым радиусом электрона, энергия которого рассчитывается по полной приложенной разности потенциалов. Эти двигатели характеризуют как «ускоритель с замкнутым дрейфом и узкой зоной ускорения» (УЗДУ). Принципиальные схемы СПД и различных модификаций ДАС имеют родство в части формы ускорительного канала, расположения анода и катода. К существенному конструктивному отличию ДАС следует отнести отсутствие в его конструкции кольцевого изолятора, что существенно изменяет топологию электрического поля.

2.1.2.1. Стационарные плазменные двигатели. Технология ЭРД в России в основном базируется на применении СПД, создателем которого является А.И. Морозов. За последние 15 лет было разработано и исследовано большое число моделей СПД с уровнем мощности от 0,7 до 50 кВт. К настоящему времени двигатели мощностью до 1,5 кВт нашли применение, в основном, на геостационарных спутниках связи [2.5, 2.6, 2.17].

Физические особенности разряда в СПД таковы, что возможно достижение достаточно высокого КПД (> 50%) при умеренных удельных импульсах тяги (15000–25000) м/с. СПД представляет собой плазменный ускоритель с замкнутым дрейфом электронов (рисунок 2.3), который содержит разрядную камеру 1 с так называемым ускорительным каналом, выполненным в разрядной камере в виде открытой со стороны выхода кольцевой щели, в глубине которой размещается так называемый анод-газораспределитель 3, через который подается рабочий газ в ускорительный канал. В ускорительном канале создается радиальное магнитное поле с помощью магнитной системы, содержащей катушки намагничивания 5 и магнитопровод 7. Для начала работы двигателя зажигается электрический разряд в потоке рабочего газа, движущегося в ускорительном канале, путем приложения разрядного напряжения между анодом и размещаемым вне ускорительного канала катодом 2. При этом в канале создается, преимущественно, продольное электрическое поле. Разряд горит в «скрещенных» электрическом и магнитном полях.



Рис. 2.3. Принципиальная схема СПД: 1 — изолятор, формирующий ускорительный канал; 2 — катод-нейтрализатор; 3 — анод-газораспределитель; 4 — внешний полюсный наконечник; 5 — внутренняя катушка намагничивания; 6 — внутренний полюсный наконечник; 7 — магнитопровод

Напряженности электрического и магнитного полей, а также плотность потока рабочего газа в ускорительном канале подбираются таким образом, что электроны оказываются «замагниченными» и двигаются, преимущественно, в направлении, перпендикулярном электрическому и магнитному полям, вращаясь в кольцевом ускорительном канале вокруг центрального сердечника и постепенно смещаясь от катода к аноду. За счет большого числа оборотов электроны много раз пересекают поток атомов газа рабочего тела и с высокой вероятностью ионизируют атомы газа, так что к выходу из ускорительного канала большая часть атомов преобразуется в ионы. Образовавшиеся ионы ускоряются электрическим полем. При этом величина магнитной индукции в двигателе подбирается такой, что ионы оказываются «незамагниченными», т.е. магнитное поле мало влияет на их движение. Поэтому они ускоряются, преимущественно, в продольном направлении (вдоль направления действия электрического поля). Ускоренные ионы захватывают из катода, размещенного на выходе из ускорительного канала, необходимое для компенсации их объемного заряда количество электронов, и ускоренный поток плазмы, истекающий из двигателя, создает реактивную тягу.

Начало практическому использованию СПД в России было положено в 1971 году, когда впервые был произведен запуск КА с ЭРДУ «ЭОЛ-1» на основе стационарного плазменного двигателя СПД-60 [2.7]. Уже в ходе испытаний установки ЭОЛ-1 ИСЗ впервые был установлен на солнечно-синхронную орбиту с помощью ЭРДУ. А с 1974 г. началась штатная эксплуатация ИСЗ семейства «Метеор» и «Метеор-Природа» с ЭРДУ ЭОЛ-2 на орбитах высотой 600-900 км [2.7]. Фотография ЭОЛ-2 приведена на рисунке 2.4.



Рис. 2.4. Общий вид ЭРДУ «ЭОЛ-2»

С 1982 года начались испытания и рабочая эксплуатация СПД на геостационарных спутниках связи, разрабатываемых ИСС им. ак. М.Ф. Решетнева. Первым серийно выпускаемым двигателем стал СПД-70 мощностью 700 Вт и тягой 40 мН производства ОКБ «Факел».

В период с 1982 г. выполнено более 15 запусков геостационарных связных КА серии «Космос» и «Луч», в составе которых работали и работают более 60 стационарных плазменных двигателей СПД-70 [2.8]. Кроме того, двигатели СПД-70 применяются на КА среднего класса «Ямал-100», «Ямал-200» разработки РКК «Энергия» [2.9]. Удачная конструкция этого двигателя используется до сих пор.

С 1994 г. началась штатная эксплуатация СПД нового поколения — СПД-100 на геостационарных КА ИСС им. ак. М.Ф. Решетнева [2.11, 2.13]. Двигатель СПД-100 широко используется по настоящее время как на отечественных, так и на зарубежных КА [2.11, 2.13]. Номинальные характеристики СПД-100: мощность — 1,35 кВт, тяга — 83 мН; удельный импульс — 16000 м/с. Экспериментально подтвержденный ресурс более 9000 час.

Номенклатура двигателей, разработанных и испытанных на уровне инженерных и лабораторных моделей, охватывает типоразмеры от 40 мм (СПД-40) до 290 мм (СПД-290) [2.13]. С начала 90-х годов началось активное продвижение СПД на международные рынки с участием зарубежных партнеров. Динамика применения

двигателей типа СПД приведена на рисунке 2.5 [2.13]. Более 240 двигателей типа СПД успешно эксплуатировались или эксплуатируются на 71 отечественном и зарубежном КА.



Рис. 2.5. Динамика применения двигателей типа СПД на отечественных и зарубежных КА [2.13]

В настоящее время российской промышленностью создан ряд СПД, прошедших квалификационные испытания, в том числе и по зарубежным стандартам. Фотографии серийных двигателей ОКБ «Факел» приведены на рисунках 2.6–2.9, а разработки ИЦ имени М.В. Келдыша — на рисунках 2.10–2.12 [2.13].



Рис. 2.6. СПД-50



Рис. 2.7. СПД-70

Развитие космической техники ставит перед разработчиками ЭРД новые задачи. В качестве научно-технического задела в области ЭРД разработана квалификационная модель двигателя СПД-140 мощностью 4,5 кВт с тягой 280 мН и удельным импульсом 17 000 м/с (рисунок 2.9). Двигатель предназначен для выведения КА с низкой орбиты на высокоэнергетичные рабочие орбиты при реализации новых схем выведения и гелиоцентрических межпланетных полетов с использованием маршевых ЭРД [2.1, 2.2].

Физические принципы, на которых основана работа двигателей типа СПД, позволяют обеспечить достаточно большую глубину регулирования тяги и удельного импульса тяги при одном и том же значении мощности. Также допустимо изменение мощности в определенных пределах. Такая возможность демонстрируется полем регулировочных характеристик двигателя СПД-140, приведенным на рисунках 2.12



Рис. 2.8. СПД-100



Рис. 2.9. СПД-140



Рис. 2.10. СПД КМ-45



Рис. 2.11. СПД КМ-88



Рис. 2.12. Зависимость тяги СПД-140 от разрядного напряжения и мощности (параметр — ток разряда)

и 2.13 [2.15]. В диапазоне мощности 2–6 кВт, при разрядном напряжении от 300 до 650 В тяга составляет 120–340 мН, а удельный импульс тяги — 14000–27000 м/с. Приведенные характеристики показывают потенциальные возможности двигателей


Рис. 2.13. Зависимость удельного импульса тяги СПД-140 от разрядного напряжения (параметр — ток разряда)

типа СПД по увеличению удельного импульса тяги, что является одним из важнейших направлений развития двигателей этого типа в ближайшие годы.

До начала 2000-х годов Россия была единственным производителем СПД в мире. Однако в настоящее время технология СПД интенсивно осваивается в Европе и США. Европейские компании Snecma/Motours, Thales, Alta и др. ведут собственные разработки СПД для использования на перспективных спутниковых платформах. На европейском научно-исследовательском КА SMART-1 впервые в мире в качестве маршевого двигателя успешно использовался СПД PPS-1350 мощностью 1,35 кВт, совместной разработки Snecma Moteurs (Франция) и ОКБ «Факел» [2.11]. В полете длительностью около 5000 часов двигатель подтвердил заявленные характеристики и в настоящее время может использоваться в коммерческих целях. Применение двигателя СПД-100 в США на коммерческих геостационарных КА связи началось в 2004 г. с запуска КА Inmarsat-4, созданного в компании Space Systems/Loral [2.13].

В настоящее время по заданию НАСА и ВВС США ряд фирм осуществляет собственные разработки СПД в диапазоне мощности от 600 Вт до 5 кВт. На рисунке 2.14 приведен двигатель ВРТ-4000 мощностью до 4 кВт фирмы Aerojet/Busek,



Рис. 2.14. Двигатель ВРТ-4000 (США)

прошедший ЛКИ на американском ИСЗ TSAT в 2008 г. [2.12, 2.17]. Характеристики ВРТ-4000 и СПД-140 близки. Оба они могут использоваться как в системах коррекции орбиты КА, так и в качестве маршевых при реализации новых схем выведения. Общее состояние разработок СПД в России и мире иллюстрируется таблицами 2.2 [2.16] и 2.3 соответственно.

2.1.2.2. Двигатели с анодным слоем (ДАС). Разработка ДАС в России ведется уже более 40 лет, реализуя идеи его создателя А.В. Жаринова. Эти двигатели не имеют столь законченной инженерной и технологической проработки, как СПД, и лишь один раз успешно прошли летные испытания на американском экспериментальном аппарате STEX (Space Technology Experiment) [2.14].

Схемы вариантов реализации ДАС приведены на рисунке 2.15 [2.23, 2.24].



Рис. 2.15. Схема модификаций ДАС (a) и принципиальная конструктивная схема двухступенчатого двигателя (б)

Двигатель устроен следующим образом. Ускорительный канал формируется (рисунок 2.15, a) магнитопроводом 1, магнитный поток в котором создается катушками возбуждения 5. В ускорительном канале установлен анод 2 (2a) с полостью, через которую подается рабочий газ. В двухступенчатой модификации внутри ускорительного канала установлен катод первой ступени 2b. На выходе из ускорительного канала установлен катод-нейтрализатор 3. Анод 2a и катод первой ступени 2bэлектрически изолированы от магнитопровода, который находится под потенциалом катода-нейтрализатора 3. Магнитная система двигателя состоит из следующих основных деталей и сборочных единиц (рисунок 2.15, 6): заднего фланца 6; центральной катушки 3; четырех боковых катушек 4, намотанных на спицах; наружного полюса 5. Ионизация газа и ускорение ионов в одноступенчатом ДАС происходит в одном разрядном промежутке, ограниченном анодом 2 и срезом магнитных полюсных

	Назначение	коррекция орбиты,	ориентация, стабилизация КА			межорбитальная транспортировка,	межорбитальная транспортировка, дивыевдение, поддержини орбиты, ориентация КА, разгрузка маховиков межпланетная, межпланетная,						ориентация, стабилизация КА		довыведение	поддержание орбиты, ориентация КА,	разгрузка маховиков, межорбитальная транспортировка
	КА	МКА ≤ 100 кг Метеор 2500 кг МКА100-500 кг		Луч, Ямал, Руслан М.М	Галс, Экспресс, Монитор	Smart-1	I	$\label{eq:record} \begin{array}{c} \Gamma \text{CO}, \text{KA} > 5 \ \tau \\ \text{MIIA} \end{array}$		MKA100-500 Kr			ГСО, КА 2-5 т	Экспресс-А № 4	ГСО, КА > 5 т		
	Состояние разработки	Лаб. модель	Инж. модель	Лет. испытания	Лет. испытания	Эксплуа- тируется	Эксплуа- тируется/ Квалифи- цируется	Лет. испытания	Квалифи- цируется	Инж. модель	Лаб. модель	Лаб. модель	Летная модель	Инж. модель	Лаб. модель	Летная модель	Летная модель
	Pecypc, час	1200	2500	2250	2500	3100	0006	7000	8200	18 000	27000	2000	4000				
•	КПД	0,20	0,30	0,35	0,37	0,44	0,5	0,52	0,55	0,5-0,63	0,65	0,24-0,5	0, 3-0, 45		0,55-0,64	0,5	0,55
	Удельный им- пульс, м/с	8000-10000	12000	12500	13000	14500	15 000/27 500	≥ 17 200	1700/2800	1756-2950	1500 - 3000	895 - 1640	1000-1800	1900–2000	2250-3100	1850	1817
	Тяга, мН	7	10	20	30	40	83/70	88	280/170	185 - 488	до 1500	5, 7-1, 1	10-28	30-50	06 - 09	75-140	200-450
r	Мощность, кВт	0,1	0,2	0,35	9'0	0,65	1,35/2	1,5	4,5	3,0-11,0	5,0-30,0	0, 1-0, 3	0,2-0,45	0,45-0,9	1, 5-2, 3	1,35-2,5	3,5-6,0
	Название ЭРД	СПД-25	СПД-35	СПД-50	СПД-60	СПД-70	СПД- 100/(100Д)	СПД-1350 (PPS-1350) ¹⁾	СПД-140	СПД-200	СПД-290	KM-37	KM-45	KM-60	KM-88	KM-5 (T-120)	KM-7 (T-160)
	Предприятие- разработчик	ОКБ Факел				ОКБ Факел						Центр Келдыша					

Таблица 2.2

Эксплуатируемые и разрабатываемые отечественные СПД и их применение

76

											~			~	
	Назначение коррекция орбиты, ориентация, стабилизация КА		довыведение, поддержание орбиты	ориентация КА, разгрузка маховиков	довыведение, коррекция орбиты, разгрузка маховиков межорбитальная транспортировка, межпланетный полет		коррекция орбиты, ориентация, стабилизация КА	довыведение,	поддержание	оронты, ориентация КА,	разгрузка маховиков	довыведение, поллержание	орбиты, ориентация КА.	разгрузка маховиков	транспортные операции
	KA	MKA	SMART-1	ГСО, КА 3-4 т	КА массой 4-6 т на ГСО		MKA	KA 2–3 T			4-6 т на ГСО	КА 2-4 т тзат	испытан в 2008 году		FCO, KA >5 τ
спд	Состояние разработки	Лаб. модель	Летные испытания	Лаб. модель	Лаб. модель	Лаб. модель	Инж. модель	Лаб. модель			Лаб. модель	Лаб. модель		Летные испытания	Лаб. модель
зарубежные (Ресурс, час –		7500	8000	12000	8000	2000-				0009-			0009 <	
абатываемые	КПД	0,22	$\sim 0.5^{1)}$	0,4-0,58	0,4	0,62	≥ 0,37	0,51	0,53;	0,57;	0,63	0,49;		$0,52-0,5^{*})$	0,59
уемые и разр:	Удельный импульс, м/с	9500	17 000	14 000– 32 400	1800-3000	4500	1350	1700	1870;	1950;	1200–3500 2000	1700		1689–1880	2450
Эксплуатир	Тяга, мН	4,5	68	170-340	50-200	430	11	36	55;	180	512	86		187-161	>500
	Мощ- ность, кВт	0,95	1,5	3-6, 5	2-5	50	0,2	0,6	0,9	3	8	2,0		3	10
	Название ЭРД	XHT 100 HET	PPS-1350-G ¹)	PPS-4000	DS-HET	NASA 400 M	BHT-200	BHT-600	BHT-1000	BHT-3000	BHT-8000	BPT-2000		BPT-4000	T-220
	ана/Фирма зработчик	Alenia Spazio/Proel	SNECMA		LABEL/Proel and ALTA	NASA GRC	Busek					Busek/Primex			Pratt& Whitney
	Стр ра:	Европа				CIIIA									

Таблица 2.3

¹⁾ Совместная разработка ОКБ «Факел» и SNECMA (Франция)

наконечников 4. На выходе из канала ускорения установлена вставка 7 из графита, понижающая скорость распыления. В двухступенчатом ДАС имеются два разрядных промежутка, параметры разряда в которых сильно отличаются. В первой ступени, между анодом 2a и катодом первой ступени 2b в основном происходит ионизации газа, а во второй — ускорение ионов до заданных скоростей. Как показали исследования, разделение зон ионизации и ускорения позволяет обеспечить высокие значения разрядного напряжения во второй ступени и, соответственно, удельного импульса тяги. Как было экспериментально показано, в двухступенчатых ДАС могут быть достигнуты удельные импульсы тяги от 30 000 м/с до 70 000–80 000 м/с и КПД выше 65% [2.23, 2.24]. Ускорение ионов происходит в узком, так называемом, анодном слое толщиной несколько миллиметров на выходе из ускорительного канала или даже вынесенном за его пределы, как это показано на рисунке 2.16.

Основные разработки ДАС были выполнены в ЦНИИмаш. Номенклатурный ряд двигателей с анодным слоем включает в себя ДАС одно- и двухступенчатой модификации.

Эти двигатели продемонстрировали диапазоны работы по мощности от сотен ватт до 50 кВт при работе на ксеноне и висмуте [2.23, 2.25]. Фотография ксенонового ДАС TAL-WSF разработки ЦНИИмаш, прошедшего ЛКИ на американском КА STEX в рамках программы EPDM/RHETT-II, приведена на рисунке 2.17 [2.14].



Рис. 2.16. ДАС с вынесенной зоной ускорения (анодным слоем)



Рис. 2.17. Двигатель TAL-WSF

В ЭРДУ большой мощности с большим расходом рабочего тела может оказаться целесообразным применение металлического рабочего тела с большой атомной массой вместо ксенона. Висмут как рабочее тело ЭРД обладает указанными свойствами. Преимущество висмута по сравнению с ксеноном связано с более компактной и легкой системой его хранения на борту КА. Еще в ранних работах ЦНИИмаш [2.23] была показана работоспособность ДАС на висмуте. Двигатель VHITAL-160, работающий на висмуте, совместной разработки ЦНИИмаш и Мичиганского университета (США) приведен на рисунке 2.18 [2.25].

На двигателе VHITAL-160 получены следующие параметры: мощность 36 кВт, тяга 618 мН, удельный импульс тяги 76 670 м/с, КПД 63%. Применение ДАС на висмуте можно рассматривать как одно из направлений развития маршевых ДАС. Фирма AeroJet также ведет разработки холловского ЭРД мощностью 20 кВт

на висмуте [2.25]. Основным препятствием для применения металлических рабочих тел является их конденсация на элементах конструкции КА, а при наличии панелей солнечных батарей это представляет серьезную проблему. Так же как и СПД, двигатели типа ДАС могут использоваться на нескольких режимах. Возможность реализовать одно- и двухступенчатые режимы расширяет возможности регулирования параметров двигателя. На рисунке 2.19 изображена зависимость удельного импульса тяги и цены тяги ксенонового ДАС в зависимости от напряжения разряда. Приведенные зависимости показывают более широкие (по сравнению с СПД) возможности в области высокого удельного импульса тяги.



Рис. 2.18. ДАС VHITAL-160, работающий на висмуте



Рис. 2.19. Диапазон регулирования удельного импульса тяги I_{sp} и цены тяги в ДАС в зависимости от напряжения разряда V, В

Параметры существующих моделей ДАС приведены в таблице 2.4.

Ресурс двигателей с анодным слоем, так же как и ресурс СПД, определяется распылением элементов конструкции потоком ускоренных ионов. Такому распылению подвергаются стенки (катоды) первой ступени и полюсные экраны, которые предохраняют полюса магнитной системы и образуют стенки ускорительной камеры двигателя. Исключение из конструкции крупногабаритной керамики, применяемой в СПД, и вынесение элементов магнитной системы из зоны разряда снижают остроту проблем, связанных с эрозией разрядного канала двигателя, и потенциально обеспечивает больший ресурс работы ДАС по сравнению с СПД. В случае ксенона, из известных материалов ускорительного канала наиболее стойким к распылению ионами является графит. Так, в модели ДАС VHITAL-160 при работе на висмуте получены скорости распыления полюсных экранов ~1 мкм/час для графита марки В-1. Оценки для двигателя TM-50 дают еще более низкие скорости эрозии: 0,1-0,2 мкм/час, что обеспечивает ресурс 30000 часов при износе полюсных экранов не более 6 мм [2.23]. Несмотря на названные позитивные свойства ДАС, их технология не доведена до выпуска серийной продукции. Однако возможности по обеспечению удельного импульса тяги на уровне 30 000-50 000 м/с и ресурса, превышающего ресурс СПД, позволяют рассматривать ДАС в качестве перспективных двигателей для КА различного назначения.

2.1.3. Технический облик и основные рабочие характеристики ионных двигателей. Ионные двигатели (ИД) относятся к классу электростатических двигателей, в которых рабочее тело сначала переводится в плазменное состояние в газоразрядной камере (ГРК), а затем положительно заряженные частицы (ионы) ускоряются

Таблица 2.4

Двигатель	Мощность, кВт	Удельный им- пульс, м/с	КПД, %	Тяга, мН	Рабочее вещество
Д-38, Д-38М	0,2-1,5	13000-28000	50-70	25-100	Xe
Д-60	0,4-2,2	12000-30000	40-55	35-140	Xe
Д-80 (двух- ступенчатый)	0,6-5,6	12000-33500	40-70	45-240	Xe
Д-90-I (одно- ступенчатый)	5,0-6,0	25000	50-60	260	Xe
Д-90-II (двух- ступенчатый)	3,5–15	44 000	50-65	160	Xe
ТМ-50 (двух- ступенчатый)	20-50	30 000-70 000	70-75	1000-1500	Xe
ВНТ-200 (Busek, США) (двухступенчатый)	10-34	20 000-52 000	50-67	500-1130	Bi
ВНТ-8000 (Busek, США) (двухступенчатый)	8	19000	63	400	Xe

Характеристики семейства экспериментальных образцов ДАС

электростатическим полем в ионно-оптической системе (ИОС), образованной электродами с приложенной к ним разностью потенциалов. В ИД электростатическое ускорение в практических конструкциях ИОС может быть осуществлено с КПД, близким к 100%. При этом затраты мощности на ионизацию рабочего тела относят к потерям, снижающим КПД ИД в целом. Компенсация тока и пространственного заряда пучка ионов на выходе из ИД решается установкой нейтрализатора — источника электронов, конструкция которого принципиально не отличается от конструкции катода-нейтрализатора СПД и ДАС.

Обладая общим механизмом ускорения, ИД разделяются на типы, отличающиеся способом перевода рабочего тела в ионизированное состояние. В настоящее время разработаны ИД на основе газового разряда постоянного тока (ПТ), высокочастотного (ВЧ) разряда и сверхвысокочастотного (СВЧ) разряда. ИД постоянного тока, зародившиеся в США, освоены на промышленном уровне также в Европе и Японии. ВЧ ИД до настоящего времени разрабатываются и применяются исключительно в Европе. СВЧ ИД разрабатываются и используются исключительно в Японии. В настоящее время ни одна из схем ИД по своим характеристикам не имеет решающих преимуществ перед другими. Все они успешно развиваются, накоплен положительный опыт их применения в космосе.

Активные работы по ИД в СССР проводились с начала 60-х годов 20 века. В начале 80-х годов прошлого века работы в области ИД в России были практически лишены государственной поддержки и лишь в последние годы (исходя из насущных потребностей космической отрасли) возобновлены.

В ИД отсутствуют какие-либо физические ограничения на величину удельного импульса тяги сверху, его величина определяется исходя из оптимального решения конкретной задачи практической целесообразностью. Практически, удельный импульс тяги ИД, эксплуатируемых в настоящее время, в 10 и более раз превышает

удельный импульс тяги ЖРД и в 2-3 раза — удельный импульс тяги эксплуатируемых СПД.

2.1.3.1. Ионные двигатели с разрядом постоянного тока (ИДПТ). Принципиальная схема ИД с разрядом постоянного тока приведена на рисунке 2.20, а. ГРК 1 содержит катодный блок, содержащий собственно катод 2 и электрод инициации разряда («электрод поджига») 2a, а также анод 3. Магнитная система ГРК образована катушками возбуждения 4 (или постоянными магнитами), магнитопроводом с внутренним (5) и внешним (6) полюсными наконечниками. Магнитная система формирует расходящееся от катода магнитное поле, силовые линии (7) которого условно показаны на рисунке. (Существуют конструкции ИДПТ, в котором магнитная система образует многополюсное поле «касповой» геометрии) [2.10, 2.30]. ИОС 8 содержит три электрода: эмиссионный, расположенный со стороны ГРК (находящийся под высоким положительным потенциалом), ускоряющий (находящийся под отрицательным потенциалом) и замедляющий, который находится под потенциалом корпуса КА. На рисунке все три электрода показаны перфорированными с множеством соосных отверстий. На практике замедляющий электрод может быть выполнен кольцевым, охватывающим весь мидель двигателя. Принципиально то, что ИОС представляет собой многоапертурную систему, выполненную по классической схеме: ускорение-замедление [2.21], которая формирует потенциальные барьеры для электронов как со стороны ГРК, так и со стороны истекающей плазменной струи. Это позволяет производить токовую и пространственную компенсацию заряда ионов путем инжекции электронов из нейтрализатора 9. Для работы ИДПТ необходима подача рабочего газа ксенона в ГРК по двум каналам: через катод ($\approx 10\%$) и непосредственно в объем ГРК ($\approx 90\%$). Ввод газа осуществляется через высоковольтные изоляторы 10 и 11 соответственно. В нейтрализатор подается до 5% от расхода газа в ГРК.

После подачи газа и подачи напряжения (≈35 В) на электроды (анод и катод) под действием инициирующего импульса на электроде поджига в ГРК зажигается разряд, в котором происходит ионизация газа. Ионный пучок формируется многоапертурной ИОС, геометрия отверстий в которой определяется требованием фокусировки элементарных пучков для каждой апертуры.

Основа рабочего процесса ГРК ИДПТ — разряд с горячим катодом во внешнем магнитном поле. Наиболее ответственным узлом ГРК является катод, который должен обладать высокой эмиссионной способностью (ток эмиссии в 5–7 раз превышает ток ионного пучка). Топология магнитного поля должна обеспечивать магнитную изоляцию плазмы для снижения тока электронов на анод (тока разряда). В результате оптимизации в ГРК современных ИДПТ удельные энергозатраты (отнесенные к 1 А тока ионного пучка) составляют 200–250 Вт/А.

ИОС формирует однородный по энергиям пучок ионов. Доля затрат мощности на ионизацию от полной приложенной к двигателю мощности уменьшается с ростом удельного импульса тяги, а КПД повышается. ИДПТ имеют полный (тяговый) КПД 0,6–0,75 в диапазоне удельных импульсов тяги 32 000–45 000 м/с. Применение ИД (по сравнению с СПД) оправдано в качестве двигателей коррекции КА длительного существования (более 10 лет) и в качестве маршевых двигателей КА дальнего космоса, когда проявляются преимущества высокого удельного импульса.

ИДПТ были исследованы в широком диапазоне параметров: по тяге от 10⁻³ H до 4 H, с уровнем мощности от 50 Bт до 200 кВт соответственно. Первые летные испытания (SERT-1 и SERT-2) были проведены НАСА в США в 1964 и 1970 годах [2.53]. SERT-1 включал суборбитальный полет, в котором была доказана

6 Попов Г.А.



Рис. 2.20. *а* — принципиальная схема ИД с разрядом постоянного тока; *б* — принципиальная схема ИД с индуктивным ВЧ разрядом; *в* — принципиальная схема ИД с СВЧ разрядом

возможность токовой и объемной компенсации пучка ионов электронами. Орбитальный полет по программе SERT-2 был осуществлен на KA ATS для доказательства реализации длительной работы ИДПТ на орбите Земли. В SERT-1 использовался один 10-сантиметровый, а в SERT-2 — два 28-сантиметровых ИДПТ, работавшие на ртути. В бывшем СССР аналогичные эксперименты были проведены в 1965 г. в суборбитальном полете КА «Янтарь» с 10-сантиметровым ИДПТ на азоте [2.27] и в 1971 г. в орбитальном полете на КА «Метеор-10» с двумя 10-сантиметровыми ртутными ИДПТ) [2.27]. В ходе как американских, так и российских летно-космических испытаний (ЛКИ) была доказана работоспособность концепции ИД и ИДПТ, в частности.

Прогресс в разработке ИДПТ в 1970–1980 гг. происходил, в основном, в США благодаря программам НАСА, имеющим целью сначала создание 8-сантиметрового ИДПТ, работающего на ртути (программа SEPS-Solar Electric Propulsion System) [2.54], а затем, когда преимущество ксенона как рабочего тела ИД стало общепринятым — 30-сантиметрового ксенонового двигателя для проекта Mariner Mark-II [2.22]. Кроме того, фирма Хьюз осуществила коммерческую программу XIPS (Xenon Ion Propulsion System) по разработкам 13- и 25-сантиметрового ИДПТ [2.22].

В период 60-80-х годов в СССР были разработаны работающие на цезии, ртути и ксеноне лабораторные модели ИДПТ разных схем.

— ДУ «Агат» на базе двигателя ИДОР-100, работающая на цезии, предназначена для работы в составе низколетящего КА (1970 г.) (рисунок 2.21) [2.55]. Параметры двигателя: мощность 400 Вт, тяга 20 мН, удельный импульс тяги 33 000 м/с.



Рис. 2.21. ДУ «Агат» с двумя цезиевыми двигателями ИДОР-100

— Инжектор ионов «Арфа-И» на базе лабораторной модели ксенонового двигателя КИД-100 [2.55] предназначен для космических экспериментов в составе орбитальной станции «Мир» (1986 г.) (рисунок 2.22) с параметрами: рабочее тело аргон; энергия ионов 800 эВ; ток пучка ионов 0,3 А; скорость истечения 56 000 м/с.



Рис. 2.22. Инжектор ионов «Арфа-И» с двумя ИД КИД-100

Несмотря на то, что основные технологические проблемы создания ИДПТ были решены в 80-х годах XX столетия в разных странах, первое практическое применение ИДПТ относится лишь к 1994 г., когда 12-сантиметровый ИДПТ разработки NSSK (Япония) был установлен на японском КА (ETS-6) (КА не достиг намеченной орбиты, но ИД успешно работал до момента потери связи с КА). В 1997 г. в США на коммерческом КА PAS-5 разработки фирмы Hughs Space, в составе транспортной платформы HS-601 были установлены 13-сантиметровые ИДПТ XIPS мощностью 440 Вт каждый, с удельным импульсом тяги 26 000 м/с и КПД около 51%. С 1997 г. эти двигатели стали штатными в системе коррекции всех геостационарных КА фирмы Hughs Space, а позднее — фирмы Boeing Space Systems. Были также разработаны 25-сантиметровые двигатели XIPS-25 для транспортной платформы HS-702 [2.56], которые до сих пор используются на платформе Boeing-702 [2.57].

В 1998 г. стартовал первый межпланетный проект «Deep Space 1», в котором ИДПТ, использовался в качестве маршевого двигателя. Это был 30-сантиметровый ИДПТ, названный NSTAR (Nasa Solar Electric Propulsion Technology Application Readiness). В соответствии с задачами полета, для достижения астероида Брайле двигатель отработал 16 265 часов, создав требуемое приращение характеристической скорости КА [2.58].

При этом полный расход ксенона составил только 12 кг. Фотография двигателя NSTAR приведена на рисунке 2.23. На орбите Земли максимальная мощность двигателя составляла 2,3 кВт, тяга 92 мН, удельный импульс 33000 м/с. Полная наработка двигателя в процессе стендовых испытаний составила 26000 часов.



Рис. 2.23. Двигатель NSTAR

В настоящее время в США создан более совершенный по своим характеристикам и более дешевый ИДПТ NEXT [2.59]. Внешний вид двигателя и демонстрация его в работе приведены на рисунке 2.24.

Характеристики двигателей NSTAR и NEXT приведены в таблице 2.5.

В Европе исследование и разработка ИДПТ, в основном, проводились в Англии при поддержке Европейского космического агентства. ИДПТ UK-10 (диаметр пучка 10 см, мощность 660 Вт, тяга 25 мН, удельный импульс тяги 33 500 м/с, тяговый КПД 60%) прошел ЛКИ на геостационарном КА ARTEMIS [2.29] Европейского космического агентства в 2001 г. и в настоящее время используется на низкоорбитальном ИСЗ GOCE [2.60]. Фотография двигателя UK-10 приведена на рисунке 2.25.

Назначение	коррекция орбиты		поддержание орбиты	транспортные	межпланетные	межороитальные задачи,	поддержание	и коррекция орбиты, ориентация КА, разгрузка маховиков	Поддержание орбиты	Поддержание орбиты и межпланетные перелеты	межпланетные перелеты
KA	микро КА	MKA	HS-601HP	DS-1	HS-702	MПA,	КА связи	Ha 1.00	ARTEMIS	Goce	Bepi Colombo
Состояние разработки	Лаб. модель	Лаб. модель	Эксплуатация	Эксплуатация	Эксплуатация	Лаб. модель	Лаб. модель	Лаб. модель	Летные испытания	Инж. модель	Летная модель
Pecypc, час			12000	$> 10\ 000$					11000		
КПД	>0,25	0,5	0,5	0,38-0,64	~ 0.7	>0,7		0,74	0,55-0,64		
Удельный импульс, м/с	38 000		23500	$19500{-}32800$	35 000	$>41\ 000$	000 06-000 09	60 000-80 000	30 000-33 000	43 500	46500
Тяга, мН	0,6		~ 18	19 - 92	79-165	237		590-450	10-25	71	230
Мощность, кВт	0,015	0,3	0,45	0,49-2,3	2,0-4,2	6,9	25	23,5	275-636	2,22	7,05
Название	микро-ИД	8-cm	XIPS-13	NSTAR	XIPS-25	NEXT	NEXIS	HipEp	UK-10 (T5)	T5 (high SI)	T6
Страна/Фирма разработчик	CIIIA/NASA/	Hughes Docing EDD	DUEINIG EUU						Велико- британия/ QinetiQ		
	Страна/Фирма Название Мошность, Тяга, мН Удельный КПД Ресурс, Состояние КА Назначение разработчик КА назначение	Страна/Фирма Название Мощность, кВт Тяга, мН Удельный импульс, м/с КПД Ресурс, час Состояние КА Назначение разработчик кВт 0,015 0,6 38 000 >0,25 Лаб. модель микро КА коррекция орбиты	Страна/Фирма разработчик Название кВт Мощность, импульс, м/с Удельный час КПД Ресурс, час Состояние разработки КА Назначение назначение США/NASA/ микро-ИД 0,015 0,6 38 000 >0,25 Лаб. модель микро КА коррекция орбиты Нидвех Росстолов 8-см 0,3 0,5 0,5 Лаб. модель МКА	Страна/Фирма разработчик Название кВт Мошность, кВт Тяга, мН Удельный импульс, м/с КПД Ресурс, час Состояние разработки КА Назначение США/NASA/ микро-ИД 0,015 0,6 38,000 >0,25 Лаб. модель микро КА Назначение Hughes 8-см 0,3 0,6 38,000 >0,55 Лаб. модель МКА коррекция орбиты Boeing EDD XIPS-13 0,45 ~18 23500 0,5 12,000 Эксплуатация полдержание орбиты	Страна/Фирма разработчик Название кВт Мошность, кВт Ман Удельный импуль, м/с КПД Ресурс, час Состояние разработки КА Назначение разработчик кВт 0,015 0,6 38 000 >0,25 7 Лаб. модель микро КА Назначение CIIIA/NASA/ микро-ИД 0,015 0,6 38 000 >0,25 7 Лаб. модель микро КА коррекция орбиты Hughes 8-см 0,3 0,45 ~18 0,55 12 000 Эксплуатация МКА подлержание орбиты Boeing EDD XIPS-13 0,45 ~18 500-32 800 0,58 12 000 Эксплуатация DS-1 подлержание орбиты NSTAR 0,492-3,3 19-92 19 500-32 800 0,38-0,64 >10 000 Эксплуатация DS-1 транспортные	Страна/Фирма Название кВт Мошность, КВт Тяга, мН Удельный импульс, м/с КПД Ресурс, час Состояние разработки КА Назначение империе разработчик квт 0,015 0,6 38 000 >0,25 час разработки Ка Назначение CIIIA/NASA/ микро-ИД 0,015 0,6 38 000 >0,25 7 Лаб. модель микро КА коррекция орбиты Hughes 8-см 0,3 0,6 35 000 0,5 12 000 Эксплуатация HS-601HP поддержание орбиты NSTAR 0,455 ~18 23 500 0,5 12 000 Эксплуатация DS-1 транспортные NSTAR 0,49-2,3 19-92 19 500-32 800 0,564 >10 000 Эксплуатация DS-1 транспортные XIPS-25 2,0-4,2 79-165 35 000 ~0,7 Эксплуатация HS-702 мекллание	Страна/Фирма разработчик Название кВт Мошность, Ва Удельный импульс, м/с КПД Ресурс, час Состояние разработки КА Назначение имкр КА Павлостии кВт 0,15 0,6 38 000 >0,25 136. модель микро КА Назначение США/NASA/ микро-ИД 0,015 0,6 38 000 >0,25 136. модель микро КА коррекция орбиты Нидвез 8-см 0,3 -18 23 500 0,5 12 000 Эксплуатация HS-601HP подлержание орбиты NSTAR 0,49 -18 23 500 0,5 12 000 Эксплуатация HS-601HP подлержание орбиты NSTAR 0,49 23 19-92 19500-32 800 0,38-0,64 >10000 Эксплуатация HS-702 меклланетные NEXT 6,9 237 >41 000 >0,7 3460 MIA, меклланетные	Страна/Фирма разработчик Название кВт Мошность, Ва Удельный импульс, м/с КПД Ресурс, час Состояние разработки КА Назначение имп Пазвание КВт 0.015 0,6 38 000 >0.25 106. разработки КА Назначение Палостик 0.015 0,6 38 000 >0.25 116. микро КА коррекция орбиты Нидвез 8-см 0,3 -18 23 500 0,5 12 000 Эксплуатация HS-601HP поддержание орбиты NetTAR 0,49-2,3 19-92 19500-32 800 0,5 12 000 Эксплуатация HS-601HP поддержание орбиты NetTAR 0,49-2,3 19-92 19500-32 800 0,5 12 000 Эксплуатация HS-61HP поддержание орбиты NetTAR 0,49-2,3 19-92 19500-32 800 0,5 12 000 Эксплуатация HS-702 меклобиты NetTAR 0,49-2,3 19-92 19500-32 800 0,5 3600 3600 3600 3600 3600	Страна/Фирма Назвине кВт Мощность, кВт Ляга, мН Удельный импульс, м/с КПД Ресурс, час Состояние разработки КА Назначение мехно микро КА США/NASA/ микро-ИД 0,015 0,6 38 000 >0,25 Лаб. модель микро КА Коррекция орбиты США/NASA/ микро-ИД 0,015 0,6 38 000 >0,25 Лаб. модель микро КА Коррекция орбиты Hughes 8-см 0,15 0,6 38 000 >0,5 12 000 Эксплуатация HS-601HP подлержание орбиты NSTAR 0,45 >18 0,63 0,5 12 000 Эксплуатация HS-601HP подлержание орбиты NSTAR 0,45 219-92 1950-32800 0,58 12000 Эксплуатация HS-601HP подлержание орбиты NSTAR 0,44 0,45 33600 0,56 10000 Эксплуатация HS-601HP подлержание орбиты NSTAR 0,45 29-415 33600 0,57 366 36000 <td>Страна/Фрима разработчик Название кВт Мошность, кВт ми Удельный кВт КПД Ресурс, час Состояние разработки КА Назначение квт Паво очимо-ИД 0.015 0,6 38000 >0,5 136. модель микро КА коррекция орбиты Ниднек 8-см 0,3 0,45 218 0,55 12000 Эксплуатация HS-601HP поддержине орбиты NSTAR 0,45 219-22 19-92 19500-32800 0,55 12000 Эксплуатация HS-601HP поддержине орбиты NSTAR 0,49-2,3 19-92 19-92 19500-32800 0,38-0,64 >10000 Эксплуатация HS-601HP поддержине орбиты NSTAR 0,49-2,3 19-92 19-92 19500-32800 0,38-0,64 >10000 Эксплуатация HS-601HP поддержине орбиты NSTAR 0,49-2,3 19-92 19-92 35000 0,75 Лаб. модель MKA поддержине орбиты NSTAR 0,45 2,9 2,9 3500-3800 0,74</td> <td>Страна/Фирма Название кВт Мощность, кВт Тяга, мН Млгульс, м/с КПД Ресурс, час Состояние разработки КД Назвачение нитульс, м/с Назвачение США/МАSA/ Нидгеs микро-ИД 0.015 0,6 38 000 >0.25 Лаб, модель микро КА коррекция орбиты Воейпу ЕГD XIPS-13 0.45 ×18 23500 0,5 12000 Эксплуатация HS-601HP подрекция орбиты NSTAR 0,45 ×18 23500 0,5 12000 Эксплуатация HS-601HP подрекция орбиты NSTAR 0,492 319-92 19500-32800 0,5 12000 Эксплуатация HS-601HP подрекция орбиты NSTAR 0,492 237 291-420 19500-32800 0,5 12060 Эксплуатация HS-601HP подрекция орбиты NEXT 6,9 237 291-400 Эксплуатация DS-1 Подлуатация Подлуатация Подлуатация Подлуатация NEXT 6,9 237 241000 0,74</td>	Страна/Фрима разработчик Название кВт Мошность, кВт ми Удельный кВт КПД Ресурс, час Состояние разработки КА Назначение квт Паво очимо-ИД 0.015 0,6 38000 >0,5 136. модель микро КА коррекция орбиты Ниднек 8-см 0,3 0,45 218 0,55 12000 Эксплуатация HS-601HP поддержине орбиты NSTAR 0,45 219-22 19-92 19500-32800 0,55 12000 Эксплуатация HS-601HP поддержине орбиты NSTAR 0,49-2,3 19-92 19-92 19500-32800 0,38-0,64 >10000 Эксплуатация HS-601HP поддержине орбиты NSTAR 0,49-2,3 19-92 19-92 19500-32800 0,38-0,64 >10000 Эксплуатация HS-601HP поддержине орбиты NSTAR 0,49-2,3 19-92 19-92 35000 0,75 Лаб. модель MKA поддержине орбиты NSTAR 0,45 2,9 2,9 3500-3800 0,74	Страна/Фирма Название кВт Мощность, кВт Тяга, мН Млгульс, м/с КПД Ресурс, час Состояние разработки КД Назвачение нитульс, м/с Назвачение США/МАSA/ Нидгеs микро-ИД 0.015 0,6 38 000 >0.25 Лаб, модель микро КА коррекция орбиты Воейпу ЕГD XIPS-13 0.45 ×18 23500 0,5 12000 Эксплуатация HS-601HP подрекция орбиты NSTAR 0,45 ×18 23500 0,5 12000 Эксплуатация HS-601HP подрекция орбиты NSTAR 0,492 319-92 19500-32800 0,5 12000 Эксплуатация HS-601HP подрекция орбиты NSTAR 0,492 237 291-420 19500-32800 0,5 12060 Эксплуатация HS-601HP подрекция орбиты NEXT 6,9 237 291-400 Эксплуатация DS-1 Подлуатация Подлуатация Подлуатация Подлуатация NEXT 6,9 237 241000 0,74

Ионные двигатели, прошедшие ЛКИ или квалификационные испытания

Таблица 2.5

-1



Рис. 2.24. Двигатель NEXT



Рис. 2.25. Двигатель UK-10 (Англия)

В заключение следует отметить, что фирмой QunetiQ разработан двигатель ИДПТ UK-20 (диаметр пучка ионов 20 см, мощность до 5 кВт) [2.19]. Двигатель предназначен для европейской миссии Вері Colombo [2.18]. В Японии на стадии инженерной модели разработан ИДПТ диаметром 35 см [2.10].

2.1.3.2. Ионные двигатели с высокочастотным разрядом (ВЧИД). Ионные двигатели с высокочастотным разрядом в основном исследовались и разрабатывались в Германии. Научно-технические основы радиочастотных ионных двигателей (Radio Frequency Ion Thruster — RIT) были заложены под руководством профессора Х. Лёба в Гиссенском университете [2.26], где были созданы демонстрационные образцы двигателей в диапазоне мощностей от нескольких Ватт до 8 кВт [2.28]. Принципиальная схема ВЧИД приведена на рисунке 2.20, *б*, конструктивная — на рисунке 2.26, а общий вид — на рисунке 2.27.

Газоразрядная камера (ГРК) ВЧИД 1 выполнена из радиопрозрачного диэлектрика (кварц, окись алюминия и др.). Узел ионно-оптической системы аналогичен описанному для ИДПТ. Внутри ГРК отсутствуют электроды, не требуется также и магнитная система. Ввод мощности в разряд осуществляется от индуктора 3,



Рис. 2.26. Конструктивная схема ВЧИД RIT-22: *1* — газоразрядная камера, *2* ионно-оптическая система, *3* — индуктор, *4* газораспределитель, *5* — нейтрализатор



Рис. 2.27. Фотография двигателя RIT-22 разработки фирмы AS-TRIUM

подключенного к высокочастотному генератору (ВЧГ). Ввод газа производится в ГРК через газораспределитель 4 и в нейтрализатор 5. После подачи газа и подвода ВЧ мощности индукционный ВЧ разряд инициируется подачей отрицательного импульса напряжения на нейтрализатор. Подачей напряжений на электроды ИОС формируется ионный пучок.

Главная регулировочная характеристика ВЧИД (на примере двигателя RIT-22 разработки фирмы «Astrium» [2.60]) изображена на рисунке 2.28. Она связывает величину тока пучка ионов $I_{\rm n}$ с расходом ксенона \dot{V} и потребляемой ВЧ мощностью $N_{\rm B4}$. Вид этой зависимости в широком диапазоне регулирования показан для значения тока пучка, равного 0,75 А.

Горизонтальная асимптота, N = const, соответствует потерям ВЧ мощности в подводящих цепях и диэлектрическим потерям в стенках разрядной камеры. Вертикальная асимптота, $\dot{V} = \text{const}$, соответствует полной ионизации рабочего газа. Ток ионов в этом случае составлял бы $I_m = 13,93 \cdot \dot{V}$, где \dot{V} — расход газа, выраженный в см³/мин при нормальном давлении и температуре. Коэффициент 13,93 см³/А не зависит от рода рабочего газа. Пунктирными линиями выделена область регулирования (дросселирования) двигателя, используемая при построении системы контроля и управления тягой. В существующих ВЧИД удельные энергозатраты на ионизацию 300–350 Вт/А, что на 30–40% выше, чем у ИДПТ.

Европейские ВЧИД имеют летную историю применения с 1993 г., когда двигатель диаметром 10 см (RIT-10 [2.29]) производства Daimler-Benz Aerospace (в настоящее время Astrium) был успешно испытан на КА «EURICA» — European Retrievable Carrier. Двигатель RIT-10 имеет параметры: мощность 585 Вт, тягу 15 мН, удельный импульс 34 000 м/с, КПД 64%. В 2001 г. этот двигатель использовался на КА «ARTEMIS» в качестве маршевого и обеспечил подъем орбиты на 5000 км [2.29]. После выполнения маневра по довыведению КА на ГСО двигатель использовался в качестве корректирующего. ВЧИД имеют ряд преимуществ по сравнению с двигателями ИДПТ:

 отсутствие в ГРК электродов, находящихся под высоким потенциалом, отсутствие катода как одного из сложнейших и наименее надежных элементов конструкции ИДПТ;



Рис. 2.28. Зависимость тока пучка ионов от ВЧ мощности и расхода ксенона

отсутствие магнитной системы.

Кроме того, ВЧ разряд не чувствителен к содержанию в рабочем теле химически активных примесей, включая кислород и азот, что может дать экономическую выгоду в отработке и эксплуатации ВЧИД за счет снижения требований к чистоте ксенона.

Современный уровень разработок ВЧИД иллюстрируется таблицей 2.5.

2.1.3.3. Ионные двигатели со сверхвысокочастотным разрядом (СВЧИД). СВЧИД основаны на нагреве электронов в СВЧ разряде в режиме электронно-циклотронного резонанса (ЭЦР) при частотах 2,5–4 МГц. Принципиальная схема СВЧИД приведена на рисунке 2.29. Для реализации ЭЦР в ГРК 1 необходимо использовать магнитное поле специальной конфигурации и индукцией около 0,25 Т, создаваемое постоянными магнитами 3. СВЧ мощность подводится через заднюю стенку ГРК, используя СВЧ разъем 6 и волновод 5. Ионный пучок формируется ИОС 2. Так же как и ВЧИД, двигатели типа СВЧИД не содержат такого критического, с точки зрения ресурса ИД, элемента конструкции, как катод основного разряда.

В проекте Науаbusa для полета к астероиду Итокава [2.10] были применены четыре двигателя СВЧИД μ 10 с диаметром пучка ионов 10 см. При общей длительности миссии около семи лет наработка двигателей составила 40 000 часов, что обеспечило суммарное приращение скорости КА $\Delta V_{\rm xap} = 2200$ м/с. В процессе полета, по мере удаления от Солнца потребляемая мощность изменялась от 1200 до 250 Вт (максимальная тяга 8 мН). Удельный импульс тяги в начале полета составлял 32 000 м/с.



Рис. 2.29. Схема СВЧИД

Семейство СВЧИД, разработанных в Японии, включает двигатели типоразмера 1 см, 10 см и 20 см [2.10].

Ионные двигатели всех трех рассмотренных конкурирующих технологий могут рассматриваться в качестве серьезных претендентов на роль корректирующих двигателей КА с длительным сроком существования и маршевых двигателей транспортных модулей с солнечными и ядерными источниками энергии. Современное развитие ионных двигателей и баллистический анализ планируемых миссий в ближайшем и более отдаленном будущем свидетельствует о больших перспективах ионных двигателей для обеспечения исследований в дальнем космосе на качественно новом уровне.

Сводный список ИД различного типа, прошедших ЛКИ или стадию квалификационных испытаний, приведен в таблице 2.5, которая отражает современное состояние разработки ИД.

2.1.4. Импульсные плазменные двигатели. 14 декабря 1964 г. применением импульсного плазменного двигателя абляционного типа (АИПД) в системе ориентации автоматической межпланетной станции «Зонд-2» была открыта эра эксплуатации ЭРД в космосе. Первый доведенный до практического применения импульсный плазменный двигатель (ИПД), в котором был реализован термический механизм ускорения плазмы, был создан в ИАЭ им. И.В. Курчатова [2.35]. В 1968 г. на борту американского спутника LES-6 был успешно применен созданный в США ИПД с электродинамическим ускорением плазмы [2.36]. В обоих случаях в качестве плазмообразующего вещества использовался фторопласт-4 (тефлон). Успешные летные испытания первых ИПД способствовали дальнейшему развитию работ в этой области.

Второй этап развития ИПД начинается с 90-х годов и связан с появлением нового направления космической техники — создания и эксплуатации малых космических аппаратов (МКА). Появление первых МКА поставило на повестку дня разработку и создание простых и дешевых высокоэффективных плазменных двигателей, способных функционировать и управлять движением космических аппаратов при потребляемой мощности не более 100 Вт.

Наиболее простым и дешевым двигателем такого класса оказался АИПД, разработками которого, начиная с 1990-х годов, успешно занимались в НИИ ПМЭ МАИ. К началу 2000-х годов были созданы и исследованы лабораторные образцы АИПД нового поколения, отличающиеся существенно повышенными удельными характеристиками. В результате теоретических и экспериментальных исследований была выбрана оптимальная для практического применения принципиальная схема двигателя — рельсотрон с боковой подачей рабочего тела [2.37, 2.38].

Принцип действия

Принципиальная схема АИПД рельсовой геометрии с боковой подачей рабочего тела представлена на рисунке 2.30. Двигатель содержит: конденсаторную батарею, выполняющую функцию накопителя энергии (НЭ); электроды; торцевой изолятор; фторопластовые шашки рабочего тела и высоковольтную свечу инициирования разряда. Поверхности электродов, торцевого изолятора и рабочие поверхности шашек образуют ускорительный (разрядный) канал двигателя. Работа двигателя осуществляется следующим образом: от источника электроэнергии заряжается НЭ, электрически связанный с электродами двигателя. Разряд НЭ инициируется вспомогательным искровым разрядом в свече. Длительность основанного разряда между электродами составляет от 3 до 15 мкс. Под действием импульсного тока происходит нагрев и абляция поверхности фторопластовой шашки и ионизация продуктов абляции.

Разрядный ток создает в ускорительном канале магнитное поле, основная компонента которого B_z направлена вдоль поперечной оси (см. рисунок 2.30). Эта компонента, взаимодействуя с разрядным током j_y , создает объемную электромагнитную силу $f_x = j_y \times B_z$, направленную вдоль оси потока. Образующаяся плазма ускоряется электромагнитной силой до скорости V = (20-30) км/с. В конце разряда, когда разрядный ток значительно уменьшается, более существенный вклад в ускорение плазмы вносят газодинамические силы с характерной скоростью истечения 3–5 км/с. Таким образом, реализуется смешанный механизм ускорения плазмы: электромагнитный и термический.



Рис. 2.30. Принципиальная схема АИПД рельсовой геометрии с боковой подачей плазмообразующего вещества (фторопласта): *J* — ток разряда; *B* — поперечное собственное магнитное поле; *F* — объемная электромагнитная сила

Особенностью абляционного двигателя является то, что разряд в ускорительном канале одновременно выполняет функции дозирования плазмообразующего вещества и ускорения плазмы, при этом интегральный расход рабочего тела за импульс пропорционален энергии разряда. В настоящее время в НИИ ПМЭ разработан ряд ЭРДУ на базе АИПД с энергией разряда от 8 Дж до 155 Дж (см. рисунок 2.31) [2.41, 2.42]. ЭРДУ АИПД-45-2 предназначена для поддержания и коррекции орбиты малого космического аппарата научного назначения МКА-ФКИ ПН-2 [2.39], разработанного в НПО им. С.А. Лавочкина (рисунок 2.32), а ЭРДУ АИПД-155 — для поддержания и коррекции орбиты микроспутника ДЗЗ «Союз-Сат-О» [2.40], разработанного НИИ космических систем имени А.А. Максимова и ПО «Полет».

ЭРДУ АИПД-155 имеет существенно увеличенный, по сравнению с АИПД-45-2, суммарный импульс тяги, так как рассчитана на выполнение дополнительной задачи — увода МКА с орбиты по окончании его срока активного существования.



Рис. 2.31. ЭРДУ на основе АИПД, разработанные в НИИ ПМЭ



Рис. 2.32. Малый космический аппарат МКА-ФКИ с ЭРДУ на основе АИПД-45-2

В диапазоне потребляемой мощности до 150 Вт ЭРДУ на основе АИПД имеют преимущество (по сравнению с другими типами ЭРД) в важнейшей характеристике — эффективному удельному импульсу тяги, равному отношению суммарного импульса тяги к полной массе двигательной установки.

2.1.5. Магнитоплазмодинамические двигатели (МПДД). Физический принцип работы МПДД основан на взаимодействии в плазме тока разряда с магнитным полем. МПДД — принципиально сильноточная двигательная техника. Наиболее известны МПДД двух типов: с внешним и собственным магнитным полем [2.48]. Схематично МПДД с внешним магнитным полем изображен на рисунке 2.33.

На рисунке схематично показан принцип ускорения плазмы в МПДД: ускоряющая сила является результатом взаимодействия компонентов тока **j** и магнитного поля **B**. Диапазон экспериментально исследованных моделей МПДД по мощности 30–500 кВт. При этом меньший диапазон мощности перекрывается МПДД



Рис. 2.33. МПДД с внешним магнитным полем

с внешним магнитным полем. Основная техническая проблема МПДД этого типа — создание магнитной системы на основе сильноточного соленоида с низким потреблением мощности. В настоящее время эта проблема не нашла окончательного решения. По этой причине более перспективной предполагается схема с собственным магнитным полем. К проблемам этой схемы следует отнести невозможность получения эффективно работающего двигателя при мощности ниже 300 кВт. В качестве рабочего тела МПДД рассматривают аргон, азот, водород и литий.

Двигатель S-FMPDT разработки университета г. Штутгарт [2.3] приведен на рисунке 2.34. Двигатель испытывался в диапазоне мощности свыше 100-600 кВт, при работе на аргоне, азоте и водороде.



Рис. 2.34. Конструктивная схема МПДД S-FMPDT

В ходе испытаний достигнут уровень тяги 25 Н при токе 8 кА и работе на аргоне. Максимальный удельный импульс был на уровне 15 км/с при КПД двигателя 25%.

Одной из сложнейших проблем создания МПДД, работающего на инертном газе, является разработка сильноточных катодов с большим ресурсом. Этой проблеме посвящены работы [2.49, 2.50], в которых показана перспектива создания многоканальных полых катодов аргоновых МПДД, работающих в дуговом режиме с низкой скоростью эрозии. МПДД с собственным магнитным полем является двигателем с относительно низким напряжением и высоким током разряда. Повысить удельный импульс тяги (скорость истечения) можно за счет применения вещества с низкой атомарной массой. По многим причинам технологического характера в качестве кандидата на рабочее тело МПДД выступает литий. Традиционно литиевые МПДД исследовались в России: РКК «Энергия», МАИ (НИИ ПМЭ), ИЦ им. М.В. Келдыша, ОКБ «Факел» [2.48].



Рис. 2.35. МПДД разработки МАИ мощностью 200 кВт

Фотография литиевого МПДД мощностью 200 кВт разработки МАИ приведена на рисунке 2.35 [2.48]. Особенностью литиевых двигателей является возможность применения в их конструкции полого катода, работающего при прокачке лития через последний. Эта технология позволяет повысить ресурс катода, одного из основанных узлов двигателя, подверженных эрозии. В двигателе использовалось внешнее магнитное поле с целью получения приемлемых тяговых характеристик при заданном уровне мощности. Был получен КПД на уровне 50% (без учета потерь мощности в магнитной катушке), что является довольно высоким по сравнению с результатами, полученными другими исследователями.

Удельный импульс тяги при этом составил около 45 км/с.

В РКК «Энергия» был разработан и прошел испытания литиевый МПДД с собственным магнитным полем мощностью 500 кВт [2.48]. Конструкция дви-

гателя приведена на рисунке 2.36. На этом двигателе достигнуты рекордные параметры: КПД на уровне 55-60%, удельный импульс тяги 50000 м/с, огневой



Рис. 2.36. Конструкция литиевого МПДД разработки РКК «Энергия» мощностью 500 кВт: *I* — литиевый парогенератор, *2* — нагреватель, *3* — анод-сопло, *4*, *7* — узлы крепления анода, *5* — корпус разрядной камеры, *6* — изоляторы, *8* — полый катод

ресурс 500 часов. Оценка ресурса для испытываемой модели дала величину порядка 5000 часов. Достигнутые параметры указывают на возможность применения концепции данного двигательного модуля в качестве прототипа МПДД нового поколения для использования в транспортных модулях с ядерной энергетической установкой мегаваттного уровня. Недостатком рабочего тела (лития) является возможность его осаждения на элементах конструкции КА. Опыт исследования МПДД показывает, что они конкурентоспособны по отношению к холловским и ионным ЭРД при уровне мощности единичного модуля свыше 300-400 кВт. При этой мощности более перспективной представляется схема МПДД с собственным магнитным полем.

Концепция VASIMR

Преобразование тепловой энергии в кинетическую может происходить не только в газодинамическом сопле, но и в магнитном сопле. Концепция VASIMR (Variable Space Impulse Magnetoplasma Rocket) «идеологически» вытекает из опытов с высокотемпературной плазмой, получаемой, например, при термоядерном синтезе. Внешний вид двигательной установки VASIMR [2.51] показан на рисунке 2.37. Она состоит из трех основных частей: устройство ионизации, устройство нагрева плазмы и магнитное сопло. В устройстве ионизации получают неравновесную плазму, используя ВЧ или СВЧ разряд. Учитывая, что ВЧ разряд малоэффективен для нагрева плазмы, целесообразно использовать механизм ионно-циклотронного резонанса. Этот механизм реализуется при наличии магнитного поля и согласовании частоты внешнего электромагнитного поля с частотой ларморова вращения ионов. При этом частота зависит от атомной массы иона. Нагрев плазмы с помощью этого механизма проверен в опытах по термоядерному синтезу. В том случае, если этот процесс приводит к значительному нагреву ионов, может реализоваться ускорение плазмы в магнитном сопле. Принцип ускорения основан на том, что в уменьшающемся по длине магнитном поле (с расходящимися магнитными силовыми линиями) можно получить почти адиабатическое расширение плазмы с соответствующим ускорением (аналог сопла Лаваля).

Эксперименты с геликоновыми формами разряда для получения и нагрева плазмы показали низкую эффективность ускорения. При мощности 10 кВт была получена



Рис. 2.37. Двигатель VASIMR

тяга 0,006 Н при удельном импульсе 20000 м/с. Характеристики двигателя были улучшены при переходе в первой ступени на ВЧ разряд индукционного типа, а во второй — на ионно-циклотронную ВЧ форму разряда. При этом аргон, рабочее тело двигателя, проходит через узел первой ступени, где происходит ионизация газа и нагрев до 10 000 К. На второй ступени двигателя VASIMR происходит дальнейший нагрев плазмы электромагнитными волнами за счет ионно-циклотронного резонанса. При этом плазма истекает из сопла двигателя со скоростью более 49 000 м/с. В настоящее время американская фирма Ad Astra Rocket проводит испытания наземной двухступенчатой версии двигателя VASIMR (VX 200) внутри вакуумной камеры в Хьюстоне (см. рисунок 2.38). Компания провела успешные испытания модели двигателя в 200-киловаттном исполнении в конце 2009 года, но заданные уровни мощности были достигнуты только на короткие интервалы времени в доли секунды [2.52]. Планируется продолжить испытания модели VX-200, чтобы достигнуть более длительной работы двигателя на заданной мощности.



Рис. 2.38. VX 200 в вакуумной камере:
 a — 3-D модель VX-200; б — VX-200, помещенный в вакуумную камеру

Магнитоплазмодинамические двигатели перспективны в качестве маршевых двигателей тяжелых транспортных модулей в комплексе с ядерными энергетическими установками (ЯЭУ) мощностью свыше 10 МВт. Например, для относительно близкого будущего (~ 40-года настоящего века) МПДД могут найти применение в пилотируемых марсианских экспедициях. Поскольку МПДД функционируют при относительно низком напряжении (до 100 В), возможно использование ЯЭУ, оснащенных не машинными, а термоэмиссионными преобразователями тепловой энергии в электрическую [2.48].

2.1.6. Тенденции развития ЭРД в будущем. Из приведенного обзора следует, что в настоящее время освоена и практически используется технология ЭРД малой и частично средней мощности (от 0,35 до 3 кВт). Двигатели мощностью 4–5 кВт прошли стадию лабораторных и инженерных моделей и в скором времени будут квалифицированы для применения на КА.

Вместе с тем очевидны основные тенденции развития КА нового поколения: увеличение массы, энерговооруженности и сроков активного существования. Эти тенденции обусловлены соответствующим развитием ракет-носителей, разгонных и апогейных двигателей, солнечной космической энергетики. Технология ЭРД может внести существенный вклад в обеспечение указанной тенденции. Прежде всего, это связано с возможностью реализации новых схем выведения КА с использованием маршевых ЭРД. Наиболее эффективно создание транспортных модулей (или платформ), оснащенных маршевыми ЭРДУ. Как показывает баллистический анализ, новые схемы выведения с использованием маршевых ЭРДУ позволят при применении РН среднего класса типа «Союз» и тяжелого класса типа «Протон-М» или «Ангара-5» повысить массу КА, выводимых на геосинхронные орбиты, на 30–50% (в зависимости от времени выведения) [2.1].

Анализ показывает, что оптимальная мошность модулей маршевых двигателей. соответствующих грузоподъемности современных РН среднего класса, составляет 4,5-5 кВт. Для транспортных модулей в составе средств выведения на основе РН «Ангара-5» и «Протон-М» возможно применение двигательных модулей мощностью 10 кВт, а в перспективе и выше. При этом оптимальный удельный импульс маршевых двигателей для околоземных транспортных операций составляет 16 000-18 000 м/с [2.1]. Указанный диапазон параметров соответствует холловским двигателям нового поколения. В соответствии с данной тенденцией в России и за рубежом (в Европе, США, Японии) успешно осуществляются программы создания двигательных модулей ЭРД мощностью 4,5-5 кВт [2.11, 2.13, 2.18, 2.20, 2.32, 2.10]. К двигателям коррекции КА нового поколения предъявляются требования повышенного удельного импульса. Применительно к СПД решается задача создания двухрежимных двигателей с регулированием параметров в диапазоне удельного импульса тяги 16 000-18 000 м/с и 20 000-28 000 м/с. Такие двигатели можно использовать в качестве маршевых на этапе выведения КА и после установки КА в рабочую точку — в системе коррекции и ориентации КА. Как пример, отметим параметры двухрежимного двигателя СПД-140 при мощности 4,5 кВт: 1 режим тяга (260-280) мН при удельном импульсе тяги (16 000-17 000) м/с и 2 режим тяга (170-180) мН при удельном импульсе тяги (26 000-27 000) м/с, разрабатываемый ОКБ «Факел» [2.13]. Аналогичные разработки СПД ведутся в США [2.32] и Европе [2.20].

Двигатели повышенной и высокой мощности создаются на уровне лабораторных моделей. Целью разработок на этом этапе является подтверждение самой возможности их создания, оценка ожидаемых параметров и определение технологических проблем. Состояние дел в этой области характеризуют следующие примеры. Лабораторная модель двигателя СПД-290 (см. таблицу 2.2) разработки ОКБ «Факел» приведена на рисунке 2.39 [2.62]. При мощности 25 кВт двигатель создает тягу 0,5–0,8 Н при удельном импульсе тяги 15000–20000 м/с.

Общий вид экспериментального образца ДАС ТМ-50 (разработки ЦНИИМаш), реализующего в одной конструкции возможность работы на одно- и двухступенчатом режимах, приведен на рисунке 2.40 [2.23]. Перспективные проекты, такие например, как пилотируемые полеты на Луну или Марс, схожие по задачам полеты к дальним планетам Солнечной системы, и ряд других потребуют двигательных модулей существенно большей мощности.

Уже в 60-х, а затем в 80-х годах XX века проводились первые исследования по созданию демонстрационных модулей ионных двигателей (ИД) высокой мощности. В Льюисском исследовательском центре НАСА (в настоящее время Исследовательский центр Глена) был создан демонстрационный образец ИДПТ диаметром 1,5 м и мощностью 200 кВт, что примерно в 40 раз выше мощности 30-сантиметрового двигателя NSTAR [2.61]. Фотография демонстрационного образца, работавшего на ртути, как и большинство ИД того поколения, приведена на рисунке 2.41.

В современной программе США заложена разработка следующего поколения ИДПТ, получившая название NEXIS [2.32]. Этот двигатель предназначен для работы в составе транспортных модулей с ядерной энергоустановкой. Номинальный режим двигателя по удельному импульсу 75 000 м/с, мощность около 30 кВт.

7 Попов Г.А.



Рис. 2.39. Двигатель СПД-290 (лабораторная модель)



Рис. 2.40. Экспериментальный образец двигателя ТМ-50



Рис. 2.41. ИДПТ разработки Исследовательского центра им. Льюиса (США) мощностью 200 кВт

Перспективы создания на базе новых технологий мощных ВЧИД с высоким уровнем тяги также выглядят обнадеживающе. В университете г. Гиссен (Германия) разработан экспериментальный образец двигателя RIT-35 с диаметром разрядной камеры 35 см. Мощность двигателя достигает 23 кВт при удельном импульсе тяги до 60 000 м/с. На проектном уровне просматриваются перспективы создания ВЧИД типа RIT мощностью до 100 кВт с диаметром пучка ионов до 1 м [2.33, 2.34].

В России реализуется программа разработки транспортого модуля с ядерной энергоустановкой с уровнем электрической мощности 1 МВт [2.13]. В обеспечение этой программы на альтернативной основе разрабатываются двигательные модули на основе ИДПТ [2.13] и ИДВЧ [2.34].

Кластеры двигателей

Проблема создания модулей ЭРД всех рассмотренных типов является в значительной степени технологической. В качестве примера реализации кластерной технологии на рисунке 2.42 приведен проектный облик ЭРДУ на основе кластера из 4-х двигателей СПД-140 [2.15].

По этой схеме ЭРДУ состоит из четырех двигателей СПД-140 и четырех пар плазменных катодов-компенсаторов, смонтированных на общей монтажной плите. Катоды собраны в компактный блок, который расположен между двигателями. Один из катодов является основным, а остальные находятся в холодном резерве. Мощность, потребляемая непосредственно ЭРДУ в приведенном варианте, составит 16-20 кВт, тяга 0,8-1 Н, удельный импульс 18000-23000 м/с. Расход газа через него составит ~ 27.2 мг/с, а разрядный ток ~ 23.6 А. Габаритные размеры: $0.5 \times 0.5 \times 0.1$ м. Масса кластера составляет 36 кг.

На рисунке 2.43 приведен кластер из 4 двигателей ВНТ-600 (США) [2.22].



лями СПД-140: 1 — баки с ксеноном; 2 — стойки интерфейса; 3 — карданный подвес; 4 — СПД-140

Рис. 2.42. ЭРДУ с четырьмя двигате- Рис. 2.43. Кластер из четырех двигателей ВНТ-600 (фирма BUSEK, США)

Следует отметить, что даже при использовании индивидуально устанавливаемых двигательных блоков в маршевой ЭРДУ предполагается одновременная работа двух или более двигателей. Таким образом, по существу, речь идет о модульном принципе построения ЭРДУ необходимой мощности. В настоящее время происходит накопление опыта исследования кластеров двигателей. Пока эти работы ведутся в лабораторных условиях и преследуют цель исследования взаимного влияния двигательных блоков и взаимодействия плазменных струй. Последняя проблема обсуждается в главе 3.

2.2. Использование ЭРД в зарубежных программах освоения дальнего космоса

В данном разделе приводятся основные сведения по зарубежным межпланетным КА с маршевыми электроракетными двигательными установками, завершившим свои миссии (Deep Space 1, SMART-1, Hayabusa), находящимся в полете (Dawn) и разрабатываемым в настоящее время (BepiColombo, TSSM).

2.2.1. КА Deep Space 1. Deep Space 1 («Дальний Космос-1») — экспериментальный автоматический космический аппарат, запущенный ракетой-носителем «Дельта-2» как часть программы НАСА «Новое Тысячелетие» [2.63].

Основной задачей полета было испытание двенадцати образцов новейших технологий, способных значительно снизить стоимость и риски космических проектов и включающих в себя:

— ионный двигатель;

 Autonav — автономную систему навигации, сводящую к минимуму необходимость корректировки движения аппарата с Земли, а также способную наводить на цели фотоаппаратуру зонда;

Remote agent — программное обеспечение, способное к самотестированию и самовосстановлению после сбоев;

SDST (Small, Deep-Space Transponder) — миниатюризованную систему дальней космической радиосвязи;

— MICAS (Miniature Integrated Camera And Spectrometer) — малогабаритную, легкую видеосистему, объединяющую цифровую фотокамеру и спектрометр;

— PEPE (Plasma Experiment for Planetary Exploration) — массив научных приборов для изучения космической плазмы, солнечного ветра, электромагнитных полей и заряженных частиц;

— SCARLET (Solar Concentrator Array of Refractive Linear Element Technologies) — легкие и эффективные солнечные батареи.

Перспективные технологии

Система автоматической навигации Autonav, разработанная в Лаборатории реактивного движения (JPL) NASA, обеспечивала работу с изображениями известных ярких астероидов. Учитывая, что астероиды во внутренней части Солнечной системы перемещаются относительно других тел с известными и предсказуемыми скоростями, космический аппарат может определить их относительное положение путем отслеживания подобных астероидов на фоне звезд, которые (в используемом масштабе времени) считаются неподвижными. Два или более астероида позволяют аппарату вычислить свою позицию при помощи триангуляции; две или более позиции во времени позволяют КА определить свою траекторию. Состояние КА отслеживалось по его взаимодействию с передатчиками Deep Space Network (DSN). Учитывая, что отслеживание при помощи DSN требует множества подготовленных операторов, и перегрузку сети DSN, поскольку она используется и в качестве канала связи, введение системы Autonav позволило снизить стоимость миссий и требования к DSN.



Рис. 2.44. Траектория полета КА Deep Space 1



Рис. 2.45. Компоновка КА Deep Space 1 в стартовой конфигурации

Хронология

Экспериментальная станция Deep Space 1 запущена 24 октября 1998 года. Хотя главной целью программы было испытание новых технологий, она имела и научные цели. Во время полета проводились исследования солнечного ветра, а также исследовалось влияние работы ионного двигателя на измерения космической плазмы. Траектория аппарата была проложена таким образом, чтобы встретиться с астероидом Брайль (1992 KD). Пролет астероида Брайль был выполнен 28 июля 1999 года. После встречи с астероидом траектория станции была изменена, чтобы встретиться с кометой Боррелли. Во время этой встречи определялись и передавались на землю

Таблица 2.6

Основные технические характеристики проекта

KA	Deep Space 1				
Страна	США				
Назначение	Отработка 12 перспективных технологий, включая СЭРДУ. Исследование астероида Braille (1992 KD), комет Wilson-Harring- ton и Borrelly с пролетной траектории				
Дата пуска	24.10.1998				
Дата окончания миссии	18.10.2001				
PH	Delta 7326-9.5 Med-Lite				
Космодром	Cape Canaveral Air Force Station				
Стартовая масса, кг	486.32				
Орбита отделения КА	Отлетная траектория (гиперболический избыток скорости 1729 м/с)				
Солнечные батареи (СБ)	GaInP ₂ /GaAs/Ge с массивом цилиндрических линз Френеля над рядами ФЭП				
Мощность СБ (начало миссии, 1 a.e.), Вт	2500				
ЭРДУ					
Состав	1 × NSTAR (30 см), СПУ, контроллер, система хранения ксенона, система подачи ксенона, БКС				
Позиционирование вектора тяги	Двухстепенной привод				
Электрическая мощность, Вт	500 (525)-2300 (сертифицирован до 2500)				
Тяга, мН	92 при 2300 Вт, 20 при 500 Вт				
Удельный импульс тяги, м/с	19000-31000 (32000)				
Масса ксенона, кг	81,5				
Сухая масса ЭРДУ, кг	48				
Примечания	16 уровней расхода ксенона, 112 уровней электрической мощности с шагом $\sim 20~{ m Br}$				
жрду	Однокомпонентные гидразиновые РД, 31,1 кг гидразина				
Стоимость миссии	\$149,7 млн				

данные о физических параметры ядра и хвоста кометы. 22 сентября 2001 года станция Deep Space 1 выполнила пролет кометы Боррелли и завершила свою миссию. На рисунках 2.44, 2.45 представлены траектория полета и общая компоновка KA, а в таблице 2.6 приведены основные технические характеристики проекта.

2.2.2. КА SMART-1. «Смарт-1» (SMART-1) — первая автоматическая межпланетная станция (AMC) Европейского космического агентства для отработки новых технологий и исследования Луны. Аппарат создан по заказу ЕКА Шведской космической корпорацией, при участии почти 30 субподрядчиков из 11 европейских стран и США [2.64]. Общая стоимость проекта составила 110 млн евро.

Задачи полета

SMART-1 (первый аппарат в программе «Small Missions for Advanced Research in Technology») создавался, прежде всего, как экспериментальная AMC для отработки перспективных технологий и, в первую очередь, электрореактивной двигательной установки для будущих миссий к Меркурию и Солнцу. Испытания новых технологий удачно совмещались с решением научных задач — исследованием Луны.

Перспективные технологии SMART-1

Главной новинкой АМС была солнечная электрическая ДУ PPS-1350-G, изготовленная компанией Snecma Moteurs с участием ОКБ Факел (Россия). В ее состав входят холловский электроракетный двигатель, созданный на основе двигателя SPT-100 производства ОКБ «Факел» (стационарный плазменный двигатель, в соответствии с принятой в России классификацией), система подачи и распределения электропитания, 82 кг — запас рабочего тела (ксенон). Двигатель с кольцеобразной керамической камерой внешним диаметром 100 мм и внутренним 56 мм развивал тягу до 70 мН при удельном импульсе 16 400 м/с. Рабочее напряжение двигателя 350 В, ток 3,8 А, потребляемая мощность 1350 Вт, секундный расход рабочего тела 4,2 мг/с, КПД 51%. Двигатель был оснащен двухстепенным механизмом поворота, позволяющим обеспечить необходимое направление вектора тяги по мере израсходования рабочего тела.

Среди других летных технологических экспериментов стоит упомянуть испытание аппаратуры KaTE (X/Ka-band Telemetry and Telecommand Experiment) для высокоскоростной связи и управления в диапазонах X (7/8 ГГц) и Ka (32/34 ГГц), бортового ПО автономной навигации OBAN (On_Board Autonomous Navigation)



Рис. 2.46. Траектория КА SMART-1



Рис. 2.47. Общий вид KA SMART-1

Таблица 2.7

Основные	технические	характе	ристики	проекта
		1	1	1

KA	SMART-1
Страна или организация	ESA
Назначение	Отработка перспективных технологий, включая СЭРДУ. Исследование Луны с полярной окололунной орбиты 300 × 3000 км
Дата пуска	27.09.2003
Дата окончания миссии	03.09.2006 (падение на Луну)
РН	Ariane 5G (попутное выведение)
Космодром	European Spaceport, Kourou
Стартовая масса, кг	366,5
Орбита отделения КА	Геопереходная орбита (742 $ imes$ 36 016 км, наклонение 7 $^\circ$)
Солнечные батареи (СБ)	Трехкаскадные арсенид-галиевые
Мощность СБ (начало миссии, 1 а.е.), Вт	1850 (1900)
ЭРДУ	На базе СПД
Состав	1 × PPS 1350-G, СПУ, система хранения ксенона, система подачи ксенона, БКС
Позиционирование вектора тяги	Двухстепенной привод
Электрическая мощность, Вт	1350
Тяга, мН	73
Удельный импульс тяги, м/с	16 500
Масса ксенона, кг	82
Сухая масса ЭРДУ, кг	
Примечания	117 уровней мощности
жрду	Однокомпонентные гидразиновые РД, 8 кг гидразина
Стоимость миссии	110 млн евро

для определения положения KA в космосе, литий-ионной модульной бортовой аккумуляторной батареи и эксперимент с лазерной связью.

Научная аппаратура

• Миниатюризированная ПЗС-камера AMIE (Asteroid/Moon Micro_Imaging Experiment) была предназначена для цветной съемки с высоким разрешением и высокой чувствительностью поверхности Луны и, в особенности, ее плохо освещенных полярных областей. Поле зрения камеры 5,3 × 5,3°, размер ПЗС 1024 × 1024, разрешение 30 м с высоты 300 км.

• Компактный спектрометр ближнего инфракрасного диапазона SIR (SMART-1 Infrared Spectrometer) служил для картирования минералов (пироксен, оливин, полевой шпат и т.п.) на поверхности Луны, для поиска отложений льда и твердой углекислоты в постоянно затененных полярных кратерах. SIR имел 256 каналов в диапазоне 0,93–2,4 мкм при спектральном разрешении 0.06 мкм и пространственном разрешении до 300 м.

• Опытный компактный (4,5 кг) видовой рентгеновский спектрометр D-CIXS (Demonstration Compact Imaging X-ray Spectrometer) работал в диапазоне 0,5–10 кэВ при разрешении 200 эВ и предназначался для составления глобальной карты элементного состава Луны с разрешением 50 км.

Хронология

Аппарат был запущен 27 сентября 2003 года ракетой-носителем «Ариан-5» в качестве попутной нагрузки при выведении спутников связи на ГСО.

25 января 2005 года на Землю были отправлены первые снимки лунной поверхности, выполненные «Смарт-1» с близкого расстояния.

27 февраля 2005 года спутник достиг своей конечной цели — он стал искусственным спутником Луны с периодом обращения около 5 часов.

3 сентября 2006 аппарат завершил свою миссию. Он был сведен с орбиты и разрушился при ударе о поверхность Луны.

На рисунках 2.46, 2.47 представлены траектория полета и общий вид КА, а в таблице 2.7 приведены основные технические характеристики проекта.

2.2.3. КА Науаbusa (MUSES-C). Хаябуса («Сокол», до запуска имел наименование MUSES-C), космический аппарат Японского агентства аэрокосмических исследований (JAXA), предназначенный для изучения астероида Итокава и доставки образца его грунта на Землю [2.65]. «Хаябуса» был запущен 9 мая 2003 года японской ракетой-носителем М-5. Планировалось, что в июне 2007 года он вернется к Земле и сбросит капсулу с добытыми образцами грунта. Это была бы первая доставка грунта с иного небесного тела после лунных экспедиций. Вес аппарата — 510 кг. Оснащен маршевым ионным двигателем.

Хронология

12 сентября 2005 года аппарат приблизился к астероиду на расчетные 20 км и начал проводить детальные исследования. В связи с выходом из строя двух гироскопов из трех выполнение намеченной программы оказалось под угрозой.

В ноябре 2005 года «Хаябуса» должен был осуществить на Итокаве три короткие посадки — одну пробную и две штатные. Однако из-за ряда сбоев одна посадка прошла неудачно (хотя при этом аппарат, как и планировалось, смог оставить на астероиде алюминиевую пластинку с именами 880 тысяч землян из почти 150 стран). Кроме того, аппарат должен был выпустить на поверхность малоразмерный робот «Минерва» (массой 519 г), оснащенный солнечными батареями и тремя фотокамерами. Две из них образуют пару для стереосъемки объектов, расположенных на расстоянии от 10 до 50 см от робота, в том числе для съемок отдельных пылинок. Третья камера могла бы наблюдать более удаленные объекты поверхности. Однако после отделения робота связь с ним установить не удалось, и «Минерва» был потерян. Предположительно, робот улетел в открытый космос.

26 ноября аппарат осуществил еще одну попытку забора грунта. В момент максимального сближения с поверхностью астероида произошел сбой компьютера.



Рис. 2.48. Траектория КА Hayabusa



Рис. 2.49. Компоновка КА Hayabusa (Muses-C)

Аппарат потерял ориентацию и повредил один из двигателей, вскоре связь с ним была потеряна. Удалось ли забрать грунт, осталось неизвестным. К марту 2006 года связь удалось восстановить. В июне 2006 ЈАХА сообщило, что аппарат, возможно, все-таки сможет вернуться на Землю. 4 февраля 2009 сотрудникам ЈАХА удалось наконец перезапустить ионный двигатель и окончательным маневром направить аппарат к Земле.

13 июня 2010 года аппарат вошел в атмосферу Земли и сбросил спускаемую капсулу, предположительно содержащую образцы вещества астероида. Капсула приземлилась в районе полигона Вумера на юге Австралии, а сам аппарат сгорел в плотных слоях атмосферы. В течение многомесячного кропотливого анализа удастся точно выяснить, что именно привез зонд на Землю.

В случае, если капсула действительно содержит образцы грунта, «Хаябуса» станет первым после «Луны-16», «Луны-20», «Луны-24», Genesis и «Стардаст» КА с маршевыми ЭРД, доставившим на Землю образцы грунта астероида, и шестым автоматическим КА, доставившим внеземное вещество на Землю.

На рисунках 2.48, 2.49 представлены траектория полета и общая компоновка КА, а в таблице 2.8 приведены основные технические характеристики проекта.

106

Таблица 2.8

KA	Hayabusa (Muses-C)
Страна	Япония
Назначение	Отработка перспективных технологий, включая СЭРДУ. Доставка на Землю образцов грунта с астероида Itokawa
Дата пуска	09.05.2003
Дата окончания миссии	13.06.2010 (возвращение к Земле)
РН	M-V
Космодром	Kagoshima Space Center
Стартовая масса, кг	510
Орбита отделения КА	Отлетная траектория
Солнечные батареи (СБ)	3-х каскадные арсенид-галиевые
Мощность СБ (начало миссии, 1 а.е.), Вт	2600
ЭРДУ	На базе СВЧ ИД
Состав	4 × μ10s (10 см радиочастотные ИД), СПУ, система хранения ксенона, система подачи ксенона, приводы, БКС
Позиционирование вектора тяги	Двухстепенной привод
Электрическая мощность, Вт	4×350
Тяга, мН	4 imes 8
Удельный импульс, с	3200
Масса ксенона, кг	66
Сухая масса ЭРДУ, кг	59
Примечания	Переменная мощность СБ
ЖРДУ	Двухкомпонентные ЖРД, 67 кг топлива
Стоимость миссии	\$150 млн

С	сновные	технические	характе	ристики	проекта
			1	1	1

2.2.4. КА Dawn. Автоматическая межпланетная станция Dawn («Рассвет»), запущена в космос НАСА 27 сентября 2007 года для исследования астероида Весты и карликовой планеты Цереры. Аппарат достиг Весты в 2011 году, а в начале сентября 2012 закончил работу на орбите вокруг этого небесного тела. Программа предусматривает изучение карликовой планеты Цереры, АМС приблизится к ней в 2015 году. В отличие от предыдущих АМС, исследовавших более одного небесного тела, АМС «Dawn» не просто пролетела мимо Весты, промежуточной точки назначения, а вышла на орбиту вокруг Весты и после года пребывания на орбите продолжила дальнейший полет к Церере. Целями полета Веста и Церера избраны потому, что представляют собой противоположные типы больших астероидов: Цереру

покрывает ледяной слой толщиной до 100 км, а Веста монолитный безводный ахондрит. При этом Веста — основной «поставщик» метеоритов, достигающих поверхности Земли.

Хронология

План полета, рассчитанный на 8 земных лет, предусматривает расходящуюся спиральную траекторию, описывающую три оборота вокруг Солнца.

В феврале 2009 года Dawn прошел мимо Марса, ускорившись вследствие гравитационного маневра с выходом из плоскости эклиптики.

3 мая 2011 года — зонд сделал первую фотографию Весты с расстояния около 1,21 миллиона километров.

16 июля 2011 года, совершив почти два оборота вокруг Солнца, КА Dawn достиг Весты и перешел на ее круговую орбиту с высотой 16 000 км.

17 июля 2011 года Dawn сделал первое изображение Весты с ее орбиты.

12 декабря 2011 КА Dawn спустился на самую низкую из предусмотренных в рамках его миссии орбит вокруг астероида Весты и отправил на Землю первые фотографии Весты с максимально возможным разрешением (до 23 м/пиксель). Все собранные фотографии будут использованы для создания карты Весты высокого разрешения. 5 сентября 2012 года Dawn покинул Весту и отправился ко второму пункту назначения — карликовой планете Церера, которую достигнет в феврале 2015 года.

Ионный двигатель

АМС приводится в движение тремя ксеноновыми ионными двигателями, разработанными на основе образца, испытанного на зонде Deep Space 1. Каждый двигатель имеет тягу ~ 30 мН и удельный импульс тяги 31 000 м/с; одновременно возможна



Рис. 2.50. Траектория КА Dawn



Рис. 2.51. Компоновка КА Dawn [2.66]

работа одного двигателя. Из 425 кг рабочего тела (ксенона), имеющегося на борту, на полет Земля-Веста будет израсходовано 275 кг, на полет Веста-Церера — 110 кг. При нормальной работе ионные двигатели Dawn обеспечивают прирост в скорости на 97 км/ч за каждые 4 дня работы ИД.

На рисунках 2.50, 2.51 представлены траектория полета и общая компоновка КА, где использованы следующие обозначения и сокращения: HGA — антенна с высоким коэффициентом усиления; Louvers — экранирующие решетки; LGA — антенна с низким коэффициентом усиления; IPS thrusters — ионные двигатели; Battery access panel — съемная панель батареи; Star tracker — звездный датчик; Reaction wheel — маховик; CSS — грубый солнечный датчик; GRaND — детектор нейтронов и гамма-излучения: RCS Thrusters — двигатели системы управления; VIR — картографический спектрометр; FC — фотоаппарат.

В таблице 2.9 приведены основные технические характеристики проекта.
Таблица 2.9

o enoblible Texili	recine aupurrepretrimi upocatu
KA	Dawn
Страна	США
Назиаление	Исследование астероидов Vesta и Ceres
Пазначение	с орбит вокруг этих астероидов
Дата пуска	27.09.2007
Дата окончания миссии	07.2015
РН	Delta II 7925H-9.5
Космодром	Cape Canaveral Air Force Station
Стартовая масса, кг	1217,7
Орбита отлеления КА	Отлетная траектория (гиперболический
	избыток скорости 3362 м/с)
Солнечные батареи (СБ)	InGaP/InGaAs/Ge
Мощность СБ	10.300 (1300 Вт в конце миссии на 3 а.е.)
(начало миссии, 1 а.е.), Вт	
ЭРДУ	На базе ИД NSTAR
Состав	$3 \times \text{NSTAR}$ (30 см), СПУ, система хранения
overag	ксенона, система подачи ксенона, приводы, БКС
Позиционирование вектора тяги	Двухстепенной привод
Tioondiionnipozaniio zonropa imm	$(\pm5^\circ$ по одной оси и $\pm7^\circ$ по второй)
Электрическая мощность, Вт	1000-2500
Тяга, мН	32 при 1000 Вт, 91 при 2500 Вт
Удельный импульс тяги, м/с	28 000-31 000
Масса ксенона, кг	425,3
Сухая масса ЭРДУ, кг	123
Применация	Одновременно работает только 1 ЭРД.
приметания	5 уровней мощности в диапазоне 1–2,5 кВт
ЖРДУ	Однокомпонентные РД, 45,6 кг гидразина
Стоимость миссии	\$370 млн

Основные технические характеристики проекта

2.2.5. КА ВеріColombo. ВеріColombo — совместная космическая автоматическая миссия к Меркурию Европейского космического агентства (ЕКА) и Японского агентства аэрокосмических исследований (ЈАХА). ЕКА в содружестве с ЈАХА утвердили программу ВеріColombo в 2008 г, в ходе которой планируется исследовать ближайшую к Солнцу планету — Меркурий [2.67]. Как сообщает сайт ЕКА, межпланетный зонд планируется запустить к Меркурию в 2014 г. К самой маленькой и одной из наименее изученных планет Солнечной Системы отправятся две орбитальных станции на одном транспортном модуле Mercury Transfer Module (MTM). Миссия

будет запущена с помощью российской ракеты-носителя Союз-У-Фрегат, и полет продлится шесть лет. Общий вес комплекса составляет около трех тонн, из которых примерно половина — горючее. ВеріColombo будет использовать электроракетные ионные двигатели. Для экономии топлива в течение полета BepiColombo совершит четыре гравитационных маневра в поле тяготения Луны, Земли, Венеры и Меркурия. А перед выходом к Меркурию от транспортного модуля отделятся две орбитальных станции.



Рис. 2.52. Траектория КА ВеріColombo



Рис. 2.53. Компоновка КА ВеріColombo

Таблица 2.10

Основные технические характеристики проекта

KA	BepiColombo
Организация	ESA/JAXA
Назначение	Исследование Меркурия с орбиты его искусственного спутника (2 КА: ММО — Mercury Magnetosphere Orbiter, ОИСМ 400 × 12000 км и МРО — Mercury Polar Orbiter, ОИСМ 400 × 1500 км). В состав КА помимо ММО и МРО входят SEPM (солнечный электроракетрый модуль) и СРМ (химический ракетный модуль)
Дата пуска	08.2013
Дата окончания миссии	09.2020
РН	Союз 2-1Б — Фрегат
Космодром	European Spaceport, Kourou
Стартовая масса, кг	2300
Орбита отделения КА	Высокая эллиптическая орбита с радиусом апогея 314 тыс. км. Выведение на отлетную траекторию с использованием СРМ и гравитационного маневра у Луны; перелет к Меркурию с использованием SEPM и гравитационных маневров у Земли, Венеры и Меркурия; выведение на ОИСМ с помощью СРМ
Солнечные батареи (СБ)	3-х каскадные арсенид-галиевые
Мощность СБ (начало миссии, 1 a.e.), Вт	5500 (~ 11000 на удалении 0,32-0,6 а.е.)
ЭРДУ	На базе ионных двигателей
Состав	3 × QinetiQ T6 (одновременно работают 1–2 ЭРД), система хранения ксенона, система подачи ксенона
Позиционирование вектора тяги	
Электрическая мощность, Вт	
Тяга, мН	170-340 (30-230 мН на 1 ЭРД)
Удельный импульс тяги, м/с	43 780 (40 000-47 000)
Масса ксенона, кг	~ 390
Сухая масса ЭРДУ, кг	
Примечания	
ЖРДУ	Двухкомпонентные ЖРД (1 $ imes$ 4000 H и 8 $ imes$ 20 H)
Стоимость миссии	650 млн евро

Орбитальные станции

Первая станция, Mercury Planet Orbiter (MPO), разрабатывается агентством ЕКА. Россия также принимает участие в создании оборудования для этого модуля, один из 11 научных приборов на МРО будет российским. Эта станция выйдет на орбиту высотой от 400 до 1500 км над поверхностью Меркурия и займется изучением поверхности планеты. В частности, планируется создание мультиволновой карты поверхности планеты.

Вторая станция называется Mercury Magnetospheric Orbiter (MMO). Ее разрабатывает японское космическое агентство. На ММО установят пять научных приборов, и орбита ее будет более вытянутой. Ближайшее расстояние до планеты в случае MMO будет также равно 400 км, а вот удаляться зонд будет на целых 12000 км. Эта часть BepiColombo займется изучением магнитосферы Меркурия.

Прибытие в район одной из самых малоизученных планет нашей системы предполагается в 2019 году. Ученые ожидают, что обе станции смогут проработать в окрестностях Меркурия как минимум год. В настоящее время Меркурий наименее изученная космическими станциями планета. До сих пор единственными искусственными аппаратами, пролетевшими вблизи Меркурия, были американские «Маринер-10» (середина 70-х) и Messenger (запущен в 2004 г.). «Маринер-10» совершил три облета планеты и передал изображения планеты, Мессенджер приблизился и совершил первый пролет мимо Меркурия 14 января 2008 года, а 6 октября 2008 года состоялся второй пролет в непосредственной близости от планеты. В ходе пролета были получены снимки Меркурия, на которых обнаружились непонятные точки какого-то темного вещества, обильно разбросанные по его поверхности. 29 сентября 2009 года Мессенджер совершил третий пролет мимо Меркурия, а 18 марта 2011 г. завершил торможение и перешел на орбиту вокруг Меркурия. Планируется, что зонд проработает на орбите в течение года. Во время работы будут проводиться поиски воды на планете, а также предстоит выяснить, почему ядро планеты занимает более 70% ее объема. На рисунках 2.52, 2.53 представлены траектория полета и общая компоновка КА, а в таблице 2.10 приведены основные технические характеристики проекта.

2.2.6. КА TSSM (Titan-Saturn System Mission). Аппарат для изучения Сатурна предварительно планируется запустить в 2020 году [2.68]. Для набора необходимой скорости аппарат сначала направится к Венере (осуществление гравитационного маневра). Затем КА вернется к Земле, совершит еще два гравитационных маневра и направится прямо к системе спутников Сатурна. Аппарат выйдет на орбиту вокруг Солнца и во время первого пролета мимо Титана сбросит на него аэростат с оболочкой, наполненной горячим воздухом. В течение шести месяцев (а в идеале — двенадцати) аппарат будет собирать информацию об атмосфере и поверхности Титана и передавать ее на Землю, используя основной зонд как ретранслятор. Во время второго пролета мимо Титана зонд сбросит на него посадочную платформу. Она должна опуститься на поверхность метанового озера Кгаken Mare. Приборы, установленные на платформе, будут собирать данные об озере и проводить наблюдения за атмосферой спутника Сатурна. Продолжительность жизни платформы составит всего шесть часов.

Основной зонд проведет на орбите Сатурна два года. За это время он приблизится к Титану 16 раз. На следующей стадии зонд начнет вращение непосредственно вокруг луны газового гиганта. На рисунках 2.54, 2.55 представлены траектория полета и общая компоновка КА, а в таблице 2.11 приведены основные технические характеристики проекта.



Рис. 2.54. Траектория КА TSSM



Рис. 2.55. Компоновка КА TSSM

Таблица 2.11

KA	TSSM
Страна	США
	Исследование Титана (посадочный аппарат,
Назначение	монголфьер, орбитальный аппарат),
	Энцелада (с пролетной траектории), Сатурна
Дата пуска	09.2020
Дата окончания миссии	07.2033
PH	Atlas V 551
Космодром	Cape Canaveral Air Force Station
Стартовая масса, кг	6175
Орбита отлеления КА	Отлетная траектория (гиперболический
	избыток скорости 1200 м/с)
Солнечные батареи (СБ)	Orion CEV-derived Ultraflex Solar Arrays
Мощность СБ	15,000
(начало миссии, 1 а.е.), Вт	10,000
ЭРДУ	На базе ИД NSTAR
	3×NSTAR (30 см), СПУ,
Состав	система хранения ксенона,
	система подачи ксенона, приводы, БКС
Позиционирование	Двухстепенной привод
вектора тяги	$(\pm5^\circ$ по одной оси и $\pm7^\circ$ по второй)
Электрическая мощность, Вт	1000-2500 (один ЭРД)
Тяга, мН	32 при 1000 Вт, 91 при 2500 Вт
Удельный импульс тяги, м/с	28 000-31 000
Масса ксенона, кг	500
Сухая масса ЭРДУ, кг	502 (масса перелетного модуля с ЭРДУ и СБ)
Примечания	СБ с переменной мощностью
ЖРЛУ	Двухкомпонентные и однокомпонентные РД,
	2528 кг топлива
Стоимость миссии	\$329 млн

Основные технические характеристики проекта

Литература к главе 2

- 2.1. Петухов В.Г. Квазиоптимальное управление с обратной связью для многовиткового перелета с малой тягой между некомпланарными эллиптической и круговой орбитами // Космические исследования. 2011. Т. 49, № 2. С. 128–137.
- 2.2. Петухов В.Г. Оптимизация межпланетных траекторий космических аппаратов с идеально-регулируемым двигателем методом продолжения // Космические исследования. 2008. Т. 46, № 3. С. 224–237.
- Anweter-Kurts M., Goelz T., Habiger H., et al. High Power Hydrogen Arc jet Thruster // Journal of Propulsion and Power. 1998. V. 14, No. 5. P. 769–773.
- 2.4. Bober A.S., Kim V., Koroteev A.S., Latishev L.A., Morozov A.I., Popov G.A., Zurin V.V. State of works on Electrical Thrusters in placecountry-regionUSSR // Proceedings of 22nd IEPC. 1991. Paper 91-003.
- 2.5. Козубский К.Н., Мурашко В.М., Рылов Ю.П. и др. СПД работают в космосе // Физика плазмы. 2003. Т. 29, № 3. С. 1–17.
- 2.6. *Kim V.*, *Popov G.A.*, *V Tikhonov.B. et al.* Modern trends of Electric Propulsion Activity in Russia in: Proceedings of the 26th IEPC, Kitakyushu (Japan), 1999. P. 27–32.
- 2.7. Арцимович Л., Андронов Л., Есипчук Ю. и др. Разработка стационарных плазменных двигателей (СПД) и их испытания на ИСЗ «Метеор» // Космические исследования. 1974. Т. XII, № 3. С. 451–468.
- 2.8. Шереметьевский Н., Барсуков И., Козубский К. и др. Основные результаты по электроракетной системе с СПД («ЭОЛ-2») на ИСЗ «Метеор-Природа» // Материалы 4-ой Всесоюзной конференции по плазменным ускорителям и ионным инжекторам. — Москва, 1978. С. 317-321.
- 2.9. *Kim V., Popov G.A., Obukhov V.A. et al.* Electric Propulsion Modules for «Yamal» and «ASTRO» Spacecraft Orbital Transfer // Space Technol. 2000. V. 2010, No. 1. P. 1–8.
- 2.10. Kuninaka H., Kajivara K. Overview of JAXA's Activities on Electric Propulsion // 32rd International Electric Propulsion Conference. IEPC 2011-332, 2011.
- 2.11. ФГУП ОКБ ФАКЕЛ [Электронный ресурс]: http://www.fakel-russia.com/ Режим доступа: свободный.
- 2.12. de Gris K., Welander B., Dimicco J., Wenzel S., et al. 4.5 kW Hall Thruster System Qualification Status // 41st AIAA/ASME/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference and Exhibit. AIAA Paper 2005-3682, 2005.
- 2.13. Novikov I.K., Troschenkov S.V. Main Directions of Electric Propulsion Development in Russia through 2015 // 32nd IEPC, Paper 2011-331, 2011.
- 2.14. Sankovic J.M., Caveny L., Lynn P. The BMDO Russian Hall Electric Thruster Technology (RHETT) Program From Laboratory to Orbit // AIAA 97-2917, July 1997.
- 2.15. Popov G.A., Obukhov V.A., Konstantinov M.S., Fedotov G.G., Murashko V.M., Arkhipov B.A., Koryakin A.I., Pridannikov S.Yu., Martynov M.B., Morskoy I.M. Development of Electric Propulsion System Based on SPT-140 for "Phobos-Soil" Mission // 52nd International Astronautics Congress, Paper IAF 01-Q.03.b05, 2001.
- 2.16. *Kim V., Kozubsky K.N., Murashko V.M.* History of the Hall Thrusters Development in USSR // 30th International Electric Propulsion Conference. IEPC-2007-142, 2007.
- 2.17. *Polk J.* Overview of the placecountry-regionUSA electric propulsion programs // IEPC 2007-388, 30rd IEPC. Florence, 2007.
- 2.18. Propulsion 2000 Program. Phase 1. Final report. Fiat Avio. S.p.a. Roma. Italy, 2000. 320 p.
- 2.19. Saccoccia G., Gonzales J. ESA Electric Propulsion Activities // Paper IEPC 2011-329, 2011.
- 2.20. *Casaregola C., Cesaretti G., Andrenucci M.* The European HiPER programme: High Power Electric Propulsion Technology for Space Exploration // Paper IEPC 2011-209, 2009.
- 2.21. Обухов В.А., Григорьян В.Г., Латышев Л.А. Источники тяжелых ионов / В кн.: Плазменные ускорители и ионные инжектора. — М.: Наука, 1984. — С. 169–188.

- 2.22. Daniel A., Lichtin B. An Overview of Electric Propulsion Activities in US Industry 2005 // 41st AIAA/ASME/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference. Paper AIAA 2005-3532, 2005.
- 2.23. Garkusha V., Lukaschenko V., A Semenkin., et al. Modern Status of Hall Thrusters Development in Russia // Paper AIAA 99-2157, 35th Joint Propulsion Conference, Los Angeles, CA, 1999.
- 2.24. Ерофеев В., Жаринов А., Е Ляпин. Двухступенчатое ускорение ионов в слое с током Холла / В кн.: Плазменные ускорители. М.: Машиностроение, 1973. С. 68–71.
- 2.25. Kamhavi H., Soulas G., Pinero L., et al. Overview of Hall Effect Trusters Activities at NASA Glenn Research Center // IEPC 2011-339, 2011-12-29.
- 2.26. Loeb H. Ein electrostatisches Raketentriebwerk mit Hochfrequezioenquelle // Astronautica Acta. 1962. V. 8, No. 1. P. 49–53.
- 2.27. Попов Г.А. Электрические ракетные двигатели (ЭРД). Разработки ЭРД в России. Роль Московского авиационного института // Вестник Московского авиационного института. 2005. Т. 12, № 2.
- 2.28. Groh K.H., and Loeb H.W. State-of-the-Art of Radio-Frequency Ion Thrusters // J. Propulsion. V. 7, No. 4. P. 573–577.
- 2.29. Killinger R., Bassner H., Leiter H., and Kukies R. RITA Ion Propulsion for Artemis // AIAA-2001-3490, 2001.
- Ramsey W. 12-cm Magneto-Electrostatic Containment Argon/Xenon Ion Source Development // AIAA Paper No. 78-681, 1978.
- 2.31. Bechtel R.T. A Hollow Cathode Neutralizer for a 30-cm Diameter Bombardment Thruster // AIAA Paper No. 73-1052, 1973.
- 2.32. Polk J., Kamhavi H., Polzin K., et al. An Overview of NASA's Electric Program. 2010-2011.
- 2.33. Loeb H.W., Freisinger J., Groh K.H. Feasibility Study of Large-Scale RF-Ion Thrusters // Paper IAF-90-231. Dresden, GDR, 1990. — 12 p.
- 2.34. Loeb H.W., Popov G.A., V Obukhov.A., Murashko V.M., et al. Design of a High-Power High-Specific Impulse RF-Ion Thruster // 32nd International Electric Propulsion Conference. Paper IEPC-2011-290, 2011.
- 2.35. *Пец Л.А., Симонов А.И., Храбров В.А.* Как создавали первые ЭРД // Земля и Вселенная. 2005, № 6. С. 57–60.
- 2.36. Vondra R., Tomassen K., Solbes A. Analysis of Solid Teflon Pulsed Plasma Thruster // Journal of Spacecraft and Rockets. 1970. V. 7.
- 2.37. Rudikov A., Antropov N., Popov G. Pulsed Plasma Thruster of Erosion Type for a Geostationary Artificial Earth Satellite // 44-th Congress of the IAF, Graz, 1993.
- 2.38. Патент РФ № 2253953, Н05Н 1/54, Г 03Н 1/00 от 10.06.2005 г.
- 2.39. Voronov S.A. Study of the ion fluxes in the vicinity of Earth // Meeting of the United Nations Committee on the Peaceful Uses of Outer Space, Vienna, 2010.
- 2.40. Меньшиков В.А. Многофункциональная космическая система Союзного государства центральное звено интеграции России и Беларуси в сфере высоких технологий // IV Белорусский космический конгресс. Минск, 2009.
- 2.41. Антропов Н.А., Богатый А.В., Дьяконов Г.А., Попов Г.А. и др. Новый этап развития абляционных импульсных плазменных двигателей в НИИ ПМЭ // Вестник ФГУП «НПО им. С.А. Лавочкина». Космическая техника и ракетостроение. 2011, № 5. С. 30–40.
- 2.42. Аватинян Г.А., Шелков Н.П., Антропов Н.Н., Дьяконов Г.А. и др. Выбор корректирующей ДУ для МКА «Вулкан» // Труды III Международной конференции-выставки «Малые спутники — новые технологии, миниатюризация. Области эффективного применения в XXI веке». Кн. 3. 2002. С. 291–296.
- 2.43. http://ru.microsat.ru/index.php?page=engine&category=products (дата обращения 29.04.2011).
- 2.44. http://users.gazinter.net/fakel/spd25.html (дата обращения 13.10.2011).
- 2.45. Романов А.А., Селиванов А.С., Урличич Ю.М. Тенденции развития технологий сверхмалых КА и новых спутниковых систем на их основе // VII Научно-практическая конференция «Микротехнологии в авиации и космонавтике». М., 2009. С. 10–12.

- 2.46. Burton R.L., Rysanek F., Antonsen E.A., Wilson M.J. et al. Pulsed Plasma Thruster Performance for Microspacecraft Propulsion // Micropropulsion for Small Spacecraft. V. 187. Progress in Astronautics and Aeronautics. 2000. P. 337–352.
- 2.47. Zakrzwski C., Benson S., Sanneman P., Hoskins A. On-Orbit Testing of the EO-1 Pulesed Plasma Thruster // AIAA 2002-3973.
- 2.48. Obukhov V.A., Popov G.A., Semenikhin S.A., Sysoev D.V., Fedotov G.G. State-of-the-Art and Perspectives of Magnetoplasmadynamics Thrusters // International Symposium on Energy Conversion Fundamentals. Istambul, Turkey, 2004.
- 2.49. *Cherkasova M., Obukhov V., M De Tata., Albertoni R., et al.* Experimental Study of a Multichannel Hollow Cathode for High Power Electric Propulsion. // 47th Joint Propulsion Conference & Exhibition. JPC-2011-1027660, 2011.
- 2.50. Cherkasova M., V Obukhov., De Tata M., Albertoni R., et al. 100hr Endurance Test on a Tungsten Multi-rod Hollow Cathode for MPD Thruster // Paper IEPC-2011-108, 2011.
- 2.51. *Glover T.W. et al.* Projected Lunar Cargo Capabilities of High-Power VASIMR Propulsion // International Electric Propulsion Conference. IEPC-2010-02-27, 2010.
- 2.52. Bering E.A., III, Longmier B.W., Ballenger M., Olsen C.S., et al. Performance studies of the VASIMR® VX-200 // 49th AIAA Aerospace Sciences Meeting and Exhibit AIAA-2011-1071, 2011.
- 2.53. Kerslake W.R., R Goldman.G., Nieberding W.C. SERT-II: Mission Thruster Performance, and In-Flight Thrust Measurements // Journal of Spacecraft and Rockets. V. 8, No. 3. 1971.
- 2.54. Banks B.A. 8-cm Mercury Ion Thruster System Technology // AIAA Paper No. 74-1116, 1974.
- 2.55. Korovkin V.N., Latishev L.A., Obukhov V.A., Grigoryan V.G. Research on Ion Thruster in the USSR // 22nd International Electric Propulsion Conference. Paper No. 91-081, 1991.
- 2.56. *Герасименко М.* Hughes получил заказы еще на три спутника HS-702 // Новости космонавтики. 1998, № 3.
- 2.57. *Гафаров А., Синицын А.* ЭРД в космосе: транспортные операции // Новости космонавтики. 2001, № 8. С. 46.
- 2.58. Лисовой И. Deep Space 1 достиг цели // Новости космонавтики. 1999, № 9.
- 2.59. Schmidt G.R., Patterson M.J., and Benson S.W. NASA's Evoluntary Xenon Thruster: NASA's Next Step in Electric Propulsion // 5th International Spacecraft Propulsion Conference. Paper 100, 2008.
- 2.60. *Püttmann N*. Electric Propulsion in Germany: Current Activities and Novel Aspects // 5th International Spacecraft Propulsion Conference. Paper 182, 2008.
- 2.61. Loeb H. Plasma Based Ion Beam Sources // 32nd EPS Conference 2005. Paper 14.003, 2005.
- 2.62. *Kim V., Kozubsky K.N., Murashko V.M., and Semenkin A.V.* History of the Hall Thrusters Development in Russia // IEPC-2007-142. 30th International Electric Propulsion Conference, 2007.
- 2.63. Deep Space 1 [Электронный ресурс]:
 - http://en.wikipedia.org/wiki/Deep_Space_1, Режим доступа: свободный.
- 2.64. SMART-1 [Электронный ресурс]: http://en.wikipedia.org/wiki/SMART-1, Режим доступа: свободный.
- 2.65. Hayabusa [Электронный pecypc]: http://en.wikipedia.org/wiki/Hayabusa, Режим доступа: свободный.
- Dawn [Электронный pecypc]: http://en.wikipedia.org/wiki/Dawn, Режим доступа: свободный.
- 2.67. ВеріColombo [Электронный ресурс]:

http://en.wikipedia.org/wiki/ВеріСоlombo, Режим доступа: свободный.

2.68. TSSM [Электронный pecypc]: http://en.wikipedia.org/wiki/TSSM, Режим доступа: свободный.

Глава З

ОСНОВНЫЕ ФАКТОРЫ ВОЗДЕЙСТВИЯ ЭРД НА КА И ЕГО РАДИОСИСТЕМЫ

3.1. Эффекты воздействия ЭРД

Высокие скорости истечения частиц и их ионизированное состояние приводят к тому, что плазменные струи ЭРД могут интенсивно взаимодействовать с окружающей средой, материалами внешних поверхностей КА и его системами. Среди возможных эффектов и факторов воздействия работающего ЭРД на КА и окружающую среду в настоящее время выделяют следующие:

- эрозионное и загрязняющее воздействие;
- силовое и тепловое воздействие;
- излучение в оптическом диапазоне;
- излучение в радиодиапазоне;
- изменение электрического потенциала КА;
- изменение состава и параметров окружающей КА среды.

С позиций формирования канала связи с КА нас будут также интересовать следующие факторы воздействия ЭРД:

- изменение условий прохождения электромагнитных волн;
- изменение эффективной поверхности рассеяния;
- изменение диаграмм направленности бортовых антенн;

рассмотрению последних будут посвящены отдельные разделы.

3.1.1. Эрозионное и загрязняющее воздействие. Под эрозионным воздействием струй ЭРД на функциональные поверхности КА подразумевают уменьшение их толщины в результате длительной бомбардировки ионами и высокоскоростными нейтральными частицами. Основной характеристикой данного вида воздействия является глубина эрозии, т.е. толщина распыленного слоя. Исследования в этом направлении подробно описаны, например, в работе [3.1]. Приведенные данные показывают, что за 1000 часов работы ЭРД глубина эрозии материала в некоторых точках солнечных батарей (СБ) может (в зависимости от взаимной ориентации) меняться от 0,1 мкм до 10 мкм. В общем случае это приводит к деградации характеристик СБ за счет снижения прозрачности защитных стекол и увеличения электрического сопротивления токопроводящих элементов. Следует отметить, что особенно опасно эрозионное воздействие для тонкопленочных покрытий.

Однако в ряде случаев эрозия может оказывать и положительное влияние, очищая поверхности от загрязнений и микрократеров, образующихся в результате ударов микрометеорных частиц.

Среди загрязняющих воздействий выделяют:

- загрязнение продуктами распыления элементов конструкции КА;
- загрязнение вторичными частицами струй.

Наиболее существенным фактором данного воздействия является осаждение пленок загрязнений на панелях солнечных батарей (СБ), радиаторах системы терморегулирования и астронавигационной аппаратуре. Следует отметить, что продукты распыления могут содержать значительную долю частиц металлов, которые при осаждении на оптических поверхностях могут приводить к существенному изменению их свойств. Осаждение загрязнений может также сопровождаться полимеризацией пленок под влиянием ионизирующего излучения, например в условиях орбитального полета, что усиливает эффект загрязнения.

Обычно для оценки свойств образующихся пленок используют величину поверхностной плотности m_c [мг/см²], а также данные о составе пленки. Особенно важно учесть содержание металлов, поскольку они приводят к более сильным изменениям оптических свойств поверхности, чем не металлические продукты осаждения. Для большинства оптических поверхностей КА может быть определен критический уровень загрязнений $m_{\rm lim}$, при превышении которого изменение функциональных характеристик поверхностей становится критичным для КА. По имеющимся в литературе данным [3.1], величина $m_{\rm lim}$ для используемых ЭРДУ лежит в диапазоне 10^{-7} – 10^{-5} г/см². Эти величины соизмеримы с критическим уровнем загрязнений оптических поверхностей, а при переходе к маршевым ЭРД следует ожидать их еще большего увеличения.

3.1.2. Силовое и тепловое воздействие. Силовое воздействие приводит к возникновению дополнительных возмущающих моментов из-за отклонения вектора тяги ЭРД от его геометрической оси, неточности установки двигателя на КА, смещения центра масс аппарата вследствие выработки запасов рабочего тела, а также взаимодействия частиц струи с элементами конструкции КА (например, с панелями СБ).

Теоретические основы определения силового и теплового воздействия потоков частиц разреженного газа и плазмы подробно изложены в обзорных работах [3.2, 3.3]. В зависимости от компоновки КА и параметров струи ЭРД предельные значения силовых возмущений и потерь тяги могут меняться от десятых долей до единиц процентов тяги ЭРД. В некоторых случаях для компенсации этих возмущений может потребоваться значительный дополнительный расход рабочего тела. При неправильной компоновке КА возможны ситуации, когда система ориентации не сможет скомпенсировать возмущающие моменты со стороны струи ЭРД, что грозит аварийными режимами. При переходе к маршевым двигателям данная проблема становится особенно актуальной и требует дополнительного исследования.

Что касается теплового воздействия, то оно может быть обусловлено двумя факторами.

Во-первых, при своей работе некоторые элементы конструкции ЭРД имеют высокую температуру, в результате чего выделившееся тепло излучением и за счет теплопроводности передается элементам КА.

Во-вторых, при относительно близком расположении (масштаба 0,5 м) элементов конструкции к двигателю возможен их нагрев за счет бомбардировки ускоренными ионами струи.

Тепловое воздействие струй ЭРД на КА за счет ионной бомбардировки, как правило, незначительно. Исключение составляют случаи, когда элементы конструкции находятся в непосредственной близости от двигателя или на оси струи. Однако такие случаи достаточно редки и при проектировании КА их стремятся исключить. Тепловые потоки от струи типового ЭРД на поверхностях КА типа «Ямал», «Галс» по расчетам [3.4] не превышают 20–30 Вт/м², поэтому в большинстве случаев этим видом воздействия, как правило, пренебрегают. Однако при использовании маршевых ЭРД нового поколения влияние тепловых потоков может быть существенно выше, что требует дополнительного учета.

3.1.3. Излучение ЭРД в оптическом диапазоне. Источниками оптического излучения ЭРД, как правило, являются разрядные камеры и плазменные струи за счет наличия в них возбужденных атомов и ионов. Наиболее полные данные по оптическому излучению ЭРД получены к настоящему времени для СПД и представлены в работах [3.5, 3.6]. Установлено, что 90% всей энергии в оптическом диапазоне длин волн (250–550 нм) выделяется в ускорительном канале СПД, при этом основная часть излучения из канала распространяется в пределах конуса с углом полураскрыва 20°. Яркость самой струи на 1–2 порядка меньше яркости ускорительного канала и резко спадает по мере удаления от среза двигателя.

Разрядная камера и струя являются источниками линейчатого излучения, в спектре которого идентифицировано более 400 линий, принадлежащих атомам, однои двухзарядным ионам ксенона, атомам и ионам элементов, входящих в состав керамики (Si, B, N, O) и металлических конструкционных материалов (Mo, Ni, Cr, W, Fe, Ti). С увеличением длины волны в спектре увеличивается количество линий атомов и уменьшается количество линий ионов. В ультрафиолетовой области спектра (250–450 нм) 10–15% линий принадлежит атомам, а 85–90% — ионам. В инфракрасной области (500–1250 нм) 85% линий принадлежит атомам и только 15% — ионам. Максимум энергии излучения выделяется в интервале длин волн 480–540 нм, где находятся линии излучения однократно ионизованного ксенона. Распределение энергии в спектре излучения двигателя типа СПД-70 (расход 2 мг/с, напряжение разряда 220 В, мощность 720 Вт) представлено в таблице 3.1.

Таблица 3.1

Источник излучения	Диапазон длин волн, нм	Мощность, Вт
	120-200	50
Разраниза камора	250-400	5
газрядная камера	400-500	19
	500-1000	28
Плазменная струя	весь спектр	5

Распределение энергии в спектре излучения СПД 70

Общая мощность излучения обычно не превышает 10–15% от мощности разряда в зависимости от типа двигателя и режима его работы.

В настоящее время данные по оптическому излучению маршевых ЭРД практически отсутствуют, а его исследование представляет собой самостоятельную научную задачу.

3.1.4. Излучение ЭРД в радиодиапазоне. На протяжении многих лет в научной литературе приводятся отдельные сведения об электромагнитном излучении ЭРД разнообразных типов, полученные разными авторами на различных установках как в наземных, так и летных условиях [3.7–3.10]. Полученные экспериментальные данные сильно отличаются друг от друга и носят локальный характер. Это связано с тем, что в наземных условиях, при работе ЭРД в вакуумных камерах трудно обеспечить требуемую безэховость в широком диапазоне частот, которая и определяет потенциальную точность измерений. Кроме того, характеристики излучения сильно зависят от вариантов конструкции и режимов работы ЭРД. В свою очередь, полномасштабные космические эксперименты не проводились в связи со сложностью технической реализации, а использованные косвенные методы регистрации собственного излучения ЭРД на борту КА позволяли получить в основном качественные результаты. Тем не менее, следует констатировать, что в общем случае излучение ЭРД и истекающих плазменных струй достоверно зафиксировано в диапазоне частот от долей килогерца до 20 ГГц. Характер спектра в различных участках этого диапазона во многом определяется развитием специфических для каждого типа ЭРД плазменных неустойчивостей, возникающих как в газовом разряде, так и выходной плазменной струе. Наличие квазирегулярных колебаний и волн приводит к повышенным значениям интенсивности электромагнитных полей в отдельных участках спектра по сравнению с равновесным, тепловым уровнем излучения.

Основные результаты, полученные в наземных условиях измерений излучения плазменных двигателей, связаны с существенным влиянием металлических вакуумных камер установок на параметры электромагнитных полей и воздействием плазмообразующих веществ на регистрирующие элементы измерительной аппаратуры. При проведении спектральных измерений возможно проявление резонансных свойств вакуумных камер и неравномерностей частотных характеристик входных трактов измерительной аппаратуры.

Результаты измерения собственного излучения различных типов ЭРД, по данным работы [3.11], представлены в таблице 3.2.

Следует отметить, что наибольшей интенсивностью шумов в широком диапазоне частот обладают плазменные двигатели в высоковольтных режимах при формировании ускоряющего анодного слоя [3.11]. О высоком уровне шумов двигателей типа ДАС свидетельствует возбуждение высокочастотных полей вблизи токонесущих элементов конструкции, сопровождающееся вакуумными пробоями и нарушениями устойчивой работы установки. По интенсивности шумов близкими к ДАС являются электростатические двигатели с газоразрядными источниками ионов, в которых шумовое излучение создается камерой ионизации и неравновесной областью ионно-плазменного потока.

Для исследованных типов двигателей, представленных в таблице 3.2, отсутствует однозначная связь интенсивности электромагнитного излучения с электрической мощностью ЭРД. Однако интенсивность шумов удается связать с удельным импульсом ЭРД, который определяется средней скоростью истечения плазмы (с ростом удельного импульса интегральная интенсивность шумов возрастает). Для заданного типа ЭРД наибольшей интенсивностью излучения обладают конструкции, использующие рабочее вещество с высоким потенциалом ионизации, при этом переход с перспективного рабочего вещества (лития на азот (аргон)) сопровождается увеличением на 1,5–2 порядка интенсивности шумов. Низковольтные режимы двигателей типа ТХД и ТСД связаны с электротермическим ускорением плазмы и не приводят к заметному изменению электромагнитной обстановки вблизи космических аппаратов. Более подробно характеристики собственного электромагнитного излучения различных типов ЭРД будут рассмотрены в главе 4.

При интеграции ЭРД с КА важное значение имеет знание направленных свойств его собственного излучения. Проведение таких измерений в наземных условиях однозначно требует наличия безэховых вакуумных камер, параметры которых позволяют обеспечить необходимый динамический диапазон измерений при определении характеристик направленности излучения ЭРД. Основные подходы и результаты изложены в работе [3.10].

Полноценного исследования направленных свойств излучения ЭРД непосредственно на борту КА в летных условиях до сих пор выполнено не было. Однако на КА

				ДРД		
	электро	статический	двигатель	с замкнутым	магнитоплазмоди	інамические
Рабочие характеристики	двига	гель ПИД	дрейфом	электронов	двигате	ли
	Камера	Зона	ШЭ	ПAC	ТХЛ	ЦЛТ
	ионизации	нейтрализации	T		4 577	42T
Рабоцее вещество	430	т аргон	нонелХ	Висмит	Литий	หู่ห⊥ห∐
	0017	1, apron			азот, аргон	
Мощность, кВт	0,05-0,2	0, 1 - 1, 0	0, 4-4, 5	5 - 50	2-40	100-700
	20-450,	90_150	500-7150,	20-750, 3000,	750, 1000-4000,	750, 3000,
дианазоны частот, или ц	750, 3000	001-07	9500, 13500	4000-7000, 9500	9500	9500
					$10^{-10} - 10^{-7}$	
Спектральная плотность	$10^{-7} - 10^{-5}$	$10^{-8}-10^{-6}$	$10^{-9}-10^{-8}$	10^{-7} -10^{-4}	Литий	$10^{-10} - 10^{-9}$
электромагнитного 	01 01				$10^{-7} - 10^{-5}$	
излучения, D1/ (м. тиц)					Азот (Аргон)	

Таблица 3.2

«Метеор-Природа» были проведены эксперименты с использованием входных блоков приемных устройств бортовой командной радиолинии (БКРЛ), рабочая частота которых лежала в области частот 30–50 МГЦ [3.12]. На указанном КА был установлен СПД мощностью 450 Вт. Приемные антенны БКРЛ 1 и 2 (рисунок 3.1) размещались на двух панелях СБ (на расстоянии около 3,3 м от среза СПД). На рисунке 3.2 представлены результаты измерения пространственного распределения интенсивности электромагнитного поля на выходе усилителей высокой частоты приемников БКРЛ, каждый из которых связан со своей радиолинией.



Рис. 3.1. Геометрия эксперимента



Рис. 3.2. Зависимость интенсивности электромагнитного поля

Указанные пространственные распределения были получены за счет перемещения панелей СБ совместно с антеннами относительно струи в пределах азимутальных углов $\varphi = -10^{\circ} - (+40^{\circ})$ (рисунок 3.2). Из приведенных графиков видно, что наведенные ЭРД электромагнитные поля присутствуют как на входах приемников, расположенных со стороны струи, так и на диаметрально противоположной стороне относительно корпуса КА. При включении только плазменного катода-компенсатора интенсивность наведенных в антенне 1 полей примерно в два раза превышает уровень фона. Включение двигателя сопровождается повышением уровня электромагнитного поля в антенне 1 в 5–6 раз, а в антенне 2 — в 3–4 раза.

Таким образом, пространственное распределение электромагнитного поля излучения ЭРД относительно струи является существенно неоднородным и не ограничивается передней полусферой. Поскольку измерения производились на частотах в районе 40 МГц, то вероятней всего измеренные поля генерируются ВЧ дрейфовой неустойчивостью и ее гармониками, что хорошо согласуется с лабораторными экспериментами [3.13].

Подводя итог, следует отметить, что зафиксированные уровни электромагнитного излучения элементов ЭРД и истекающих плазменных струй могут существенно влиять на работу бортовых радиоэлектронных систем, управляющих и информационных вычислительных средств, командных и телеметрических линий, а также систем радиосвязи с КА и других приборов и устройств, использующих при своей работе электрические и магнитные поля.

3.1.5. Изменение электрического потенциала КА. Как известно, зарядовое состояние КА, окруженного космической плазмой, зависит от ее состава и параметров. Так например, при попадании КА, находящегося на геостационарной орбите, в геомагнитную суббурю его поверхность подвергается бомбардировке высокоскоростными заряженными частицами ионосферной плазмы. В результате (при отсутствии ЭРД и других инжекторов плазмы) происходит накопление значительного отрицательного заряда на поверхности КА. При этом процесс электризации включает в себя общую (длительность 10⁻³-10⁻² с) и дифференциальную зарядку (длительность 1-1000 с), которая определяется наличием на поверхности КА различных диэлектрических материалов и их свойствами. Для прогнозирования электростатической зарядки КА широко применяются методы математического моделирования, реализованные в различных программных комплексах. Наибольшее распространение получил программный комплекс "NASCAP" [3.14], разработанный по заказу NASA. Известны также два российских программных комплекса «Кулон» [3.15] и «ЭКО-М» [3.16], предназначенные для оценки процессов электризации спутников на геостационарных и высокоэллиптических орбитах без учета влияния ЭРД. Результаты расчетов программы «Кулон» представлены на рисунке 3.3. В общем случае итоговое зарядовое состояние КА не является безопасным для его систем. Результаты экспериментальных исследований [3.17] показывают, что дополнительным фактором, оказывающим влияние на работу бортовых систем КА в условиях электризации, являются электрические разряды, возникающие на КА. Данные многочисленных экспериментов свидетельствуют о том, что разряды разных видов возникают при значениях потенциалов на типичных элементах конструкции ~5-15 кВ. При этом возможны следующие виды разрядов:

- с поверхности КА в окружающую плазму;
- по поверхности (между элементами КА через тонкие диэлектрические покрытия) на проводящую подложку;
- объемный разряд в диэлектрике.

Наличие на борту КА периодически включаемых плазменных двигателей усложняет общую физическую картину зарядки КА в окружающей космической плазме, поскольку испускаемые двигателями плазменные струи участвуют в балансе совокупного тока, протекающего через поверхность КА при его взаимодействии с плазмой, и в балансе токов на отдельных участках поверхности. Данные предположения хорошо подтверждаются результатами космических экспериментов, например, на рисунке 3.4 представлены результаты измерения электрического поля на борту геостационарного ИСЗ «КОСМОС-1366» при периодическом включении ЭРД типа СПД. Видно, что на интервалах работы ЭРД напряженность электрического поля, регистрируемого на КА, резко падает.



Рис. 3.3. Программный комплекс КУЛОН (геостационарная орбита, отсутствие освещенности, горячая магнитосферная плазма); распределение потенциала вокруг КА сложной формы



Рис. 3.4. Результаты измерений ИСЗ «КОСМОС-1366»

Появление дополнительных токов, обусловленных работой плазменных двигателей, изменяет общий потенциал КА относительно окружающей плазмы, который в общем случае определяется совокупностью находящихся на КА зарядов, а также распределением потенциала по поверхности КА [3.18].

Следует отметить, что изменения общего потенциала КА и потенциального рельефа на его поверхности обусловлены двумя физическими механизмами: изменением соотношения положительных ионов и электронов в плазменной струе двигателя и возвратом части положительных ионов на поверхность КА, имеющего отрицательный потенциал. Первый из этих механизмов приводит к быстрому изменению среднего потенциала при включении и выключении плазменных двигателей, а второй механизм — к медленному изменению общего потенциала и потенциалов на отдельных участках непроводящей поверхности КА. Подробное обсуждение указанных процессов проведено в работе [3.18]. Учитывая, что разнообразные электрические разряды, возникающие на КА, являются источниками электромагнитных помех, изучению зарядового состояния КА, оборудованного ЭРД, должно быть уделено дополнительное внимание.

3.1.6. Изменение состава и параметров окружающей КА среды. Плазменная струя ЭРД, являясь сильно неравновесным образованием, возбуждает ионосферную плазму, что может быть причиной генерации электромагнитных волн и изменения характеристик полезных сигналов. Условия возбуждения электромагнитных и плазменных волн зависят, прежде всего, от параметров искусственной и естественной плазмы, от питч-угла инжекции струи по отношению к направлению вектора индукции магнитного поля космического пространства, от величины магнитного и электрического полей и т. д. Характерным примером правомерности этих утверждений являются эксперименты, выполненные на метеоракетах с помощью импульсных плазменных двигателей, энергия импульса которых составляла сотни джоулей при полном числе частиц в плазменном сгустке около 10¹⁹ частиц. В процессе движения ракеты по баллистической траектории изменялся питч-угол инжекции. В ракурсной точке на высоте полета около 120 км были зафиксированы регулярные колебания на частотах электронных ($f_{eH} = 1,4$ МГц, $B \approx 0,5$ Гс) и протонных ($f_{iH} \approx 800$ Гц) циклотронных ионосферных колебаний. При этом электронные циклотронные колебания были промодулированы протонными колебаниями [3.13].

Последствия инжекции плазмы, например в ионосферу, достаточно долго сохраняются. Так, выполненные с помощью радиотелескопа, работающего на частоте 160 МГц, измерения обнаружили возмущения плазмы ионосферы от струи СПД спустя более полутора часов после инжекции. Помимо упомянутых неустойчивостей в ионосферной плазме за счет инжекции струй ЭРД возбуждаются и другие ионосферные неустойчивости и волны: альвеновские, верхне- и нижнегибридные, электронные и ионные свисты, ионные и электронные ленгмюровские колебания и ряд других. При решении транспортных задач в ближнем космосе с использованием маршевых ЭРД указанные явления могут иметь более масштабный характер и должны дополнительно учитываться.

Таким образом, взаимодействие ЭРД с КА является весьма сложным и многообразным процессом, в который вовлекаются многие жизненно важные системы и подсистемы КА. При определенных условиях перечисленные выше эффекты могут приводить к различным негативным последствиям, вплоть до полной потери работоспособности КА или его систем. Поэтому одной из весьма важных проблем применения маршевых ЭРД в космосе является обеспечение их совместимости с элементами и системами КА, а также минимизация отрицательных воздействий.

3.2. Влияние плазменных струй ЭРД на характеристики радиоканала связи с КА

При использовании современной связной, радиолокационной и навигационной аппаратуры наземного и космического базирования, предназначенной для обеспечения функционирования КА ближнего и дальнего космоса, необходимо учитывать наличие на трассе распространения радиоволн естественных и искусственных плазменных образований, создаваемых струями ЭРД. В общем случае электромагнитные волны, проходя через космическую (ионосферную) плазму и плазменные струи ЭРД, изменяют свои характеристики за счет затухания (ослабления), изменения углов рефракции, возникновения дифракции, появления временных задержек и дисперсионных искажений и т. д. Для предварительных оценок будем исходить из возможности представления струи ЭРД в виде слоистого плазменного тела, предполагая, что в каждом из элементарных слоев плазму можно считать однородной и изотропной с постоянной концентрацией.

Как известно [3.19], однородная плазма имеет комплексную электронную проводимость,

$$\sigma_r = \frac{N_e e^2}{m} \frac{\nu_e}{\nu_e^2 + \omega^2}, \quad \sigma_i = -\frac{N_e e^2}{m} \frac{\omega}{\nu_e^2 + \omega^2}, \quad (3.1)$$

где e, m — заряд и масса электрона, ν_e — эффективная частота столкновений электронов, N_e — концентрация электронов в слое, ω — частота электромагнитной волны.

При этом распространяющаяся в плазме плоская электромагнитная волна описывается комплексным волновым числом

$$k = \beta - i\alpha = \frac{\omega}{c} \sqrt{1 + \frac{4\pi\sigma_i}{\omega} - i\frac{4\pi\sigma_r}{\omega}},$$
(3.2)

где β — фазовая постоянная; α — постоянная затухания.

В выражение (3.1) входит эффективная частота столкновений электронов с частицами разного сорта. Применительно к струям ЭРД в случае незначительного количества в них нейтральных частиц рабочего тела основной вклад вносят электрон-ионные столкновения с частотами $\nu_e = \nu_{ei}$, которые, как правило, и учитываются. Для максимальной концентрации электронов на срезе двигателя, например ЭРД типа СПД 100 (10^{12} $1/cm^3$), и средней электронной температуре порядка 1 эВ максимальная частота ν_{ei} лежит в пределах 10^7-10^8 1/с.

На рисунках 3.5 и 3.6 приведены расчетные графики зависимостей постоянной распространения и постоянной затухания для различных значений концентрации электронов (предполагается, что концентрации частиц в выделенных слоях струи известны). Для каждой концентрации на определенной частоте ω_p (плазменная частота) происходит скачок параметров, вызванный нулевым значением диэлектрической проницаемости плазмы,

$$\omega_p = (4\pi e 2N_e/m)^{0.5} = 5,65 \cdot 10^4 (N_e)^{0.5} \ [1/c] \ . \tag{3.3}$$

В свою очередь, каждой фиксированной частоте в соответствии с формулой (3.3) соответствует своя концентрация, которая называется критической (N_{e кD}). Как видно из графиков, если частота сигнала больше плазменной частоты, постоянная затухания практически близка к нулю и в худшем случае при максимальной концентрации не превышает значения 0,1. Максимальная частота столкновений при этом порядка 10^7 1/с, а постоянная распространения равна 1 как в свободном пространстве. Для космических радиолиний (частоты сигналов лежат в диапазоне 7-8 ГГц) практически во всех слоях струи ЭРД выполняется условие $\omega \gg \nu_e$ и плазму (вне зоны критической концентрации) можно считать «бесстолкновительной». В такой плазме поглощением можно пренебречь. Исключение составляет зона плазмы с концентрацией больше критической (для 8 ГГц $N_{e\ {
m kp}} pprox 8 \cdot 10^{11}$ 1/см³), в которую электромагнитная волна не проникает, испытывая полное отражение. Данная зона расположена на срезе сопла ЭРД, и ее продольные и поперечные размеры для двигателей, например типа СПД 100, не превышают десятков сантиметров, что в большинстве случаев позволяет пренебречь эффектами экранирования. В случае маршевых ЭРД, а также при использовании связок двигателей учет зоны критической концентрации должен быть проведен в полном объеме.

9 Попов Г.А.



Рис. 3.5. Зависимость постоянной распространения в плазменном слое от частоты



Рис. 3.6. Зависимость постоянной затухания в плазменном слое от частоты

Знание постоянной распространения в каждом слое позволяет определить эффекты рефракции и расходимость лучевых траекторий при распространении электромагнитной волны в плазменной струе.

Если диэлектрическая проницаемость ε плазменной струи ЭРД медленно меняется на длине волны в среде, а размеры плазменного образования велики по сравнению с длиной волны, распространение электромагнитных волн хорошо описывается приближением геометрической оптики (ГО).

В приближении ГО результаты послойного поглощения электромагнитной волны в струе ЭРД могут быть учтены выражением

$$L_{\rm g6} = 8,68 \int_{z} \alpha(z) \, dz, \tag{3.4}$$

где *z* — путь сигнала в плазменной среде (в общем случае, по криволинейной траектории).

Таким образом, для того, чтобы оценить эффекты при прохождении радиоволн через плазменную струю ЭРД, необходимо знать ее концентрационный профиль. Непосредственные измерения характеристик струй в космических условиях практически отсутствуют, но, как показывают расчеты, при высоте полета КА равной 1000 км концентрация частиц в струе и в окружающей ионосферной плазме ($N_e \leq 10^4$ см⁻³) выравниваются на расстоянии порядка несколько сот метров от ЭРД.

Приведенные выше соотношения базировались на предположении, что пространственная концентрация частиц в плазменной струе известна и не меняется во времени. Однако сама природа работы ЭРД приводит к стохастическим изменениям концентрации плазмы во времени относительно средних значений. Следовательно, флуктуационный характер будет иметь и пространственный коэффициент преломления плазменной струи, в результате проходящие электромагнитные волны получат амплитудную и фазовую модуляцию. Данные выводы подтверждает работа [3.20], где представлены результаты поперечного зондирования струи ЭРД типа ДАС Д-55 монохроматическим сигналом с частотой 17 ГГц. На рисунках 3.7, 3.8 представлены спектры сигналов, прошедших поперечно через плазменную струю для двух расстояний от среза (4,75 и 10 дюймов).



Рис. 3.7. Спектр сигнала, прошедшего через плазменную струю [3.20]

Как видно из рисунков 3.7, 3.8, прошедший сигнал получает модуляцию, а смещение гармоник по частоте относительно несущей составляет около 100 кГц, что косвенно подтверждает наличие периодических пульсаций в плазменной струе. При этом на малых расстояниях от среза основной вклад вносит амплитудная модуляция (спектр состоит из двух гармоник).

С удалением от среза поперечные размеры струи увеличиваются, и начинает сказываться фазовая модуляция за счет флуктуации фазового набега (спектр состоит из набора гармоник). Дополнительно следует отметить, что плазма является средой, которая обладает пространственной и временной дисперсией, поэтому фазовая скорость волн зависит от частоты, что вызывает дисперсионные искажения радиосигналов. Зависимость фазовой скорости от частоты приводит к тому, что каждая составляющая в спектре сигнала будет распространяться со своей скоростью. Это будет приводить к изменению параметров модуляции сигнала, в которую заложена полезная информации. Рассмотрим более подробно основные эффекты искажения электромагнитных волн в струях ЭРД.



Рис. 3.8. Спектр сигнала, прошедшего через плазменную струю [3.20]

3.2.1. Амплитудные искажения при прохождении электромагнитных волн через плазменные струи ЭРД. Теоретические модели и результаты экспериментального исследования ослабления электромагнитных волн при прохождении через плазменную струю ЭРД рассмотрены, например, в работах [3.21, 3.22]. Предполагается, что направление падения электромагнитной волны перпендикулярно оси ЭРД, что позволяет получить граничные (наихудшие) оценки влияния плазменной струи. Геометрическая постановка задачи приведена на рисунке 3.9. На рисунке 3.10 для частоты 17 ГГц представлены изменения мощности электромагнитной волны в зависимости от смещения положения приемной антенны относительно оси струи ЭРД типа СПД (поперечное зондирование струи на расстоянии 0,15 м от среза ЭРД).



Рис. 3.9. Схема прохождения лучей через струю ЭРД

Видно, что максимальное ослабление составляет примерно 1,5 дБ, а присутствие областей с увеличенной мощностью сигнала говорит о наличии рефракции и интерференции лучей. В целом, наблюдается хорошее совпадение теоретических и экспериментальных зависимостей. Мощность электромагнитной волны, прошедшей струю ЭРД, зависит не только от расстояния от среза сопла ЭРД, но также



Рис. 3.10. Изменение мощности радиосигнала, прошедшего через струю ЭРД, в зависимости от смещения



Рис. 3.11. Изменение мощности электромагнитной волны, прошедшей через струю ЭРД

и от частоты волны. Данные зависимости приведены на рисунке 3.11 (расстояния от среза сопла являются параметрами).

Как видно из графиков, для данной модели двигателя существенное воздействие струи проявляется на расстояниях, не превышающих 1 м, и частотах менее 10 ГГц. Эти выводы наглядно подтверждает обменная диаграмма, представленная на рисунке 3.12, где изображены линии равного ослабления и теоретический предел применимости метода геометрической оптики в зависимости от расстояния от оси ЭРД и частоты радиосигнала.

Флуктуации амплитуды сигнала могут происходить из-за нестационарности и неоднородности плазменной струи ЭРД и интерференционных явлений различного вида. Как правило, интенсивность флуктуации уменьшается с увеличением частоты



Рис. 3.12. Уровни затухания и теоретический предел применимости метода геометрической оптики в зависимости от расстояния от ЭРД и частоты радиосигнала

несущей. Следует отметить, что в реальных условиях могут иметь место как общие, так и селективные замирания. Как известно, при селективных замираниях каждая из частотных составляющих сигнала имеет свой случайный коэффициент передачи (затухания) и свой случайный сдвиг фазы.

Сама природа работы ЭРД приводит к стохастическими изменениями концентрации плазмы во времени относительно средних значений. Следовательно, флуктуационный характер будет иметь и пространственный коэффициент преломления плазменной струи, в результате чего проходящие электромагнитные волны получат амплитудную и фазовую модуляцию, о чем указывалось выше. Результаты проведенных экспериментальных и теоретических исследований [3.21-3.23] подтверждают факт возникновения дополнительной амплитудной модуляции гармонического сигнала при прохождении струи ЭРД, имеющей флуктуации плотности плазмы, меняющиеся во времени. Например, на рисунке 3.13 приведены теоретические и экспериментально полученные зависимости спектральной плотности сигнала с частотой 17 ГГц, прошедшего через плазму с доминантной частотой флуктуаций плотности, равной 26 кГц. Таким образом, теоретические и экспериментальные зависимости подтверждают факт возникновения дополнительной модуляции с частотой изменения плотности плазмы. Наблюдается хорошее совпадение теоретических и экспериментальных данных для первой гармоники, с точностью ~2 дБ. В то же время, можно констатировать, что теоретическая модель [3.23] дает не вполне адекватные результаты для второй и более высоких гармоник в спектре сигнала. Зависимость коэффициента амплитудной модуляции сигнала, прошедшего через струю ЭРД, от частоты сигнала и расстояния от среза сопла представлена на рисунке 3.14. Видно, что по мере удаления от среза ЭРД и увеличения частоты сигнала коэффициент амплитудной модуляции уменьшается, так как и в том, и в другом случае плазма становится более прозрачной для электромагнитной волны.

3.2.2. Фазовые и частотные искажения при прохождении электромагнитных волн через плазменные струи ЭРД. Теоретические и экспериментальные зависимости величины фазового сдвига радиосигнала с частотой 17 ГГц, прошедшего через струю ЭРД, в зависимости от смещения точки приема от оси ЭРД приведены на рисунке 3.15. Видно, что максимальный фазовый сдвиг в 40-60 градусов имеет место для зондирования на уровне оси струи и достаточно быстро уменьшается



Рис. 3.13. Спектральная плотность сигнала с частотой 17 ГГц, прошедшего через плазму с частотой пульсаций 26 кГц: *а* — теоретический результат, *б* — экспериментальный результат [3.23]



Рис. 3.14. Коэффициент амплитудной модуляции радиосигнала, прошедшего через струю ЭРД

по мере смещения приемника перпендикулярно этой оси (расстояние от среза сопла ЭРД 0,15 м) [3.21–3.23].

Зависимость фазового сдвига от частоты и удаленности от среза двигателя приведена на рисунке 3.16. Как и следовало ожидать, увеличение частоты и удаление от среза двигателя приводит к уменьшению величины фазового сдвига сигнала



Рис. 3.15. Фазовый сдвиг радиосигнала, прошедшего струю ЭРД, в зависимости от смещения приемной антенны



Рис. 3.16. Фазовый сдвиг радиосигнала, прошедшего сквозь струю ЭРД

в плазме. Однако следует отметить, что фазовые характеристики сигнала более чувствительны к взаимному расположению антенны и плазменной струи ЭРД. Так, заметный фазовый сдвиг продолжает наблюдаться на частотах вплоть до 17 ГГц и относительных расстояниях более 1 м.

Величина коэффициента дополнительной фазовой модуляции радиосигнала при прохождении им плазменного образования с плотностью, меняющейся во времени, в зависимости от частоты сигнала и удаленности от среза сопла приведена на рисунке 3.17. Как и в предыдущих случаях, увеличение частоты сигнала и удаление от среза сопла приводит к уменьшению влияния плазмы ЭРД на характеристики проходящего через нее сигнала.



Рис. 3.17. Величина девиации фазы радиосигнала, прошедшего струю ЭРД

Дисперсионные искажения сигналов

Плазма является средой, которая обладает пространственной и временной дисперсией, поэтому фазовая скорость волн зависит от частоты, что вызывает дисперсионные искажения радиосигналов. Зависимость фазовой скорости от частоты приводит к тому, что каждая составляющая в спектре сигнала будет распространяться со своей скоростью, что может повлиять на структуру сигнала, поступающего на вход приемника.

Поляризационные эффекты

Вращение плоскости поляризации и, в некоторых случаях, изменение направления вращения могут наблюдаться при распространении радиосигнала через струю ЭРД, что также может привести к изменению поляризационных свойств сигнала и вызвать его рассогласование с приемной антенной. Известно, что интенсивность поляризационных эффектов увеличивается с уменьшением несущей частоты.

3.2.3. Изменение эффективной поверхности рассеяния. Наличие на борту современных КА ЭРД при определенных условиях может влиять на отражающие характеристики КА. Это связано с тем, что плазменные струи, создаваемые различными типами ЭРД, возмущают распределение заряженных частиц в окрестности КА, меняя характер рассеяния электромагнитных волн в широком частотном диапазоне.

В общем случае исследование рассеивающих характеристик системы КА + плазменная струя ЭРД представляет собой достаточно сложную задачу, до конца не решенную в настоящее время как в теоретическом, так и в экспериментальном плане.

При этом отдельные известные результаты носят частный характер; они получены для отдельных частот радиодиапазона в ходе проведения космических экспериментов с использованием плазменных ускорителей и инжекторов [3.24–3.26].

С целью упрощения задачи и выявления основных физических закономерностей представляет методический интерес предварительное изучение характеристик отражения самой плазменной струи ЭРД и исследование влияния на ее отражающие свойства режимов работы ЭРД.

По своей физической природе плазменные струи ЭРД относятся к группе искусственных плазменных образований (ИПО), являющихся одной из разновидностей радиолокационных целей, описываемых традиционными характеристиками, такими как: эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) и диаграмма обратного рассеяния (ДОР).

Вопросам определения радиолокационных характеристик ИПО посвящено много теоретических и экспериментальных исследований, например работы [3.27–3.32], однако полноценные сведения по экспериментальным исследованиям плазменных струй конкретных ЭРД отсутствуют.

При зондировании струй ЭРД высокочастотными сигналами ($\omega \gg \nu_e$) плазму можно считать обладающей пренебрежимо малыми потерями в области с докритической концентрацией электронов. При этом рассеяние электромагнитных волн на ИПО с монотонно растущей внутрь плазмы плотностью электронов происходит следующим образом. Лучи, проникающие вглубь ИПО, искривляются, внутри формируется освещенная зона, в которой имеет место интерференция падающих и отраженных лучей, возникают каустики и зоны тени. Структура каустик зависит от профиля диэлектрической проницаемости ε и структуры падающего поля.

В первом приближении для оценки ЭПР таких ИПО часто применяют «приближение металлизации», при котором ИПО заменяют идеально проводящим телом, поверхность которого совпадает с поверхностью $\varepsilon = 0$ в точке отражения луча. В приближении ГО ЭПР идеального металлизированного тела определяется, как

$$\sigma_{\rm M} = \pi R_1 R_2, \tag{3.5}$$

где R_1 , R_2 — главные радиусы кривизны поверхности $\varepsilon = 0$ в точке отражения луча.

Если дополнительно учитывать «докритические» слои плазмы, то в приближении ГО ЭПР ИПО оказывается меньше, чем $\sigma_{\rm M}$, вследствие рефракции электромагнитных волн в области $\varepsilon > 0$. ИПО такого типа называются «рефрагирующими». Математическая задача рассеяния электромагнитных волн на неоднородном образовании сводится к решению уравнения эйконала. Наиболее просто поддаются изучению те частные случаи, когда зависимость показателя преломления от координат такова, что переменные в уравнении эйконала разделяются. В частности, в сферической системе координат такое разделение имеет место при следующей зависимости диэлектрической проницаемости плазменного образования [3.30, 3.31]:

$$\varepsilon(r,\theta) = 1 - \frac{R_{\kappa\rho}^2 f^2(\theta)}{r^2},\tag{3.6}$$

где r, θ — сферические координаты, $f(\theta)$ — гладкая, бесконечно дифференцируемая монотонно убывающая функция, имеющая максимум в точке $\theta = 0$; $R_{\rm kp}$ — размер области плазмы по критической концентрации ($\varepsilon = 0$) в направлении $\theta = 0$.

Если размеры области докритической концентрации намного превышают размеры области с критической концентрацией, можно воспользоваться следующими упрощенными формулами для ЭПР при осевом зондировании [3.30]:

$$\sigma = 16\pi R_{\rm Kp}^2 \frac{\alpha \cdot e^{2\pi\sqrt{\alpha}}}{|e^{2\pi\sqrt{\alpha}} - 1|^2}, \quad f''(0) \le 0,$$

$$\sigma = 4\pi R_{\rm Kp}^2 \frac{\alpha}{\sin^2 \pi\sqrt{\alpha}}, \qquad f''(0) \ge 0,$$

(3.7)

где $\alpha = |f''(0)|.$

Анализ представленных выражений показывает, что рефракция лучей в докритической области плазмы в зависимости вида функции $f(\theta)$, характеризующей неоднородность среды по угловой координате, может привести как к уменьшению (при $f''(\theta) \leq 0$), так и к увеличению ЭПР (при $f''(\theta) \geq 0$).

Следует отметить, что возможности аналитических решений ограничиваются, в основном, случаями осевого зондирования. Для произвольных углов облучения необходимо привлекать численные методы. В случае плазменных струй ЭРД на основе известных зондовых измерений можно утверждать, что изоконцентрали равной электронной плотности в осевом направлении имеют выпуклый характер ($f''(\theta) \leq 0$).

Генерация ЭРД искусственных плазменных образований может менять радиолокационные характеристики КА. При работе СПД «Эол-1» радиолокационными методами в метровом диапазоне длин волн было обнаружено увеличение примерно на порядок эффективной поверхности отражения электромагнитных волн от КА «Метеор» по направлению истечения плазменной струи [3.26].

3.2.4. Влияние плазменных струй ЭРД на характеристики бортовых антенн. Данный эффект является следствием изменений условий распространения электромагнитных волн в плазменной струе, рассмотренных выше. В простейшем случае (без учета флуктуационных свойств плазменной струи) влияние струи ЭРД на параметры бортовых антенн КА можно рассматривать как результат наличия в апертуре антенны неоднородной среды с известным распределением диэлектрической проницаемости. Учитывая, что показатель преломления плазменных струй ЭРД меньше 1, наличие в апертуре антенны плазменной среды эквивалентно добавлению неоднородной «ускоряющей» линзы, которая трансформирует фазовый фронт волны первичного источника. При этом следует учитывать, что в апертуру антенны может попадать и область критической концентрации электронов (для заданной рабочей частоты антенны), которая эквивалентна металлизированному экрану сложной формы. В результате, антенна меняет свои характеристики: искажается диаграмма направленности, смещается ее максимум.

Работа бортовых антенн при наличии окружающей плазменной среды сопровождается явлениями, ухудшающими их характеристики, такие как: максимально допустимая мощность излучения, сопротивление излучения, входное сопротивление и диаграмма направленности. В обычных условиях эти характеристики определяются геометрическими формами антенн, длиной излучаемой волны и электромагнитными свойствами окружающей среды. Наличие вблизи антенны плазмы резко меняет характеристики антенн. Если антенна рассчитана на работу в нейтральной среде, то в присутствии плазмы ее входное сопротивление, сопротивление излучения и диаграмма направленности изменяются. Высокая проводимость плазмы может закорачивать антенну, резко снижая величину напряженности поля в дальней зоне [3.33, 3.34].

В частности, если сопротивление излучения полуволнового вибратора в свободном пространстве определяется выражением

$$R_{\Sigma} = 80\pi^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2,\tag{3.8}$$

где l — длина вибратора; λ — длина волны, то в среде с нормированной диэлектрической проницаемостью ε' оно приближенно запишется в форме

$$R_{\Sigma} = 80\pi^2 \sqrt{\varepsilon'} \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2.$$
(3.9)

Оценки показывают, что активное входное сопротивление антенн в плазменной среде может уменьшаться в десятки раз по сравнению с сопротивлением в нейтральной среде. Реактивная составляющая входного сопротивления также может изменяться в значительных пределах и принимать как емкостной, так и индуктивный характер [3.33]. Изменение входного сопротивления антенны вызывает нежелательные явления в фидерном тракте и в выходном каскаде передатчика: резкое увеличение КСВ в фидере, рассогласование нагрузки выходного каскада передатчика и его расстройку по частоте. Все указанные выше явления значительно уменьшают подводимую к антенне и излучаемую электромагнитную энергию.

Антенны современных космических аппаратов (КА) работают в условиях воздействия как естественных плазменных сред ионосферы и магнитосферы, так и в присутствии искусственных плазменных образований, создаваемых ЭРД. Наличие неоднородной плазменной среды в апертуре антенны может существенно изменить ее рабочие характеристики и повлиять на работу бортового радиокомплекса КА. Поэтому разработка методов расчета характеристик антенн при наличии в апертуре неоднородных плазменных сред различной природы представляет собой актуальную научную задачу. Следует констатировать, что в настоящее время отсутствуют эффективные численные аналоги строгих методов решения данной задачи для общего случая ввиду необходимости проведения объема расчетов, превышающих возможности современных компьютеров.

Сложность решаемой задачи проиллюстрируем на примере работы [3.35], где рассмотрен общий подход к ее решению с использованием строгого «метода интегральных уравнений», реализованного в виде алгоритмов и программ расчетов характеристик антенн. Выбор строгого «метода интегральных уравнений» (МИУ) обусловлен рядом факторов. К ним относится возможное расположение плазменной среды в ближней зоне антенны, в том числе по направлениям боковых лепестков, где ассимптотические методы ограничены в применении, а сама электродинамическая модель плазмы имеет сложную структуру. Наконец, для приближенных методов наиболее проблематично исследования теневых зон и каустик, которые появляются при прохождении радиосигнала антенны через неоднородную плазму.

В качестве электродинамической модели плазменной среды (см. раздел 3.2) рассматривается представление плазмы в виде неоднородной диэлектрической среды с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon < 1$, распределение которой определяется пространственным распределением электронов в плазме и частотой электромагнитных волн (ЭМВ). В пространственных областях плазменной среды, где концентрация электронов больше или равна «критической», происходит сильное затухание ЭМВ и фактически их распространение в ней отсутствует, как в металлическом теле. Таким образом, используемая для дальнейшего рассмотрения обобщенная модель плазменной среды представляет собой неоднородную диэлектрическую среду, в которой могут находиться абсолютно проводящие тела, соответствующие областям с граничными концентрациями электронов, равными «критическим».

Учитывая, что в системах связи КА наиболее распространены бортовые параболические зеркальные антенны, дальнейшее рассмотрение проведем для антенн этого класса. В качестве универсальной характеристики будем рассматривать диаграмму направленности антенны (ДНА) — нормированное угловое распределение мощности излученного (принятого) радиосигнала в дальней зоне.

Геометрия задачи представлена на рисунке 3.18. Здесь плазменная среда представлена многослойной неоднородной диэлектрической средой со ступенчатым распределением диэлектрической проницаемости (случай 3-х слоев). В пределах каждого слоя величина диэлектрической проницаемости постоянна, а количество слоев определяет точность моделирования. Граница внутренней области определяется нулевой величиной диэлектрической проницаемости. Как известно [3.19], такая область по взаимодействию с ЭМВ эквивалентна абсолютно проводящему телу, имеющему ту же форму. Расположение центра антенны задается координатами прямоугольной системой (X_{pl0}, Z_{pl0}) и углом наклона направления зондирования α , определяемого относительно оси симметрии плазменного образования.

Взаимное расположение антенны и плазменной среды может изменяться в широких пределах, а основное ограничение заключается в требовании расположения оси симметрии плазмы и направления зондирования в одной плоскости.

Для параболической антенны задается поперечный радиус параболоида Ra и фокусное расстояние df, на котором располагается облучатель (см. рисунок 3.19). Облучатель характеризуется вектором эквивалентного высокочастотного тока **J**, ориентация которого в пространстве определяет тип поляризации. Дополнительно детализируются форма закругления края и толщина параболоида.



Рис. 3.18. Геометрия задачи

Рис. 3.19. Параметры антенны

Алгоритм и программа расчетов диаграммы направленности антенны включают два основных блока:

1 — это строгое решение для эквивалентных токов, возбуждаемых на параболической поверхности антенны облучателем, с последующим вычислением ДНА, если необходимо; программа позволяет исследовать влияние формы геометрии парабалоида на электромагнитное (ЭМ) поле антенны в ближней зоне;

2 — учет влияния плазменной среды путем решения интегральных уравнений для токов, возбуждаемых на границах слоев модели плазменной среды ЭМ полем антенны с последующим учетом возбуждаемых ими вторичных ЭМ полей при расчете ДНА.

Рассмотрим более подробно структуру алгоритма с учетом его особенностей. В качестве численного аналога МИУ взяты результаты для тел вращения [3.36], что позволяет перейти от решения трехмерной задачи на поверхности к двумерной — на образующей тела вращения.

Это достигается разложением искомых токов на гармоники ряда Фурье и решением для каждой гармоники интегрального уравнения, записанного в тангенциальных координатах тела вращения (v, φ) ,

$$J_m^e(v) + 2 \int_0^L P_m(v, v') J_m^e(v') h'_{\varphi} dv' = 2 J_m^{ep}(v), \quad v \in L,$$
(3.10)

где L — образующая тела вращения; h'_{ω} — коэффициент Ламэ, а

$$P_m = \begin{bmatrix} -H_{m\varphi}^{ev} & -H_{m\varphi}^{e\varphi} \\ H_{mv}^{ev} & H_{mv}^{e\varphi} \end{bmatrix}, \quad J_m^e = \begin{bmatrix} J_{mv}^e \\ J_{m\varphi}^e \end{bmatrix}, \quad J_m^{ep} = \begin{bmatrix} -H_{m\varphi}^p \\ H_{mv}^p \end{bmatrix}$$
(3.11)

определяют, соответственно, матрицу тензорных элементов функции Грина, плотности токов, возбуждаемых на образующей, и первичные электромагнитные (ЭМ) поля.

После дискретизации образующей уравнение преобразуется в систему линейных алгебраических уравнений (СЛАУ). Для достижения устойчивости решений в разработанном алгоритме применено корректное разрешение сингулярности путем аналитического интегрирования в малой окрестности при совпадении аргументов в подынтегральном выражении. Также добавляются дополнительные точки коллокаций, расположенные внутри металлического тела с условием нулевого поля для исключения резонансных эффектов в решении, что особенно проявляется для тонких экранов, каковым является параболический отражатель антенны. В результате СЛАУ становится переопределенной и решается методом отражений [3.37].

Для каждой гармоники тензорные элементы функции Грина и их асимптотики при совпадении аргументов определяются по специальным алгоритмам из заданной геометрии.

В первом блоке алгоритма, после конкретизации полной геометрии параболической антенны необходимо провести расчет тангенциальных составляющих магнитного поля излучателя на поверхности антенны. Для этого применяется известная интегральная формула взаимосвязи магнитной составляющей $\mathbf{H}(p)$ в пространственной точке p с векторной плотностью токов $\mathbf{J}(q)$, расположенных на поверхности S, через тензор $H^e(p, q)$ функции Грина G [3.36]:

$$\mathbf{H}(p) = \int_{S'} H^e(p, q) \mathbf{J}(q) \, ds,$$

где

$$H^{e}(p,q) = \begin{bmatrix} 0 & \frac{\partial G}{\partial z} & -\frac{\partial G}{\partial y} \\ -\frac{\partial G}{\partial z} & 0 & \frac{\partial G}{\partial x} \\ \frac{\partial G}{\partial y} & -\frac{\partial G}{\partial x} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J}(q) = \begin{bmatrix} J_{x} \\ J_{y} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad G = \frac{e^{-kR}}{4\pi R}.$$
(3.12)

Далее осуществляется переход от прямоугольной системы координат к координатам тела вращения, в результате формируется правая часть СЛАУ и проводится ее решение относительно эквивалентных токов, возбужденных на отражателе.

На их основе рассчитывается ЭМ поле в ближней зоне, например для магнитных составляющих, по следующим формулам:

$$\begin{bmatrix} H_{m\varphi} \\ H_{mv} \end{bmatrix} = \sum_{i=1}^{nc} \begin{bmatrix} H_{m\theta}^{ev} & H_{m\theta}^{e\kappa} \\ -H_{m\varphi}^{ev} & -H_{m\varphi}^{e\varphi} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} J_{mv}^{e} \\ J_{m\varphi}^{e} \end{bmatrix} \cdot h_{\varphi}(i) \cdot \Delta_{l}, \qquad (3.13)$$
$$\mathbf{H}(p) = \sum_{m} \mathbf{H}_{m}(p) \cdot e^{im\varphi},$$

где nc и Δ_l — число и величина дискретных интервалов на образующей, $\begin{bmatrix} J^e_{mv} \\ J^e_{m\varphi} \end{bmatrix}$ — вектор плотности токов, возбужденных облучателем на поверхности параболоида.

142

При переходе ко второму блоку алгоритма проводится дискретизация поверхности внешнего слоя плазменной среды по цилиндрическим координатам (r, z, φ) плазменной среды. После перехода к прямоугольной системе относительно антенны проводится расчет ЭМ поля антенны в данной пространственной точке. Используя формулы преобразования, получаем тангенциальные составляющие ЭМ поля в координатах вращения внешнего диэлектрического слоя. После дальнейшего прямого преобразования Фурье определяются искомые гармоники первичного ЭМ поля антенны на внешней границе слоев, которые формируют правые части СЛАУ, **F**. Количество гармоник определяется частотой ЭМВ, размерами и ориентацией плазменной среды.

Построение СЛАУ для модели плазмы ($\mathbf{T}_{\mathbf{D}} \cdot \mathbf{J} = \mathbf{F}$) обладает более сложной структурой, чем для первого блока алгоритма. К примеру, матрица тензорных элементов $\mathbf{T}_{\mathbf{D}}$ в самом обобщенном виде состоит из подматриц описания связей точек внутри слоев и взаимосвязей между слоями:

$$\mathbf{T}_{\mathrm{D}} = \begin{bmatrix} 1 + 2\mathbf{P}_{cr}(\varepsilon_{1}) & \mathbf{L}_{D1}(\varepsilon_{1}) & 0 & 0\\ \mathbf{L}_{cr}(\varepsilon_{1}) & \mathbf{\Pi}_{1}(\varepsilon_{1}, \varepsilon_{2}) & \mathbf{L}_{12}(\varepsilon_{2}) & 0\\ 0 & \mathbf{L}_{21}(\varepsilon_{2}) & \mathbf{\Pi}_{2}(\varepsilon_{1}, \varepsilon_{2}) & \mathbf{L}_{23}(\varepsilon_{2})\\ 0 & 0 & \mathbf{L}_{32}(\varepsilon_{2}) & \mathbf{\Pi}_{3}(\varepsilon_{1}, \varepsilon_{0}) \end{bmatrix},$$
(3.14)

где $\mathbf{P}_{cr}(\varepsilon 1)$ и $\mathbf{\Pi}_i(\varepsilon_i, \varepsilon_{i+1})$ — матрицы тензорных элементов функции Грина для токов, возбужденных на поверхностях критической концентрации электронов и диэлектрических слоев; $\mathbf{L}_{D1}(\varepsilon_1)$, $\mathbf{L}_{cr}(\varepsilon_1)$, $\mathbf{L}_{ij}(\varepsilon_{i(j)})$ — матрицы тензорных элементов функции Грина взаимосвязей между токами, возбужденными на разных слоях.

Решение СЛАУ даст значения плотностей эквивалентных токов на внешней границе плазменной среды.

Целью алгоритма является вычисление значения ДНА и влияние на нее плазменной среды. При вычислении поля в дальней зоне используются асимптотики тензорных элементов функции Грина \mathbf{D}_m вместо их точных значений. В этом случае гармоники магнитного поля в сферической системе координат определяются по общей формуле,

$$\mathbf{H}_m(R,\,\theta,\,\varphi) = \int_0^L \mathbf{D}_m \cdot \mathbf{J}_m \cdot h_\varphi \, dv.$$
(3.15)

Расчет ДНА проводится на основе вычисления магнитных составляющих ЭМ поля антенны ($\mathbf{H}_m^{(a)}$) и вторичного ЭМ поля плазменной среды ($\mathbf{H}_m^{(p)}$) для набора пространственных точек с фиксированной дальностью в заданном диапазоне угловых координат. После обратного преобразования Фурье суперпозиции вычисленных ЭМ полей и нормировки на максимальное значение получаем ДНА $F(\theta, \varphi)$ при наличии в апертуре плазменной среды:

$$F(\theta,\varphi) = \frac{\sqrt{|H_x^{(a)} + H_x^{(p)}|^2 + |H_y^{(a)} + H_y^{(p)}|^2 + |H_z^{(a)} + H_z^{(p)}|^2}}{\sqrt{|H_x^{(a)}(0,0)|^2 + |H_y^{(a)}(0,0)|^2 + |H_z^{(a)}(0,0)|^2}}.$$
(3.16)

В принципе, алгоритм позволяет проводить расчеты ЭМ поля и в ближней зоне при использовании известных точных формул для тензорных элементов функции Грина.

Для иллюстрации возможностей разработанного метода рассмотрим результаты типовых расчетов. Исходные данные по расчетам: p=2 м, Ra=1 м, df=2,5 м, F=0,5 ГГц, $X_{pl0}=-2,1$ м.

В первой серии расчетов изменялось положение антенны относительно оси $Z - Z_{pl0}$, при $\alpha = 90^{\circ}$. Максимальное поперечное сечение слоя плазмы с критической концентрацией электронов составляло 2 м. На графике (рисунок 3.20) представлены ДНА для трех смещений антенны: кривая $1 - Z_{pl0} = 2$ м, кривая $2 - Z_{pl0} = 3$ м, кривая $3 - Z_{pl0} = 3,5$ м. Все кривые нормированы по максимуму эталонной ДНА.



Рис. 3.20. Нормированная диаграмма направленности (в зависимости от смещения относительно плазменной струи)

Во второй серии расчетов для той же плазменной среды зафиксировано положение антенны относительно оси $Z_{pl0} = 3$ м и изменялся угол взаимной ориентации — α . На графике (рисунок 3.21) представлены ДНА для трех значений углов: кривая $1 - \alpha = 70^{\circ}$, кривая $2 - \alpha = 90^{\circ}$, кривая $3 - \alpha = 110^{\circ}$. Все кривые нормированы по максимуму эталонной ДНА.



Рис. 3.21. Зависимость нормированной ДНА от угла α

Третья серия расчетов повторяет условия первой серии, но поперечные размеры плазменной среды уменьшены почти в три раза (максимальное поперечное сечение слоя плазмы с критической концентрацией электронов составляло 0,73 м). На графике (рисунок 3.22) представлены ДНА для трех смещений антенны: кривая 1 —



Рис. 3.22. Зависимость нормированной ДНА от смещения; вертикальная поляризация

 $Z_{pl0} = 2$ м, кривая $2 - Z_{pl0} = 3$ м, кривая $3 - Z_{pl0} = 3,5$ м. Все кривые нормированы по максимуму эталонной ДНА.

Результаты расчетов показывают, что наличие плазменной среды в направлении зондирования может влиять на ДНА, в частности, уменьшать уровень главного лепестка за счет переотражения части энергии ЭМ поля антенны от зоны с критической концентрацией электронов. Также наблюдаются искажения формы главного и боковых лепестков ДНА из-за рефракционных эффектов в плазменной среде. Влияние, как и следовало ожидать, уменьшается при выводе пространственных зон плазменной среды с высокой концентрацией электронов (близкой к критическим) из апертуры антенны или при уменьшении размеров этих зон.

Итогом исследования явилась разработка численного аналога строгого «метода интегральных уравнений», реализованного в конкретных алгоритмах и программах расчетов характеристик параболических антенн при наличии в апертуре неоднородных плазменных сред. Данная постановка задачи позволяет преодолеть ограничения ранее используемых методов, описанных, например, в предыдущих исследованиях [3.38].

Методика построена на известном подходе разложения решения на гармоники ряда Фурье, применяемом ранее для тел вращения [3.36]. Основное ограничение известного метода для тел вращения требовало наличия единой оси вращения для системы тел. В предлагаемом методе это ограничение снято, т.е. направление зондирования антенны может не совпадать с осью вращения образующих многослойной диэлектрической среды (включая образующую, моделирующую область критической концентрации электронов).

В разработанные программы численных расчетов включены специальные алгоритмы реализации устойчивости решений, что позволяет оценить искажения диаграмм направленности антенн для разнообразных типов неоднородных плазменных сред в широком диапазоне геометрических соотношений, частот излучения и произвольного взаимного расположения. Наконец, применение строгого метода с разбиением решения на гармоники полей антенны в координатах плазменной среды позволяет реализовать саморегуляцию требуемого объема вычислений за счет определения конечного числа значимых гармоник падающего поля.

Следует отметить, что для простоты изложения в качестве модели плазменной струи использовалась слоистая структура из 4-х слоев с аналитическим заданием

10 Попов Г.А.
образующих. В общем случае алгоритм подразумевает табличное задание границ вложенных слоев по результатам зондовых измерений плазменных струй реальных ЭРД.

Как следует из содержания данной главы, реальные воздействия ЭРД на КА можно оценить количественно, только зная параметры и характеристики плазменных струй, исследованию которых посвящен следующий раздел.

3.3. Прогнозные характеристики плазменных струй ЭРД

3.3.1. Общие проблемы исследования и моделирования струй ЭРД. Задачи исследования и моделирования плазменных струй вытекают из проблемы интеграции ЭРД с системами КА. На этапе проектирования КА необходимо обладать математической моделью плазменной струи, описывающей ее характеристики: распределение первичных ускоренных ионов по энергиям и углам, пространственное распределение потоков вторичных ионов, образующихся, главным образом, в результате процесса резонансной перезарядки ионов на атомах рабочего тела, а также знать электронную температуру и потенциал плазмы. Такая информация позволяет проектировщику определить последствия взаимодействия истекающей плазмы ЭРД с элементами конструкции КА, приводящие к появлению паразитных сил и моментов, а также к эрозии и изменению поверхностных свойств элементов конструкции. Упругие столкновения ускоренных ионов с нейтральным атомами (и ионами при наличии ионизованной среды, например ионосферной плазмы) могут приводить к рассеянию потока ионов и выравниванию характеристик истекающей плазмы и окружающего пространства. Указанные процессы протекают в условиях существования околообъектовой среды (ОС), свойства которой трудно контролировать; при этом характеристики струй и ОС могут изменяться во времени.

3.3.2. Метод исследования. Первоначально характеристики плазменных струй ЭРД получают экспериментально и, в основном, в наземных экспериментах, которые в дальнейшем служат основой для математических моделей. Разумеется, при этом возникает вопрос об адекватности таких исследований. Методические аспекты таких исследований достаточно полно освещены в работах [3.39, 3.40–3.44]. Как правило, используется зондовая диагностика характеристик плазмы, причем приходится применять комплексную технологию измерений: зонды Ленгмюра, Фарадея, многосеточные и накаливаемые зонды. Определение зарядового состава плазмы требует применения масс-анализаторов. В экспериментах получают:

— распределения ускоренных ионов по энергии, позволяющие определить средние энергии ионов, истекающих из двигателя по различным направлениям, и в совокупности с распределениями плотности ионного тока — распределения плотности потоков импульса и энергии, которые могут проявляться при взаимодействии струи с поверхностями элементов конструкции KA;

— распределение потенциала, концентрации плазмы и температуры электронов в объеме плазменной струи;

— изменение вышеуказанных распределений во времени, с помощью моделирования деградации параметров ЭРД в процессе эксплуатации.

По этим данным могут быть рассчитаны потоки ионов перезарядки и распыленного материала стенок ускорительного канала ЭРД.

При исследовании характеристик струй в вакуумных камерах объективные результаты могут быть получены при обеспечении динамического давления ниже критических значений. Это связано с тем, что изменение пространственного распределения первичных ионов может происходить из-за их рассеяния на атомах остаточного газа. При этом характерная длина рассеяния l_p на атомах определяется выражением

$$l_p = \frac{1}{n_a \sigma_c},\tag{3.17}$$

где $n_a = \frac{p_a}{kT_a}$ — концентрация атомов, p_a — давление окружающей среды, T_a — температура атомов, k — постоянная Больцмана, σ_c — сечение упругих столкновений.

Примем: давление в вакуумной камере $p_a = 1,33 \cdot 10^{-2}$ Па (10⁻⁴ мм рт. ст.), $T_a = 300$ К, $\sigma_c \approx 4 \cdot 10^{-20}$ м² (сечение столкновения ионов ксенона с атомами ксенона, основного рабочего тела ЭРД). При этих условиях из (3.17) следует $l_p \approx 10$ м. Таким образом, с точностью до оценок, давление в вакуумных камерах при исследовании характеристик плазменных струй вплоть до расстояний, близких к 10 м, не должно превышать 10^{-4} мм рт. ст. При выполнении этого условия движение ионов в исследуемой области можно считать бесстолкновительным. В работе [3.39] экспериментально обосновано более жесткое ограничение по давлению: $p < 4 \cdot 10^{-5}$ мм рт. ст.

Медленные ионы в ионном пучке образуются в результате резонансной перезарядки быстрых ионов Xe^+ на медленных атомах Xe, истекающих из двигателя вследствие неполноты ионизации рабочего тела в двигателе. Скорость образования ионов перезарядки N_{cex} в единице объема V в единицу времени t рассчитывается по формуле [3.45]

$$\frac{\partial^2 N_{cex}}{\partial t \partial V} = \sigma_{\pi e p} n_a \frac{j_i}{e}, \qquad (3.18)$$

где $\sigma_{\text{пер}}$ — сечение резонансной перезарядки, $j_i = en_i v_i$ (e — элементарный заряд) — локальное значение плотности ионного тока.

Образующиеся ионы перезарядки двигаются под действием электрического поля, автоматически устанавливающегося внутри плазменной струи. Электрическое поле направлено преимущественно в поперечном (по отношению к распространению струи) направлении. В результате, ионы перезарядки с энергией около 20 эВ движутся преимущественно перпендикулярно направлению движения струи, формируя вокруг струи разреженную плазму. Распределение потока ионов перезарядки важно с точки зрения корпускулярного воздействия на элементы конструкции КА, поскольку их действие значительно расширяет масштаб взаимодействия плазменной струи с КА.

Длина перезарядки иона на атоме $l_{\text{пер}}$ рассчитывается по формуле типа (3.17), с заменой сечения σ_c на $\sigma_{\text{пер}}$. И поскольку $\sigma_{\text{пер}}$ примерно на порядок превышает σ_c , то и требования по вакууму при экспериментальном исследовании распределения потока ионов перезарядки также примерно на порядок жестче: $\approx 10^{-5}$ мм рт. ст.

3.3.3. Характеристики плазменных струй СПД. В холловских ЭРД и в СПД, в частности, процессы ионизации и ускорения пространственно совмещены. Ионы, образованные в разных частях ускорительного промежутка, приобретают на выходе разную энергию. В результате, истекающий из СПД поток плазмы характеризуется большими угловыми и энергетическими разбросами ионов.

В СПД за счет ускорительного канала кольцевой формы непосредственно за срезом двигателя формируется трубчатый плазменный поток, который, переходя через кросовер, схлопывается на расстояниях нескольких диаметров двигателя в сплошную, расходящуюся плазменную струю. Плазменная струя СПД может содержать до 20% двукратно заряженных ионов ксенона Xe^{2+} и даже некоторое количество ионов Xe^{3+} [3.41].

Исследованию плазменной струи СПД различной размерности посвящено множество работ как отечественных, так и зарубежных авторов, что обусловлено широким применением СПД на различных КА. Исходя из задач монографии, отметим основные результаты, характеризующие параметры плазменной струи СПД.

Результаты исследований плазменных струй СПД

Систематические исследования плазменной струи СПД на расстояниях до 10 м от среза проведено в работе [3.43]. Исследовалась струя плазмы лабораторной модели двигателя СПД, аналогичной по своим параметрам двигателю СПД-60 ИСЗ «Метеор». Распределение относительных значений плотности ионного тока по оси плазменной струи для трех режимов работы двигателя показано на рисунке 3.23, *а*. На рисунке 3.23, *б* приведено сопоставление экспериментальных и теоретических данных по приосевой плотности тока. Теоретическая кривая рассчитана в предположении бесстолкновительного течения ионов, а плотность ионного тока изменяется примерно: ~ $1/L^2$. Сходимость расчетных и экспериментальных данных достаточно хорошая и подтверждает бесстолкновительную модель расходимости струи.



Рис. 3.23. a — изменение осевой плотности ионного тока в струе: $\circ - V_p = 200$ В, • — $V_p = 150$ В, $\triangle - V_p = 80$ В, — – ленгмюровский зонд, ---- – многосеточный зонд. Расход 2 мг/с. δ — сравнение экспериментальной и расчетной зависимостей изменения плотности ионного тока в приосевой части струи: — – эксперимент, --- расчет. Расход 2 мг/с, $V_p = 200$ В

Характерная топограмма струи, представляющая распределение линий равных значений плотности ионного тока, приведена на рисунке 3.24.



Рис. 3.24. Распределение линий равных значений плотности ионного тока. Расход 2 мг/с

На основании приведенных результатов получено угловое распределение ионного потока, согласно которым полуугол расходимости составлял в экспериментах 45°.

По кривым задержки тока коллектора трехсеточного зонда, полученным при отклонении относительно оси двигателей СПД-100 [3.44] и СПД-140 [3.48], были определены значения средней энергии ионов (рисунок 3.25). Как видно из графика, к периферии струи средняя энергия ионов снижается. Этот важный экспериментальный факт свидетельствует о том, что периферийные области струи содержат много медленных ионов, в том числе образовавшихся в результате перезарядки и имеющих преимущественное движение поперек струи.

По мере эксплуатации стационарного плазменного двигателя из-за износа изолятора и связанного с этим уширением канала ускорения угловое распределение параметров струи может меняться. Было изучено влияние данного фактора при испытаниях «нового двигателя», двигателя, прошедшего 100 часовую «приработку», и двигателя с формой канала, соответствующей ресурсу около 2250 часов, полученной методом искусственного уширения канала, моделирующего износ разрядной камеры при длительной работе. Результаты измерения распределений плотности ионного тока СПД-140 приведены на рисунке 3.26 при мощности 3 кВт [3.48]. Измерения показали, что распределение плотности ускоренных ионов незначительно изменяется даже при существенном уширении канала, соответствующего ресурсу 2250 часов.

В работе [3.49] были проведены измерения распределения параметров плазменной струи двигателя СПД-140 при напряжении разряда 300 В, в диапазоне мощности 2-4,5 кВт.

Зависимость плотности ионного тока в логарифмической масштабе от угла на расстоянии 1 м от среза двигателя приведена на рисунке 3.27 (параметр — мощность двигателя). По результатам этих данных на рисунке 3.28 приведено значение телесного полуугла расходимости плазменной струи при различных значениях разрядного тока и соответствующих им значениях разрядной мощности.

Изменение мощности при постоянстве напряжения разряда достигается изменением расхода и, соответственно, тока разряда (примерно обратно пропорционально мощности). Из рисунка 3.28 видно, что с повышением мощности улучшается фокусировка плазменной струи (полуугол расходимости уменьшается). Тем не менее, расходимость струи даже на номинальном режиме работы двигателя 4,5 кВт (для которого он оптимизирован по КПД) остается высокой: 90% ионного тока заключены в телесном угле с полууглом 33 градуса, а 95% — с полууглом 42 градуса.



Рис. 3.25. Угловое распределение средней энергии Рис. 3.26. Угловое распределение плотноионов сти тока для двигателя с разным временем наработки



Рис. 3.27. Угловое распределение плотности ионного тока



Рис. 3.28. Полуугол расходимости струи (разрядное напряжение 300 B)

Математическая модель струи СПД

Зависимость плотности тока от угла ϑ отклонения от оси двигателя хорошо описывается законом [3.53]

$$j_i(r,\vartheta) = \frac{j_0}{r^2} e^{-b\vartheta},\tag{3.19}$$

где ϑ — в градусах, а j_0 и b —коэффициенты, которые зависят от режима работы (в данном случае мощности разряда) двигателя.

Для расстояния r = 1 м значения коэффициентов представлены в таблице 3.3 [3.53].

Формула (3.19) дает большую погрешность в ближней зоне, поэтому рекомендуется ее использовать для расчета плотности ионного тока на больших расстояниях от двигателя и при углах $\vartheta \ge 10^\circ$.

Таблица 3.3

Режим работы	N=2кВт	N=3кВт	N=4,5кВт	
<i>j</i> ₀ , (мА/см ²)м ²	2	3	4, 5	
<i>b</i> , град ⁻¹	0,92	0,1	0,1	

Величины коэффициентов

Среднее значение энергии ионов $\varepsilon_i(\vartheta)$, истекающих по направлению ϑ , определяется статистическим выражением

$$\varepsilon_i(\vartheta) = \int_0^\infty \varepsilon f_\vartheta(\varepsilon) \, d\varepsilon, \tag{3.20}$$

где $f_{\vartheta}(\varepsilon)$ — плотность функции распределения ионов по энергиям, соответствующая направлению ϑ .

Обработка результатов измерений показала, что для описания зависимости средней энергии от угла отклонения расчетного направления от оси можно пользоваться формой зависимости [3.53]

$$\varepsilon_i = \varepsilon_{i0} e^{-c\vartheta^2},\tag{3.21}$$

где $\varepsilon_{i0} = 246$ эВ — значение средней энергии ионов на оси двигателя при разрядном напряжении $U_p = 300$ В; $c = 0.567 \cdot 10^{-3}$ град⁻¹; ϑ — угол, град.

Распределение плотности мощности в струе, полученное перемножением распределений j_i и ε_i при N = 4,5 кВт, показано на рисунке 3.29 для контрольной поверхности с радиусом 1 м.



Рис. 3.29. Угловое распределение плотности мощности в плазменной струе

Распределения концентрации ускоренных ионов n_i можно (в первом приближении) оценить по значениям плотности тока $j_i(\vartheta)$ и средней энергии ионов $\varepsilon_i(\vartheta)$ по формуле [3.44]

$$n_i = \frac{j_i(\vartheta)}{e\sqrt{\frac{2\varepsilon_i(\vartheta)}{M}}} = 1,64 \cdot 10^{12} \frac{j_i}{\sqrt{\varepsilon_i}},\tag{3.22}$$

где j_i измеряется в мА/см², ε_i — в эВ, M — масса иона ксенона, в кг.

3.3.4. Характеристики плазменных струй ДАС. В ДАС, как и в СПД, области ионизации и ускорения пространственно совмещены. В результате, плазменная струя этих двигателей также характеризуется большим разбросом ионов по углам и энергиям. Методы и инструментарий для исследования струи ДАС те же, что и при исследовании струи СПД. Распределение плотности ионного тока по углу для двигателя Д-55 приведено на рисунке 3.30 [3.50].



Рис. 3.30. Распределение плотности ионного тока по углу в плазменной струе двигателя Д-55 [3.50]

На рисунке 3.31 приведены результаты измерений основных параметров плазмы в струе тремя зондами: ориентированными навстречу потоку (зонд 1) и в двух взаимно перпендикулярных направлениях (зонды 2 и 3). При этом верхние два графика соответствуют плотности ионного тока на расстояниях 300 мм (левый) и 500 мм (правый). Нижние два графика соответствуют распределению электронной температуры для вышеуказанных расстояний.

3.3.5. Характеристики плазменных струй ионных двигателей. В ионных двигателях (ИД) процессы формирования и ускорения ионов осуществляются в ионно-оптической системе (ИОС). В современных ИД используется принцип «ускорение-торможение». Это в совокупности с многоапертурным характером ИОС позволяет получать плотные, хорошо сфокусированные ионные пучки с последующей компенсацией тока пучка I_b и пространственного заряда ионов вводом электронов в зоне нейтрализации пучка. В результате, 90% ионного тока лежит, обычно, в пределах полуугла 15–20°. Второй особенностью плазменной струи ИД является монокинетичность: разброс по энергиям первичных ионов не превышает $\pm 2\%$. Как правило, по всем этим признакам плазменную струю ИД называют ионным пучком. Он содержит первичные ионы килоэлектронвольтного диапазона энергии, формируемые ИОС, медленные вторичные ионы, образующиеся в объеме пучка в результате перезарядки, с энергией ниже 50 эВ, атомы рабочего тела и примесей разнородных маиериалов, образовавшихся в результате эрозии элементов конструкции ИД, а также холодные электроны (диапазона энергий в несколько эВ).

Результаты исследований плазменных струй ИД

Типичное распределение линий равной плотности тока для 30-сантиметрового ИДПТ в ближней и дальней зонах приведено на рисунке 3.32, *a* [3.46]. Для примера на рисунке 3.32, *б* приведены результаты зондовых измерений в пучке ВЧИД RIT-22 [3.47]. Из приведенных результатов видно, что плазменная струя ИД расходится в пределах $\pm 15^{\circ}$.



Рис. 3.31. Распределение параметров плазмы в струе Д-55 в трех взаимно перпендикулярных направлениях [3.50]

Для описания пространственного распределения плотности тока $j(z, \vartheta)$ первичных быстрых ионов пучка в дальней зоне (более одного-двух диаметров двигателя), в зависимости от расстояния от среза двигателя z и угла отклонения от оси ϑ используют следующую полуэмпирическую формулу [3.46]:

$$\frac{j(z,\vartheta)}{\overline{j}} = c(n,\lambda) \frac{R_0^2}{z^2} e^{-[\lambda(1-\cos\vartheta)]^n},$$
(3.23)

где \overline{j} — среднее значение плотности тока по сечению пучка, R_0 — радиус пучка на срезе двигателя (z = 0), c, n, λ — параметры, определяемые экспериментально.

Хорошее описание распределения получается при n = 1 и $\lambda = 20$ (параметр c определяется через n и λ). Выражение может быть с успехом использовано, если коэффициенты n, λ и c определены экспериментально для конкретного двигателя и режима его работы.

3.3.6. Свойства плазменной струи связки двигателей. В этом направлении наиболее изучены характеристики плазменных струй ДАС. На рисунке 3.33 приведена конфигурация связки трех двигателей Д-55 [3.51]. Все три двигателя работают от одного катода, расположенного в центре связки. Сравнение распределений потенциала плазмы для одиночного двигателя и связки представлено на рисунке 3.34. Результаты измерений распределения плотности ионного тока в струе на различных расстояниях от среза связки приведены на рисунке 3.35. Видно, что уже на расстоянии 1 м от среза двигателя струю можно рассматривать как простую суперпозицию трех струй от каждого из двигателей. Аналогичные результаты получены для связки из 4 двигателей ВНТ-200 (каждый мощностью 200 Вт) [3.52]. Конфигурация такой связки показана на рисунке 3.36. Работа [3.52], в частности, интересна тем, что в ней исследовалась автосинхронизация разряда в каналах каждого из двигателей. Известно, что в холловских двигателях наблюдаются постоянные осцилляции разрядного



Рис. 3.32. Характеристики плазменной струи (ионного пучка) ионного двигателя: *а* — распределение линий равной плотности ионного тока в ионном пучке, *б* — 3D изображение линий равной плотности пучка двигателя RIT-22

тока и потенциала катода-нейтрализатора [3.53]. На основании изучения динамики осцилляций разряда в каждом из двигателей, работающих в связке, показано, что эти осцилляции синхронизируются. При этом предполагается, что синхронизация осуществляется путем незначительных изменений локальных параметров струи.

Распределение плотности тока в плазменной струе для 4-х двигателей ВНТ-200, на расстоянии 2 см от среза двигателей приведено на рисунке 3.37. Как видно из рисунка, на малых расстояниях от среза кластерная структура хорошо просматривается. Распределение потенциала плазменной струи в плоскости 2-х двигателей (при общем числе работающих — 4) представлено на рисунке 3.38. Анализ имеющихся публикаций показывает, что использование кластерной структуры ЭРДУ на основе холловских двигателей не создает принципиально новых эффектов в структуре плазменных струй. Поэтому на расстояниях, превышающих десятки калибров двигателей, струи кластеров можно рассматривать как моно-струи и использовать





Рис 3.33. Связка трех двигателей Д-55

Рис. 3.34. Распределение потенциала плазмы для одиночного двигателя (нижняя кривая) и связки трех двигателей Д-55 [3.51]



Рис. 3.35. Распределение плотности тока в струе связки трех двигателей Д-55 [3.51]



Рис. 3.36. Конфигурация связки четырех двигателей ДАС типа ВНТ-200



Рис. 3.37. Распределение плотности тока в струе связки ВНТ-200



Рис. 3.38. Распределение потенциала плазменной струи в плоскости 2-х двигателей

для их описания существующие полуэмпирические математические модели той же структуры, что и для струй индивидуальных двигателей. Что касается электродинамического влияния элементов кластера друг на друга, то оно безусловно присутствует, но находится в начальной стадии изучения. Еще менее существенно взаимное влияние работающих в связке ионных двигателей.

В работе [3.54] проведено исследование кластерной работы двух ВЧИД RIT-22. Исследовались различные режимы работы одного из двигателей, задаваемые независимо от режима работы другого двигателя. При этом не было обнаружено никаких специфических особенностей в характеристиках истекающих ионных пучков на всех режимах работы двигателей.

Представленные обзорные результаты могут служить основой для прогнозирования параметров плазменных струй ЭРД и их связок.

3.4. Заключение

1. Рассмотрены основные виды воздействий ЭРД на КА и его системы. Показано, что применительно к радиосистемам космической связи основное внимание должно быть уделено эффектам воздействия собственного излучения ЭРД в диапазонах работы бортового радиокомплекса и влиянию плазменных струй на характеристики радиоканала связи. Оценка основных факторов воздействия типовых ЭРД на КА и окружающую среду показала, что применительно к существующим ЭРД малой мощности уровень негативных воздействий в общем случае невысок и может быть методически учтен при конструировании КА, однако переход к маршевым двигателям потребует разработки новых моделей и расчетных соотношений.

2. Анализ известных теоретических и экспериментальных работ по исследованию прохождения электромагнитных волн через плазменные струи ЭРД показал, что при поперечном зондировании плазменной струи ЭРД на расстояниях порядка долей (единиц метров) от среза двигателя наблюдаются как амплитудные, так и фазовые искажении сигналов на частотах вплоть до десятков ГГц. Следовательно, при попадании плазменных струй в апертуры бортовых антенн КА следует ожидать изменений их радиотехнических свойств.

3. Разработана методика расчета диаграмм направленности бортовых антенн при наличии плазменных струй ЭРД в раскрыве. Результаты тестовых расчетов показали, что наличие плазменной среды в направлении зондирования может влиять на ДНА, в частности, уменьшать уровень главного лепестка за счет переотражения части энергии ЭМ поля антенны от зоны с критической концентрации электронов. Также наблюдаются искажения формы главного и боковых лепестков ДНА из-за рефракционных эффектов в плазменной среде.

4. Рассмотрены методические проблемы исследования характеристик плазменных струй холловских и ионных двигателей. Показано, что объективные измерения распределения потоков первичных ионов возможны при давлении в вакуумных камерах не выше 10^{-2} Па, а при исследовании вторичных ионов — при давлении не выше 10^{-3} Па. Вторичные потоки, в основном, определяются процессом перезарядки первичных ионов на атомах рабочего тела и существенно расширяют масштаб корпускулярного взаимодействия плазменной струи с элементами конструкции KA.

5. Сложившийся инструментарий изучения плазменных струй ЭРД основан на использовании зондовых измерений различного типа. Известные экспериментальные данные и разработанные на их основе математические модели позволяют в определенных пределах прогнозировать основные характеристики плазменных струй, такие как: распределение плотности ионного тока, концентрации, электронной температуры, потенциала плазмы. Прогнозные характеристики плазменных струй должны использоваться при проектировании компоновки КА с ЭРД с учетом всех видов воздействий, включая последствия корпускулярного взаимодействия струй ЭРД с элементами конструкции КА.

6. Рассмотрены основные характеристики плазменных струй ЭРД как в составе единичных блоков, так и при наличии связок. Следует отметить, что характеристики плазменных струй холловских двигателей и ИД значительно отличаются. Плазменные струи холловских ЭРД (СПД и ДАС) близки по своим характеристикам. Энергетический диапазон первичных ионов изменяется от 200 до 800 эВ в зависимости от величины разрядного напряжения, которое для современных двигателей этого типа составляет 300–800 В. В струе наблюдается значительный разброс первичных ионов по энергиям в пределах 25–30%, доля двухзарядных ионов в зависимости от разрядного напряжения составляет 10–15%. Расходимость плазменной струи (телесный полуугол для 95% тока ионов) даже на оптимизированных режимах близка к 40 градусам.

Плазменная струя ИД представляет собой достаточно хорошо сколлимированный квазинейтральный пучок ионов, практически монокинетический, с уровнем энергий первичных ионов киловольтового диапазона (от 1200 эВ и выше). Полуугол расходимости струи (95% ионного тока) находится в пределах 15–20 градусов. Энергия вторичных ионов не превосходит 50 эВ. Доля двухзарядных ионов не превышает 2% у ИД всех типов. Анализ известных КА, оснащенных ИД, показывает, что проблемы их интеграции ИД с КА вполне преодолимы.

7. Анализ имеющихся публикаций показывает, что использование кластерной структуры ЭРДУ на основе холловских двигателей не создает принципиально новых эффектов в структуре плазменных струй: на расстояниях, превышающих десятки калибров двигателей, струи кластеров можно рассматривать как моно-струи и использовать для их описания существующие полуэмпирические математические модели той же структуры, что и для струй индивидуальных двигателей. Еще менее существенно взаимное влияние работающих в связке ионных двигателей, что показало исследование кластерной работы двух ВЧИД RIT-22. Что касается электродинамического влияния двигателей кластера друг на друга, то оно, безусловно, существует,

но находится в начальной стадии изучения. Представленные обзорные результаты могут служить основой для прогнозирования параметров плазменных струй ЭРД различного типа и их кластеров.

Литература к главе 3

- 3.1. Perrin V., Metois P., Khartov S., Nadiradze A. Simulation tools for the plasma propulsion and satellite environment // 52nd International Astronautical Congress Toulouse, France, October 1-5, 2001.
- 3.2. *Шувалов В.А.* Моделирование взаимодействия тела с ионосферой. Киев: Наукова думка, 1995.
- Баранцев Р.Г. Взаимодействие разреженных газов с обтекаемыми поверхностями. М.: Наука, 1975.
- 3.4. Надирадзе А.Б. Прогнозирование воздействия струй электроракетных двигателей на элементы и системы космических летательных аппаратов. Дисс. докт. техн. наук. — М., 2003. — 314 с.
- 3.5. Бугрова А.И., Ермоленко В. А., Нискин В.Т., Соколов А.С. Спектральные характеристики излучения плазмы УЗДП // ТВТ. 1981. Т. 19, № 2. С. 428-430.
- 3.6. Bugrova A.I., Morozov A.I., Lipatov A.S. et al. Integral and spectral characteristics of ATON stationary plasma thruster operating on Krypton and Xenon // Proceedings of the 28th International Electric Propulsion Conference, March 17-21, Toulouse, France, IEPC-03-366.
- 3.7. Caveni L.H., Curran F.M., Brophi J.R. Russian Electric Space Propulsion Evaluated for Use on American Small Satellites // 2nd German-Russian Electric Propulsion Conference, Moscow, Russia, July 1993.
- 3.8. Edward J. Beiting, James E. Pollard, Vadim Khayms and Lance Werthman Electromagnetic emissions to 60 GHz from a BPT-4000 EDM hall thruster // IEPC-03-129.
- 3.9. *Kim V.*, *Plokhikh A.*, *Sorokin and Solomatin A*. Metods and Means for studying the Hall trusters self-radiation // 2nd German-Russian Electric Propulsion Conference, Moscow, Russia, July 1993.
- 3.10. Плохих А.П. Безэховые вакуумные камеры и аппаратура наземных комплексов для исследования характеристик собственного излучения электрических ракетных двигателей // Технологии ЭМС. 2005, № 4.
- 3.11. *Кирдяшев К.П*. Помехоустойчивость космической связи при воздействии плазмы двигательных установок // Радиотехника. 1998, № 8.
- 3.12. *Khodnenko V.P.*, *Shishkin G.G.*, *Trifonov Yu.V.* Analysis of the H.F. drift instability onboard "Meteor" satellite // Journal de physique, Colloque C7, suppl. au n 7, tome 40. P. 717-718.
- 3.13. Shishkin G.G. Electrodynamical processes and interactions in plasma formations, streams, power systems and environment // 2nd German-Russian Conference of Electric propulsion engines and their technical application. Summaries of the Papers. Moscow (Russia), 1993. P. 111.
- 3.14. Katz I., Parks D.E., Mandell M.J., Harvey J.M., Wang S.S., and Roche J.C. NASCAP A Three-Dimensional Charging Analyzer Program for Complex Spacecraft // IEEE Transactions on Nuclear Science. 1977. V. NS-24, No. 6. P. 2276.
- 3.15. Krupnikov K.K., Mileev V.N., Novikov L.S., Babkin G.V. Mathematical Modeling of High Altitude Spacecraft Charging // Proceedings of International Conference on Problems of Space/Environment Interactions, Novosibirsk, 1992. P. 167–175.
- 3.16. Vasiliev Yu.V., Danilov V.V., Dvoryashin V.M., Kramarenko A.M., Sokolov V.S. Computer Modeling of Spasecraft Charging Using ECO-M // Proceedings of International Conference on Problems of Space/Environment Interactions, Novosibirsk, 1992. P. 187-202.

- 3.17. Новиков Л.С., Бабкин Г.В., Морозов Е.П., Колосов С.А., Крупников К.К., Милеев В.Н., Саенко В.С. Комплексная методология определения параметров электростатичес-кой зарядки, электрических полей и пробоев на космических аппаратах в условиях их радиоционной электризации. М.: Изд-во ЦНИИмаш, 1995.
- 3.18. Плохих А.П. Малько В.Г. Методы анализа эффектов электризации в задачах интеграции электрических ракетных двигателей с космическими аппаратами // Вестник московского авиационного института. 2004. Т. 11, № 1. С. 46–55.
- 3.19. Голант В.Е. Сверхвысокочастотные методы исследования плазмы. М.: Наука, 1968 г.
- 3.20. Brian E. Gilchrist, Christopher N. Davis, Douglas O. Carlson, Shawn G. Ohler, and Alec D. Gallimore. Electromagnetic wave scattering experiments in hall thruster plasma plumes // 6th Spacecraft Charging Technology Conference, AFRL-VS-TR-20001578, 1 September 2000.
- 3.21. Shawn G. Ohler, Brian E. Gilchrist, Alec D. Gallimore. Electromagnetic Signal Modification in a Localized High-Speed Plasma Flow: Simulations and Experimental Validation of a Stationary Plasma Thruster // IEEE Transactions on Plasma Science. 1999. April. V. 27, No. 2. P. 587–593.
- 3.22. Shawn G. Ohler, Alranzo B. Ruffin, Brian E. Gilchrist, and Alec D. Gallimore. RF Signal Impact Study of a SPT // 32nd AIAA/ASME/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference, Lake Buena Vista, FL, July 1–3, 1996, AIAA 96-2706.
- 3.23. Brian E. Gilchrist, Christopher N. Davis, Douglas O. Carlson, Shawn G. Ohler, and Alec D. Gallimore. Electromagnetic Wave Scattering Experiments in Hall Thruster Plasma Plumes // 6th Spacecraft Charging Technology Conference, AFRL-VS-TR-20001578, 1st September 2000.
- 3.24. Докукин В.С., Жулин И.А., Коломиец А.Р. и др. Двухчастотные наблюдения в эксперименте Зарница-2 // Геомагнетизм и астрономия. 1982. Т. 22, № 1.
- 3.25. *Мойся Р.И., Слюсаренко И.И., Коломенец А.Р. и др.* Радиолокационные наблюдения мощной плазменной струи в ионосфере (эксперимент Аэлита-1) / Проблемы космической физики. Киев: Вища школа, 1982. № 17.
- 3.26. Морозов А.И., Трифонов Ю.В., Ходненко В.П. и др. Основные результаты космических испытаний ЭРДУ с СПД («Эол-2») на ИСЗ «Метеор-Природа» / Тез. докл. IV Всесоюз. конф. по плазменным ускорителям и ионным инжекторам. — М., 1978. — С. 317–321.
- 3.27. Пермяков В.А., Лебедев А.М., Дорофеев И.В. Радиолокационные характеристики искусственных плазменных образований / VIII Международная конференция по гиромагнитной электронике и электродинамике. — Москва, 1999.
- 3.28. Шувалов А., Чурилов А.Е., Быстрицкий М.Б. Искажение радиоотражений от элементов конструкций КА плазменными струями и образованиями. Физическое моделирование // Космические исследования. 2004. Т. 42, № 3.
- 3.29. Кравцов Ю.А. Геометрическая оптика неоднородных сред. Наука, 1980.
- 3.30. Ярыгин А.П. Эффективная поверхность рассеяния аксиально-симметричных плазменных образований в направлении их оси вращения // Радиотехника и электроника. 1969. Т. 14, № 5.
- 3.31. Авдеев В.Б., Лимонов У.А., Ярыгин А.П. Двухпозиционная поверхность рассеяния неоднородных аксиально-симметричных образований // Радиотехника и электроника. 1981. Т. 26, № 10.
- 3.32. Пермяков В.А. Дифракционные эффекты в освещенной области неоднородных плазменных образований: Дисс. на соискание ученой степени д.ф.-м.н. — М.: МЭИ, 1994.
- 3.33. Мареев Е.А., Чугунов Ю.В. Антенны в плазме. Нижний Новгород: ИПФ АН СССР, 1991. — 231 с.
- 3.34. Энергетические характеристики космических радиолиний / Под ред. О.А. Зенкевича. М.: Изд-во «Советское радио», 1972.
- 3.35. *Malko V.*, *Plokhikh A.* Prospects for the Use of Rigorous Integral Equation Method for Calculating Antenna Characteristics at a Presence of Non-Uniform Plasma Media in Apertures // 20th International Symposium on Electromagnetic Theory, Berlin, Germany, August 2010. P. 101–104.
- 3.36. Васильев Е.Н. Возбуждение тел вращения. М.: Радио и связь, 1987. 272 с.

- 3.37. Фадеев Д.К., Фадеева В.Н., Кублановская В.Н. О решении линейных алгебраических систем с прямоугольными матрицами // Тр. Мат. ин-та АН СССР. 1968, № 96.
- 3.38. Malko V.G., Plokhikh A.P., Shiskin G.G., Soubeyran A. Program Package for the Calculation of Satellite Antenna Pattern Characteristics During the Operation of Vernier Engines on the Basis of EP // III-rd German-Russian Conference on Electric Propulsion Engines and Their Technical Applications. Summaries of the papers, July 19-23, 1994. Stuttgart, Germany. P. 30–33.
- 3.39. *Kim V., Kozlov V., Popov G.* Plasma Parameter Distribution in SPT-70 Plume // 28th International Electric Propulsion Conference. IEPC-2003-0107, 2003. 10 p.
- 3.40. Ward W. and Vahrenkump R.P. Characterization of Ion and Neutral Efflux From a 30-cm Mercury Ion Thruster // AIAA-Paper 75-357, 1975. 10 p.
- 3.41. King L., Gallimore A. Propellant Ionization and Mass Spectral Measurements in the Plume of SPT-100 // 34th Joint Propulsion Conference & Exhibit. AIAA-98-3657, 1998. — 29 p.
- 3.42. *Prioul M., Irzyk M., Laure C., Bouchoule A*. Time of Flight Beam Analyzer: a Small-Scale Design and Application // 30th Electric Propulsion Conference. IEPC-2007-312, 2007. 10 p.
- 3.43. Асхабов С.Н., Бургасов М.П., Веселовзоров А.Н., Грдличко Д.П. и др. Исследование струи стационарного плазменного ускорителя с замкнутым дрейфом электронов (УЗДП) // Физика плазмы. 1981. Т. 7, вып. 1. С. 225–230.
- 3.44. Absalamov S., V Andreev., Colbert T., Day M. et al. Measurement of Plasma Parameters in the Stationary Plasma Thruster (SPT-100) Plume and its Effect on Spacecraft Components // 28th Joint Propulsion Conference & Exhibit. AIAA-92-3156, 1992. — 8 p.
- 3.45. Loeb H.W., Popov G.A., V Obukhov.A., Murashko V.M. et al. Design of a High-Power High-Specific Impulse RF Ion Thruster // 32rd Electric Propulsion Conference. IEPC-2011-290, 2011. – 10 p.
- 3.46. *Reynolds T.W.* Mathematical Representation of Current Density Profiles from Ion Thrusters // AIAA paper No. 71-693, 1971. 9 p.
- 3.47. Bonelli E., Scaranzin S., F Scortecci. et al. A 3000 Hours Endurance Testing of RIT-22 Thruster in the New Aerospazio Test Facility // 29th Electric Propulsion Conference. IEPC-2005-212, 2005. - 10 p.
- 3.48. Kozubsky K., Kudriavzev S., Pridannikov S. Plume Study of a Multi-Mode Thruster SPT-140 // 26th Electric Propulsion Conference. IEPC-99-73, 1999. - 5 p.
- 3.49. Engelman S., Fife J. Hemispherical Measurements of the SPT-140 Plume // 38th Joint Propulsion Conference & Exhibit. AIAA-2002-4255, 2002. 5 p.
- 3.50. Zakharenkov L.E., Semenkin A.V. Measurement Features and Results of TAL-55 Plume // 29th Electric Propulsion Conference. IEPC-2005-184.
- 3.51. Leonid E. Zakharenkov, Alexander V. Semenkin[†] and Valeri I. Garkusha. Study of the 3-TAL Thruster Assembly Operation // IEPC-2005-185.
- 3.52. Chunpei Cai, Iain D. Boydy and Quanhua Sunz. Three-dimensional Particle Simulation of Plume Flows From Hall Thrusters // 29th Electric Propulsion Conference. IEPC-2005-048.
- 3.53. Darnon F., Kadlec-Filippe C., Bouchoule A., Lyszyk M. Dynamic Plasma and Plume Behavior of SPT Thrusters // 34th Joint Propulsion Conference & Exhibit. AIAA-98-3644, 1998. 7 p.
- 3.54. Leiter H. High Power Ion Thruster RIT-22 // German-Russian Symposium, 2010. Giessen, Germany.
- 3.55. Nadiradze A.B., Obukhov V.A., Popov G.A. Electric Propulsion Plasma Plume Interaction with «Phobos-Soil» Structural Components // Acta Astronautica. 2009. V. 64. P. 979–987.

Глава 4

СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ РАДИОФИЗИЧЕСКИХ СВОЙСТВ И ЭФФЕКТОВ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ ЭЛЕКТРОРАКЕТНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

В главе 3 были сформулированы основные виды электродинамических воздействий ЭРД на радиотехнические системы КА. Было показано, что в условиях космического пространства наличие плазменных струй ЭРД приводит к сложным процессам поглощения, рефракции и дифракции электромагнитных волн, используемых в связных и радиолокационных каналах. Кроме того, в общем случае присутствует собственное электромагнитное излучение ЭРД, воздействующее на бортовые системы как через внешнюю среду, так и через внутренние кабельные линии. Естественно, что указанные эффекты должны количественно учитываться при проектировании КА, что требует разработки методов и средств для лабораторного исследования радиофизических свойств ЭРД и их плазменных струй в наземных условиях.

В настоящее время в ракетно-космической отрасли накоплен большой опыт по отработке радиотехнической аппаратуры в условиях наземных полигонов, оснащенных специализированными безэховыми камерами (БЭК). На таких полигонах выполняются практически все виды радиоизмерений, в частности, измерения параметров антенн, характеристик рассеяния радиолокационных целей, испытания радиотехнических комплексов различного назначения на электромагнитную совместимость (ЭМС) и т.д. Измерения производятся при нормальном атмосферном давлении в предположении, что в условиях полигона реализуются электрофизические свойства «свободного пространства». Плазменные ускорители и ионные инжекторы, а также ЭРД на их основе [4.1] не могут пройти традиционную аттестацию непосредственно в обычных БЭК. Проблема заключается в том, что, во-первых, принцип работы этих устройств основан на инжекции неравновесной плазмы в безвоздушное окружающее пространство, а во-вторых, искусственная плазменная среда, обладающая индивидуальными электрофизическими свойствами и являющаяся источником излучения (за счет различных типов неустойчивостей), комплексно воздействует на электродинамические характеристики самого КА и его радиосистем. Все это предъявляет дополнительные требования к условиям испытаний ЭРД и метрологии при проведении радиофизических исследований. Таким образом, исследования воздействий искусственных плазменных образований на характеристики бортовой аппаратуры в наземных условиях представляют собой важную научно-техническую задачу, до конца не решенную в настоящее время.

Данная глава посвящена вопросам лабораторного исследования в наземных условиях радиофизических характеристик и эффектов электродинамического воздействия ЭРД. На примере установок, разработанных в НИИ ПМЭ, рассматриваются общие принципы построения безэховых вакуумных камер (БЭВК) и измерительной аппаратуры для исследования излучения и отражающих свойств объектов при наличии плазменных струй ЭРД; приводятся методики и результаты экспериментального исследования различных модельных задач. Большое внимание уделено методикам

11 Попов Г.А.

измерения собственного излучения ЭРД в лабораторных условиях, включая оценку его характеристик направленности. Представленные в данной главе методики и опыт использования аппаратурных комплексов могут послужить основой для последующей разработки нормативных документов и стандартов по ЭМС для ЭРД.

4.1. Моделирующие стенды для исследования радиофизических характеристик ЭРД в наземных условиях

4.1.1. Экспериментальная база. Учитывая, что нормальная работа различных источников плазмы возможна в вакууме с остаточным давлением $10^{-5} - 10^{-4}$ торр, для проведения радиофизических измерений необходимо обеспечить как требуемую безэховость (фиксированный уровень паразитных отражений в измерительном объеме), так и необходимый уровень вакуума. Это может быть достигнуто разными способами. Так, в качестве первых шагов в этом направлении известен метод прямого моделирования при инженерных испытаниях японского спутника для ETS III [4.2]. В стандартной атмосферной безэховой камере устанавливался ЭРД, к срезу которого пристыковывалась компактная вакуумная камера из «радиопрозрачного» материала (пластик, стекло), соединенная с откачной системой, расположенной вне безэховой камеры. Измерения электрических и магнитных полей, создаваемых двигателем, производились стандартной аппаратурой, при атмосферном давлении. Несмотря на хорошее методическое и метрологическое сопровождение, полигоны этого типа не получили широкого распространения из-за высокой стоимости и трудности оценки погрешностей, связанных с влиянием «радипрозрачных» стенок вакуумной камеры на характер распространения радиоволн на границе раздела двух сред и на динамику истечения плазменной струи в замкнутом объеме.

В начале 1990-х годов, в период выхода на международные рынки российских ЭРД интерес к этой проблеме активизировался, и законодателем в области измерений стал исследовательский центр НАСА им. Льюиса (Lewis Research Center). Исследования собственного излучения ЭРД проводились по упрощенной схеме в металлических вакуумных камерах без поглощающих покрытий (рисунок 4.1), с использованием специально подготовленной аппаратуры [4.3]. При этом ЭРД устанавливался по оси вакуумной камеры, а измерительные антенны, перекрывающие исследуемый частотный диапазон, — в задней полусфере двигателя на расстоянии 1 м от его среза (за основу взяты нормативы стандарта измерений ЭМС, например MIL-STD-461B). Не критикуя явные недостатки такого подхода (наличие отражений от металлических стенок вакуумной камеры), отметим, что на подобных стендах за несколько лет прошли испытания практически все модели коммерческих ЭРД (в том числе и российских), а полученные результаты послужили основой их квалификационных характеристик. Сам факт того, что шумы ЭРД, фиксируемые по этой схеме измерений, как правило, удовлетворяли стандартам ЭМС США для внеполосных помех (MIL-STD-461В и MIL-STD-462), не вызвал необходимости совершенствования методики измерений, которая в таком виде используется разработчиками ЭРД и сейчас.

В ряде задач, связанных с исследованием прохождения радиоволн при наличии искусственных плазменных образований (ИПО), создаваемых, например, плазменными струями ЭРД, необходимо количественно оценивать такие известные физические эффекты, как поглощение, отражение и рассеяние радиоволн. С учетом большого динамического диапазона изменения характеристик электромагнитных волн при этих процессах адекватное измерение таких эффектов возможно только в безэховых вакуумных камерах (БЭВК).



Рис. 4.1. Испытательный стенд

В этом случае вакуумная камера имеет стенки, покрытые радиопоглощающими материалами (РПМ), не влияющими на качество вакуума, а измерения электрических и магнитных полей производятся в вакуумной среде [4.4]. Однако в условиях вакуума обеспечить требуемую безэховость затруднительно как из-за отсутствия широкополосных поглощающих покрытий (перекрывающих весь измерительный диапазон), так и из-за нестабильности их свойств в вакууме (обильное газовыделение).

4.1.2. Классификация измерений в БЭВК. Как и в обычных БЭК, в БЭВК гарантированный малый уровень отраженного сигнала при проведении измерений обеспечивается, как правило, не во всем объеме камеры, а лишь в ее части, называемой безэховой зоной. Зону расположения антенн и источников излучения в БЭВК традиционно будем называть зоной излучения. При этом расстояние между зонами излучения и безэховости характеризует длину линии связи, реализуемую в БЭВК.

Все многообразие измерений, проводимых в БЭВК (так же, как и в обычных БЭК [4.5]), можно разделить на следующие группы:

• измерения, при которых передающая антенна может быть расположена вне зоны безэховости и в процессе измерений перемещается в пределах заданной зоны излучения (это наиболее общий случай, при котором может изменяться фаза интерферирующих сигналов, отраженных от любой части ограничивающей БЭВК поверхности);

• измерения, при которых источник излучения, находящийся вне зоны безэховости, в процессе измерения не перемещается в пространстве камеры (как правило, используется для измерения диаграмм направленности антенн, в том числе при наличии в их апертурах плазменных образований);

• измерения, когда источник излучения располагается внутри безэховой зоны камеры, причем зоны излучения и безэховости могут совпадать (к таким измерениям относятся измерения по ЭМС различных радиосистем, измерение ближнего поля больших антенн при наличии в апертурах плазменных образований для определения их диаграмм направленности);

• измерения эффективной поверхности рассеяния и диаграммы обратного рассеяния (ДОР) различных объектов (эти измерения характеризуются наличием совпадающих зон излучения и безэховости (основной зоны для измерительной аппаратуры) и вспомогательной зоны, где расположен испытуемый объект).

Характеристики БЭВК зависят от нескольких факторов, основные из которых — форма, размеры и качество применяемого РПМ. При этом следует учитывать следующие специфические ограничения:

• цилиндрическую форму типовых вакуумных камер;

• ограниченность рабочего объема камеры ресурсом и производительностью откачной системы;

• применение РПМ, совместимых с вакуумом.

Длина безэховой камеры во многих случаях определяет расстояние, на котором проводятся измерения. Как известно [5], расстояние *R* для измерения диаграмм направленности антенн и ЭПР рассеивателей определяется выражением

$$R \ge nD^2/\lambda,\tag{4.1}$$

где D — раскрыв испытуемой антенны или рассеивателя; n — коэффициент, выбираемый в пределах 2–8; λ — длина волны.

В свою очередь, поперечные размеры, как правило, определяются условиями обеспечения необходимой безэховости. При определении минимальных поперечных размеров учитывается условие, при котором углы падения θ поля на продольные поверхности камеры не должны превышать максимальный угол $\theta_{\rm max}$, оговоренный в документации на РПМ. В этом случае ширина камеры определяется соотношением

$$H \geqslant R/\operatorname{tg}\theta_{max} + \Delta h,\tag{4.2}$$

где Δh — максимальная величина поперечных перемещений антенн.

Для типовых РПМ $\theta_{max} = 50-65^{\circ}$, следовательно, минимальная ширина камеры лежит в пределах

$$H \ge (0,84 - 0,47)R + \Delta h. \tag{4.3}$$

4.1.3. Радиопоглощающие материалы. РПМ для БЭВК должны обладать следующими свойствами:

• обеспечивать поглощение электромагнитной энергии за счет активных потерь в толще материала;

• обеспечивать малые отражения электромагнитного поля от поверхности;

• структура материала должна исключать пористость и наличие наполнителей с высоким уровнем газовыделения, а также обеспечивать возможность работы при высоких температурах;

• структура материала должна быть стойкой к осаждаемым частицам рабочего тела и продуктам эрозии источников плазмы, а также позволять проводить много-кратную очистку поверхности.

В качестве РПМ применяют материалы как с диэлектрическим поглощением (за счет омических потерь), так и магнитным поглощением (на основе ферромагнитных материалов). Для БЭВК целесообразно применять только РПМ последнего типа, так как, во-первых, они могут эффективно поглощать при толщинах много меньших длины волны, а во-вторых, обладают максимально широким диапазоном [4.5]. Кроме того, ферритовые композиции не горючи, работают при больших плотностях потока мощности (до 3 Вт/см²) и после соответствующей дополнительной обработки обладают приемлемым газовыделением в вакууме.

Часто в покрытиях на ферромагнитной основе дополнительное снижение отражений достигается за счет придания поверхности покрытия формы периодичной структуры с использованием пирамидальных элементов. Следует отметить, что РПМ пирамидальной формы хорошо согласованы со «свободным пространством» и имеют высокие рабочие характеристики за счет многократного переотражения падающей электромагнитной волны между стенками пирамид. Такие материалы имеют малый

164

коэффициент отражения в широком диапазоне частот, однако, с увеличением угла падения коэффициент отражения начинает увеличиваться, особенно это заметно, если угол падения превышает 50–60 град. К особенностям ферромагнитных РПМ следует отнести большой вес панелей (1 м² \approx 100 кг) и необходимость тщательной подгонки при монтаже.

4.1.4. Характеристики и примеры технической реализации БЭВК. В качестве основной характеристики, описывающей качество БЭВК, как правило, используется коэффициент безэховости K_6 [4.5], определяемый для заданной точки безэховой зоны БЭВК по формуле

$$K_6 = 10 \lg(P_{\text{pac}}/P_{\text{nag}}),$$
 (4.4)

где $P_{\rm pac}$ — поток мощности, рассеянный камерой; $P_{\rm nag}$ — поток мощности, пришедший от излучателя.

Этот коэффициент фиксируется во всем рабочем диапазоне частот и во всей безэховой зоне БЭВК, под которой понимается объем, где K_6 меньше заданного значения. Для определения K_6 разработаны различные методы [4.5].

Основные принципы построения БЭВК были реализованы на базе установки У-2В, входящей в состав экспериментальных стендов МАИ [4.6]. Первоначальный вариант установки У-2В был предназначен для исследования СПД на газовом рабочем теле с мощностью до 5 кВт и разрядным напряжением до 1000 В. Установка состояла из вакуумной камеры с системой откачки, систем подачи рабочего тела, электро-водообеспечения и приборно-измерительного комплекса контроля технологических параметров. Цилиндрическая вакуумная камера диаметром 2 м и длиной 6 м изготовлена из немагнитной стали, имеет охлаждаемые стенки и снабжена двумя шиберными затворами. В камере обеспечивается статический вакуум $\sim 10^{-5}$ торр (при неработающем изделии) и вакуум не хуже $2 \cdot 10^{-4}$ торр (в режиме работы). Внешний вид установки представлен на рисунке 4.2.



Рис. 4.2. Экспериментальная установка

С учетом размеров камеры в качестве рабочего был выбран сантиметровый диапазон длин волн. В качестве РПМ было применено отечественное РПП типа Дон-18, обеспечивающее в диапазоне длин волн 3–50 см коэффициент отражения –(10–20) дБ.

Основу БЭВК составила разборная каркасная конструкция с элементами крепления РПП, устанавливаемая на внутренней поверхности вакуумной камеры. Плиты РПП размером 500 × 500 мм располагаются по поперечному сечению камеры наклонно, образуя 12-гранник (рисунок 4.3). Из двух торцевых стенок вакуумной камеры



Рис. 4.3. Поперечное сечение вакуумной камеры

по технологическим соображениям РПП покрывается только одна. Такой тип камер называется полуоткрытым, и результаты измерений в них при определенных условиях практически адекватны измерениям в полностью закрытых камерах [4.7, 4.8]. ЭРД размещается на оси камеры, в непосредственной близости от торцевой стенки, облицованной РПП.

4.1.5. Определение безэховости БЭВК. Для определения безэховости БЭВК использовался метод наложения диаграмм направленности [4.5], который заключается в предварительном снятии диаграмм направленности измерительной антенны в разных точках безэховой зоны БЭВК. Затем диаграммы направленности накладыва-

ют друг на друга, выбирают среднюю диаграмму, определяют уровень, на котором разброс наибольший, и далее по этому разбросу и уровню диаграммы с помощью номограмм (Бакли или Галагана [4.5]) определяют коэффициент безэховости K_6 . При определении K_6 разработанной БЭВК использовалась измерительная рупорная антенна с азимутальным вращением, позволяющая снимать ее диаграмму направленности в горизонтальной плоскости в диапазоне углов ±90°. На рисунке 4.4 в увеличенном масштабе показан результат наложения 5-ти диаграмм для наихудшего случая. Данный способ не единственный, в работе [4.5] описаны частотный и пространственный методы определения безэховости, дающие аналогичные результаты.



Рис. 4.4. Результат наложения диаграмм направленности

Как видно из рисунка 4.4, максимальный разброс (4 дБ) находится в районе углов -15° , что соответствует среднему уровню -10 дБ. Использование номограммы Галагана [4.5] дает для указанного разброса величину -12 дБ. Суммируя найденную величину со средним уровнем, получим значение коэффициента безэховости -22 дБ. Полученное значение K_6 не столь высоко (по сравнению с обычными БЭК), но оно подтверждает принципиальную возможность обеспечения в типовых вакуумных камерах режимов безэховости, достаточных для проведения адекватных радиофизических измерений.

Таким образом, показано, что для исследования радиофизических характеристик и эффектов электродинамического воздействия ЭРД необходимы разработка и создание специализированных БЭВК, обладающих заданными характеристиками безэховости в условиях высокого вакуума. На примере вакуумного стенда У2-В МАИ рассмотрены основные принципы построения БЭВК и представлен вариант конструкции, обеспечивающий коэффициент безэховости рабочей зоны не хуже (-22)-(-25) дБ.

4.2. Экспериментальное исследование характеристик апертурных отражателей при наличии плазменных образований

Отражатели радиоволн находят широкое применение в системах связи и радиолокации. Теоретическое обоснование их работоспособности и применимости хорошо известно [4.8–4.10]. Однако развертывание отражательных конструкций на современных КА сталкивается с рядом особенностей, связанных, в частности, с возможностью попадания в апертуру отражателя плазменных струй ЭРД.

Наличие в апертуре отражателя неоднородной плазменной среды может менять его отражающие характеристики. Отсутствие хорошо разработанной теории в этом направлении вынуждает в основном опираться на результаты экспериментальных исследований, количество которых весьма ограничено. В данном разделе приводится один из подходов моделирования в наземных условиях процессов взаимодействия электромагнитных волн с апертурными отражателями при наличии в их раскрыве искусственных плазменных образований (ИПО).

Для проведения экспериментов использовалась описанная выше БЭВК на базе установки У-2В МАИ [4.6, 4.28], оснащенная необходимой приемо-передающей аппаратурой.

4.2.1. Методика измерений. Измерительный комплекс, предназначенный для дистанционного измерения ДОР модельных объектов, размещенных в БЭВК, включает в себя приемо-передающий модуль (ППМ), блок питания и управления и поворотное координатное устройство с датчиком угловых перемещений. Блок-схема ППМ представлена на рисунке 4.5. Передающий тракт содержит генератор СВЧ 1, модулятор 2, импульсный генератор 3 и передающую антенну 4. Импульсный генератор обеспечивает частоту следования импульсов 1 кГц при скважности 0,5. Приемный тракт состоит из приемной антенны 5, детекторной секции 6 и узкополосного предварительного усилителя 7. Предварительный усилитель настроен на первую гармонику частоты следования импульсов.

В основу измерений положен модуляционный метод, использующий низкочастотную импульсную модуляцию монохроматического зондирующего сигнала импульсами большой длительности (квазинепрервыный режим) с последующим приемом и выделением первой гармоники отраженного сигнала. Такой подход невыгоден энергетически, но позволяет достаточно просто избавиться от влияния дрейфа постоянной составляющей тока в измерительной цепи.



Рис. 4.5. Блок-схема ППМ

Развязка передающего и приемного трактов, а также предварительная компенсация «фона», вызванного паразитными отражениями от стенок камеры, достигаются подбором взаимного положения приемной и передающей антенн, оси которых направлены в фиксированную точку пространства, расположенную в центре безэховой зоны. В качестве приемной и передающей антенн используются пирамидальные рупоры с раскрывом 12×6 см². Формально такая схема расположения антенн соответствует бистатическому случаю зондирования с малым угловым разносом. В этом случае бистатическая ЭПР практически совпадает с моностатической [4.9].

В качестве отражателя был выбран трехгранный уголковый отражатель (УО), с размером грани в апертуре 40 см. К его достоинствам следует отнести простоту конструкции, большое значение ЭПР при минимальных размерах и относительно слабую направленность [4.9].

Для исследования влияния плазмы на общий вид ДОР УО использовалась экспериментальная установка, блок-схема которой представлена на рисунке 4.6 [4.6]. При этом УО подвешивался в вакуумной камере с помощью диэлектрического шнура, что значительно снижало требования к нижней опоре, выполняющей роль нижней растяжки и изготовленной из диэлектрического стержня диаметром 10 мм. Поворот УО вокруг вертикальной оси осуществлялся с помощью электродвигателя, связанного через редуктор с нижней опорой. Снятие ДОР производилось путем



Рис. 4.6. Блок-схема экспериментальной установки

168

измерения уровня отраженного сигнала на выходе приемника для различных ракурсов облучения.

Предварительно, с целью определения границ «дальней зоны» были сняты ДОР калибровочного УО для различных расстояний от ППМ, представленные на рисунке 4.7. Следует отметить, что в общем случае пространственная моностатическая индикатриса УО при линейной поляризации и параллельном приеме в пределах одного октанта состоит из основного (трехкратного отражения) и 6 боковых лепестков: трех (двукратного отражения) и трех (однократного отражения) [4.9]. При заданной геометрии зондирования УО (вращение в горизонтальной плоскости) проявляются только 3 лепестка (один трехкратного отражения и 2 — двукратного), что и наблюдается на рисунке 4.7. Результаты пронормированы к максимальному значению ДОР УО для дальности 2 м. Из графиков видно, что с ростом расстояния уменьшается изрезанность главного лепестка, а уровень боковых лепестков падает, приближаясь к теоретическому значению. При этом угловое положение максимумов боковых лепестков не меняется и сосредотачивается в диапазоне углов $\pm 40^{\circ}$ (по теории $\pm 39,16^{\circ}$). На максимальном расстоянии 3,7 м точность определения максимума ДОР составляет 10%, при ошибке в оценке уровня боковых лепестков порядка 27%.



Рис. 4.7. Нормированные ДОР калибровочного УО

Это позволяет считать, что на расстояниях более 3 м критерий «дальней зоны» практически выполняется и результаты, полученные при наличии плазмы, могут быть так же адекватно интерпретированы.

Источником ИПО в экспериментах служил торцевой холловский ускоритель (ТХУ), использующий в качестве рабочего тела ксенон [4.28]. Нужный режим разряда в ТХУ устанавливался регулировкой напряжения питания и подачей ксенона. При проведении экспериментов использовались три характерных режима работы ТХУ: № 1 (ток 160 А, расход 21 мг/с), № 2 (ток 130 А, расход 16 мг/с), № 3 (ток 60 А, расход 5 мг/с).

Для исследования влияния плазменных образований на отражающие свойства УО был изготовлен рабочий макет УО, полностью идентичный по габаритам калибровочному, но технологически интегрированный с источником плазмы. ТХУ устанавливался в тыловой части УО, а струя плазмы инжектировалась в раскрыв через специальные вырезы (60 × 60 мм) в двух вертикальных гранях УО. Общий вид конструкции УО с ТХУ показан на рисунке 4.8. За счет дополнительной регулировки можно было менять угол инжекции плазменной струи в апертуру УО от 0 до 15°.



Рис. 4.8. Конструкция УО с ТХУ

В ходе подготовки и проведения экспериментов были выявлены дополнительные факторы, влияющие на точность измерения. Это — тепловое расширение модели УО при инжекции плазмы в апертуру, наводки в кабельной системе, вызванные работой ТХУ, и наличие на объекте дополнительных измерительных датчиков, например, зондов для измерения концентрации электронной компоненты.

Для учета этих факторов были выполнены различные тестовые измерения, позволившие определить потенциальную точность, и с целью ее повышения внести необходимые изменения в конструкцию установки и отражателя.

4.2.2. Зондовые измерения концентрации электронов в апертуре УО. Учитывая, что при взаимодействии электромагнитных волн с плазмой основной вклад дает только электронная компонента, именно ее распределение в апертуре УО являлось объектом исследования. Зондовые измерения проводились с целью определения пространственного распределения электронов в апертуре УО при инжекции в нее струи плазмы ТХУ. Использовались цилиндрические электрические зонды [4.11], защищенные от попадания на них частиц металла из плазмы с целью предотвращения увеличения площади зонда и снижения точности измерений. Зонды устанавливались на одной из граней УО через перфорированные отверстия. Каждый зонд допускал возможность перемещения по высоте относительно плоскости грани УО. Координаты положения зондов определялись расстоянием L от вершины грани и высотой H над плоскостью грани.

Концентрация электронов N_e вычислялась по измеренному приращению тока ΔI , протекающего через зонд, при изменении потенциала ΔU по формуле [4.11]

$$N_{e} = \frac{I_{\text{Hac}}}{0.8eS\sqrt{\frac{2kT_{e}}{m}}},$$

$$T_{e} = \frac{\Delta U}{\ln\left(1 + \frac{\Delta I}{I_{\text{Hac}}}\right)},$$
(4.5)

где m — масса электрона; e — заряд электрона; $I_{\text{нас}}$ — ток насыщения; S — площадь поверхности зонда.

В качестве примера на рисунке 4.9 представлено распределение концентрации электронов в вертикальной плоскости УО, проходящей через биссектрису угла при вершине нижней грани для режима № 2, обладающего наиболее однородным распределением. На рисунке показаны также проекции линий равного уровня концентраций на базовую плоскость.



Рис. 4.9. Распределение концентрации электронов в апертуре УО

4.2.3. Радиофизические измерения. Для исследования отражающих свойств УО с плазменным образованием в раскрыве использовалась методика, описанная в работе [4.6] и реализованная в соответствии с блок-схемой, представленной на рисунке 4.6. Исследовались ДОР УО при инжекции в его апертуру плазмы, создаваемой ТХУ, для трех указанных выше режимов работы. Сравнение проводилось с ДОР УО без плазменного образования (см. рисунок 4.10).



Рис. 4.10. Нормированные ДОР УО при наличии плазменных образований в апертуре

Эффект влияния плазмы наблюдался практически на всех трех режимах работы ТХУ, использовавшихся при измерениях. Степень влияния возрастала с увеличением тока разряда и расхода рабочего тела. Анализ ДОР УО при наличии плазменных образований в раскрыве выявляет следующие эффекты: уменьшение максимума главного лепестка (трехкратного отражения) и уменьшение максимумов и смещение боковых лепестков (двукратного отражения).

Для объяснения указанных эффектов рассмотрим модель плазмы в виде неоднородной диэлектрической среды. В нашем случае частоты столкновений частиц в плазме много меньше частоты зондирующей волны, поэтому диэлектрическую проницаемость среды можно представить простым соотношением [4.12]

$$\varepsilon(R,\,\varphi,\,\theta) = 1 - \frac{N_e(R,\,\varphi,\,\theta)}{N_{ec}},\tag{4.6}$$

где $N_e(R, \varphi, \theta)$ — концентрация электронов в точке с полярными координатами R, φ , θ ; R — расстояние от вершины УО до рассматриваемой точки; φ — азимутальный угол, а θ — угол места в сферической системе координат, центр которой находится в вершине УО, $N_{ec} = \frac{1.11 \cdot 10^{13}}{\lambda^2}$ см⁻³ — «критическая» концентрация электронов для зондирующей волны длиной λ , выраженной в сантиметрах (для $\lambda = 3$ см $N_{ec} = 1.11 \cdot 10^{12}$ см⁻³).

Как видно из формулы (4.6), с ростом концентрации N_e электронов плазмы диэлектрическая проницаемость среды ε уменьшается, обращаясь в нуль при достижении значения $N_e = N_{ec}$. Это позволяет выделить в апертуре УО две пространственные области плазменного образования:

• область с отрицательными значениями ε (в эту область электромагнитная волна проникнуть не может и испытывает полное отражение от границы — ее схематичное сечение показано на рисунке 4.11);

• область $1 \ge \varepsilon > 0$ (в этой области электромагнитная волна распространяется с малым затуханием, фазовой скоростью большей скорости света и испытывает рефракцию); при этом искривление луча происходит в сторону областей с большими значениями коэффициента преломления n ($n \approx \sqrt{\varepsilon}$).



Рис. 4.11. Распространение электромагнитных волн в УО при наличии плазменного образования

При формировании ДОР УО реализуются режимы трехкратного и двукратного распространения лучей в объеме всей апертуры (например, луч 1 на рисунке 4.11). Учитывая высокую чувствительность УО к ортогональности граней, следует ожидать, что даже небольшая рефракция в апертуре приведет к расфокусировке лучей

в направлении максимумов ДОР (например, луч 2 на рисунке 4.11). А наличие отражающих тел в раскрыве может уменьшить эффективную апертуру практически до нуля.

Результаты выполненных зондовых измерений показали, что пространственная область «критической» концентрации электронов присутствует для всех исследуемых режимов и ее граница по центру плоскости нижней грани УО лежит в пределах 60–140 мм от вершины (при высоте грани 282 мм). Таким образом, в апертуре УО формируется объемная отражающая поверхность сложной формы, окруженная неоднородной диэлектрической средой ($\varepsilon < 1$) и соизмеримая с размерами апертуры (см. рисунок 4.11).

Для сопоставления результатов измерения ДОР, пример которых приведен на рисунке 4.10, с зондовыми измерениями в таблице 4.1 представлены полученные значения электронной концентрации N_e на расстоянии 175 мм и нулевой высоте от грани для трех режимов работы ТХУ, а также рассчитанные по ним радиофизические параметры. Как видно из таблицы 4.1, при значениях показателя преломления n порядка 0,89–0,929 в апертуре УО практически исключается прямолинейное распространение электромагнитной волны, и режим трехкратного переотражения между гранями полностью нарушается, т. е. главный лепесток не формируется. Но уже при n = 0,977 плазма становится практически «прозрачной», и трехкратные переотражения порисходят достаточно эффективно.

Таблица 4.1

Режим (<i>L</i> = 175 мм)	N_e	ε	n	N_e/N_{ec}
№ 1	$1,5\cdot 10^{11}$	0,864	0,929	0,135
№ 2	$2,\!25\cdot10^{11}$	0,787	0,89	0,203
№ 3	$5\cdot 10^{10}$	0,955	0,977	0,045

Радиофизические параметры для трех режимов

Снижение уровня боковых лепестков объясняется уменьшением эквивалентных апертур соответствующих двугранных отражателей за счет их затенения пространственной областью плазмы с критической концентрацией электронов.

Угловое смещение боковых лепестков связано с рефракцией падающих и отраженных лучей 2 (см. рисунок 4.11) в области плазмы с 1 ≥ ε > 0. Причем за счет того, что искривление лучей происходит именно в направлении областей плазмы с меньшей концентрацией (в сторону выхода из апертуры), боковые лепестки смещаются в область меньших угловых значений. Для режима № 2 характерно появление дополнительных боковых лепестков ДОР при ракурсе 26°. По всей видимости, это связано с тем, что вертикальная структура изоконцентралей (рисунок 4.9) обеспечивает формирование плоской границы зоны «критической» концентрации в областях, примыкающих к двухгранным отражателям. Это эквивалентно формированию на краях апертуры модифицированных трехгранных отражателей, формирующих дополнительные боковые лепестки общей ДОР.

Таким образом, на основе полученных экспериментальных данных можно сформулировать общий принцип учета влияния плазменных образований, находящихся в раскрыве апертурных отражателей, основанный на экспериментальном определении трехмерной «электронной» плотности плазмы. При этом граничная поверхность «критического» слоя описывает металлизированное тело, внесенное в апертуру, а последующие электронные слои эквивалентны слоям неоднородного диэлектрика с известным распределением $\varepsilon < 1$. Объединяя геометрию всех слоев с геометрией апертуры отражателя, можно сформулировать граничные условия задачи дифракции для последующего решения строгими и приближенными методами.

4.3. Эффективная поверхность рассеяния плазменной струи ЭРД

В общем случае исследование рассеивающих характеристик системы «КА-плазменная струя ЭРД» представляет собой достаточно сложную задачу, до конца не решенную в настоящее время как в теоретическом, так и в экспериментальном плане. При этом отдельные известные результаты носят частный характер и получены для отдельных частот радиодиапазона в ходе проведения космических экспериментов с использованием плазменных ускорителей и инжекторов [4.13, 4.14].

С целью упрощения задачи и выявления основных физических закономерностей представляет методический интерес предварительное изучение характеристик отражения самой плазменной струи ЭРД и исследование влияния на ее отражающие свойства режимов работы двигателя.

Плазменные струи ЭРД относятся к группе ИПО, являющихся одной из разновидностей радиолокационных целей, описываемых традиционными характеристиками, такими как эффективная поверхность рассеяния и диаграмма обратного рассеяния [4.8, 4.15, 4.16].

Вопросам определения радиолокационных характеристик ИПО посвящено много теоретических и экспериментальных работ, например [4.14, 4.16–4.22], однако сведения по экспериментальным исследованиям плазменных струй конкретных ЭРД в явном виде отсутствуют. В данном разделе приводится один из подходов экспериментального определения в наземных условиях характеристик отражения плазменных струй ЭРД и обсуждаются закономерности, выявленные в ходе экспериментов.

4.3.1. Методика измерений. Целью проведения экспериментальных исследований является определение основных радиолокационных характеристик плазменной струи: ЭПР и ДОР [4.29].

Для проведения измерений ЭРД устанавливается в БЭВК, описанную в работах [4.6, 4.29]. С целью снижения величины фоновых отражений в экспериментах использовался метод временной селекции полезного сигнала, основанный на различном запаздывании отраженных радиоимпульсов от цели, расположенной на расстоянии R, и «мешающих» объектов (стены вакуумной камеры, «блестящие» точки), расположенных на других дальностях. Разрешающая способность таких систем по дальности Δ_R определяется длительностью зондирующего импульса τ [4.15]: $\Delta_R = \tau \cdot c/2$, где c — скорость света.

При этом оценка ЭПР проводится во временном стробе фиксированной дальности по величине амплитуды импульса отраженного сигнала. При измерении ДОР приемопередающий модуль (ППМ) неподвижен, а изменение ракурса облучения плазменной струи производится путем вращения ЭРД в горизонтальной плоскости с помощью описанного координатного устройства [4.6].

При проведении измерений в качестве приемной и передающей антенн используются пирамидальные рупорные антенны с шириной диаграмм направленности по уровню 0,5–20°. Приемная антенна имеет возможность перемещаться относительно передающей, что позволяет произвести соответствующую ориентацию антенн в заданную точку пространства. Формально такая схема расположения антенн соответствует бистатическому случаю зондирования с малым угловым разносом, при котором измеряемая бистатическая ДОР практически совпадает с моностатической. В эксперименте была применена сквозная калибровка приемо-передающего тракта с помощью плоских металлических пластин с известными значениями ЭПР. Пластины устанавливались ортогонально линии визирования установки, и для каждой из них исследовалась зависимость напряжения на выходе приемника от расстояния. По результатам сравнительного анализа, с использованием полиномиальной аппроксимации был определен калибровочный коэффициент, связывающий значение напряжения на выходе приемника с величиной ЭПР.

4.3.2. Экспериментальное измерение ЭПР и моностатической ДОР плазменной струи модели ЭРД. В качестве модели ЭРД был использован упоминавшийся выше ТХУ. Блок-схема экспериментальной установки, использовавшейся в этих измерениях, аналогична показанной на рисунке 4.6, но вместо уголкового отражателя в БЭВК на подвесе размещалась модель ЭРД. Для снятия моностатической ДОР поворот модели ЭРД в горизонтальной плоскости осуществляется координатным устройством с потенциометрическим датчиком угла поворота. ППМ размещается внутри вакуумной камеры, на расстоянии R от источника плазмы. В процессе измерений отраженный, продетектированный и усиленный сигнал по высокочастотному кабелю через герморазъем во фланце вакуумной камеры поступает на вход стробоскопического осциллографа, который синхронизируется сигналом с передатчика установки зондирования. Масштаб развертки по времени составлял 1 нс/дел при длительности зондирующего импульса 2 нс.

На рисунке 4.12 представлены совмещенные осциллограммы огибающих отраженных сигналов для случая осевого зондирования струи ЭРД и различных режимов его работы: № 1 (ток разряда 70 А, расход рабочего тела 5 мг/с), № 2 (ток разряда 130 А, расход рабочего тела 16 мг/с), № 3 (ток разряда 160 А, расход рабочего тела 21 мг/с).

Как видно из рисунка 4.12, наличие плазменной струи ЭРД вызывает следующие эффекты:



Рис. 4.12. Временные осциллограммы огибающих отраженных сигналов

• смещение переднего фронта отраженного импульса на 0,7–1 нс влево по оси времени, что соответствует смещению границы отражающей поверхности, обусловленной наличием в плазме (для длины волны 3 см) области электронов с концентрацией выше критической, на расстояние 10–15 см от среза сопла ЭРД;

• уменьшение ЭПР самого ЭРД за счет формирования плазменной струей теневой области, в которую попадает двигатель;

• перераспределение «фонового» отражения от стенок камеры, что говорит о возможности некоторой «экранировки» ее плазменной струей ЭРД.

Рассчитанные значения ЭПР ($\sigma_{\Pi O}$) и осевой длины зоны критической концентрации ($R_{\kappa p}$) для трех режимов работы ТХУ и осевого зондирования представлены в таблице 4.2. При этом ЭПР торца ЭРД составила 0,225 м².

Таблица 4.2

Режимы	№ 1 (<i>I</i> _p = 70 A, 5 мг/с)	№ 2 (<i>I</i> _p = 130 A, 16 мг/с)	№ 3 (<i>I</i> _p = 130 A, 21 мг/с)
$\sigma_{\Pi \mathrm{O}}$	0,025 м ²	0,05 м ²	0,07 м ²
$R_{ m \kappa p}$	10 см	13 см	15 см
$\pi R_{ m kp}^2/\sigma_{ m IIO}$	1,256	1,06	1
$K = \frac{\sigma_{\rm ЭРД}}{\sigma_{\rm ПО}}$	9	4,5	3,2

Параметры плазменных образований для трех режимов ТХУ

В ходе экспериментов были получены аналогичные осциллограммы и рассчитаны ЭПР для различных ракурсов облучения плазменной струи ЭРД, позволившие определить вид моностатических ДОР, представленных на рисунке 4.13.



Рис. 4.13. Моностатические ДОР плазменной струи

Полученные ДОР для трех режимов работы модели ЭРД позволяют указать следующие закономерности:

• На всех трех режимах при осевом зондировании выявился эффект уменьшения ЭПР ЭРД ($\sigma_{\text{эрд}} = 0,225 \text{ м}^2$). Причем наибольшее уменьшение ЭПР (9 раз) обеспечил

режим работы ТХУ с минимальными значениями расхода рабочего тела и разрядного тока ($I_p = 70$ A, расход 5 мг/с), а наименьшее (3,2 раза) — режим с максимальным разрядным током и расходом ($I_p = 130$ A, 21 мг/с).

• С ростом угла визирования, отсчитываемого от осевого направления, на всех режимах имеет место тенденция увеличения ЭПР. Причем на малорасходных и малоточных режимах этот эффект проявляется наиболее резко (формируются максимумы ЭПР на углах визирования 35°-40°). На высокорасходных и сильноточных режимах увеличение ЭПР начинается с 60°.

Методы теоретической оценки ЭПР плазменных образований рассмотрены в работах [4.16, 4.19–4.22]. Сравним экспериментальные данные с результатами теоретических оценок, полученными, например, методом геометрической оптики (ГО). В первом приближении для оценки ЭПР плазменного образования (ПО) часто применяют «приближение металлизации», при котором ПО заменяют идеально проводящим телом, поверхность которого совпадает с поверхностью $\varepsilon = 0$ в точке отражения луча. В приближении ГО ЭПР идеального металлизированного тела определяется соотношением

$$\sigma_{\rm M} = \pi R_1 R_2,\tag{4.7}$$

где R_1 , R_2 — главные радиусы кривизны поверхности $\varepsilon = 0$ в точке отражения луча. Если дополнительно учитывать «докритические» слои плазмы, то в приближении

ГО ЭПР ПО оказывается меньше, чем $\sigma_{\rm M}$, вследствие рефракции ЭМВ в области $\varepsilon > 0$. ПО такого типа называются «рефрагирующими». Для оценки вклада «докритических» слоев введем в рассмотрение коэффициент $k = \sigma/\sigma_{\rm M}$ (см. таблицу 4.2), показывающий величину уменьшения ЭПР «металлизированного» тела (поверхность которого совпадает с поверхностью зоны «критической» концентрации) за счет воздействия докритического плазменного слоя.

Рассмотрим особенности характеристик рассеяния для исследуемых режимов.

Как видно из рисунка 4.13, режимы № 2 и № 3 обеспечивают в диапазоне углов $\pm 50^{\circ}$ практически равномерную угловую зависимость. Это позволяет предположить, что в анализируемом диапазоне углов граничные поверхности областей критической концентрации близки к сферическим. Если считать, что радиусы этих сфер совпадают с $R_{\rm kp}$ соответствующих образований, то можно рассчитать ЭПР в приближении «металлизации» (результаты расчетов приведены в таблице 4.2). Сравнение реально измеренных ЭПР с рассчитанными в приближении «металлизации» показывает, что они практически совпадают, то есть докритическая область плазмы на режимах № 2 и № 3 практически не уменьшает ЭПР, полученную в приближении «металлизации». Дальнейший рост ЭПР, наблюдающийся на исследуемых режимах при углах визирования больше $\pm 50^\circ$, может быть объяснен как уменьшением кривизны граничной поверхности области критической концентрации (увеличение радиуса кривизны) на этих направлениях, так и изменением характера поведения изоконцентралей. Последнее связано с тем, что при приближении угла визирования к 90° плазменное образование может представлять собой систему не выпуклых, а вогнутых (воронкообразных) поверхностей.

Анализ ДОР для режима № 1 показывает, что по сравнению с моделью сферического тела измеренная величина ЭПР существенно меньше, однако, в диапазоне ± (35°-40°) имеют место боковые лепестки при минимальном уровне на осевом направлении. Это значит, что применить модель сферического тела уже нельзя и область критической концентрации представляет собой тело переменной кривизны с предположительно максимальными радиусами кривизны на углах ± (35°-40°). Разделить вклад «металлизированного» тела и докритической области в ЭПР в этом случае уже не представляется возможным, так как точная форма тела «критической»

12 Попов Г.А.

концентрации нам не известна (без проведения дополнительных измерений, например зондовых).

Полученные экспериментальные данные свидетельствуют о том, что при сильноточных и высокорасходных режимах явного влияния «докритической» области на уменьшение ЭПР самой критической области не обнаружено, что частично противоречит результатам, полученным в приближении ГО. Однако в работе [4.22] показано, что реальная рефракционная расходимость лучевых полей меньше, чем в классической ГО, что вызвано дифракционными эффектами, обнаруженными при строгом решении электродинамической задачи. Это значит, что реальная ЭПР плазменных струй, как правило, больше, чем рассчитанная методами классической ГО.

4.4. Результаты исследования собственного излучения ЭРД

Работа ЭРД в общем случае может сопровождаться возникновением различных типов плазменно-пучковых неустойчивостей, которые, например в СПД, могут проявляться как в зоне ионизации, так в пристеночных областях ускорительного канала и внешней неравновесной области плазмы, связанной с нейтрализацией ускоренного ионного потока. В результате различных механизмов преобразования возникающие плазменные колебания трансформируются в шумовое электромагнитное излучение широкого диапазона частот: от сотен Гц до десятков ГГц [4.3, 4.23, 4.24].

Несмотря на то, что практическое использование СПД (одного из наиболее распространенных ЭРД) на околоземной орбите не выявило фактов их существенного воздействия на работу бортовых радиосистем, учет влияния собственного излучения СПД на их работу до сих пор полноценно не проводился. Главным образом, это связано с отсутствием метрологически аттестованных данных по спектрально-временным характеристикам собственного излучения ЭРД, согласованных с требованиями международных стандартов.

Широкое использование ЭРД в национальных и международных космических программах делает создание стандарта ЭМС для ЭРД актуальной задачей сегодняшнего дня. Учитывая современные требования, такой стандарт должен включать в себя раздел «Нормы и испытания на помехоэмиссию».

Применительно к ЭРД, в этом разделе должны определяться нормы эмиссии помех и описания рабочих мест для проведения испытаний на помехоэмиссию низкочастотных и высокочастотных явлений. В отношении методов измерения должны применяться соответствующие базовые стандарты по ЭМС, чтобы обеспечить использование стандартизованного оборудования. Подробно эти вопросы будут рассмотрены в главе 8.

Ниже рассматриваются возможные варианты построения аппаратуры и технических средств наземных комплексов, позволяющих проводить испытания ЭРД на помехоэмиссию.

4.4.1. Аппаратурный комплекс на базе БЭВК для исследования собственного излучения ЭРД. Описанная выше БЭВК была использована для исследования собственного излучения ЭРД типа СПД-100 [4.31]. Исследуемая модель двигателя размещалась в центре камеры на подвесах и могла поворачиваться на угол φ ($\pm 90^\circ$) в горизонтальной плоскости (см. рисунок 4.14). Для определения уровня принимаемой мощности излучения в установке использовался термисторный измеритель мощности МЗ-22А с входящими в его комплект селективными термисторными преобразователями. При этом в процессе измерений термисторный преобразователь должен находиться за пределами вакуумной камеры, чтобы не нарушались процессы теплообмена между рабочим (поглощающим мощность СВЧ) и компенсирующим



Рис. 4.14. Блок-схема экспериментальной установки

термисторами. Это потребовало разработать герметизированный волноводный тракт, обеспечивающий селективный вывод излучения ЭРД за пределы вакуумной камеры.

Для предварительных оценок были проведены измерения собственного излучения ЭРД в диапазоне 5–12 ГГц, представляющем определенный интерес для разработчиков бортовых радиосистем. Прием излучения ЭРД производился специальной рупорной антенной, перекрывающей исследуемый частотный диапазон (раскрыв апертуры 20 см \times 15 см, длина грани рупора 51 см). С целью снижения влияния потока плазмы ЭРД на рупорную антенну ее раскрыв закрывался радиопрозрачным козырьком, выполненным из листового диэлектрика толщиной 0,5 мм. В качестве выходной волноведущей системы рупорной антенны применялся стандартный волноводный тракт размером 35 мм \times 15 мм, который герметизировался в месте прохода через фланец вакуумной камеры радиопрозрачной диэлектрической вставкой. Для предотвращения прямого попадания оптического излучения ЭРД на термисторный преобразователь волноводный тракт изогнут под углом 90°.

Результаты экспериментов

На первом этапе измерений СПД-100 устанавливался соосно вакуумной камере, при этом плазменная струя инжектировалась в направлении оси приемной антенны. Производилось измерение плотности потока мощности излучения П [Вт/м²] СПД-100. Результаты экспериментов и параметры антенно-фидерного тракта для этого случая представлены в таблице 4.3.

На втором этапе исследовалось угловое распределение параметра П [Вт/м²] двигателя СПД-100.

Для этого осуществлялось механическое перемещение двигателя в горизонтальной плоскости, в диапазоне углов ±90°. Следует отметить, что работа термисторного измерителя мощности требует определенного времени установления показаний, которое составляет около 10 сек. Поэтому для измерения диаграммы направленности излучения ЭРД использовался дискретный ряд угловых значений с 10-секундными интервалами измерения мощности.

Нормированные диаграммы направленности излучения СПД-100 представлены на рисунке 4.15. Как видно из графиков, в исследуемом диапазоне частот максимум излучения СПД-100 ориентирован по оси плазменной струи, а ширина нормированной диаграммы направленности излучаемой мощности по уровню 0,5, в диапазоне 5,64–8,24 ГГц составляет около 40°. С ростом частоты (диапазон 8,24–12,05 ГГц) нормированная диаграмма сужается до 25°.

Т	а	б	π	и	П	а	43
1	а	U	JI	гı	ц	а	т.о

Диапазон [ГГц]	5,64-8,24	8,24-12,05		
$S_{ m э \phi \phi}$ [м ²] (средняя)	0,025	0,016		
$K_{ ext{tp}}$	0,2	0,53		
$K_R \approx R_2$	1,44/R = 1,2 м			
<i>Р</i> _{изм} [мкВт]	0,4	0,2		
ΔF [ГГц]	2,6	3,81		
П [Вт/м ²]	$1,\!15\cdot10^{-4}$	$6,792\cdot 10^{-5}$		
$\Pi [B_T/M^2 \cdot M\Gamma$ ц]	$4,\!43\cdot10^{-8}$	$1,783 \cdot 10^{-8}$		
<i>E</i> ₀ [мкВ/м]	$2,08\cdot 10^5$	$1,6 \cdot 10^{5}$		
<i>E</i> ₁ [мкВ/м · МГц]	80,15	42		
20 log <i>E</i> ₁ [дБ мкВ/м · МГц]	38,1	32,465		

Результаты экспериментов



Рис. 4.15. Нормированные диаграммы направленности излучения СПД-100

Полученные в ходе экспериментов диаграммы направленности носят усредненный (по частоте) характер и в явном виде не учитывают, что на отдельных частотах могут формироваться квазигармонические колебания, вызванные плазменно-пучковыми неустойчивостями, уровень интенсивности которых может быть существенно выше среднего.

С целью оценки эффективности использования БЭВК для измерения собственного излучения ЭРД целесообразно сравнить представленные результаты с известными данными, полученными в металлических камерах. Для этого воспользуемся данными испытаний СПД-100, полученными в металлической камере NASA по методике, описанной в работе [4.3]. В соответствие с этой методикой измерительные антенны, перекрывающие исследуемый частотный диапазон, располагаются в задней полусфере двигателя на расстоянии 1 м (см. рисунок 4.1). Несмотря на различие геометрии измерений, результаты, полученные в камере NASA, представляют большой интерес, так как в ней проводились испытания большинства современных ЭРД. Сравнение целесообразно провести в диапазоне частот 5,64–8,24 ГГц, где явно прослеживаются шумы ЭРД. Данные испытаний в камере NASA [4.3] показали, что в выделенном участке спектра уровень шумов практически постоянен, а средняя напряженность поля, нормированная к полосе частот 1 МГц, лежит в пределах 43–45 дБ мкВ/(м·МГц). При этом указанное значение представляет собой сумму собственного излучения ЭРД и фоновых помеховых сигналов.

Располагая результатами измерений мощности в БЭВК для аналогичной модели СПД-100, можно рассчитать среднюю напряженность электрического поля, нормированную к диапазону измерений, в направлении осевого излучения (соответствующее значение $20 \log E_1 = 38,1 \, \text{дБ} (\text{мкВ/м} \cdot \text{М}\Gamma_{\text{ц}})$ приведено в нижней строке таблицы 4.2). Учитывая различия в размерах вакуумных камер, степени экранировки внутреннего объема, технологическом оборудовании, составе измерительной аппаратуры, сравнение может носить, в основном, качественный характер, не претендуя на абсолютные численные оценки.

Для сравнения значений напряженностей полей излучения СПД-100 в диапазоне 5,64–8,24 ГГц, полученных в металлической и безэховой вакуумных камерах, следует пересчитать их к единой геометрии. Такой пересчет показывает, например, что при углах отклонения больше 80° величина напряженности поля излучения в БЭВК становится меньше 25 дБ (мкВ/м·МГц), что дает отличие по отношению к излучению в металлической камере порядка 20 дБ. Таким образом, приходим, на первый взгляд, к противоречивому результату, когда в металлической камере тыловое излучение двигателя типа СПД-100 существенно больше фронтального излучения, измеренного в безэховой камере. Даже если отбросить ошибки измерений и расчетные приближения, связанные с усреднением сравниваемых величин по спектру, различие получается достаточно существенным и требует выяснения причин.

В качестве одной из гипотез, объясняющей указанное различие, можно использовать представление о металлической вакуумной камере как о резонаторе с различными типами колебаний, отличающимися числом вариаций поля по всем трем координатным осям [4.12]. Резонансные явления могут приводить к увеличению в 10–100 раз измеряемой мощности излучения на резонансных частотах в металлической камере с высокими значениями добротности, $\sim (10^3 - 10^4)$, по сравнению со свободным пространством [4.24].

В случае металлических вакуумных камер в области высоких частот излучения ЭРД во внутреннем объеме устанавливается практически равномерное распределение СВЧ поля. Это значит, что измерительная антенна, перемещаемая в металлической камере произвольно (по отношению к ЭРД), будет принимать практически постоянный средний сигнал, величина которого определяется добротностью камеры и может существенно превышать уровень излучения в свободном пространстве. Естественно, что в этих условиях исследование направленных свойств излучения невозможно.

Следует отметить, что сама конструкция ускорительного канала СПД на высоких частотах может рассматриваться как резонатор, обладающий определенными избирательными свойствами, который совместно с окружающей металлической вакуумной камерой образует сложную взаимосвязанную электродинамическую систему. Поэтому результирующее поле может иметь сложную структуру, существенно отличающуюся от излучения ЭРД в свободном пространстве.

В БЭВК этого не происходит из-за резкого снижения добротности резонатора в результате установки на стенках радиопоглощающих покрытий, препятствующих многократным переотражениям и установлению режима стоячих волн. Это позволяет не только получать результаты измерений излучения ЭРД, близкие к свободному пространству, но и исследовать его направленные свойства.
4.4.2. Результаты исследования собственного излучения СПД. В настоящее время при развитии стендовой базы для исследования радиофизических характеристик ЭРД в наземных условиях наметилась тенденция разделения вакуумных и измерительных зон путем создания комбинированных стендов. Так, оборудование для тестирования ЭРД на электромагнитную совместимость (ЭМС), например, компании Aerospace Corporation [4.33, 4.34] включает три дополнительных функциональных элемента, интегрированных в состав стандартного вакуумного стенда с камерой больших размеров, список которых приведен ниже.

• Дополнительная диэлектрическая вакуумная камера, в которой устанавливается ЭРД. Это цилиндр из стекловолокна диаметром 0,9 м и длиной 1,8 м, прозрачный для электромагнитного излучения. Он подсоединен к большой металлической вакуумной камере, которая имеет производительность откачки 165000 литров/секунду [4.33];

• Экранированное безэховое помещение, ограничивающее рабочую зону вокруг диэлектрического цилиндра с размерами 5 м \times 3 м \times 3 м, которое обеспечивает экранирование от внешнего излучения более, чем на 100 дБ, в диапазоне 14 кГц–18 ГГц (MILSTD 285 и NASA 65-5) и поглощение внутреннего излучения за счет радиопоглощающих покрытий от -6 дБ (80–250 МГц) до -30 дБ (для частот выше 250 МГц). Помещение находится при атмосферном давлении. Модульная конструкция со стенами, которые могут быть демонтированы, обеспечивает удобный доступ к диэлектрической вакуумной камере, когда измерения не проводятся;

• Калиброванный измерительный комплекс (HP8672A), соединенный с набором измерительных антенн, находящихся в безэховом помещении. Геометрия размещения показана на рисунке 4.16. Размер безэхового помещения позволяет размещать измерительные антенны вне диэлектрического цилиндра по бокам и позади ЭРД на расстоянии одного метра от него, как того требует стандарт MIL-STD 461/462. Антенны, необходимые для регистрация излучения в диапазонах от 10 кГц до 18 ГГц, могут использоваться и помещаться в безэховое помещение последовательно на время



Рис. 4.16. Стенд для измерения электромагнитного излучения ЭРД

проведения соответствующего эксперимента, что устраняет влияние антенн друг на друга.

У диэлектрической вакуумной камеры, в которой находится ЭРД, все конструктивные элементы: болты, люки, крышки, и т. п., выполнены из диэлектрических материалов. Кроме того, все элементы крепления и питания ЭРД (трубы, оправки, болты и т. п.), кроме монтажной плиты, также выполнены из диэлектрических материалов.

Электрические кабели и трубы подачи расходного материала (газа) проложены таким образом, чтобы уменьшить их влияние на проведение измерений.

Струя ЭРД направлена по оси диэлектрической камеры в основную вакуумную камеру (рисунок 4.16), где для уменьшения эффектов, связанных с отражением высокоэнергетических ионов и снижения уровня отраженного электромагнитного излучения, установлено поглощающее покрытие в виде перфорированной поверхности из алюминиевых пирамид, покрытых мягким графитом.

Геометрические размеры пирамидальных элементов выбраны таким образом, чтобы уменьшить отражение на частотах выше 80 МГц. Пример расположения ЭРД в диэлектрической вакуумной камере приведен на рисунке 4.17. Электромагнитное излучение ЭРД принималось антеннами, соответствующими требованиям стандарта MIL-STD 461E/462. Далее по калиброванным кабелям сигналы передавались из безэховой камеры на микроволновый измерительный комплекс.



Рис. 4.17. Схема размещения диэлектрической вакуумной камеры и антенны в безэховом помещении

В работе [4.33] представлены результаты исследования электромагнитного излучения популярного двигателя SPT-100 с использованием описанного выше комбинированного стенда. Исследовались модели ЭРД с разной временной наработкой с целью определения влияния последней на спектральные характеристики излучения. Для примера в таблице 4.4 показан «возраст» каждого из четырех испытанных ЭРД на момент проведения измерений.

Таблица 4	4.4
-----------	-----

Η πυτό πιμορτι μοροροτικά πρώρο	
	110/10/1

Номер ЭРД	SN10	SN10	SN10	SN90	SN90	SN08
Ресурс (час)	136	500	520	29	100	1000



Рис. 4.18. Спектры излучения ЭРД SPT-100 для вертикальной и горизонтальной поляризаций [4.33]

Первоначально исследовалась поляризация собственного излучения ЭРД. Так, на рисунке 4.18 представлены спектры излучения ЭРД с номером 10 для вертикальной и горизонтальной поляризации приемной антенны в диапазоне частот 30 МГц-18 ГГц.

Измерения излучения ЭРД проводились в соответствии с рекомендациями RE102 стандарта MIL-STD 461E. Как видно из полученных результатов, имеются определенные различия в уровне сигналов с различным видом поляризации. Поскольку ЭРД в экспериментах был установлен в горизонтальном положении, то вектор поля горизонтальной поляризации лежал в одной плоскости со струей двигателя. Излучение ЭРД в L, S и C (1–8 ГГц) диапазонах хорошо видно на данных графиках для обоих типов поляризаций. При этом на отдельных частотах горизонтальная поляризация доминирует на 5–10 дБ. На рисунке 4.19 представлены спектры излучения SPT-100 для различных моментов времени. Видно, что в процессе работы двигателя со временем происходит существенное изменение спектра излучения. Появляется излучение в некоторых новых частотных диапазонах и в целом увеличивается уровень излучения в области верхних частот (2–9 ГГц).

Три нижних графика на рисунке 4.19 охватывают примерно 2 часа продолжительности работы двигателя. В течение этого времени произошло существенное увеличение уровня излучения в диапазоне 1–2 ГГц, а так же появились новые спектральные составляющие излучения в интервалах частот 1–2, 3–4, 5–7 и 8–9 ГГц.

Одним из основных результатов рассматриваемой работы является выявление зависимости между выработанным ЭРД ресурсом и характеристиками собственного электромагнитного излучения ЭРД.

Как следует из результатов, приведенных на графиках рисунка 4.20, для ЭРД с различным временем наработки: 30 часов (SN90), 500 часов (SN10), и 1000 часов (SN08), с увеличением «возраста» ЭРД наблюдается увеличение уровня его собственного электромагнитного излучения.



Рис. 4.19. Спектры собственного излучения ЭРД SPT-100 для пяти различных моментов времени [4.33]

Анализ представленных на рисунке 4.20 результатов показывает, что излучение ЭРД в частотном диапазоне 1–10 ГГц группируется в определенных частотных интервалах — примерно 2, 2–3, 3–5, 5–7 и 7,5–9 ГГц. Суммарный уровень излучения в этих диапазонах в зависимости от времени эксплуатации ЭРД приведен в таблице 4.5, из которой следует, что по мере эксплуатации ЭРД наблюдается существенное увеличение уровня излучения в диапазоне частот 1–9 ГГц, которое может быть связано с эрозионными процессами, происходящими на катоде ЭРД. В целом, для данного типа ЭРД превышение излучения над фоном на частотах 7–8 ГГц может составлять 4–7 дБ.

В работе [4.34], с использованием описанного выше стенда, описывается подробное и систематизированное изучение характеристик собственного электромагнитного излучения во временной области двигателей типа SPT-100. Показано, что во временной области излучение ЭРД типа SPT-100 представляет собой случайную последовательность коротких радиоимпульсов в L, S и C диапазонах (1–8 ГГц). В работе [4.34] проведен анализ статистических характеристик амплитуды, длительности и частоты следования обнаруженных импульсов.

Описанный комбинированный стенд использовался также для исследования характеристик собственного электромагнитного излучения ЭРД типа ВРТ-4000 [4.35]. Полученные результаты качественно совпадают с результатами, полученными для SPT-100.



Рис. 4.20. Сравнение спектральных характеристик излучения трех различных экземпляров ЭРД SPT-100 [4.33]

Т	а	б	Л	И	Ц	а	4.5
---	---	---	---	---	---	---	-----

Интервал частот, ГГц	Спектральная плотность потока мощности, мкВт/м ² Мгц			Увеличение в %
	30 час	500 час	1000 час	
1-2	83	53	110	33
2-3	39	91	172	346
3–5	258	482	2329	802
5-7	74	244	632	837
7,5–9	9	9	4	-58
1-9	463	879	3307	615

Распределение излучения ЭРД по частотным диапазонам

Дальнейшее развитие комбинированных стендов, а так же методы, технические и аппаратные средства измерения спектрально-временны́х характеристик собственного излучения ЭРД в интересах задач электромагнитной совместимости обсуждаются в работах [4.36, 4.37]. **4.4.3. Исследование собственного излучения ИДПТ.** Результаты оценки помехоэмиссии ионных двигателей рассмотрим на примере измерения собственного электромагнитного излучения ионного двигателя T5, установленного на KA ARTEMIS [4.38]. Т5 входил в состав двигательной установки UK 10 и являлся ионным двигателем с разрядом постоянного тока кауфманова типа (см. главу 2).

Испытания на электромагнитную совместимость производились в Мюнхенском филиале DASA/MBB. Общий вид экспериментальной установки представлен на рисунке 4.21.



Рис. 4.21. Общий вид экспериментальной установки DASA/MBB [4.38]

Двигатель помещался на торце стеклянного цилиндра диаметром 40 см и длиной 1 м, который был установлен вертикально на турбомолекулярном насосе, обеспечивающим необходимый вакуум. При этом антенны располагались вне стеклянного цилиндра, внутри которого распространялась плазменная струя. Сама установка помещалась внутрь стандартной безэховой камеры, находящейся при атмосферном давлении. Исследование проводилось на предмет удовлетворения требованиям стандартов ЭМС КА ARTEMIS, представленных на рисунке 4.22 выполнение которых должно было обеспечить надежную работоспособность бортовых систем в диапазонах частот, приведенных в таблице 4.6.

Методически, первоначально исследовалось излучение только нейтрализатора, а затем двигателя в целом. Результаты измерения помехоэмиссии в диапазоне частот от 150 кгц до 1 ГГц (широкая полоса измерений) для указанных выше случаев представлены на рисунках 4.23, 4.24. Как видно из рисунков, основной вклад в излучение вносит нейтрализатор. Однако существенные помехи создаются также системой откачки и вспомогательным электрическим оборудованием.

Было исследовано влияние параметров двигателя на характеристики результирующего излучения. При этом изменение расхода от 2-6 см³/мин и напряжения ускоряющей сетки от -300 до -500 В никаких результатов практически не дало.



Рис. 4.22. Стандарты ЭМС КА ARTEMIS [4.38]

Таблица 4.6

Обозначение	Диапазон частот (ГГц)	Ниже стандарта (дБ)	Функции
В	0,4–0,5	20	РЛС слежения
L	1,62-1,67	30	Передача данных
S	2,0-2,3	30	Телеметрия
K11	14.22-14.26	30	Связь

Диапазоны	работы	бортовой	аппаратуры	KA	ARTEMIS
7 1 1 1 1 1 1	F		· · · · J ·		

В свою очередь, усиление магнитного поля, воздействующего на разрядную камеру, вызывало заметное увеличение излучения во всем исследуемом диапазоне.

В диапазоне 1-20 ГГц излучения, превышающего фон, обнаружено не было (см. рисунок 4.25).



Рис. 4.23. Спектр излучения нейтрализатора в широкой полосе измерений [4.38]



Рис. 4.24. Спектры излучения двигателя и дополнительных источников помех в широкой полосе измерений: *a* — фоновый уровень, *b* — излучение турбонасоса, *c* — излучение цепей питания и вспомогательного оборудования, *d* — излучение двигателя при тяге 18 мН [4.38]

С целью исследования излучения двигателя T5, при уровне тяги до 25 мH, работы были продолжены в Кулхамовской лаборатории (AEA Technology, Culham Laboratory, Abingdon, UK) [4.38] с использованием вакуумной установки большого объема и увеличенной производительностью вакуумных насосов. Использовались 2 крионасоса, которые обеспечивали давление от $6 \cdot 10^{-6}$ до $10 \cdot 10^{-6}$ торр при тяге двигателя 25 мH.

В данных экспериментах двигатель устанавливался в торце стеклянного цилиндра диаметром 0,6 м и длиной 1 м, расположенного горизонтально (см. рисунок 4.26). Вокруг стеклянного цилиндра была возведена временная безэховая камера, позволяющая устанавливать на расстоянии 1 м антенны и обеспечивать доступ персонала. Многоканальная приемная система позволяла обеспечивать одновременный прием сигналов как от антенн установленных в безэховой камере, так и от антенн, расположенных в металлической вакуумной камере в условиях многократных переотражений излучаемых сигналов (см. рисунок 4.26). Результаты измерений излучения двигателя оказались близки к полученным ранее, а использование специального имитатора подтвердило возможность калибровки характеристик антенн, размещенных в металлической камере. В этом случае пересчитанные значения уровней излучения оказывались достаточно близки к измерениям, полученным в безэховой камере,



Рис. 4.25. Спектр излучения двигателя в узкой полосе измерений [4.38]



Рис. 4.26. Схема установки Кулхамовской лаборатории [4.38]

что подтвердило принципиальную возможность проведения измерений в металлических вакуумных камерах. При этом безэховые камеры незаменимы для получения абсолютных значений излучаемых электромагнитных полей, а в металлических камерах целесообразно проведение относительных или сопоставительных измерений.

4.4.4. Исследование собственного излучения ВЧИД. Особенности помехоэмиссии высокочастотных ионных двигателей рассмотрим на примере исследования характеристик собственного излучения двигателя RIT-10 (см. главу 2), предназначенного для использования в составе двигательной установки KA ARTEMIS.

Измерения помехоэмиссии RIT-10 проводились в лаборатории ЭМС в Оттобрунне вблизи Мюнхена (Германия) [4.39]. Установка содержала две специализированные камеры (см. рисунок 4.27). Первая камера (с размерами 16 м × 11,5 м × 6,6 м) имела экранированные стены, покрытые внутри радиопоглощающими покрытиями. Вторая



Рис. 4.27. Экспериментальная установка [4.39]

камера (с размерами 5,1 м \times 4,6 м \times 3 м) была оснащена необходимым измерительным оборудованием и являлась центром управления экспериментом. Конфигурация RIT-10 включала в себя: ионный источник, нейтрализатор, ВЧ-генератор, блок питания и контроля (PSCU). При этом для обеспечения работоспособности двигателя использовалась вакуумная установка, состоящая из стеклянного цилиндра длиной 1 м и диаметром 0,4 м, вертикально установленного на турбомолекулярном насосе (см. рисунок 4.28). На противоположном конце цилиндра был установлен фланец с кронштейнами для крепления источника ионов, нейтрализатора, ВЧ-генератора, системы подачи рабочего тела, вакуумного измерительного оборудования и т. д. Вакуумная установка была размещена в типовой безэховой камере, чтобы на точность измерений не влияла интерференция от посторонних предметов и стенок.

Измерения собственного излучения заключались в определении спектров излучения на расстоянии 1 м от двигателя в положениях антенны *A*, *B* и *C* с целью подтверждения совместимости ионного источника и нейтрализатора с бортовой аппаратурой в диапазонах частот: L (1,62–1,67 ГГц), S (2–2,3 ГГц), Ku (14,22–14,26 ГГц), а также в диапазоне В (400–500 МГц). Для перекрытия заданных частотных диапазонов использовался набор измерительных антенн.

Измерения фоновых шумов проводились при выключенном нейтрализаторе и двигателе в широкой и узкой полосах измерений. Для диапазона частот 150 кГц-1 ГГц (см. рисунок 4.29) максимальный уровень фоновых помех оказался на 20 дБ ниже предельных значений, определенных соответствующим стандартом.





Рис. 4.29. Результаты измерений фона [4.39]

Для указанного выше диапазона частот были проведены измерения, когда двигатель работал и обеспечивал тягу 10 мН. Приемная антенна была расположена в позиции *B*, ближайшей точке к источнику и нейтрализатору. Результаты для широкой и узкой полосы измерений приведены на рисунке 4.30. При увеличении тяги двигателя до 15 мН уровень шумов двигателя возрастал в среднем на 10 дБ (см. рисунок 4.31).

Измерение магнитных полей проводилось с помощью рамочной антенны, ориентированной параллельно и под прямым углом к струе двигателя. Полученные результаты в диапазоне частот до 50 кГц представлены на рисунке 4.32.

На частотах выше 1 ГГц излучение двигателя RIT-10, превышающее внешний шумовой фон, зафиксировано не было. Для подтверждения того, что измерительный приемник в этом случае работал правильно, через дополнительную передающую антенну подавался тестовый сигнал, который принимался через аналогичную антенну приемником. Уровень принимаемого тестового сигнала был подтвержден расчетами.

Анализ тестов на электромагнитную совместимость, проведенный в работе [4.39], показал, что двигатель RIT-10 отвечает требованиям ЭМС по собственному излучению в критических диапазонах (L, S, Ku).

Однако в диапазоне частот 150 кГц-20 МГц наблюдается превышение фона на 20-30 дБ, вызванное работой источника ионов и нейтрализатора. При этом

13 Попов Г.А.



Рис. 4.30. Спектр излучения RIT-10 на режиме тяги 10 мН [4.39]



Рис. 4.31. Спектр излучения двигателя на режиме тяги 15 мН [4.39]

в диапазоне 3–15 МГц основной вклад в превышение допустимого уровня вносит электроника PSCU. Часть возмущений, вносимых ВЧ генератором, оказалась не очень значительной, и в режиме с включенным двигателем при тяге 15 мН



Рис. 4.32. Спектр излучения магнитной компоненты RIT-10 [4.39]

и измерениях в широкой полосе их практически не удалось измерить, поскольку шумы двигателя и нейтрализатора выше.

4.4.5. Исследование собственного излучения СВЧИД. Особенности помехоэмиссии сверхвысокочастотных ионных двигателей рассмотрим на примере исследования характеристик электромагнитного излучения ионного двигателя для космического проекта MUSES-C [4.40]. Особенностью данного ИД является то, что ионизация осуществляется СВЧ разрядом (см. главу 2). При проведении измерений и анализе результатов использовался стандарт MIL-STD-461E.

Для исследования совместной работы ИД, нейтрализатора, блока питания и управления была подготовлена вакуумная камера, состоящая из вакуумного насоса и стеклянного цилиндра. Источник ионов и нейтрализатор были размещены на металлическом подвесе, и в камере создавался необходимый вакуум. ИД работал с расходами ксенона 1,85 см³/мин для основного разряда и 0,4 см³/мин для разряда нейтрализатора. При этом ионный ток в пучка составлял 130 мА, что соответствовало номинальному уровню тяги 7 мН. Сама вакуумная камера с соответствующим оборудованием помещалась в стандартную безэховую камеру (см. рисунок 4.33). Для исследования вклада нейтрализатора в общее излучения двигателя использовалась дополнительная экспериментальная установка, представленная на рисунке 4.34.

В ней для измерений использовалась экранированная камера (EMI). Нейтрализатор помещался в малую стеклянную камеру Т-образной формы. В качестве имитатора анода использовалась стальная пластина площадью в 30 кв. мм, а СВЧ излучение подавалось от задающего генератора с усилителем мощности. В процессе работы электронный ток устанавливался равным току нейтрализатора в номинальном режиме ИД. Таким образом, моделировалась независимая работа нейтрализатора и исследовалось его собственное излучение.

На рисунке 4.35 показан спектр излучения ИД в диапазоне частот 14 кГц-1 ГГц в условии только плазменного разряда при одновременной работе источника ионов и нейтрализатора. При подаче высокого постоянного напряжения и ускорении ионного пучка уровень излучения возрастал (см. рисунок 4.36) и на частотах менее чем 5 МГц превышал границу стандарта. На рисунке 4.37 показаны результаты помехоэмиссии нейтрализатора, размещенного в камере ЕМІ. Получен парадоксальный результат: шум, создаваемый только работой нейтрализатора (рисунок 4.37), в максимуме на 20 децибелов больше, чем шум, создаваемый разрядной камерой и нейтрализатором совместно (рисунок 4.35). На рисунке 4.38 показано распределение излучения по частоте только для нейтрализатора, когда его электронный поток направлен к аноду при разности потенциалов в 30 В. Этот шумовой спектр напоминает



Рис. 4.33. Экспериментальная установка



Рис. 4.34. Экспериментальная установка для исследования излучения нейтрализатора

спектр, излучаемый ИД в режиме ускорения ионного пучка (рисунок 4.36), указывая на то, что большая часть низкочастотного шума ИД ниже 5 МГц может создаваться нейтрализатором. О подобных свойствах шума от нейтрализатора также сообщали при испытаниях ИД Т5, в комбинации с ионным источником типа Кауфмана и полым катодом-нейтрализатором [4.38]. Следует отметить, что механизм получения плазмы в двигателе Т5 принципиально отличается от используемого в MUSES-С, поэтому исследование помехоэмиссии нейтрализатора представляет собой самостоятельную научно-техническую задачу.



Рис. 4.35. Спектр излучения ИД при одновременной работе источника ионов и нейтрализатора [4.40]



Рис. 4.36. Спектр излучения ИД при подаче высокого постоянного напряжения и ускорении ионного пучка [4.40]

При измерении в безэховой камере в диапазоне частот 1–10 ГГц помимо широкополосного шума было обнаружено излучение на двух частотах, которое вызвано утечкой СВЧ колебаний через отверстия ИОС и отверстие нейтрализатора (рисунок 4.39). Утечка СВЧ колебаний была на 10 децибелов больше в режиме ускорении пучка, чем только в режиме плазменного разряда на частоте 4,25 ГГц. Было показано, что утечка возрастает при понижении плотности плазмы. Что касается излучения на второй гармонике 8,5 ГГц, то оно не зависит от плотности плазмы, что означает отсутствие поглощения плазмой на этой частоте.

При подводимой к ИД СВЧ мощности порядка 40 Вт и в приближении просачивающейся сферической волны излучаемая мощность составляла 66 мВт на частоте 4,25 ГГц и 1,9 мВт на частоте 8,50 ГГц. Результаты измерений напряженности электрического поля на различных режимах работы двигателя, включая частоту 7,16 ГГц приемника X-диапазона, представлены в таблице 4.7.

Изменения шумового уровня, обнаруженного бортовым приемником Х-диапазона (см. рисунок 4.33), в зависимости от эксплуатационного режима ИД приведены



Рис. 4.37. Спектр излучения нейтрализатора [4.40]



Рис. 4.38. Спектр излучения нейтрализатора при разности потенциалов 30 В [4.40]



Рис. 4.39. Спектр излучения двигателя [4.40]

Таблица 4.7

Режимы	4,25 ГГц	8,5 ГГц	7,16 ГГц
Работа при тяге 7 мН	130,4 дБ мкВ/м (3,3 В/м)	99,7 дБ мкВ/м (0,097 В/м)	—48,72 дБ мкВ/м
Главный разряд и разряд нейтрализатора	119 дБ мкВ/м (0,89 В/м)	99,2 дБ мкВ/м (0,091 В/м)	—48,82 дБ мкВ/м

Результаты измерений напряженности электрического поля, создаваемого ИД

в таблице 4.8. Результаты экспериментальных исследований для ИД MUSES-C показали, что средний шумовой уровень ИД превысил граничный уровень на частотах меньше, чем 5 МГц. При этом основной вклад в помехоэмиссию внес нейтрализатор, который является источником широкополосного шума и узкополосных колебаний на частоте около 160 кГц.

Таблица 4.8

Источник ионов	Нейтрализатор	Уровень шума
Инжекция ионного пучка	Инжекция электронов	0,6 дБ
Разряд	Разряд	0,5 дБ
Разряд	ввод СВЧ энергии без подачи ксенона	0,7 дБ
Ввод СВЧ энергии без подачи ксенона	ввод СВЧ энергии без подачи ксенона	1,1 дБ
Не работает	Не работает	0 дБ (фоновый уровень)

Влияние на уровень шума режимов работы ИД

Измерения шума ИД с помощью рупорной антенны и бортового приемника Хдиапазона MUSES-C на частоте связи 7,16 ГГц показали, что двигатель с СВЧ разрядом не должен влиять на связь в открытом космосе.

Таким образом, отдельное исследование помехоэмиссии самого газового разряда, ионного пучка, нейтрализатора, блока питания и управления позволяет оценить уровень шумов каждого, однако, результирующее излучение ИД не является их аддитивной суммой. Так например, из всех перечисленных компонентов наибольшее излучение создает нейтрализатор на штатном режиме, при этом суммарное излучение самого ИД (с нейтрализатором) оказывается существенно меньше [4.40]. Это также относится и к излучению кондуктивных помех блока питания и управления.

4.5. Оценка возможностей измерения собственного излучения ЭРД в металлических вакуумных камерах

В общей постановке задача исследования направленных свойств излучения ЭРД подробно рассмотрена в работе [4.32]. Показано, что для получения адекватных количественных результатов необходимо использование БЭВК с заданными показателями безэховости. Однако ввиду сложности реализации и высокой стоимости подобных измерительных комплексов актуальным остается вопрос о возможности получения качественных оценочных результатов в обычных металлических вакуумных камерах, широко используемых при отработке ЭРД в наземных условиях. В общем случае резонаторные свойства металлических вакуумных камер способствуют установлению распределения электромагнитных полей в них, не зависящих от направленных свойств источника возбуждения. Поэтому эксперименты, позволяющие методически выявить направленные свойства излучения ЭРД в металлических вакуумных камерах, представляют определенный интерес. В работе [4.27] описан измерительный комплекс для оценки возможности определения направленных свойств собственного излучения ЭРД в СВЧ-диапазоне в условиях металлических вакуумных камер.

4.5.1. Оборудование измерительного комплекса. ЭРД располагался в стандартной металлической вакуумной камере цилиндрической формы по ее оси (см. рисунок 4.1). Прием собственного излучения ЭРД осуществлялся на две антенны, расположенные в камере под разными углами визирования. При этом оси антенн были ориентированы непосредственно на центр среза двигателя, и в ходе эксперимента их угловое положение сохранялось (см. рисунок 4.40). Наличие двух разнесенных по углу визирования каналов приема предполагало выявить наличие неоднородности в диаграмме направленности излучения ЭРД. Измерения проводились в частотном диапазоне (6–18 ГГц). В качестве ЭРД использовался СПД типа T-160 [4.27].



Рис. 4.40. Блок-схема экспериментальной установки

Для регистрации принятых сигналов к выходам измерительных антенн через фидерные линии, выходящие наружу через стенки вакуумной камеры, подключался блок высокочастотной фильтрации и усиления, обеспечивающий работу в частотном диапазоне 6–18 ГГц. При проведении эксперимента значительное внимание было уделено вопросам калибровки приемных каналов. В принципе, такая процедура хорошо известна: так в обычных антенных залах используются генераторы с калибровочными излучающими антеннами, позволяющие получить «сквозные» характеристики калибруемых приемных трактов. Однако в условиях металлических вакуумных камер

использование такого подхода проблематично, так как сама диаграмма направленности калибровочной антенны в замкнутом металлическом объеме бесконтрольно меняется, что не позволяет считать калибровку адекватной. С целью преодоления указанных трудностей для юстировки приемных каналов использовались фоновое излучение камеры, а для выделения потока излучения на трассе «ЭРД-приемная антенна» из многочисленных мешающих переотражений, вызванных стенками вакуумной камеры, применялась специальная полосовая фильтрация и усреднение. Вид спектра излучения ЭРД Т-160 для канала В представлен на рисунке 4.41.



Рис. 4.41. Спектр излучения ЭРД Т-160 [4.27]

4.5.2. Борьба с переотражениями от стенок металлической вакуумной камеры. За счет отражений от стенок металлической вакуумной камеры в приемную антенну (помимо прямого излучения ЭРД) будут попадать и переотраженные компоненты (рисунок 4.42). Предположим, что излучение ЭРД носит монохроматический характер и описывается синусоидальным сигналом. Тогда в случае однократного переотражения набеги фазы сигналов на путях распространения *AB* и *ABC* определяются соотношениями

$$\varphi_{AB} = 2\pi \frac{AB}{\lambda}, \quad \varphi_{ABC} = 2\pi \frac{AC + CD}{\lambda}.$$
 (4.8)

Взаимное положение вектора прямого сигнала U_{AB} и вектора переотраженного сигнала U_{ACB} на векторной диаграмме (рисунок 4.43) определяется их разностью фаз:

$$\Delta \varphi = \varphi_{ABC} - \varphi_{AB} = 2\pi \frac{AC + CB}{\lambda} - 2\pi \frac{AB}{\lambda} = \frac{2\pi}{\lambda} \left(AC + CB - AB\right). \tag{4.9}$$

Такое положение векторов сохраняется при неизменной частоте излучаемого сигнала. При монотонном изменении частоты в диапазоне, например от f_1 до f_2 , относительная разность фаз будет описываться соотношением

$$\Delta = \Delta \varphi_{f_2} - \Delta \varphi_{f_1} = \left(\frac{2\pi}{\lambda_2} - \frac{2\pi}{\lambda_1}\right) \cdot (AC + CB - AB) = \frac{2\pi}{c} (f_2 - f_1) \cdot (AC + CB - AB), \quad (4.10)$$

где с — скорость распространения ЭМВ в свободном пространстве.



Рис. 4.42. Геометрия распространения радиоволн



Рис. 4.43. Векторная диаграмма

Для дальнейшего анализа будем предполагать, что уровень прямого сигнала всегда больше, чем переотраженного. Основанием для этого утверждения может служить использование антенн с узкой диаграммой направленности и малым уровнем боковых лепестков (при используемой геометрии все существенные переотражения принимаются по боковым лепесткам). В этом случае, при монотонном изменении частоты сигнала в диапазоне f_1-f_2 результирующий сигнал в приемной антенне будет периодически меняться относительно своего среднего значения U_{AB} с амплитудой U_{ACB} , например, как это представлено на рисунке 4.43. Таким образом, появляется возможность выделения значения U_{AB} (прямого сигнала) путем простого усреднения.

Оценим масштабность диапазона перестройки частоты. Для формирования одного «периода», т.е. для поворота вектора U_{ACB} относительно U_{AB} на 2π , необходимый

диапазон частот определяется соотношением

$$\Delta f = \frac{c}{AC + CB - AB}.\tag{4.11}$$

Для вакуумных камер диаметром 2–4 м и геометрии, представленной на рисунке 4.42, разность путей распространения электромагнитных волн от источника, расположенного по оси камеры, будет составлять единицы метров, что приводит к величине Δf порядка 100 МГц, причем этот параметр, как видно из формулы (4.11), не зависит от начальной частоты излучения. Если учитывать многократные переотражения (например, десятикратные), то величина Δf снижается до 10 МГц. Добавление N каналов переотражений уменьшает в первом приближении величину Δf в N раз, так как в этом случае поворот каждого парциального вектора переотражений на небольшой угол обеспечивает необходимый поворот суммарного вектора переотражений.

Как видно из рисунка 4.41, в исследуемом диапазоне частот спектр излучения ЭРД сплошной и по своей ширине существенно превышает порядок величины Δf , что позволяет рассмотреть возможность применения описанного механизма усреднения для фиксированных частот. Учитывая, что излучение ЭРД носит флуктуационный характер (присутствуют частотные флуктуации), возможна процедура выделения прямого канала излучения ЭРД на фоне мешающих переотражений от стенок вакуумной камеры, основанная на полосовой фильтрации и усреднении принятых сигналов на дискретных частотах измерений. С учетом предварительных расчетных и экспериментальных оценок в качестве полосы анализа была выбрана величина 3 МГц, постоянная для каждой центральной частоты, а усреднение проводилось по 100 реализациям исследуемого процесса. Вид усредненной реализации для частоты 8,8 ГГц в канале A представлен на рисунке 4.44.



Рис. 4.44. Усредненная реализация [4.27]

4.5.3. Результаты оценок направленных свойств излучения ЭРД. С целью оценки направленных свойств излучения ЭРД для каждой исследуемой частоты пересчитанные ко входу напряженности электромагнитных полей E_a и E_b в апертурах двух приемных антенн (с разными углами визирования) сравнивались, а результат

нормировался к их среднему значению и величине углового разноса $\Delta \theta$:

$$K(F) = \frac{2(E_b - E_a)}{(E_b + E_a)\Delta\theta} = \frac{24,39(E_b - E_a)}{(E_b + E_a)},$$
(4.12)

где $\Delta \theta = 4,7^{\circ}$ — угловой разнос приемных антенн.

При равенстве коэффициентов усиления каналов это соотношение приводится к виду

$$K(F) = \frac{24,39(10^{0.05(U_b - U_a)} - 1)}{(10^{0.05(U_b - U_a)} + 1)},$$
(4.13)

где U_a и U_b — уровни сигналов в дБ на выходе приемных каналов, полученные по шкале спектроанализатора для соответствующей частоты.

Данную величину можно интерпретировать как нормированную производную диаграммы излучения ЭРД для фиксированной частоты и угла визирования, равного 33,55°.

Результаты измерений величин U_a , U_b для выбранного частотного диапазона и расчета K(F) представлены в таблице 4.9.

Таблица 4.9

F (ГГц)	U_a (дБ·мкВ)	U_b (дБ·мкВ)	U_a (мкВ)	U_b (мкВ)	K(F)
7	56,1	56	638,26	630,96	-0,14
8,8	68,2	67,9	2570,40	2483,13	-0,42
10,5	56,7	58,2	683,91	812,83	2,10
12,3	57	56	707,95	630,96	-1,40
13,8	54,2	54,2	512,86	512,86	0
15,4	57,1	57,1	716,14	716,14	0

Результаты измерений



Рис. 4.45. Нормированная производная диаграммы направленности излучения ЭРД

График нормированной производной диаграммы направленности излучения ЭРД представлен на рисунке 4.45. Видно, что в зависимости от частоты крутизна диаграммы излучения ЭРД не только не постоянна, но и меняет знак. При этом положительные значения соответствуют условию, когда угловое положение максимума диаграммы превышает угол визирования, а отрицательные — наоборот, т.е., чем выше модуль отрицательных значений, тем уже диаграмма излучения и ее максимум стремится ориентироваться в направлении оси плазменной струи ЭРД. При больших положительных значениях диаграмма также сужается, а ее максимум стремится ориентироваться ортогонально оси плазменной струи ЭРД.

Полученные результаты хорошо согласуются с данными, приведенными в разделе 4.4.1, где показано, что в общем случае диаграмма излучения ЭРД в широкой полосе частот ориентирована по оси плазменной струи, а ее ширина с ростом частоты уменьшается.

Данный пример на качественном уровне показывает, что, применяя специальную вторичную обработку результатов измерений в металлических вакуумных камерах, можно выявить направленные свойства излучения ЭРД. Однако количественные оценки такого подхода требуют проведения в каждом конкретном случае дополнительного метрологического обоснования.

Таким образом, результаты, представленные в данном разделе, носят принципиально важный характер для понимания особенностей проведения измерений в металлических и безэховых вакуумных камерах и могут рассматриваться как шаг на пути к метрологической аттестации уровня собственного излучения ЭРД в радиодиапазоне.

4.6. Заключение

Проведенный анализ позволяет сделать следующие выводы об основных принципах исследования в наземных условиях радиофизических свойств и эффектов электродинамического воздействия ЭРД.

1. Показано, что для решения различного типа диагностических задач применительно к плазменным образованиям, создаваемым ЭРД, в том числе и задач ЭМС, необходимы разработка и создание специализированных БЭВК, обладающих заданными характеристиками безэховости в условиях высокого вакуума.

2. На примере разработанных в НИИ ПМЭ методик и испытательных стендов рассмотрены основные принципы построения БЭВК и соответствующей измерительной аппаратуры для исследования радиофизических свойств и эффектов электродинамического воздействия ЭРД. Проведенные экспериментальные исследования разработанной БЭВК на безэховость показали, что с использованием типовых радиопоглощающих покрытий СВЧ диапазона можно обеспечить коэффициент безэховости рабочей зоны камеры не хуже (-22)-(-25) дБ, что позволяет вести радиофизические измерения с приемлемой точностью.

3. В рамках использования БЭВК рассмотрены методические основы и предложен вариант технической реализации процедуры измерений характеристик направленности апертурных отражателей при наличии плазменных образований ЭРД в раскрыве. Показано, что для этих задач наиболее эффективно использование уголковых отражателей, интегрированных со стационарными источниками плазмы, позволяющими создавать в апертуре УО модельные плазменные образования с различными законами распределения электронной концентрации. Разработанная методика зондовых измерений позволяет сформировать профили электронной концентрации в апертуре УО для различных режимов работы источников плазмы. 4. Результаты исследования диаграммы обратного рассеяния УО с модельными плазменными образованиями в раскрыве показали, что в общем случае основное влияние плазменное образование оказывает на формирование главного лепестка (трехкратного отражения), вызывая его уменьшение за счет эффектов последовательной рефракции. На отдельных режимах работы источника плазмы достигнуто подавление главного максимума практически до уровня шумов измерительного тражения менее подвержены влиянию плазмы и получают незначительное уменьшение уровня и смещение в область меньших углов визирования за счет рефракции.

5. На основании проведенных экспериментов сформулирован общий принцип учета влияния плазменных образований, находящихся в раскрыве апертурных отражателей, основанный на экспериментальном определении трехмерной «электронной» плотности плазмы. При этом граничная поверхность «критического» слоя описывает металлизированное тело, внесенное в апертуру, а последующие электронные слои эквивалентны слоям неоднородного диэлектрика с известным распределением $\varepsilon < 1$. Объединяя геометрию всех слоев с геометрией апертуры отражателя, можно сформулировать граничные условия задачи дифракции для последующего решения строгими и приближенными методами.

6. В рамках использования БЭВК рассмотрены методические основы измерения ЭПР и ДОР плазменных струй ЭРД в наземных условиях. Экспериментально показано, что плазменные струи ЭРД при зондировании электромагнитными волнами реализуют основные качественные эффекты неоднородных искусственных плазменных образований. Так, во всех экспериментах была обнаружена теневая область, которая позволяет снижать ЭПР, находящегося в ней объекта. Величина снижения однозначно связана с режимами работы ЭРД и определяется формой граничной поверхности зоны критической концентрации электронов.

7. Разработаны общие принципы измерения собственного излучения ЭРД в наземных условиях. На базе БЭВК проведено исследование характеристик собственного излучения ЭРД типа СПД 100 в диапазонах частот 5,64–8,24 ГГц и 8,24–12,05 ГГц, представляющих определенный интерес для разработчиков бортовых радиосистем. Показано, что в указанных диапазонах диаграмма направленности плотности потока мощности излучения ЭРД, усредненная в исследуемом диапазоне частот, симметрична и имеет максимум в направлении струи (1,15 · 10⁻⁴ [Bт/м²] для 5,64–8,24 ГГц и 6,792 · 10⁻⁵ [Bт/м²] для 8,24–12,05 ГГц). Сравнение с результатами измерения уровней излучения ЭРД, полученными в металлических вакуумных камерах, показало, что последние имеют завышенные значения. Это связано с резонаторными свойствами металлических вакуумных камер, проявление которых усиливается с уменьшением длины волны излучения. Поэтому измерение шумовых характеристик ЭРД необходимо проводить непосредственно в БЭВК, обеспечивающих уровень коэффициента безэховости не хуже, чем −20 дБ.

8. Для решения задач ЭМС в качестве альтернативы БЭВК успешное применение за рубежом находят комбинированные стенды, в которых обеспечивается разделение вакуумных и измерительных зон. К преимуществам таких стендов следует отнести возможность применения радиопоглощающих покрытий, ориентированных на использование при нормальном атмосферном давлении, что позволяет расширить их рабочий диапазон и увеличить уровень поглощения. На таких стендах прошли и проходят испытания на уровни помехоэмиссии летные образцы СПД, ИДПТ, ИДВЧ и ИДСВЧ.

9. Проведено исследование потенциальных возможностей определения направленных свойств излучения ЭРД непосредственно в металлических вакуумных камерах.

С этой целью проведены эксперименты с использованием разнесенных измерительных антенн и специализированных алгоритмов обработки потоков данных. Предложен метод динамической калибровки трактов измерительных антенн, установленных в металлических вакуумных камерах, по их фоновым шумам. Разработаны алгоритмические процедуры фильтрации сигналов на выходах измерительных антенн, позволяющие снизить влияние мешающих отражений от металлических стенок камер. Доказана принципиальная возможность определения направленных свойств излучения ЭРД с использованием разработанных алгоритмов фильтрации и усреднения.

Литература к главе 4

- 4.1. Попов Г.А. Электрические ракетные двигатели (ЭРД). Разработки ЭРД в России. Роль Московского авиационного института // Вестник Московского авиационного института. 2005. Т. 12, № 2. С. 112–122.
- 4.2. Kitamura S. Development of the Engineering Test Satelite-3 (ETS-3) Ion Engine System // NASA TM-77538, 1984.
- 4.3. Caveni L.H., Curran, F.M., Brophi J.R. Russian Electric Space Propulsion Evaluated for Use on American Small Satellites // 2nd German-Russian Electric Propulsion Conference, Moscow, Russia, July 1993. P. 134.
- 4.4. Kim V., Plokhikh A., Sorokin A., and Solomatin A. Metods and Means for studying the Hall trusters self-radiation // 2nd German-Russian Electric Propulsion Conference, Moscow, Russia, July 1993. C. 105.
- 4.5. *Мицмахер М.Ю.*, *Торгованов В.А*. Безэховые камеры СВЧ. М.: Радио и связь, 1982. 128 с.
- 4.6. Плохих А.П. Особенности проведения радиоизмерений в металлических вакуумных камерах // Вестник московского авиационного института. 2004. Т. 11, № 2. С. 66–78.
- 4.7. *Блэксмит и др*. Введение в методы измерения радиолокационного поперечного сечения цели // ТИИЭР. 1964. Т. 20, № 8.
- 4.8. Бакулев П.А., Плохих А.П. Расчет и измерение радиолокационных характеристик объектов: Учебное пособие. — МАИ, 1993. — 24 с.
- 4.9. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. М.: Сов. Радио, 1975.
- 4.10. Плохих А.П., Шабанов Д.С. Радиолокационные отражатели и их применение // Зарубежная радиоэлектроника. 1992, № 8. С. 77–110.
- 4.11. Козлов О.В. Электрический зонд в плазме. М.: Атомиздат, 1969.
- 4.12. Голант В.Е. Сверхвысокочастотные методы исследования плазмы. М.: Наука, 1968. 328 с.
- 4.13. Докукин В.С., Жулин И.А., Коломиец А.Р. и др. Двухчастотные наблюдения в эксперименте Зарница-2 // Геомагнетизм и астрономия. 1982. Т. 22, № 1. С. 70.
- 4.14. Мойся Р.И., Слюсаренко И.И., Коломенец А.Р. и др. Радиолокационные наблюдения мощной плазменной струи в ионосфере (эксперимент Аэлита-1) / Проблемы космической физики. — Киев: Вища школа, 1982, № 17. С. 63.
- 4.15. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации. М.: Сов. Радио, 1973. 496 с.
- 4.16. Пермяков В.А., Лебедев А.М., Дорофеев И.В. Радиолокационные характеристики искусственных плазменных образований // VIII Международная конференция по гиромагнитной электронике и электродинамике. Москва, 1999. С. 307–318.
- 4.17. Шувалов В.А., Чурилов А.Е., Быстрицкий М.Б. Искажение радиоотражений от элементов конструкций КА плазменными струями и образованиями. Физическое моделирование // Космические исследования. 2004. Т. 42, № 3. С. 238–247.
- 4.18. Кравцов Ю.А. Геометрическая оптика неоднородных сред. Наука, 1980.

- 4.19. Ярыгин А.П. Эффективная поверхность рассеяния аксиально-симметричных плазменных образований в направлении их оси вращения // Радиотехника и электроника. 1969.
 Т. 14, № 5. С. 912–915.
- 4.20. Авдеев В.Б., Лимонов У.А., Ярыгин А.П. Двухпозиционная поверхность рассеяния неоднородных аксиально-симметричных образований // Радиотехника и электроника. 1981. Т. 26, № 10. С. 2223–2224.
- 4.21. Марьин Н.П. Об эффективной отражающей поверхности ионизированной области, имеющей форму шара // Радиотехника и электроника. 1965. Т. 10. С. 235.
- 4.22. Пермяков В.А. Дифракционные эффекты в освещенной области неоднородных плазменных образований: Дисс. на соискание ученой степени д.ф.-м.н. — М.: МЭИ, 1994.
- 4.23. Плохих А.П., Важенин Н.А., Соганова Г.В. Методы исследования влияния собственного электромагнитного излучения электрических ракетных двигателей на характеристики чувствительности бортовых радиотехнических систем КА // Технологии ЭМС. 2002, № 3. С. 22–36.
- 4.24. Кирдяшев К.П. Высокочастотные волновые процессы в плазмодинамических системах. — М.: Энергоатомиздат, 1982. — С. 142.
- 4.25. Фрадин А.З., Рыжков Е.В. Измерение параметров антенн. Связьиздат, 1962.
- 4.26. Плохих А.П. Безэховые вакуумные камеры и аппаратура наземных комплексов для исследования характеристик собственного излучения электрических ракетных двигателей // Технологии электромагнитной совместимости. 2005, № 4. С. 37–50.
- 4.27. *Plokhikh A.P.*, *Vazhenin N.A.*, *Sarmiento C.J. and Sankovic J.M.* Study of the hall thruster self-emission effective center location within the radio frequency band // 25th International Electric Propulsion Conference, Cleveland, Ohio, August 1997. P. 1191–1198.
- 4.28. Плохих А.П. Особенности проведения радиоизмерений с металлических вакуумных камерах // Вестник московского авиационного института. 2004. Т. 11, № 1. С. 66–78.
- 4.29. Плохих А.П. Экспериментальное исследование характеристик апертурных отражателей при наличии плазменных образований в раскрыве // Вестник московского авиационного института. 2006. Т. 13, № 1. С. 71–82.
- 4.30. Плохих А.П. Экспериментальное исследование диаграмм обратного рассеяния плазменных образований, создаваемых электрическими ракетными двигателями // Вестник московского авиационного института. 2006. Т. 13, № 2. С. 79–89.
- 4.31. Плохих А.П. Лабораторные исследования радиофизических характеристик и эффектов электродинамического воздействия электроракетных двигателей / Модель Космоса. 8-е издание. — МГУ, 2007. — С. 701–735.
- 4.32. Плохих А.П. Методические основы проведения радиоизмерений в металлических вакуумных камерах // Антенны. 2004. Вып. 6 (85). С. 73–83.
- 4.33. Edward J. Beiting, Michael L. Garrett, James E. Pollard, Bernard Pezet and Patrice Gouvernayre. Spectral Characteristics of Radiated Emission from SPT-100 Hall Thrusters // The 29 th International Electric Propulsion Conference, Princeton University, October 31 5 November 4, 2005, IEPC-2005-221.
- 4.34. Edward J. Beiting, Michael L. Garrett, James E. Pollard, Bernard Pezet and Patrice Gouvernayre. Temporal Characteristics of Radiated Emission from SPT-100 Hall Thrusters in the L, S, and C Bands // The 29th International Electric Propulsion Conference, Princeton University, October 31 — November 4, 2005, IEPC-2005-222.
- 4.35. *Edward J. Beiting, Michael L. Garrett, James E. Pollard.* Spectral and Temporal Characteristics of Electromagnetic Emissions from the BPT-4000 Hall Thruster // American Institute of Aeronautics and Astronautics. AIAA-2006-5262.

- 4.36. *Beiting E.J.* Design and Performance of a Facility to Measure Electromagnetic Emissions from Electric Satellite Thrusters // AIAA-2001-3344, 37 th AIAA/ASME/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference & Exhibit, 8–11 July 2001, SaltLake City, Utah.
- 4.37. Edward J. Beiting, Ronald B. Cohen, Mark W. Crofton, Kevin Diamant, James E. Pollard, and Jun Qian. Electric Thruster Test and Evaluation. Crosslink // The Aerospace Corporation magazine of advances in aerospace technology. Fall 2005. V. 6, No. 3. P. 23-30.
- 4.38. Chanda S., Mawdsley F., Brown R.D., Watson S.D., Malik A.K. and Fearn D.G. Measurements of the Electromagnetic Emissions from the T5 Ion Thruster // IEPC Paper 93-234, 1993.
- 4.39. Muller H., Kukies R. and H Bassner. EMC Tests on the RITA Ion Propulsion Assembly for the ARTEMIS Satellite // AIAA Paper 92-3208, 1992.
- 4.40. Kazutaka Nishiyama, Yukio Shimizu, Ikkoh Funaki, Hitoshi Kuninaka, Kyoichiro Toki. Measurements of the Electromagnetic Emissions from the MUSES-C Ion Engine System // The 27 International Electric Propulsion Conference, Paper IEPC-01-112. Pasadena, CA, 15-19 October, 2001.

Глава 5

МЕТОДЫ И РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ СПЕКТРАЛЬНО-ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ РАКЕТНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ В НАЗЕМНЫХ УСЛОВИЯХ

Целью данной главы является обобщение базовых принципов построения аппаратно-программных измерительных комплексов и их применение в задачах спектрально-временного анализа излучения ЭРД. Результаты конкретизированы на примерах построения аппаратно-программных комплексов, разработанных в последние годы в НИИ ПМЭ и предназначенных для исследования спектрально-временных характеристик излучения ЭРД в наземных условиях.

С целью упрощения процедуры основная отладка аппаратно-программных комплексов проводилась при размещении ЭРД в металлических вакуумных камерах; при этом разработанные методики могут быть с успехом применены и для комбинированных стендов, использующих безэховые вакуумные камеры.

Практическое применение разработанных аппаратно-программных комплексов рассматривается на примере исследования спектрально-временных характеристик излучения лабораторных макетов стационарных плазменных двигателей моделей СПД-70, СПД-100, СПД-140, а также спектральных характеристик излучения абляционного импульсного плазменного двигателя АИПД-50. При этом приводятся полученные авторами результаты, позволившие получить новые знания о временной и спектральной структуре излучения различных типов ЭРД.

В качестве аппаратуры спектрального анализа для измерения характеристик помех, создаваемых ЭРД, рассматриваются анализаторы спектра серии PSA компании Agilent Technologies, которые используют для измерений принцип свипирования частоты в сочетании с цифровыми фильтрами, определяющими полосы пропускания, или принцип быстрого преобразования Фурье (БПФ) с цифровыми БПФ-фильтрами. Такая гибкость позволяет выбрать оптимальное сочетание скорости измерения и чувствительности.

Для измерения уровня электромагнитных помех и оценки на соответствие установленным нормам анализаторы спектра серии PSA имеют встроенные детекторы и полосы пропускания, соответствующие требованиям стандартов CLSPR и MIL по этим измерениям.

Для исследования свойств помеховых сигналов электрических ракетных двигателей во временной области рассматривается использование широкополосных анализаторов сигналов реального времени с цифровой обработкой (многофункциональных цифровых осциллографов), например, серия цифровых осциллографов DSO 90000 Agilent Technologies, которая отличается использованием АЦП, реализованных в виде одной микросхемы, с частотой дискретизации 20 Гвыб/с в реальном масштабе времени. Объединение 2-х таких АЦП дает 40 Гвыб/с. При этом достигается высокая равномерность АЧХ с полосой пропускания до 13 ГГц (серия InfiniiMax). В качестве измерительных антенн рассматривается продукция фирмы ETS Lindgren. Антенны этого производителя обладают высокими значениями коэффициента усиления и малой неравномерностью амплитудно-частотных характеристик. Граничные частоты рабочих диапазонов семейства антенн совпадают, что позволяет обеспечить прием различных сигналов в непрерывном диапазоне частот от единиц кГц до десятков ГГц.

5.1. Аппаратно-программный комплекс для определения характеристик электромагнитного излучения ЭРД

5.1.1. Архитектура и базовые принципы построения аппаратно-программного комплекса. Аппаратно-программный измерительный комплекс, предназначенный для измерения спектрально-временных характеристик электромагнитного излучения ЭРД, может включать в себя, например, такие основные приборы, как (рисунок 5.1) [5.32, 5.35]:

1) спектроанализатор Agilent E4440A, диапазон частот 3 Гц-26,5 ГГц (с опцией 122, обеспечивающей цифровой спектральный и временной анализ в полосе 80 МГц с частотой дискретизации 200 Мвыб/с для центральной частоты, лежащей в пределах диапазона частот спектроанализатора);

2) генератор сигналов Agilent E8257- 520, диапазон частот 250 кГц-20 ГГц;

3) цифровой осциллограф Agilent Infiniium DSO91304A, полоса частот входных сигналов до 13 ГГц, частота дискретизации до 40 Гвыб/с, 4 канала измерений, память 1 Гвыб/канал;

4) широкополосный малошумящий усилитель Agilent Amplifier 83017А, 0,5-26,5 ГГц;

5) управляемый СВЧ коммутатор Agilent 8764;

6) набор калиброванных антенн 1-12-440EM-NF, 750-442EM-NF и др. компании Advanced Technical Materials, Inc.; антенны производства фирмы ETS Lindgren, например, модель 3115;

7) компьютер, Core 2 Duo Mobile T6600 2,2 ГГц, 4 Гб;

8) сетевой коммутатор;

9) внешний накопитель на жестком диске.

Антенны, расположенные внутри вакуумной камеры, через СВЧ кабели подключены к управляемому СВЧ коммутатору, который обеспечивает гибкое управление циркулирующими в системе сигналами. Для повышения чувствительности измерительного комплекса измеряемые сигналы поступают на малошумящий усилитель (МШУ), а затем на спектроанализатор и/или цифровой осциллограф.

Общее управление аппаратно-программным измерительным комплексом осуществляется с компьютера с использованием специализированного программного обеспечения. Все измерительные приборы и управляющий компьютер подключены к локальной вычислительной сети (ЛВС).

Передача данных измерения и управляющих команд осуществляется через ЛВС Ethernet. Для обеспечения хранения результатов измерений используется внешний жесткий диск или пишущий оптический дисковод.

Для обеспечения управления функционированием аппаратно-программного измерительного комплекса и оперативного контроля текущих результатов измерений разработано специализированное программное обеспечение (ПО).

Общая схема организации взаимодействия компьютера и измерительного прибора приведена на рисунке 5.2. На аппаратном уровне взаимодействие с измерительным прибором обычно осуществляется с использованием одного из стандартных протоколов: RS-232, LAN, GPIB, USB и т.п.



Рис. 5.1. Состав аппаратно-программного измерительного комплекса



Рис. 5.2. Схема организации взаимодействия с измерительными приборами

Для управления работой измерительного прибора и получения данных измерений необходимо посылать в прибор определенные команды. На программном уровне интерфейс с приборами копании Agilent обеспечивается с помощью средств Agilent I/O Libraries Suit. При этом возможно использование одного из двух подходов к разработке управляющего ПО: Direct I/O+SCPI или Instrument Drivers.

В первом случае используется прямая посылка в прибор команд управления, написанных на универсальном языке SCPI (Standardized Commands for Programmable Instrument), а во втором — используются специальные драйверы прибора, позволяющее облегчить функциональное взаимодействие с ним. Во многих случаях инструментальные драйверы приборов реализованы на основе Direct I/O+SCPI. На практике при работе с несколькими приборами для достижения требуемого баланса между гибкостью и функциональностью возможно использование этих методов одновременно.

Для обеспечения совместимости при управлении приборами разных производителей разработана унифицированная архитектура программного обеспечения для управления приборами — Virtual Instrument Software Architecture (VISA). С точки зрения прикладных программ интерфейс VISA различных производителей является одинаковым. Эта технология опирается на библиотеку VISA, которая берет на себя все проблемы доступа к аппаратной части.

По существу, драйверы приборов представляют собой набор вызовов VISA, специфичных для конкретного прибора. Такой подход впервые появился для приборов VXI в виде спецификации VXIplug-and-play. В настоящее время произведено обобщение этой идеологии на аппаратно-независимые классы приборов IVI (Interchangable Virtual Instruments).

На физическом уровне поддерживаются следующие интерфейсы: GPIB, Serial (RS-232 и т.п.), TCP/IP, UDP, VISA.

В данной среде основным средством, обеспечивающим доступ к измерительным приборам является Instrument objects. Поддерживается два типа Instrument objects.

Interface objects используют специальные интерфейсные стандарты, такие как GPIB или VISA, позволяющие взаимодействовать с любым прибором, поддерживающим данный интерфейс.

Device objects используют специальные инструментальные драйверы. Они позволяют взаимодействовать с приборами, используя как команды, специфичные для каждого прибора, так и команды определяемые драйвером.

Device objects служат для отображения приборов в среде программирования и позволяют настраивать и взаимодействовать с приборами без знания их собственного набора команд. Все специфические для данного прибора свойства и методы (команды) учтены внутри драйвера прибора.

Преимущества использования Device Objects следующие:

- Device objects обеспечивают более легкое и гибкое управление приборами по сравнению с Interface objects:
 - не требуется знание специфических для данного инструмента команд;
 - можно использовать стандартные VXIplug&play или IVI instrument drivers;
- можно использовать instrument driver для управления прибором.
- В некоторых случаях, например, когда:
- прибор не имеет стандартного инструментального драйвера для Instrument Control Toolbox;
- используется потоковая передача данных (обычно для последовательного, UDP или TCP/IP интерфейсов);
- приходится часто изменять настройки канала взаимодействия с приборами и т. д.;
- использование Device objects для взаимодействия с приборами является невозможным или не целесообразным,

тогда можно использовать Interface objects.

Все программируемые приборы понимают специальный язык или набор команд. Одним из наиболее распространенных является язык программирования приборов SCPI, который был предложен в 1990 году как открытый стандарт, определяющий общий набор команд для программируемых устройств.

Этот стандарт состоит из нескольких частей:

- синтаксис;
- стандартные команды;
- форматы данных.

Наиболее важной частью стандарта является модель универсального программируемого прибора. На этой основе и строятся команды управления, которые объединены в более чем 20 групп.

В стандарте SCPI реализованы три важных идеи совместимости команд управления: горизонтальная, вертикальная и функциональная.

То есть в SCPI используются одни и те же команды для одинаковых функций внутри семейства приборов — вертикальная совместимость. Реализация самих функций возложена на разработчика программного обеспечения прибора.

SCPI реализует команды различного уровня: от высокоуровневых команд, которые легко запомнить и использовать, до низкоуровневых, которые обеспечивают тонкую настройку. Использование одних и тех же команд для приборов разного типа называется горизонтальной совместимостью.

Третья форма совместимости команд называется функциональной совместимостью. Она предполагает соответствие одинаковых команд одинаковым функциям разных приборов. Например, если и анализатор спектра, и генератор могут качать частоту, если команды частоты и качания используются в обоих приборах, то они будут функционально совместимы для данного применения.

Функция измерения предоставляет наиболее высокий уровень совместимости приборов, поскольку измерение зависит от сигнала, а не от функциональности приборов. В большинстве случаев можно заменить один прибор другим для проведения конкретного измерения без изменения команд SCPI.

Другим удобством использования приборов, управляемых от компьютера, является возможность обмена данными. Поскольку SCPI стандартизует форматы обмена данными, не возникает проблемы их дополнительной интерпретации, например при использовании горизонтально совместимых команд. В наиболее абстрактной форме это проявляется при представлении данных в виде файлов и обмене между приборами.

Стандарт SCPI — это полноценная реализация языка программирования приборов, которая с начала 90-х годов получила широкое распространение и в настоящее время доминирует на рынке как наиболее распространенный способ поддержки измерительных приборов. Стандарт SCPI позволяет работать на языке высокого уровня, а также с популярными графическими средами LabView, VEE и средой MATLAB.

В связи с этим в качестве базовых средств управления аппаратно-программным комплексом выбраны язык SCPI и сетевой протокол TCP/IP, а также среда высокоуровневого программирования и интеграции прикладных задач.

5.1.2. Алгоритмы управления измерительными приборами и обменом данными. Функционирование аппаратно-программного измерительного комплекса обеспечивается специализированным программным обеспечением (ПО).

Данное ПО решает следующие основные задачи:

- управление совместной работой приборов, включая параметрическую настройку и задание режимов их работы;
- получение и сохранение измерительных данных от приборов;

 визуализация и текущий контроль как «сырых», так и обработанных данных, полученных от приборов.

В качестве примера на рисунке 5.3 приведена блок-схема алгоритма измерения спектральных характеристик сигнала, принимаемого одной из измерительных антенн.

После очистки памяти осуществляется присвоение соответствующим переменным значений параметров настройки прибора, например таких, как начальная и конечная частоты диапазона анализа спектра, разрешение по частоте, вкл/выкл режима усреднения, тип усреднения, количество циклов усреднения и т. д.

Затем осуществляется инициализация измерительного прибора, включающая создание соответствующего объекта в среде программирования, назначение ему IP-адреса, выделение ресурсов памяти и т.д., и передача параметров настройки в спектроанализатор. На следующем шаге по запросу управляющего компьютера осуществляется измерение спектроанализатором спектра сигнала, проведение, в случае необходимости, его усреднения и затем передача сформированных данных управляющему компьютеру.

С целью оперативного контроля полученных данных осуществляется их предварительная обработка и визуализация. В случае обнаружения явно аномальных результатов измерения могут быть оперативно повторены. Результаты измерений сохраняются в mat-файле на внешнем накопителе.

Аналогично функционирует ПО для записи временных реализаций сигналов, принимаемых измерительными антеннами. Спектроанализатор Agilent E4440A в режиме Zero Span позволяет получать отсчеты огибающих квадратурных компонент входного сигнала в полосе анализа для частотного диапазона 3 Гц–26,5 ГГц. Опция 122 обеспечивает полосу анализа 80 МГц с частотой дискретизации 200 Мвыб/с для центральной частоты, лежащей в пределах частотного диапазона спектроанализатора.

В соответствии с этим, для считывания квадратурных компонент сигнала, после очистки памяти осуществляется задание значений рабочих параметров спектроанализатора (рисунок 5.4), затем выбирается вариант перестройки центральной частоты частотного диапазона анализа. Возможно использование нескольких вариантов перестройки центральной частоты диапазона: во-первых, сканирование всего частотного диапазона спектроанализатора (100 МГц-26,5 ГГц) с шагом 80 МГц; во-вторых, перебор всех частотных диапазонов, выделенных для каналов Земля-КА радиосистем космической связи; в-третьих, анализ только частотных диапазонов Земля-КА для систем дальней космической связи, и т. д.

На следующем шаге осуществляется, как уже было описано выше, инициализация прибора и загрузка в него рабочих параметров. Затем происходит запрос и получение данных от спектроанализатора. Последняя операция повторяется для всех заданных при настройке центральных частот. После завершения получения данных от спектроанализатора полученные временные реализации квадратурных компонент отображаются в виде графиков и после визуального контроля сохраняются в файле.

Аналогичные алгоритмы используются для получения данных от цифрового осциллографа.

5.1.3. Методы измерения и калибровки. Общая схема проведения измерений представлена на рисунке 5.5 [5.32]. Электромагнитное излучение ЭРД принимается измерительной антенной и через фидерный тракт, который в общем случае может включать малошумящий усилитель (МШУ), подается на вход измерительного прибора — спектроанализатора или цифрового осциллографа. Работой измерительного прибора управляет компьютер, который также используется для получения и обработки результатов измерений.





Рис. 5.3. Алгоритм измерения спектральных характеристик сигнала

Рис. 5.4. Алгоритм измерения временных характеристик сигнала



Рис. 5.5. Общая схема проведения измерений

Для измерения характеристик «собственного» электромагнитного излучения ЭРД при его работе используется набор измерительных антенн, размещаемых внутри вакуумной камеры в окрестности двигателя (рисунок 5.6). Для исследования характеристик излучения ЭРД в диапазоне 1–18 ГГц используется рупорная измерительная антенна EMCO-3115 производства фирмы ETS Lindgren [5.22] или рупорные антенны 1-12-440EM-NF (1–12 ГГц), 750-442EM-NF (7,5–18 ГГц) и др. компании Advanced



Рис. 5.6. Размещение измерительных антенн внутри вакуумной камеры

Technical Materials, Inc. [5.23]. Примером широкополосной антенны, использовавшейся при проведении экспериментальных измерений ЭМИ ЭРД, является антенна 1-12-440EM-NF компании Advanced Technical Materials, Inc., имеющая рабочую полосу частот 1–12 ГГц.

Внешний вид данной антенны приведен на рисунке 5.7 (размеры в дюймах), а зависимость антенн-фактора от частоты — на рисунке 5.8.



Рис. 5.7. Внешний вид антенны 1-12-440EM-NF

Измерительная антенна расположена перпендикулярно оси струи в плоскости среза двигателя на расстоянии ~ 0.8 м. С целью предотвращения попадания плазмы в апертуру она покрыта защитной пленкой из материала, аналога каптона, толщиной 100 мкм (рисунок 5.6). С использованием коаксиальных кабелей и гермоперехода антенна через СВЧ коммутатор и МШУ подключается ко входу спектроанализатора модели 4440A производства фирмы Agilent Technologies, установленному вне вакуумной камеры. При проведении измерений используется управляющий компьютер, обеспечивающий выбор режима и параметров измерений, управление ходом измерений, сохранение и оперативную визуализацию результатов измерений. Результаты измерений фиксируются в виде файлов данных, формируемых анализатором спектра, и сохраняются на внешнем жестком диске управляющего компьютера.


Рис. 5.8. Зависимость антенн-фактора от частоты

Уровень излучения ЭРД в диапазоне частот 1–18 ГГц оценивается путем сравнения с уровнем фона измерительного тракта при выключенном двигателе. В качестве абсолютных физических значений излучения ЭРД рассматривается напряженность электрического поля, выраженная в децибелах и полученная путем пересчета сигнала с выхода спектроанализатора с полосой анализа 1 МГц в апертуру измерительной антенны в заданном диапазоне частот, 1–18 ГГц.

В ходе измерений анализатор спектра формирует оценку мощности сигнала $P_{SA}(f)$ в полосе фильтра спектрального анализа $\Delta f_{RBW} = RBW$ (Resolution Band Width), имеющего центральную частоту f. Данные измерения осуществляются применительно к сигналу на входе спектроанализатора (СА) (точка \mathbb{N} 1 на рисунке 5.9).



Рис. 5.9. Схема проведения измерений

Для пересчета мощности в полосе фильтра в спектральную плотность мощности сигнала можно воспользоваться соотношением

$$W_1(f)_{mW/Hz} = \frac{P_{SA}(f)_{mW}}{\Delta f_{RBW_{Hz}}}$$
 (5.1)

ИЛИ

$$W_1(f)_{dBm/Hz} = P_{SA}(f)_{dBm} - 10 \lg \Delta f_{RBW_{Hz}}.$$
(5.2)

В случае, если используется размерность дБм/МГц,

$$W_1(f)_{mW/MHz} = \frac{P_{SA}(f)_{mW}}{\Delta f_{RBW_{Hz}}} \,10^6 \tag{5.3}$$

ИЛИ

$$W_1(f)_{dBm/MHz} = P_{SA}(f)_{dBm} - 10 \lg \Delta f_{RBW_{Hz}} + 60_{dB}.$$
(5.4)

Спектральная плотность мощности исследуемого сигнала на выходе измерительной антенны отличается от измеренной спектроанализатором на коэффициент передачи фидерного тракта, учитывающий также наличие в тракте МШУ, $K_{cb}(f)$,

$$W_2(f) = W_1(f) / K_{cb}(f)$$
(5.5)

или

$$W_2(f)_{dBm/MHz} = W_1(f)_{dBm/MHz} - K_{cb}(f)_{dB}.$$
(5.6)

С практической точки зрения представляет интерес оценка характеристик электромагнитного поля (ЭМП) на входе (в раскрыве) антенны. Взаимосвязь напряженности ЭМП в раскрыве антенны $E(f)_{\mu V/m}$ (точка № 3 на рисунке 5.9) и напряжения сигнала $U(f)_{\mu V}$, измеренного на выходе антенны, (точка № 2 на рисунке 5.9) описывается соотношениями

$$E(f)_{\mu V/m} = U(f)_{\mu V} \cdot A_F(f)_{1/m}$$
(5.7)

или

$$E(f)_{dB\mu V/m} = U(f)_{dB\mu V} + A_F(f)_{dB/m},$$
(5.8)

где $A_F(f) = \frac{E(f)}{U(f)}$ — антенн-фактор, представляющий собой коэффициент пересчета сигнала с выхода антенны на ее вход и имеющий значение, обратное эффективной длине антенны.

В свою очередь, напряжение огибающей узкополосного сигнала в полосе Δf_{RBW} на выходе антенны связано с мощностью этого сигнала, измеренной в той же полосе, выражением

$$W_2 = \frac{U^2}{R} = \frac{U_a^2}{2R},$$
(5.9)

где U и U_a , соответственно, эффективное и амплитудное значения напряжения сигнала, R — сопротивление нагрузки (Ом). Далее, в основном, будет использоваться значение сопротивления нагрузки 50 Ом.

Поскольку в дальнейшем основной интерес будут представлять измерения, пересчитанные к полосе анализа 1 МГц, и предполагая, что измеряются эффективные значения соответствующих характеристик сигналов, можно записать, что

$$U_V = \sqrt{W_2(f)_{W/MHz} R_{Om}} \tag{5.10}$$

ИЛИ

$$U_{dB\mu V}(f) = 20 \lg U_{\mu V} = U_{dBV} + 120_{dB} =$$

= 20 lg $\sqrt{W_2 R} + 120 = 10 \lg W_2(f)_{W/MHz} + 10 \lg R + 120 =$
= $W_2(f)_{dBm/MHz} + 10 \lg R + 90 \approx W_1(f)_{dBm/MHz} - K_{cb}(f) + 107_{dB}.$ (5.11)

Здесь в последнем соотношении учтено, что для $R=50~{\rm Om}~10\lg R\cong 16{,}99\approx \approx 17~{\rm дB}.$

С учетом выше изложенного можно записать итоговую формулу, описывающую взаимосвязь напряженности ЭМП в полосе 1 МГц на входе антенны с результатами

измерения спектра мощности, полученными со спектроанализатора:

$$E(f)_{dB\mu V/m MHz} = U(f)_{dB\mu V} + A_F(f)_{dB 1/m} =$$

= $W_1(f)_{dBm/MHz} - K_{cb}(f) + 107_{dB} + A_F(f)_{dB 1/m} =$
 $\approx P_{SA}(f)_{dBm} - 10 \lg \Delta f_{RBW_{Hz}} + 60 - K_{cb}(f) + A_F(f)_{dB 1/m} + 107_{dB} \approx$
 $\approx P_{SA}(f)_{dBm} - 10 \lg \Delta f_{RBW_{Hz}} - K_{cb}(f) + A_F(f)_{dB 1/m} + 167_{dB}.$ (5.12)

С целью обеспечения требуемой достоверности и точности экспериментальных измерений эти измерения включали в себя следующие основные этапы:

- калибровка фидерного тракта на экспериментальной установке;
- измерение фонового электромагнитного излучения при выключенном ЭРД;
- измерение ЭМИ ЭРД для различных режимов функционирования ЭРД;
- получение, обработка, контроль и сохранение результатов измерений.

Калибровка фидерного тракта предполагает измерение АЧХ фидерного тракта от выхода антенны до входа спектроанализатора непосредственно на экспериментальной установке. При этом проводятся измерения для всех отдельных элементов фидерного тракта в лабораторных условиях, а также итоговая калибровка тракта после монтажа оборудования в вакуумной камере. Схема проведения калибровки приведена на рисунке 5.10. Примеры результатов калибровочных измерений приведены на рисунке 5.11, где представлены АЧХ как отдельных элементов фидерного тракта, так и итоговая АЧХ фидерного тракта, которая затем (с учетом знака) используется при обработке результатов измерений в соответствии с (5.4).



Рис. 5.10. Схема проведения калибровки

Типовая методика проведения измерений по определению характеристик собственного электромагнитного излучения (помехоэмиссии) ЭРД сводится к следующему.

После откачки вакуумной камеры и обезгаживания двигателя осуществляется измерение фонового спектра излучения в полосе частот 1–18 ГГц при выключенном ЭРД. Затем осуществляется «огневой прожиг» двигателя, после которого проводятся контрольные параметрические испытания при расходе рабочего тела, соответствующем расходу на заданном режиме работы двигателя.

Далее осуществляется измерение спектра излучения в полосе частот 1–18 ГГц при работающем ЭРД. Эти измерения проводятся, как минимум, 3 раза. В процессе каждого цикла измерений производится визуальный контроль и запись спектра в файл данных. Данные о проведенных измерениях заносятся в протокол измерений.



Рис. 5.11. АЧХ фидерного тракта

В результате первичной обработки полученных данных определяется вклад работающего двигателя в уровень электромагнитного излучения в вакуумной камере, а в результате анализа и вторичной обработки полученных данных осуществляется оценка параметров электромагнитного излучения, создаваемого двигателем, в форме, которая может быть непосредственно использована для оценки влияния ЭРД на работу радиоприемных систем КА.

Важным фактором, влияющим на конечные результаты измерений, является АЧХ вакуумной камеры. Снятие АЧХ камеры осуществлялось в соответствии со схемой эксперимента, представленной на рисунке 5.12. Генератор сигналов, управляемый компьютером, последовательно во времени формирует гармонические сигналы, частота которых меняется в диапазоне 0,1–20 ГГц с заданным шагом. Для каждой частоты спектроанализатор проводит измерение уровня принимаемого сигнала на его входе,

$$P_{SA}(f) = P_{Gen}K_{cb}(f)G_{Tx}(f)G_{Rx}(f)K_{VT}(f),$$
(5.13)

где P_{Gen} — мощность сигнала, формируемого генератором, $K_{cb}(f)$ — АЧХ фидерного тракта, включая МШУ, $G_{Tx}(f)$ — коэффициент усиления передающей антенны, $G_{Rx}(f)$ — коэффициент усиления приемной антенны, $K_{VT}(f)$ — АЧХ вакуумной камеры, учитывающая все потери, связанные с распространением ЭМВ в вакуумной камере от передающей до приемной антенны.

По результатам измерений может быть рассчитана АЧХ вакуумной камеры:

$$K_{VT}(f) = \frac{P_{SA}(f)}{P_{Gen}K_{cb}(f)G_{Tx}(f)G_{Rx}(f)},$$
(5.14)

или

$$K_{VT}(f)_{dB} = P_{SA}(f)_{dBm} - K_{cb}(f)_{dB} - G_{Tx}(f)_{dB} - G_{Rx}(f)_{dB} - P_{Gen\ dBm}.$$
 (5.15)

При этом проведение измерений целесообразно осуществить для трех режимов:

- передающая антенна находится в месте расположения ЭРД, ЭРД выключен;
- передающая антенна располагается рядом с ЭРД, ЭРД выключен;
- передающая антенна располагается рядом с ЭРД, ЭРД включен.



Рис. 5.12. Схема проведения измерений

Внешний вид вакуумной камеры и результаты измерения её АЧХ представлены на рисунках 5.13, 5.14.



Рис. 5.13. Внешний вид вакуумной камеры

Видно, что в диапазоне частот выше 7–9 ГГц потери распространения в камере становятся весьма существенными, так что при проведении измерений в этом диапазоне необходимо использовать дополнительные методы повышения чувствительности измерительной аппаратуры. Кроме того для уменьшения дисперсии оценок отсчетов спектра излучения ЭРД, возникающей, в частности, за счет многолучевого распространения ЭМВ в вакуумной камере, целесообразен переход к измерениям в безэховой камере. Хотя в целом (за счет перестройки частоты в широком диапазоне и последующего сглаживания результатов измерений), влияние многолучевого распространения может быть в значительной степени компенсировано при вторичной обработке, как это было указано в главе 4.

222



Рис. 5.14. Пример АЧХ вакуумной камеры

5.1.4. Особенности измерения анализатором спектра характеристик узкополосных случайных процессов. Задачей анализатора спектра (AC) является измерение спектральных характеристик входного сигнала. В зависимости от вида входного сигнала речь может идти об измерении амплитудного спектра (спектральной плотности), в случае детерминированного входного сигнала, или спектральной плотности мощности (СПМ), в случае случайного входного сигнала.

В то же время в большинстве случаев отображаемый AC результат измерения спектральных характеристик имеет смысл спектра мощности, то есть представляет собой зависимость мощности сигнала, определенной в полосе перестраиваемого полосового фильтра, от значения текущей средней частоты полосового фильтра и имеет размерность дБм.

При этом для обеспечения максимально возможной точности измерений необходимо учитывать реальные алгоритмы измерения мощности, используемые AC, использовать алгоритмы расчета СПМ входного сигнала, учитывающие форму AЧХ полосового фильтра, вносить коррективы в используемый алгоритм усреднения результатов измерений [5.24], [5.25].

Особенности измерения анализатором спектра мощности узкополосного случайного процесса

АС измеряет характеристики амплитуды или мощности сигнала u(t) на выходе полосового фильтра с шириной полосы пропускания $\Delta F_{PSA} = RBW$ и заданным значением центральной частоты. Амплитуда (или огибающая) такого узкополосного процесса может быть выражена через его квадратурные составляющие $u_I(t)$, $u_Q(t)$:

$$v = \sqrt{u_I^2 + u_Q^2}.$$
 (5.16)

В случае, когда исследуемый узкополосный процесс u(t) имеет гауссов закон распределения, дифференциальный закон распределения амплитуды является рэлеевским:

$$w(v) = \frac{v}{\lambda^2} \exp\left(-\frac{v^2}{2\lambda^2}\right),\tag{5.17}$$

где λ — параметр рэлеевского закона распределения.

Обычно AC измеряет мощность узкополосного процесса на выходе полосового перестраиваемого фильтра на основе измерения среднего значения огибающей и вычисления мощности по формуле

$$P_{SA} = \frac{\overline{v}^2}{2R},\tag{5.18}$$

где \overline{v} — среднее значение амплитуды (огибающей) сигнала, R — сопротивление нагрузки.

В то же время, строго говоря, средняя мощность узкополосного случайного процесса должна определяться в соответствии с соотношением

$$P = \frac{\overline{v^2}}{2R}.$$
(5.19)

Можно показать, что, учитывая свойства закона распределения, средний квадрат и квадрат среднего для случайного процесса будут давать различные значения:

$$\overline{v}^2 = \left[\int v \, w(v) \, dv\right]^2 = \frac{\pi \lambda^2}{2},\tag{5.20}$$

$$\overline{v^2} = \int v^2 w(v) \, dv = 2\lambda^2. \tag{5.21}$$

Таким образом, измеренная AC и реальная мощность узкополосного случайного процесса относятся, как P_{SA} / $P = \pi/4$, или (в децибелах) измеренная мощность будет меньше реальной на 1,05 дБ, то есть $P_{r\,dBm} = P_{mg\,dBm} + 1,05_{dB}$.

Таким образом, при измерении спектра случайного процесса с помощью анализатора спектра в линейном режиме (по амплитуде огибающей) необходимо к результатам измерения добавлять 1,05 дБ, чтобы компенсировать различие результатов в определении среднего квадрата и квадрата среднего.

Влияние различных режимов усреднения на результаты измерения мощности узкополосного случайного процесса

Несмотря на то, что AC отображает результаты в логарифмической шкале (обычно в дБм), усреднение полученных результатов может осуществляться различными способами. Усреднение можно проводить как до преобразования значений в логарифмический вид, так и после такого преобразования. При этом нужно учитывать, что логарифм среднего не равен среднему от логарифма.

В случае проведения усреднения логарифмических значений сигнала логарифмический преобразователь (усилитель) действует как компрессор на выбросы шумового сигнала. Так, выброс сигнала, превышающий номинальный уровень в 100 раз, будет усредняться как отсчет, имеющий значение 20 дБ. В связи с этим такое усреднение будет давать занижение оценки средней мощности сигнала по сравнению с реальной.

Можно показать [5.24], что при усреднении логарифмических оценок спектра, сформированных спектроанализатором (то есть полученных на основе измерения амплитуды огибающей), измеренная мощность будет уже не на 1,05 дБ, а на 2,51 дБ меньше реальной.

В случае, когда используется режим усреднения не логарифмических значений мощности (дБм), а мощности в мВт, это различие будет равно, как и ранее, 1,05 дБ.

Таким образом, реальная мощность узкополосного случайного процесса связана с мощностью, измеренной АС, соотношением

$$P_r = P_{mg} K_{mg}, \tag{5.22}$$

а в децибелах —

$$P_{r_{dBm}} = P_{mg_{dBm}} + K_{mg_{dB}}, (5.23)$$

где поправочный коэффициент

$$K_{mg_{dB}} = \begin{cases} 1,05 при измерении мощности по огибающей сигнала; 2,51 при дополнительном усреднении логарифмических отсчетов мощности. \end{cases}$$

Влияние неидеальной формы полосового фильтра на оценку спектральной плотности мощности входного сигнала

Перестраиваемый полосовой фильтр, обеспечивающий получение оценки спектра входного сигнала, характеризуется шириной полосы пропускания RBW (Resolution Band Width). Данная полоса обычно определяется по уровню половинной мощности или по уровню —3 дБ. В то же время любой фильтр может характеризоваться эквивалентной шумовой полосой NBW (Equivalent Noise Bandwidth),

$$\Delta F_e = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{|H(j\omega)|^2}{|H(0)|^2} d\omega, \qquad (5.24)$$

соответствующей полосе пропускания эквивалентного идеального прямоугольного фильтра, имеющего такую же площадь нормированной АЧХ, как и реальный фильтр.

Соотношение между RBW и NBW для полосовых фильтров, наиболее часто используемых на практике, приведено в таблице 5.1.

Таблица 5.1

Тип фильтра	Область применения	NBW/RBW (-3 дБ)			
4-полюса	Большинство аналоговых АС	1,128 (0,52 дБ)			
5-полюсов	Некоторые аналоговые АС	1,111 (0,46 дБ)			
Типичный при БПФ	АС на основе БПФ	1,056 (0,24 дБ)			

Соотношение полос пропускания RBW и NBW для некоторых типов полосовых фильтров

Таким образом, эквивалентная шумовая полоса в большинстве практических случаев шире полосы фильтра, отображаемой прибором при проведении спектрального анализа, что необходимо учитывать при расчете спектральной плотности эквивалентного белого шума, действующего на входе полосового фильтра.

Реальная и измеренная АС мощность случайного процесса на выходе полосового фильтра связаны соотношением

$$P_r = G_{in}NBW = G_{in}RBW\left(\frac{NBW}{RBW}\right) = G_{in}RBW \cdot K_{RBW} = P_{mg}K_{mg}, \qquad (5.25)$$

где G_{in} — спектральная плотность мощности эквивалентного белого гауссова шума на входе полосового фильтра, $K_{RBW} = \left(\frac{NBW}{RBW}\right)$ — поправочный коэффициент, учитывающий различие между шумовой и паспортной шириной полосы пропускания фильтра анализа.

Расчет эквивалентной спектральной плотности мощности на входе полосового фильтра

Анализатор спектра формирует оценку мощности случайного процесса в пределах полосы фильтра анализа RBW. Для получения оценки СПМ эквивалентного

15 Попов Г.А.

случайного процесса на входе полосового фильтра анализа необходимо полученную оценку мощности (5.25) разделить на ширину полосы пропускания фильтра анализа:

$$G_{in} = \frac{P_{mg} \cdot K_{mg}}{RBW \cdot K_{RBW}}$$
(5.26)

или в логарифмических единицах:

$$G_{in_{dBm/Hz}} = P_{mg_{dBm}} + K_{mg_{dB}} - RBW_{dBHz} - K_{RBW_{dB}},$$
(5.27)

где $RBW_{dBHz} = 10 \lg RBW_{Hz}$.

Итак, для получения адекватной оценки СПМ узкополосного гауссова случайного процесса результаты измерения спектра мощности, полученные AC, необходимо скорректировать с учетом следующих факторов:

• в случае измерения AC мощности узкополосного СП на основе оценки амплитуды огибающей результаты, выдаваемые AC, необходимо увеличить на 1,05 дБ; если при этом используется усреднение логарифмических отсчетов мощности, то результаты измерения необходимо увеличить не на 1,05 дБ, а на 2,51 дБ;

• с учетом того, что шумовая полоса полосового фильтра анализа спектра больше паспортной полосы этого фильтра, определяемой обычно по уровню —3 дБ, результаты измерения, отнесенные к полосе RBW, необходимо уменьшить на 0,46–0,52 дБ;

• результаты измерения мощности в полосе RBW, сформированные AC, необходимо пересчитать к полосе 1 Гц, для чего из результата измерения необходимо вычесть $RBW_{dBHz} = 10 \lg RBW_{Hz}$.

Дополнительные рекомендации по поведению измерений с использованием анализатора спектра

1. Для предотвращения перегрузки входного смесителя AC желательно поддерживать уровень суммарной мощности сигнала на входе смесителя не выше -10 дБм. Это особенно важно в случае, когда ширина спектра входного сигнала много больше RBW и несмотря на небольшой уровень мощности в полосе анализа суммарная мощность входного может быть существенно больше номинальной, на которую рассчитан смеситель.

2. Для предотвращения снижения точности измерения средней мощности из-за перегрузки логарифмического усилителя при выбросах сигнала в случае измерения спектра с большим усреднением либо по числу реализаций (trace averaging), либо за счет узкой полосы видео-фильтра (video bandwidth — VBW) необходимо поддерживать усредненный уровень спектра (не менее, чем на 7 дБ) ниже максимального уровня, допустимого для усилителя.

3. Для предотвращения снижения точности измерения средней мощности при малых уровнях входного сигнала из-за нелинейности амплитудной характеристики логарифмического усилителя, связанной с наличием собственных шумов усилителя, необходимо поддерживать средний уровень измеряемого спектра (не менее, чем на 14 дБ) выше уровня собственных шумов АС.

5.2. Результаты измерения характеристик излучения ЭРД в спектральной области

В результате различных механизмов преобразования возникающие плазменные колебания трансформируются в шумовое электромагнитное излучение широкого диапазона частот, от сотен Гц до десятков ГГц, которое может создавать помехи приемным трактам бортовых радиосистем. Несмотря на то, что современные приемные тракты космических систем связи, навигации и локации являются достаточно устойчивыми к помехам широкого класса, при их проектировании возможные помехи от ЭРД до сих пор не учитываются, что может приводить, например для систем связи, к уменьшению реальной дальности и скорости передачи информации. Поэтому для проектирования бортовых радиосистем, а также выполнения требований ЭМС крайне важно иметь данные о спектрально-временных характеристиках излучения ЭРД. Как уже отмечалось, известно значительное количество работ, посвященных исследованию спектральных характеристик радиоизлучения электрических ракетных двигателей, выполненных как зарубежными [5.1–5.3, 5.5, 5.7–5.9, 5.16, 5.18], так и отечественными исследователями [5.4, 5.6, 5.10–5.15, 5.17, 5.26–5.29, 5.32, 5.33]. Ниже рассматриваются основные экспериментальные результаты, полученные авторами.

5.2.1. Спектральные характеристики излучения ЭРД СПД-70. Методика измерения спектральных и временных характеристик

Для исследования эффектов собственного излучения ЭРД используется экспериментальная установка, основу которой составляет металлическая вакуумная камера диаметром 1 м и длиной 2 м, установленная вертикально (рисунок 5.15). Лабораторный образец ЭРД типа СПД-70 (рисунок 5.16) устанавливается по оси камеры у нижней торцевой стенки [5.28], [5.30]. На боковых стенках вакуумной камеры устанавливаются фланцы с герморазъемами для вывода сигналов с измерительных датчиков. Внутри камеры, симметрично относительно ее оси устанавливаются линейки измерительных датчиков (3-4 группы) с двух сторон относительно струи ЭРД. Геометрия задачи представлена на рисунке 5.17, расположение измерительных датчиков внутри вакуумной камеры — на рисунке 5.18. В качестве измерительных датчиков используются апертурные дифференциальные датчики. Конструкция датчиков включала в себя металлическую сетку размером 0.15×0.15 м, установленную в металлической рамке, гальванически соединенной с центральной жилой измерительного коаксиального кабеля (см. рисунок 5.17). Вторая часть датчика из проволочной рамки аналогичных размеров устанавливалась на расстоянии 1 см от первой и подключалась к экрану измерительного коаксиального кабеля. Такая конструкция была выбрана с целью минимального воздействия на струю ЭРД.



Рис. 5.15. Внешний вид вакуумной камеры



Рис. 5.16. ЭРД СПД-70

Соответствующие измерительные кабели от каждого измерительного датчика через серию герморазъемов выводятся за пределы вакуумной камеры. С помощью электронного коммутатора измерительные кабели последовательно подключаются



Рис. 5.17. Схема расположения сеток



Рис. 5.18. Сетки в вакуумной камере

к входу анализатора спектра Agilent Technologies E4440A, который регистрирует спектральные характеристики сигналов, наводимых на сетчатой поверхности датчиков при работе ЭРД.

В процессе эксперимента с целью выделения эффектов, возникающих непосредственно при работе ЭРД, в соответствии с изложенной выше методикой регистрировались сигналы как при работе ЭРД, так и фоновые сигналы, присутствующие при выключенном ЭРД. Результаты экспериментальных измерений фиксировались в виде файлов данных, формируемых анализатором спектра, и включали в себя:

— блок исходных данных, содержащий значения параметров и настроек анализатора спектра;

— измеренный анализатором спектра спектр мощности входного сигнала, представленный в виде двух вектор-столбцов, в первом из которых записаны отсчеты частоты, а во втором — значения мощности сигнала в полосе фильтра анализа;

— реализацию входного сигнала в квадратурной форме, представленную в виде трех вектор-столбцов: первый содержит отсчеты времени, второй — отсчеты действительной квадратурной компоненты сигнала, третий — отсчеты мнимой компоненты сигнала.

Файлы данных сохранялись на жестком диске управляющего компьютера.

Все измерения проводились в диапазоне частот 100–10 000 МГц с шагом 80 МГц. На каждом шаге измерений анализатор спектра с использованием БПФ оценивал спектральные характеристики входного сигнала в частотном диапазоне 80 МГц (±40 МГц относительно текущей центральной частоты $f_{0i} = 100-10000$ МГц).

На первом этапе оценивался уровень фонового излучения, который измерялся при выключенном ЭРД для случая выключенного и включенного источника питания ЭРД. Это позволило оценить влияние внешних помех и помех, формируемых источником питания ЭРД. Измерения проводились как при наличии экрана, защищающего датчики от воздействия плазменной струи ЭРД, так и без него. Кроме того, были проведены калибровочные измерения частотных характеристик кабелей, обеспечивавших подключение измерительной аппаратуры к исследуемым элементам. Для учета влияния АЧХ кабелей, соединяющих сетки с измерительным комплексом, импортировались результаты калибровочных измерений АЧХ кабелей, которые в дальнейшем использовались для коррекции данных, измеренных

228

спектроанализатором. Пример АЧХ кабелей приведен на рисунке 5.19. Основная обработка результатов экспериментов осуществлялась после завершения экспериментальных измерений. На первом шаге осуществлялся импорт данных из файлов, хранящих результаты измерений.



Рис. 5.19. АЧХ элементов фидерного тракта

Импортировались и записывались в массивы данных как результаты измерения спектра мощности, так и реализации входных сигналов. Импорт данных осуществлялся последовательно для каждого 80 МГц цикла измерения. Затем из совокупности отдельных результатов измерений спектра в полосах 80 МГц формировался объединенный спектр в полосе 100–10 000 МГц. Указанные операции проводись для двух датчиков и двух режимов работы ЭРД (двигатель включен и двигатель выключен). Полученные результаты отображались в виде графиков и анализировались. Для повышения наглядности результатов осуществлялось сглаживание спектров. Кроме того, для контроля достоверности проводился расчет спектра на основе БПФ от записанных реализаций входного сигнала, который показал полное совпадение с результатами, полученными от анализатора спектра.

Основными результатами измерений являются оценки спектральной плотности мощности (СПМ) или спектра мощности сигнала и эпюры (временные реализации) сигналов. Анализ указанных характеристик сигналов позволяет оценить спектральные свойства сигналов и их временную структуру, связанную с когерентностью спектральных компонент сигнала.

Основные результаты измерения спектральных характеристик сигналов

Измерения проводились в диапазоне частот 0,1–10 ГГц. Для дополнительного исследования влияния внешних помех (при выключенном ЭРД) специальная экранировка камеры не проводилась, что позволяло последним проникать внутрь камеры через имеющиеся иллюминаторы. Результаты измерений помехового фона и излучения двигателя, представленные на рисунках 5.20–5.23, показывают, что спектр излучения СПД-70 сосредоточен в диапазоне частот 200 МГц–3 ГГц.

На рисунке 5.20 представлены спектры сигнала, излучаемого ЭРД, и фона, снятые при разрешении АС 10,8 кГц для первой сетки. На рисунке 5.21 представлены аналогичные спектры, полученные из предыдущих путем сглаживания (усреднения) фильтром с полосой примерно 1 МГц. Аналогичные зависимости для второй сетки представлены на рисунках 5.22 и 5.23 соответственно. На рассматриваемых графиках







Рис. 5.21. Сглаженный спектр излучения СПД-70 (сетка 1)

приведены зависимости для наведенных сигналов, когда ЭРД включен и когда он выключен (фоновый уровень сигналов). Как хорошо видно из рисунков 5.21 и 5.23, включение ЭРД приводит к появлению наведенных сигналов в спектральном диапазоне 250–2000 (4000) МГц, на 10–15 дБ превышающих уровень фона. Необходимо также отметить, что в диапазоне частот ниже 250 МГц спектр наведенных сигналов оказывается ниже спектра фона, что связано с влиянием внешнего излучения, проникающего в вакуумную камеру через технологические радиопрозрачные окна, и эффектом его экранирования плазмой при включении ЭРД.

Сравнение спектров наведенных сигналов на датчиках 1 и 2 (рисунок 5.24) показывает их достаточно хорошее качественное совпадение. Имеющиеся отличия в диапазоне выше 250 МГц связаны, в основном, с нестационарностью сигналов и проведением измерений в разнесенные моменты времени, а также с различным геометрическим расположением сеток относительно ЭРД. Различия в диапазоне частот ниже 250 МГц могут быть объяснены различным расположением датчиков







Рис. 5.23. Сглаженный спектр излучения СПД-70 (сетка 1)

относительно технологических окон и ЭРД. В целом, максимальное отличие спектров не превышает 5–10 дБ (рисунок 5.25).

Достаточно интересно проявляется влияние внешних помех, вызванных работой внешних источников радиоизлучения (базовых станций и абонентского оборудования сотовых и транкинговых систем связи, беспроводных телефонов, беспроводных ЛВС и т.п.). Так например, для составляющей фоновой помехи на частоте порядка 120 МГц разница уровней сигналов на двух измерительных датчиках при выключенном двигателе составляет порядка 15 дБ. Так как датчики расположены достаточно близко, это не связано напрямую с затуханием в свободном пространстве, а может свидетельствовать о наличии внутри металлической камеры сложной интерференционной картины распределения высокочастотного поля. При включении двигателя разница уровней помехи на частоте 120 МГц снижается до 5 дБ, причем на датчике 1 помеха уменьшилась на 30 дБ, а на датчике 2 — на 20 дБ. В качестве возможного объяснения этого факта можно принять гипотезу об экранировке измерительных







Рис. 5.25. Разность сглаженных спектров

датчиков плазмой, создаваемой ЭРД. Присутствующая разница в уровнях может возникать, например, за счет расходимости струи ЭРД (второй датчик находится в более плотном потоке плазмы).

5.2.2. Спектральные характеристики излучения ЭРД СПД-100-1. СПД-100-1 является модификацией ЭРД СПД-100, предназначен для работы на высоковольтных режимах и имеет магнитную систему с увеличенным сечением магнитопровода. Исследование характеристик собственного электромагнитного излучения лабораторного образца ЭРД СПД-100-1 [5.33] проводилось в вакуумной камере, представленной на рисунке 5.13, для различных режимов работы ЭРД с помощью аппаратно-программного измерительного комплекса и антенны, расположенной на расстоянии 0,8 м от двигателя, в диапазоне частот от 800 МГц до 12 ГГц.

В частности, рассматривались режимы работы с различным напряжением разряда, которое менялось в диапазоне от 300 В до 800 В с шагом 100 В. При этом поддерживался фиксированный расход рабочего тела, равный 2,95 мг/с. На рисунке 5.26 приведены итоговые результаты измерения энергетического спектра излучения ЭРД СПД-100-1 для разрешения по частоте 1 МГц [5.33]. Видно, что максимальное превышение уровня излучения ЭРД над фоном наблюдается в области 1 ГГц и составляет примерно 16 дБ. Абсолютное значение уровня излучения в этом диапазоне составляет 20–28 дБмкВ/м/МГц. Спектральный уровень излучения при увеличении напряжения разряда увеличивается, но при напряжении разряда больше 500 В спектры излучения становятся близкими. Максимальная частота наиболее энергоемкой части спектров излучения, фиксируемая измерительной аппаратурой, составляет примерно 2 ГГц. Однако при увеличении напряжения разряда свыше 600 В появляется излучение в диапазоне 3–6 ГГц, превышающее уровень фона на 2–3 дБ и имеющее уровень порядка 25–35 дБмкВ/м/МГц.



Рис. 5.26. Спектры излучения ЭРД СПД-100-1

На рисунке 5.27 представлены полученные на основе обработки результатов двух серий экспериментальных измерений зависимости средней суммарной плотности потока мощности в апертуре измерительной антенны от напряжения разряда. Суммарная мощность определялась для участков спектра, превышающих уровень фона. Видно, что при увеличении напряжения разряда от 300 В до 700 В наблюдается увеличение суммарной мощности излучения ЭРД в рассматриваемой области частот примерно на 5 дБ. При увеличении напряжения разряда от 700 В до 800 В наблюдается некоторое снижение суммарной мощности излучения. В целом, результаты различных независимых серий измерений достаточно хорошо совпадают. Имеющиеся различия связаны, прежде всего, с тем, что обеспечение полной идентичности условий работы ЭРД, в частности, равенства токов разряда и подмагничивания при проведении экспериментов, разнесенных во времени, представляет собой достаточно сложную техническую задачу.

5.2.3. Спектральные характеристики излучения ЭРД СПД-100-2. В данном разделе представлены результаты изучения спектрально-временны́х характеристик электромагнитного излучения лабораторного образца ЭРД СПД-100-2, который является модификацией ЭРД СПД-100-1, предназначен для работы на высоковольтных



Рис. 5.27. Зависимость средней суммарной плотности потока мощности от разрядного напряжения

режимах и имеет оптимизированную магнитную систему [5.33]. Эксперименты проводились в вакуумной камере, представленной на рисунке 5.13.

В первой части экспериментов изучалось влияние на характеристики излучения ЭРД напряжения разряда, которое менялось от 300 В до 800 В с шагом 100 В (таблица 5.2). При этом расход рабочего тела поддерживался постоянным на уровне 2,73 мг/с. Ток разряда и токи подмагничивания выбирались из условия обеспечения устойчивой работы ЭРД. Анализ спектральных характеристик проводился в диапазоне 0,8 ГГц–12 ГГц с разрешением по частоте 1 МГц.

Таблица 5.2

Режим работы	Напряже- ние U_p , В	Ток I _p , А	Расход рабоче- го тела, мг/с	Ток подмагни- чивания I _{m1} , А	Ток подмагни- чивания I_{m2} , А
Rg=1	300	2,51	2,73	2,36	3,30
Rg=2	400	2,64	2,73	3,57	3,25
Rg=3	500	2,72	2,73	2,61	2,88
Rg=4	600	2,77	2,73	2,65	3,02
Rg=5	700	2,85	2,73	2,87	3,29
Rg=6	800	2,95	2,73	2,75	3,41

Режимы работы ЭРД СПД-100-2

Результаты измерения спектра излучения ЭРД СПД-100-2 для данных режимов работы приведены на рисунке 5.28 [5.33]. Для большей наглядности на рисунке 5.29 представлены аналогичные спектры, сглаженные с использованием фильтра с полосой 200 МГц. Из полученных зависимостей видно, что для разрядного напряжения до 400 В основные спектральные компоненты излучения ЭРД СПД-100-2 лежат в частотном диапазоне до 2 ГГц. Причем абсолютное значение спектральных характеристик излучения может достигать 30 дБмкВ/м/МГц, что на 16 дБ превышает уровень фона.



Рис. 5.29. Сглаженные спектры излучения ЭРД СПД-100-2

При разрядном напряжении 500 В и более фиксируемый частотный диапазон, занимаемый излучаемым сигналом, расширяется до 12 ГГц. Максимальное значение спектра достигает 50 дБмкВ/м/МГц в области 1,5 ГГц и 45–46 дБмкВ/м/МГц на 6 и 8,5 ГГц, что на 10–15 дБ превышает фоновый уровень измерительной аппаратуры. Обращает на себя внимание также наличие нескольких экстремумов в спектре излучения ЭРД: первого — в области частот 1–1,5 ГГц, второго — 4–6 ГГц и третьего — на частотах 8–9 ГГц.

Графики на рисунках 5.30 и 5.31 позволяют оценить динамику изменения формы спектра излучения ЭРД после его включения. На первом из указанных рисунков представлены спектры излучения ЭРД, снятые непосредственно сразу после



Рис. 5.30. Спектры излучения ЭРД СПД-100-2



Рис. 5.31. Спектры излучения ЭРД СПД-100-2

включения ЭРД, а также через 5, 10 и 15 минут после включения. На втором рисунке представлены спектры излучения, снятые сразу после включения и в установившемся режиме (примерно через 40 минут после включения). Видно, что в момент включения уровень спектральных составляющих в диапазонах до 1,6 ГГц и 2–3 ГГц несколько выше, чем в последующие моменты времени. При этом спектральные составляющие в диапазоне 3–6 ГГц существенно ниже значений, характерных для установившегося режима. В процессе выхода на установившийся режим работы уровень излучения в диапазоне 2–9 ГГц увеличивается на 3–10 дБ в зависимости от конкретного значения частоты.

Таким образом, спектральные характеристики излучения ЭРД СПД-100-2 после включения в течение некоторого интервала времени, связанного с переходными

процессами, изменяются, асимптотически стремясь к установившемуся значению, характерному для заданных параметров функционирования ЭРД. На рисунке 5.32 [5.33] представлены результаты измерений спектра излучения ЭРД, проведенных для одного и того же разрядного напряжения 800 В, но разных значений расхода рабочего тела и токов разряда и подмагничивания. Видно, что имеющиеся различия в параметрах функционирования ЭРД существенным образом влияют на форму спектра излучения. Различия в уровне спектральных составляющих могут достигать 7–10 дБ в диапазоне частот 0,8–12 ГГц.



Рис. 5.32. Спектры излучения ЭРД СПД-100-2



Рис. 5.33. Спектры излучения ЭРД СПД-100-2

Факт существенного влияния именно комбинации параметров, описывающих функционирование ЭРД, на спектральные характеристики его электромагнитного

излучения подтверждается также и результатами, приведенными на рисунке 5.33. Видно, что даже при одинаковых значениях разрядных напряжения и тока (кривые 6 и 7), но разном расходе (соответственно 2,25 и 2,73 мг/с) и разных токах подмагничивания спектры излучения ЭРД существенно отличаются. В данном случае уменьшение расхода рабочего тела и изменение параметров струи за счет изменения токов подмагничивания позволяет уменьшить уровень излучения ЭРД в диапазоне от 0,8 до 12 ГГц на 10–20 дБ.

Таким образом, с помощью выбора режима работы ЭРД можно в определенных пределах управлять уровнем ЭМИ ЭРД, что является чрезвычайно важным с точки зрения обеспечения эффективного и надежного функционирования бортовых радиосистем КА.

Одним из вопросов, возникающих при анализе характеристик излучаемых ЭРД сигналов, является вопрос о степени их когерентности. Как принято в области анализа электромагнитной совместимости, степень когерентности сигнала может быть оценена по его спектральным характеристикам, снятым с различным разрешением по частоте.

Именно такие зависимости изображены на рисунке 5.34 для излучения ЭРД СПД-100-2. Видно, что изменение разрешения спектрального анализа на 10 дБ, с 0,1 до 1 МГц приводит к увеличению уровня спектра примерно тоже на 10 дБ. Это говорит о том, что излучение ЭРД во всем рассматриваемом частотном диапазоне носит некогерентный, то есть шумовой характер.



Рис. 5.34. Спектры излучения ЭРД СПД-100-2

На рисунке 5.35 приведены зависимости средней суммарной плотности потока мощности в раскрыве антенны от разрядного напряжения. Суммарная мощность сигнала определялась для частотных компонент, превышающих уровень фона.

Как следует из полученных зависимостей, при расходе рабочего тела 2,73 мг/с при увеличении разрядного напряжения с 300 до 800 В пропорционально увеличивается и суммарная мощность излучения. Изменение мощности составляет примерно 22 дБ. При этом крутизна изменения мощности в диапазоне 400–500 В существенно больше, чем в диапазоне 500–800 В. В случае, когда расход рабочего тела составлял 1,18–2,25 мг/с, зависимость суммарной мощности от разрядного напряжения уже



Рис. 5.35. Зависимость средней суммарной плотности потока мощности от разрядного напряжения

не носит такой ярко выраженный возрастающий характер, а скорее колеблется относительно некоторого среднего уровня. Это еще раз подтверждает сделанные ранее выводы о существенном влиянии на характеристики ЭМИ ЭРД комбинации параметров, описывающих режим его функционирования.

5.2.4. Спектральные характеристики излучения ЭРД СПД-100-3. Экспериментальный образец двигателя СПД-100-3 использовался для изучения влияние геометрических характеристик выходной части разрядной камеры на параметры струи и спектрально-временные характеристики излучения ЭРД [5.33].

Лабораторная модель ЭРД СПД-100-3, представляла собой инженерную модель на базе СПД-100-2, позволяющую оперативно менять фрагменты разрядной камеры с целью имитации степени износа последней. В данном двигателе выходная часть разрядной камеры была выполнена в виде сменных колец с конфигурацией проточной части, соответствующей разной наработке двигателя (рисунок 5.36). Всего было использовано 3 комплекта колец (рисунок 5.37), соответствующих трем степеням износа разрядной камеры:

a) состояние разрядной камеры, близкое к начальному после нескольких десятков часов наработки (комплект 1);

б) износ выходных частей стенок разрядной камеры примерно на половину их начальной толщины (комплект 2); при этом угол уширения ускорительного канала составляет примерно 30 градусов;

в) износ выходной части разрядной камеры на 85% начальной толщины (комплект 3).

Исследования были проведены на установке с вакуумной камерой диаметром 2 м и рабочей длиной ~ 2,5 м, откачиваемой двумя агрегатами типа ABДMC-900 (рисунок 5.13).

Результаты измерения спектральных характеристик электромагнитного излучения ЭРД СПД-100-3 приведены на рисунках 5.38–5.47.



Рис. 5.36. Фото двигателя СПД-100-3 в собранном виде в вакуумной камере



Рис. 5.37. Комплекты сменных колец, соответствующие: *а* — малой (~100 часов) наработке двигателя; *б* — износу 80–90% запаса на износ стенок разрядной камеры

На рисунке 5.38 представлены спектры излучения ЭРД, пересчитанные к входу приемной антенны, построенные для разрешения по частоте 1 МГц. На рисунке 5.39 представлены те же спектры, но сглаженные фильтром с полосой 200 МГц для более детального отображения их различий. Данные зависимости получены



0,8 1 2 <u>3</u> 4 5 6 7 8 9 10 12 Частота, ГГц

5 - СПД-100-3#5 6 - СПД-100-3#6 7 - ЭРД=выкл 8 - R_H=50 Ом

Рис. 5.39. Сглаженные спектры излучения ЭРД СПД-100-3

для комплекта № 1 сменных колец выходной части разрядной камеры, соответствующего условиям работы практически нового ЭРД.

Кривые 1, 2 и 3 соответствуют режиму работы с $I_p = 2,82$ А и расходом рабочего тела 2,62 мг/с. А кривые 4, 5 и 6 — базовому режиму с $I_p = 2,6$ А и расходом рабочего тела 2,49 мг/с. Видно, что расход и, соответственно, ток разряда влияют на интенсивность излучения в диапазоне 1–2,5 ГГц. На рисунках 5.40 и 5.41 представлены аналогичные зависимости для комплекта № 2 сменных колец выходной части разрядной камеры, соответствующего условиям работы ЭРД с промежуточной выработкой ресурса.

16 Попов Г.А.

1(



Рис. 5.41. Сглаженные спектры излучения ЭРД СПД-100-3

Видно, что спектры, снятые с интервалом 0,5–1 час, практически совпадают, что свидетельствует о достаточно стабильной работе ЭРД.

Зависимости, отображенные на рисунках 5.42 и 5.43, соответствуют работе ЭРД с комплектом № 3 сменных колец, который имитирует работу ЭРД в условиях выработки большого ресурса. Кривые 3–5 получены сразу после смены колец до осуществления «приработки» ЭРД, а кривые 6–8 — после «приработки».

Более наглядно влияние процесса «приработки» можно видеть на рисунках 5.44 и 5.45 (комплект 3). Видно, что после «приработки» максимум излучения на частоте примерно 2,1 ГГц исчез и в целом уровень излучения несколько снизился.

Сравнительные данные излучения ЭРД для различных комплектов сменных колец выходной части разрядной камеры приведены на рисунках 5.46 и 5.47. Видно,



Рис. 5.43. Сглаженные спектры излучения ЭРД СПД-100-3

что изменение характеристик излучения ЭРД для комплектов колец 1 и 2 относительно невелико. Однако при использовании комплекта колец № 3 наблюдается устойчивое увеличении уровня излучения ЭРД в диапазоне 0,8–2,8 ГГц на 6–10 дБ по сравнению с комплектами колец № 1 и 2. В диапазоне 8–9,5 ГГц также имеет место некоторое увеличение уровня излучения, примерно на 1–1,5 дБ. А в диапазоне 4–7 ГГц, наоборот, возможно незначительное снижение уровня излучения, примерно на 1–1,5 дБ.

В целом, полученные данные свидетельствуют о том, что износ разрядного канала СПД приводит к возникновению достаточно интенсивного излучения в диапазоне частот от 1 ГГц и до 4 ГГц, а также к возникновению заметного излучения в диапазоне 8–9 ГГц. На рисунке 5.48 представлены результаты измерения спектральных



Рис. 5.45. Сглаженные спектры излучения ЭРД СПД-100-3

характеристик излучения ЭРД, проведенных в соответствии с требованиями стандарта ЭМС Mil Std 461e RE102, и зависимость, соответствующая предельно допустимому уровню излучения по данному стандарту. Видно, что в целом рассматриваемый ЭРД удовлетворяет требованиям ЭМС.

5.2.5. Спектральные характеристики излучения ЭРД СПД-140-1. Данный ЭРД является модификацией СПД-140, предназначен для работы на высоковольтных режимах и имеет магнитную систему с увеличенным сечением магнитопровода. Измерения для лабораторного образца ЭРД СПД-140-1 проводились в соответствии с методикой эксперимента, описанной ранее, с использованием аппаратно-программного измерительного комплекса, включающего анализатор спектра и управляющий



Рис. 5.47. Сглаженные спектры излучения ЭРД СПД-100-3

компьютер, обеспечивающий выбор режима и параметров измерений, управление ходом измерений, сохранение и оперативную визуализацию результатов измерений [5.3, 5.29, 5.33]. Результаты экспериментальных измерений фиксировались в виде файлов данных, формируемых анализатором спектра, и сохранялись на жестком диске. Для каждого цикла измерений производилась запись спектра излучения ЭРД в диапазоне 100 МГц–18 ГГц и временных реализаций сигнала в полосе анализа 80 МГц. Центральная частота анализа временных реализаций ступенчато перестраивалась в пределах заданного диапазона 100 МГц–18 ГГц с шагом 80 МГц. Для каждого цикла измерений результаты сохранялись в отдельных файлах заданного формата, включающих в себя:



Рис. 5.48. Результаты измерения в соответствии с требованиями стандарта ЭМС Mil Std 461e RE102

— блок исходных данных, содержащий значения параметров и настроек анализатора спектра;

— измеренный анализатором спектра спектр мощности входного сигнала, представленный в виде двух вектор-столбцов, в первом из которых записаны отсчеты частоты, а во втором — значения мощности сигнала в полосе фильтра анализа;

 реализацию входного сигнала в квадратурной форме, представленную в виде трех вектор-столбцов: первый содержит отсчеты времени, второй — отсчеты действительной квадратурной компоненты сигнала, третий — отсчеты мнимой компоненты сигнала.

Основная обработка результатов экспериментов осуществлялась после завершения экспериментальных измерений. Цифровые данные, полученные со спектроанализатора, импортировались в рабочую область и представлялись в виде массивов. Данные операции проводились как для результатов измерения спектра мощности, так и для временных реализаций сигналов.

Импорт данных осуществлялся последовательно для каждого 80 МГц цикла измерения. В итоге, из совокупности отдельных результатов измерений спектра в полосе 80 МГц формировался объединенный спектр в полосе 800–18 000 МГц.

Указанные операции проводись для двух антенн и различных режимов работы модели СПД-140-1 (в том числе и для случая, когда двигатель выключен). Полученные результаты отображались в виде графиков и анализировались. Для повышения наглядности результатов осуществлялось сглаживание спектров. Кроме того, для контроля достоверности проводился расчет спектра на основе алгоритмов БПФ для записанных реализаций входного сигнала, который показал полное совпадение с результатами, полученными от анализатора спектра.

Для учета влияния АЧХ кабелей, соединяющих антенны с измерительным комплексом, импортировались результаты калибровочных измерений АЧХ кабелей, которые вместе с калибровочными характеристиками антенн в дальнейшем использовались для коррекции данных, измеренных спектроанализатором.

Основными результатами измерений являлись оценки спектральной плотности мощности помех, среднеквадратического значения напряженности электрического

поля на входе антенн как функции частоты и суммарной мощности излучения для различных режимов работы ЭРД СПД-140-1, изображение которого приведено на рисунке 5.49.



Рис. 5.49. ЭРД СПД-140-1

Режимы работы группировались вокруг трех значений расхода рабочего тела: 3,0; 5,55 и 7,05 мг/с. Для каждого значения расхода напряжение разряда менялось в диапазоне от 300 В до 800 В с интервалом в 100 В [5.29]. В каждой режимной точке перед проведением измерений проводилась оптимизация параметров с целью получения максимального значения тяги.

Исследование спектральных характеристик излучения модели СПД-140-1 показало, что в диапазоне частот от 1 до 18 ГГц уровень излучения, фиксируемый над фоном, практически ограничен верхней частотой 5 ГГц, а сам спектр в основном сосредоточен в диапазоне частот 200 МГц-3 ГГц.

Поэтому в дальнейших измерениях основное внимание было сосредоточено на детальном изучении диапазона частот 0,5–2,5 ГГц. Сравнение сигналов, полученных с двух антенн с ортогональными поляризациями, показало, что при имеющейся точности измерений уровни сигналов практически совпадают, что позволяет в первом приближении ограничиться одним каналом приема.

Полученные в ходе измерений цифровые отчеты мощности помех для различных режимов работы модели СПД-140-1 были пересчитаны в напряженности электрических полей в апертуре измерительной антенны и представлены на графиках (рисунки 5.50, 5.51, 5.52). Анализ графиков показывает, что разрядное напряжение и расход рабочего тела существенно влияют на шумовые характеристики СПД-140-1. При минимальном расходе рабочего тела (3 мг/с, рисунок 5.50) излучение двигателя незначительно отличается от фона при любых разрядных напряжениях. Из-за малого расхода рабочего тела и, соответственно, малого разрядного тока уровень нетеплового излучения ЭРД имеет минимальное значение.

Для последующих значений расхода 5 мг/с (рисунок 5.51) и 7,05 мг/с (рисунок 5.52) наблюдается ожидаемая тенденция — монотонное увеличение уровня излучения с ростом разрядного напряжения. При этом форма спектра остается практически неизменной. Так, при изменении разрядного напряжения от 300 В до 800 В уровень максимума спектра увеличивается в среднем на 6 дБ (в 4 раза).

При этом следует констатировать определенное различие между двумя режимами. Так, для режима 5,55 мг/с уровень излучения несколько больше, чем для режима



Рис. 5.50. Спектры излучения ЭРД СПД-140-1 (расход 3 мг/с)



Рис. 5.51. Спектры излучения ЭРД СПД-140-1 (расход 5 мг/с)

7,05 мг/с. Это может быть связано как с разной степенью оптимизации режимов, так и с наличием временного дрейфа параметров ЭРД СПД-140-1.

Сравнение полученных результатов с полученными ранее [5.3] показывает, что измеренные уровни излучения достаточно близки. Некоторое отличие может быть связано с различием в режимах работы ЭРД (использовался режим 300 В, ток 12,5 А). Кроме того, при измерениях [5.3] был обеспечен более низкий уровень шумов, что связано с использованием в измерительном канале малошумящего широ-кополосного усилителя.

С целью более наглядного представления изменения мощности излучения в зависимости от напряжения разряда и расхода рабочего тела на рисунке 5.53 представлены графики приращения мощности излучения (экспериментальные точки и аппроксимация) относительно режима номинального напряжения разряда (300 В) и расхода



Рис. 5.52. Спектры излучения ЭРД СПД-140-1 (расход 7.05 мг/с)



Рис. 5.53. Изменение мощности излучения ЭРД

3,00 мг/с. Как видно их полученных результатов, при увеличении разрядного напряжения от 300 В до 800 В мощность излучения ЭРД увеличивается на 1,6–1,8 дБ, за исключением режима работы с малым расходом рабочего тела (3,0 мг/с).

Таким образом, проведенные экспериментальные исследования характеристик электромагнитного излучения лабораторной модели двигателя СПД-140-1 позволили определить как спектральный состав излучения в радиодиапазоне, так и относительное изменение его интенсивности при различных режимах работы.

5.2.6. Спектральные характеристики излучения ЭРД СПД-140-2. СПД-140-2 представляет собой модификацию двигателя СПД-140, предназначен для работы на высоковольтных режимах и имеет оптимизированную магнитную систему. Измерения спектрально-временных характеристик ЭМИ лабораторного образца ЭРД СПД-140-2 проводилось в диапазоне частот 100 МГц–18 ГГц [5.33]. Разрешение по частоте

при измерении спектров было равно 1 МГц. Измерение временных реализаций проводилось в том же диапазоне частот с полосой анализа 80 МГц и шагом перестройки по частоте 80 МГц.

Измерения проводились для разрядных напряжений 600 В, 800 В и 900 В и параметров режимов работы ЭРД в соответствии с таблицей 5.3.

Таблица 5.3	3
-------------	---

Режим	Напряжение	Ток разряда,	Расход,	Расход	Ток
работы	разряда, U_p , В	I_p, A	мг/с	катода, мг/с	подмагн., А
1	600	7,5	6,79	0,4	5,5
2	800	6,0	5,37	0,4	5,5
3	900	5,0	4,43	0,4	5,5

Основные параметры режимов работы ЭРД СПД-140-2

Результаты измерения спектральных характеристик ЭМИ ЭРД СПД-140-2 приведены на рисунке 5.54. Видно, что основными спектральными областями, в которых сосредоточено излучение ЭРД, являются диапазоны частот 0,8–2 ГГц и 3–7 ГГц. В этих диапазонах уровень излучения для разрядного напряжения 900 В превышает уровень фона, соответственно, на 5–28 дБ и 5–10 дБ. В целом, при увеличении напряжения разряда уровень ЭМИ ЭРД увеличивается.



Рис. 5.54. Спектры излучения ЭРД СПД-140-2

На рисунке 5.55 представлено сравнение спектров излучения для ЭРД СПД-140-2 и СПД-100 для разрядного напряжения 600 В. В целом, спектры излучения данных двигателей для рассмотренных режимов работы достаточно близки. В то же время, при разрядном напряжении 800 В (рисунок 5.56), хотя в диапазоне частот до 2 ГГц спектры продолжают оставаться близкими, но в диапазоне от 3 ГГц до 7 ГГц уровень излучения СПД-140-2 на 2–5 дБ превышает уровень излучения СПД-100-1.



Рис. 5.55. Сравнение спектров излучения ЭРД СПД-100-1 и СПД-140-2



Рис. 5.56. Сравнение спектров излучения ЭРД СПД-100-1 и СПД-140-2

Зависимость средней суммарной плотности потока мощности излучения ЭРД СПД-140-2 в апертуре измерительной антенны, превышающей уровень фона, от разрядного напряжения приведена на рисунке 5.57. Видно, что при увеличении разрядного напряжения от 600 В до 900 В суммарная мощность излучения увеличивается примерно на 7 дБ.

5.2.7. Спектральные характеристики излучения ЭРД АИПД-50. Как было показано в главе 2 (рисунок 2.30), абляционный импульсный плазменный двигатель представляет собой два плоских электрода, между которыми находится торцевой керамический изолятор, а также две фторопластовые шашки прямоугольного сечения, являющиеся рабочим телом двигателя. Электроды соединены медными шинами с накопителем энергии, представляющим собой батарею сильноточных малоиндуктивных



Рис. 5.57. Зависимость средней суммарной плотности потока мощности от разрядного напряжения

конденсаторов. После подачи команды на включение двигателя срабатывает установленная в катоде высоковольтная свеча, создающая начальную плазму, замыкающую разрядный промежуток, после чего происходит разряд накопителя энергии между основными электродами. В результате абляции (испарения) рабочих поверхностей фторопластовых шашек и ионизации пара под действием высокой температуры образуется плазма, ускоряемая газодинамическими силами и электромагнитной силой.

Для исследования эффектов излучения абляционных импульсных плазменных двигателей (АИПД) использовалась установка, аналогичная описанным ранее [5.27, 5.36]. Основу ее составляла металлическая вакуумная камера диаметром 1 м и длиной 2 м. АИПД устанавливался по оси камеры у одной из торцевых стенок. На противоположной торцевой стенке устанавливался фланец с «радиопрозрачным» диэлектрическим окном для вывода излучения за пределы вакуумной камеры. С внешней стороны к фланцу поочередно крепились измерительные антенны, обеспечивающие возможность приема сигналов в диапазоне частот 30 МГц–18 ГГц. В качестве антенн использовались измерительные антенны фирмы «ETS-Lindgren» серий 3110, 3106, 3115. Каждая антенна с помощью высокочастотного кабеля с известными частотными характеристиками затухания подключалась к входу анализатора спектра Agilent Technologies E4440A. С помощью анализатора спектра регистрировались спектральные характеристики мощности электромагнитного излучения для фона и сигнала от АИПД.

Особенность измерений заключалась в том, что АИПД работал с частотой повторения импульсов порядка 2 Гц и длительностью импульса тока разряда 10 мкс (график тока в первичной цепи представлен на рисунке 5.58). При такой малой скважности импульсов измерение спектра сигнала имело определенные сложности. С целью их преодоления анализатор спектра Е4440А осуществлял спектральный анализ сигналов в режиме быстрого преобразования Фурье (БПФ) по запуску импульсами, синхронизированными с тактовыми импульсами АИПД.

При таком подходе для построения результирующего спектра излучения АИПД использовалась последовательность рабочих циклов двигателя, количество которых определялось требуемым разрешением спектра по частоте. Во всех диапазонах разрешение по частоте составляло 200 кГц.



Рис. 5.58. Ток в первичной цепи АИПД-50

На основании экспериментальных данных построена зависимость средней напряженности электрического поля в апертуре антенны от частоты, представленная на рисунке 5.59.



Рис. 5.59. Средний спектр излучения АИПД-50

Как видно из графика, спектр излучения АИПД достаточно широкополосный и простирается по частоте до 6–7 ГГц. В области частот 30МГц–1 ГГц уровень излучения АИПД превышает уровень фона в среднем на 30–40 дБ.

К важным качественным результатам следует отнести тот факт, что реальный спектр излучения АИПД существенно шире спектра самого импульса разряда накопителя (10 мкс), что свидетельствует о наличии в плазме АИПД высокочастотных излучательных процессов. С учетом специфики работы АИПД следует ожидать, что основной вклад в излучение будут вносить циклотронные частоты (разрядные токи создают магнитное поля с индукцией 5000–6000 Гс), а также собственное излучение внешних слоев плазмы на плазменных частотах.
5.3. Результаты измерения характеристик излучения ЭРД во временной области

Рассмотренные в предыдущем разделе спектральные характеристики электромагнитного излучения ЭРД представляют несомненный научный и практический интерес, но полностью не раскрывают свойств излучаемых ЭРД сигналов. Для более детального изучения тонкой структуры и характеристик излучаемых ЭРД сигналов необходимо провести анализ свойств их временных реализаций. На основании совместного рассмотрения спектральных и временных характеристик сигналов, излучаемых ЭРД, в дальнейшем могут быть разработаны математические модели такого излучения, применимые для анализа помехоустойчивости систем космической связи.

Известны работы зарубежных [5.19–5.21] и отечественных [5.10, 5.17, 5.27–5.34] исследователей, посвященных изучению характеристик излучения ЭРД во временной области. Ниже рассматриваются основные экспериментальные результаты измерения временных и вероятностных характеристик излучения ряда ЭРД, полученные авторами.

Измерения характеристик излучения ЭРД во временной области проводились как в «панорамном» режиме (от 0,1 ГГц до 18 ГГц, с шагом 80 или 140 МГц), так и для основных частотных диапазонов каналов Земля-КА систем космической связи: в S-диапазоне, 2,072–2,1 ГГц и 2,55–2,6 ГГц, в С-диапазоне, 5,9–6,4 ГГц, в Х-диапазоне, 7,145–7,235 ГГц. Далее рассматриваются основные, наиболее характерные результаты экспериментальных исследований характеристик электромагнитного излучения ЭРД во временной области.

5.3.1. Характеристики излучения ЭРД СПД-70 во временной области. Характеристики собственного электромагнитного излучения ЭРД СПД-70 во временной области исследовались с использованием анализатора спектра Agilent E4440A в режиме Zero Span. Измерения временных реализаций проводились для частотного диапазона от 100 МГц до 10 ГГц, с шагом 80 МГц [5.28, 5.30]. Записывались синфазная и квадратурная компоненты комплексной огибающей сигнала, по которым затем рассчитывались амплитудная огибающая и фаза сигнала. Для анализа свойств сигнала во временной области реализации записанные для каждого цикла измерения объединялись в двухмерные массивы, на основе которых затем строились графики реализаций амплитудных огибающих сигналов для каждого частотного диапазона измерений.

Результаты измерений амплитудной огибающей сигнала, наведенного электромагнитным излучением ЭРД на датчиках, приведены на рисунках 5.60–5.63. На каждом рисунке представлено 6 графиков временных реализаций сигналов, зафиксированных для различных частотных диапазонов анализа. Центральная частота каждого диапазона отображена над соответствующим графиком, ширина полосы частотного поддиапазона одна и та же и равна 80 МГц. На представленных графиках отображены только те частотные диапазоны, на которых был зафиксирован импульсный характер излучения ЭРД. Как видно из полученных результатов, импульсный характер излучения ЭРД СПД-70 наблюдается вплоть до частоты 2,8 ГГц. На более высоких частотах импульсы проявляются менее явно (четыре нижних графика на рисунке 5.81) и выше 3 ГГц становятся практически не наблюдаемыми. Однако это может быть связано с недостаточной чувствительностью измерительного комплекса на этих частотах. В этой связи характеристики когерентной (нетепловой) составляющей излучения ЭРД в диапазоне частот от 3 до 10 ГГц требуют дальнейшего изучения.



Рис. 5.60. Амплитудные огибающие сигналов, излучаемых ЭРД



Рис. 5.61. Амплитудные огибающие сигналов, излучаемых ЭРД



Рис. 5.62. Амплитудные огибающие сигналов, излучаемых ЭРД



Рис. 5.63. Амплитудные огибающие сигналов, излучаемых ЭРД

На рисунке 5.64 в качестве примера приведены эпюры синфазной квадратурной составляющей для тех же условий, что и на рисунке 5.61. Видно, что зафиксированные сигналы, скорее всего, представляют собой аддитивную смесь случайной последовательности импульсов и широкополосного шума.



Рис. 5.64. Синфазные компоненты сигналов, излучаемых ЭРД

На рисунке 5.65 приведены эпюры огибающей принимаемого сигнала (рисунок 5.64), сглаженные фильтром скользящего среднего с апертурой 50 нс или с усреднением по 5-ти соседним точкам. Видно, что аддитивная широкополосная шумовая компонента в значительной степени усреднилась и огибающие импульсов стали видны лучше. Длительность импульсов нетеплового излучения ЭРД лежит в пределах от 0,2 до 5 мкс, период следования — от 2 до 30 мкс.

В низкочастотной области анализируемого диапазона частот, например на частоте 100 МГц, наблюдается периодическое излучение пачек импульсов с периодом следования примерно 25–27 мкс, длительностью пачки 5–7 мкс (3–6 импульсов) и длительностью отдельного импульса в пачке 0,5–1,5 мкс. Данное излучение связано с пульсациями тока разряда, имеющими примерно такую же частоту (35–40 кГц).

Анализ закона распределения квадратурных реализаций сигнала, имеющих выраженные импульсные компоненты, показал, что этот закон распределения существенно отличается от гауссова. Примеры такого анализа представлены на рисунках 5.66–5.69 для центральной частоты 1,46 ГГц. На рисунке 5.66 представлена гистограмма распределения синфазной составляющей принятого сигнала, на которую наложен идеальный гауссов закон распределения, соответствующий параметрам реализации. На рисунке 5.67 для тех же условий построен интегральный закон распределения соответствующих реализаций на «вероятностной бумаге», позволяющий визуально оценить степень близости закона распределения конкретной реализации к гауссовому с математическим ожиданием и дисперсией такими же, как и у экспериментально полученной реализации. Гауссов закон распределения (ЗР) в этом случае отображается в виде наклонной прямой.

17 Попов Г.А.



Рис. 5.65. Амплитудные огибающие синфазных компонент сигналов, излучаемых ЭРД



СПД-70, ЗР синфазной компоненты, $f_0 = 1,460$ ГГц

Рис. 5.66. Гистограмма распределения синфазной составляющей принятого сигнала

Как видно из представленных результатов, закон распределения квадратурных составляющих собственного электромагнитного излучения ЭРД СПД-70 в частотных поддиапазонах, содержащих импульсную компоненту, существенно отличается от гауссова и имеет более высокую вероятностью больших значений уровня сигнала по сравнению с гауссовым законом распределения. При этом пиковое значение импульсов может превышать среднеквадратическое значение шума в паузах между импульсами в 5–10 раз. В то же время, в тех частотных поддиапазонах,



Рис. 5.67. Интегральный закон распределения синфазной компоненты принятого сигнала

где импульсное излучение ЭРД не проявляется, закон распределения квадратурных компонент является близким к гауссовому.

На рисунках 5.68 и 5.69 приведены аналогичные результаты для амплитудной огибающей сигнала для того же диапазона частот.



Рис. 5.68. Гистограмма распределения амплитудной огибающей принятого сигнала

Как видим, закон распределения амплитудной огибающей собственного излучения ЭРД СПД-70 существенно отличается от рэлеевского, что связано с наличием случайных импульсных сигналов. В то же время, для тех частотных диапазонов, где импульсное излучение ЭРД отсутствует, закон распределения амплитудной огибающей близок к рэлеевскому. Закон распределения фазы комплексной огибающей



Рис. 5.69. Интегральный закон распределения амплитудной огибающей принятого сигнала



Рис. 5.70. Гистограмма распределения фазы комплексной огибающей принятого сигнала

сигнала близок к равномерному как в случае отсутствия импульсов, так и при их наличии (рисунок 5.70).

Полученные результаты представляют несомненный теоретический и прикладной интерес, так как выявляют наличие при работе стационарных плазменных двигателей нового класса импульсных помех, применительно к которому должны быть определены основные мероприятия по обеспечению ЭМС ЭРД и бортовых радиотехнических систем.

5.3.2. Характеристики излучения ЭРД СПД-100-1 во временной области. Измерение характеристик излучения лабораторного образца ЭРД СПД-100-1 во временной области проводилось для различных режимов работы ЭРД, отличающихся, прежде всего, напряжением разряда, которое варьировалось от 300 В до 800 В с шагом 100 В. При этом поддерживался постоянным и равным 2,95 мг/с расход рабочего тела. Более подробно параметры, характеризующие условия функционирования ЭРД, приведены в таблице 5.4.

Таблица 5.4

Режим	Напряжение	Ток	Расход раб.	I_{m1}, A	I_{m2}, A
работы	разряда, В	разряда, А	тела, мг/с		
1	300	2,90	2,95	2,48	1,36
2	400	2,86	2,95	2,06	1,96
3	500	2,89	2,95	1,76	3,06
4	600	3,04	2,95	2,04	4,31
5	700	3,16	2,95	1,84	5,07
6	800	3,36	2,95	3,29	5,97

Основные параметры режимов работы ЭРД СПД-100-1



Рис. 5.71. Амплитудные огибающие сигналов, излучаемых ЭРД

Запись временны́х реализаций осуществлялась в полосе 80 МГц для центральных частот, соответствующих каналам Земля-КА систем спутниковой связи: L-диапазона (0,75 и 1,5 ГГц), S-диапазона (2,0 и 2,5 ГГц), C-диапазона (5,9-6,4 ГГц)



Рис. 5.72. Сглаженные амплитудные огибающие сигналов, излучаемых ЭРД



Рис. 5.73. Гистограмма распределения синфазной составляющей принятого сигнала

и Х-диапазона (7,2 ГГц). Длительность временны́х реализаций варьировалась от 0,1 до 10 мс.

Примеры полученных результатов приведены на рисунках 5.71 и 5.72. На рисунке 5.71 изображены эпюры огибающих сигналов для С-диапазона. На рисунке 5.72 — те же зависимости, но подвергнутые фильтрации (сглаживанию) с постоянной времени 100 нс с целью уменьшить влияние аддитивного шума и более наглядно отобразить импульсную компоненту сигнала. Видно, что во всех поддиапазонах



Рис. 5.74. Интегральный закон распределения синфазной компоненты принятого сигнала



Рис. 5.75. Гистограмма распределения амплитудной огибающей принятого сигнала

наблюдается проявление импульсного характера излучения ЭРД разной интенсивности. Длительность импульсов варьируется от 0,1 до 1–3 мкс, а интервал повторения — от 1 до 20 мкс.

Анализ статистических характеристик полученных временных реализаций показывает, что, как и следовало ожидать, закон распределения квадратурных компонент имеет не гауссов характер. Это видно из сравнения оценок законов распределения, построенных на основе экспериментальных данных, и теоретических (дифференциального и интегрального) законов распределения, которые приведены, соответственно, на рисунках 5.73 и 5.74. Соответственно и закон распределения огибающей сигнала также не совпадает с рэлеевским, что подтверждается сравнением



Рис. 5.76. Интегральный закон распределения амплитудной огибающей принятого сигнала



Рис. 5.77. Временные реализации амплитудной огибающей принимаемого сигнала

дифференциального и интегрального законов распределения принятой реализации с эквивалентным рэлеевским законом распределения (рисунки 5.75 и 5.76).

5.3.3. Характеристики излучения ЭРД СПД-100-2 во временной области. В процессе экспериментальных исследований временных характеристик ЭМИ лабораторного образца ЭРД СПД-100-2 получен большой объем экспериментальных данных. Измерения проводились для различных значений разрядного напряжения, которое варьировалось от 300 В до 800 В с шагом 100 В, различных значений расхода рабочего тела (от 1,88 до 2,73 мг/с), с использованием и без использования МШУ,



Рис. 5.78. Временные реализации амплитудной огибающей принимаемого сигнала



Рис. 5.79. Временные реализации амплитудной огибающей принимаемого сигнала

а также с использованием различных аппаратных средств спектрального анализа (Agilent PSA E4440A и PXA N9030A).

Временные реализации излучения ЭРД записывались на интервалах времени 1–10 мс с шагом дискретизации 12,5 или 7,1 нс. Каждая реализация представляла собой комплексный процесс, сформированный на выходе полосового фильтра с полосой 80 или 140 МГц и центральной частотой, значение которой дискретно изменялось



Рис. 5.80. Временные реализации амплитудной огибающей принимаемого сигнала



Рис. 5.81. Временные реализации амплитудной огибающей принимаемого сигнала

в пределах полосы частот 100 МГц-12 ГГц с шагом 80 или 140 МГц. Изменение центральной частоты фильтра осуществлялось либо в «панорамном» режиме, то есть с постоянным шагом в пределах всего указанного диапазона частот, либо для заданных диапазонов частот, соответствующих каналам спутниковой связи Земля-КА.

Примеры временных реализаций огибающей принимаемого сигнала, снятых в «панорамном» режиме для частот от 0,1 ГГц до 12 ГГц с шагом 140 МГц для параметров



Рис. 5.82. Временные реализации амплитудной огибающей принимаемого сигнала



Рис. 5.83. Временные реализации амплитудной огибающей принимаемого сигнала

функционирования ЭРД $U_p = 800$ В, $I_p = 2,95$ А, $\dot{m} = 2,73$ мг/с, приведены на рисунках 5.77–5.90. Видно, что для данного режима работы ЭРД характерно наличие импульсных сигналов практически во всех рассматриваемых диапазонах частот. Отсутствие импульсов в диапазонах частот ниже 500 МГц связано с ограниченной полосой пропускания используемых измерительных антенн. А слабое их проявление на частотах выше 10 ГГц — с ограниченной чувствительностью измерительного комплекса на этих частотах. В целом, уровень импульсов в различных частотных



Рис. 5.84. Временные реализации амплитудной огибающей принимаемого сигнала



Рис. 5.85. Временные реализации амплитудной огибающей принимаемого сигнала

диапазонах качественно хорошо согласуется с результатами спектрального анализа, рассмотренными ранее.

Для большей наглядности на рисунке 5.91 приведены временные зависимости огибающих сигнала для частотного диапазона 6,28–7,52 ГГц, сглаженные фильтром с постоянной времени 100 нс. При этом уменьшается уровень аддитивного шума и более наглядно представляется форма излучаемых ЭРД импульсов.



Рис. 5.86. Временные реализации амплитудной огибающей принимаемого сигнала



Рис. 5.87. Временные реализации амплитудной огибающей принимаемого сигнала

В целом, анализ полученных результатов позволяет сделать вывод, что импульсное излучение ЭРД СПД-100-2 для высоковольтных режимов работы с максимальным расходом рабочего тела характеризуется формированием случайной последовательности импульсов, длительность которых лежит в пределах 0,2–7 мкс, а период следования — в среднем в пределах 10–30 мкс. В тоже время, видно, что в отдельных случаях наблюдается «пакетирование» импульсов, то есть излучение



Рис. 5.88. Временные реализации амплитудной огибающей принимаемого сигнала



Рис. 5.89. Временные реализации амплитудной огибающей принимаемого сигнала

последовательности близко расположенных импульсов, которая выглядит как один длинный импульс. Это видно, например на графиках, соответствующих центральным частотам 1,64 ГГц, 2,2 ГГц, 3,18 ГГц и т. д.

Учитывая наличие значительной по уровню импульсной компоненты в излучаемом сигнале, следует ожидать, что данный сигнал будет существенно не гауссовым.



Рис. 5.90. Временные реализации амплитудной огибающей принимаемого сигнала



Рис. 5.91. Сглаженные амплитудные огибающие принимаемого сигнала

Это подтверждают и результаты проведенного анализа статистических характеристик полученных временных реализаций.

В качестве примера на рисунках 5.92–5.96 приведены оценки дифференциальных и интегральных законов распределения параметров экспериментально полученных реализаций случайных процессов для центральной частоты 7,24 ГГц, совпадающей с диапазоном частот, выделенным для систем дальней космической связи.



Рис. 5.92. Гистограмма распределения фазы комплексной огибающей принятого сигнала



Рис. 5.93. Гистограмма распределения синфазной составляющей принятого сигнала

Анализ показал, что во всех случаях закон распределения фазы комплексной огибающей сигнала близок к равномерному (рисунок 5.92).

Как видно из результатов, полученных для синфазной (квадратурной) компоненты комплексной огибающей принятого сигнала, его дифференциальный (рисунок 5.93) и интегральный (рисунок 5.94) законы распределения существенно отличаются от гауссова.

Соответственно, дифференциальный (рисунок 5.95) и интегральный (рисунок 5.96) законы распределения амплитудной огибающей сигнала также существенно отличаются от рэлеевского закона распределения.

Таким образом, электромагнитное излучение ЭРД СПД-100-2 не является гауссовым и имеет ярко выраженную компоненту в виде случайной последовательности



Рис. 5.94. Интегральный закон распределения синфазной компоненты принятого сигнала



Рис. 5.95. Гистограмма распределения амплитудной огибающей принятого сигнала

импульсов, что необходимо учитывать при анализе помехоустойчивости и разработке алгоритмов обработки сигналов в системах космической связи.

На рисунке 5.97 представлены модули коэффициента корреляции (КК) комплексной огибающей сигнала, излучаемого ЭРД СПД-100-2, для центральной частоты 7,240 ГГц. Кривые построены для исходной реализации, а также для реализаций, пропущенных через сглаживающий (полосовой) фильтр с разными постоянными времени, от 25 до 200 нс. Видно, что КК содержит две компоненты: узкий пик, соответствующий широкополосной компоненте сигнала, связанной как с аддитивным тепловым шумом, так и тепловым излучением ЭРД, а также более широкую в основании часть, определяемую не тепловым (импульсным) излучением ЭРД.

18 Попов Г.А.



Рис. 5.96. Интегральный закон распределения амплитудной огибающей принятого сигнала



Рис. 5.97. Коэффициент корреляции огибающей принятого сигнала

Интервал корреляции последней составляет примерно 0,12-0,15 мкс, что совпадает с длительностью наиболее коротких импульсов, зафиксированных в излучении ЭРД.

5.3.4. Характеристики излучения ЭРД СПД-100-3 во временной области. Измерения характеристик излучения ЭРД СПД-100-3 во временной области проводились для основных частотных диапазонов, выделенных для осуществления связи Земля-КА. В целом, полученные результаты показали качественное совпадение с результатами, полученными для СПД-100-2. Некоторые количественные различия связаны, в основном, с различиями в режимах работы ЭРД, обусловленными моделированием степени износа разрядной камеры.



Рис. 5.98. Временные реализации амплитудной огибающей принимаемого сигнала

На рисунке 5.98 представлены примеры временных реализаций амплитудной огибающей излучения ЭРД, полученные для напряжения и тока разряда $U_p = 800$ В, $I_p = 2,6$ А и комплекта колец № 1 $\dot{m} = 2,49$ мг/с, $I_M = 4,83/5,5$ А (график «*a*»), комплекта колец № 2 $\dot{m} = 2,46$ мг/с, $I_M = 5,5/5,5$ А (график «*6*»), комплекта колец № 3 $\dot{m} = 2,5$ мг/с, $I_M = 5,5/5,5$ А (график «*b*»). Как видно из полученных реализаций, излучение ЭРД имеет ярко выраженную импульсную компоненту. Характер и уровень излучаемых импульсов для комплектов колец № 1 и 2 отличается незначительно. Однако в случае комплекта № 3, соответствующего выработке значительного ресурса, уровень импульсного излучения существенно возрастает (рисунок 5.98, *b*). Данный результат хорошо соответствует полученным ранее результатам измерений в спектральной области (рисунок 5.46), когда для комплекта № 3 было зафиксировано увеличение уровня излучения на частоте 2 ГГц примерно на 10 дБ.

Длительность шумоподобных импульсов, генерируемых ЭРД, случайна и лежит в пределах 0,25–1,25 мкс для комплектов № 1 и 2 и 1,5–7,5 мкс — для комплекта № 3. Интервал повторения импульсов также случаен и лежит в диапазоне 5–70 мкс. Как видно из полученных результатов, возможно наложение отдельных импульсов и образование «пакетов» импульсов.

На рисунке 5.99 представлены эпюры излучения ЭРД, полученные сразу после установки нового комплекта колец № 3 (рисунок 5.99, *a*) и после осуществления



Рис. 5.99. Временные реализации амплитудной огибающей принимаемого сигнала



Рис. 5.100. Временные реализации амплитудной огибающей принимаемого сигнала

«приработки» (рисунок 5.99, б). Видно, что характер излучаемого ЭРД сигнала после «приработки» изменился. Это позволяет сделать вывод о существенном влиянии геометрических характеристик разрядной камеры на параметры шумового импульсного процесса, формируемого ЭРД.

Импульсный характер излучения ЭРД наблюдается и в других частотных диапазонах, так например, результаты измерения для диапазона 6 ГГц и интервала времени наблюдения 5 мс приведены на рисунке 5.100. В целом, как следует из полученных



Рис. 5.101. Гистограмма распределения амплитудной огибающей принятого сигнала



Рис. 5.102. Интегральный закон распределения амплитудной огибающей принятого сигнала

результатов, излучение ЭРД имеет две компоненты: во-первых, чисто шумовую, связанную с тепловыми шумами, и, во-вторых, импульсную, связанную с нестационарными процессами в плазменной струе, природа которых требует дополнительного изучения.

Учитывая это, закон распределения излучения ЭРД должен иметь существенно не гауссов характер. И это подтверждается исследованиями статистических характеристик излучаемого сигнала. Так, для диапазона 2,072 ГГц отличие гистограммы закона распределения вероятностей амплитуд сигнала от рэлеевского, который должен быть



Рис. 5.103. Гистограмма распределения синфазной составляющей принятого сигнала



Рис. 5.104. Интегральный закон распределения амплитудной огибающей принятого сигнала

в случае гауссова сигнала, видно на рисунке 5.101 без дополнительного математического анализа. На рисунке 5.102 приведено сравнение экспериментального и теоретического (рэлеевского) законов распределения в линеаризованном масштабе (на так называемой «вероятностной бумаге»). Видно, что эти законы существенно отличаются, в особенности для больших отклонений сигналов.

Аналогичные результаты для диапазона 5,9 ГГц приведены на рисунках 5.103 и 5.104. Здесь визуальное отличие гистограммы распределения от рэлеевского закона



Рис. 5.105. Коэффициент корреляции огибающей принятого сигнала



Рис. 5.106. Коэффициент корреляции огибающей принятого сигнала

распределения не столь заметно (рисунок 5.103). Однако анализ законов распределения в линеаризованном масштабе наглядно подтверждает не гауссов характер излучаемого сигнала и в этом случае (рисунок 5.104).

На рисунках 5.105 и 5.106 представлены модули коэффициента корреляции (КК) комплексной огибающей сигнала для диапазона 2,072 ГГц и 5,9 ГГц соответственно. Кривые построены для исходной реализации, а также для реализаций, пропущенных через сглаживающий (полосовой) фильтр с разными постоянными времени: от 25 до 200 нс. Видно, что КК содержит две компоненты: узкий пик, соответствующий



Рис. 5.107. Амплитудные огибающие сигналов, излучаемых ЭРД



Рис. 5.108. Сглаженные амплитудные огибающие сигналов, излучаемых ЭРД

широкополосной компоненте сигнала, связанной как с аддитивным тепловым шумом, так и тепловым излучением ЭРД, а также более широкую в основании часть, определяемую не тепловым (импульсным) излучением ЭРД. Интервал корреляции последней составляет примерно 0,075–0,125 мкс для диапазона 2,072 ГГц и примерно 0,15 мкс для 5,9 ГГц. То, что интервал корреляции меньше средней длительности



Рис. 5.109. Гистограмма распределения синфазной составляющей принятого сигнала



Рис. 5.110. Интегральный закон распределения синфазной компоненты принятого сигнала

импульсов, связано, по всей видимости, с наличием шумоподобной внутриимпульсной модуляции в излучении ЭРД.

5.3.5. Характеристики излучения ЭРД СПД-140-2 во временной области. Для каждого цикла измерений характеристик излучения ЭРД СПД-140-2 во временной области производилась запись временных реализаций сигнала в полосе анализа 80 МГц для заданного значения центральной частоты диапазона. Центральная частота анализа временных реализаций ступенчато перестраивалась в пределах



Рис. 5.111. Гистограмма распределения амплитудной огибающей принятого сигнала



Рис. 5.112. Интегральный закон распределения амплитудной огибающей принятого сигнала

заданного диапазона, 100 МГц–12 ГГц с шагом 80 МГц. Измерения проводились для трех режимов работы ЭРД с разрядным напряжением 600 В, 800 В и 900 В.

Примеры полученных реализаций для случая, когда напряжение разряда было равно 900 В, приведены на рисунке 5.107, где представлены реализации огибающей сигнала для шести центральных частот в диапазоне 5,9–6,3 ГГц. Видно, что во всех рассматриваемых поддиапазонах наблюдается импульсный характер излучения ЭРД. Более детально форма импульсов отображена на рисунке 5.108, где принятый сигнал подвергнут сглаживающей фильтрации в полосовом фильтре с постоянной времени



Рис. 5.113. Гистограмма распределения фазы комплексной огибающей принятого сигнала



Рис. 5.114. Коэффициент корреляции огибающей принятого сигнала

100 нс. Длительность отдельных импульсов колеблется от 0,1 до 3 мкс, а интервал повторения — от 2 до 30 мкс. Имеет место «пакетирование» импульсов, то есть генерация последовательности сразу нескольких близко расположенных импульсов.

Анализ оценок дифференциального и интегрального законов распределения принятой реализации для синфазной (квадратурной) компоненты сигнала на частоте 5,9 ГГц (рисунки 5.109 и 5.110 соответственно) показывает, что ее закон распределения существенно отличается от гауссова. Аналогично, для огибающей сигнала (рисунки 5.111 и 5.112) видно, что ее закон распределения существенно отличается от рэлеевского. В то же время закон распределения фазы близок к равномерному (рисунок 5.113).

На рисунке 5.114 представлен коэффициент корреляции, рассчитанный для рассматриваемой реализации при различных постоянных времени сглаживающего фильтра. По мере увеличения постоянной времени сглаживающего фильтра КК стремится к некоторой функции, которая примерно совпадает с КК нетепловой компоненты излучения ЭРД. Как видно из представленных зависимостей, интервал корреляции этой компоненты может быть оценен примерно как 60–70 нс, что примерно в 2 раза меньше, чем аналогичный показатель ЭРД-100-2.

5.4. Заключение

В данной главе приведены результаты разработок архитектуры и базовых принципов построения аппаратно-программных комплексов, предназначенных для исследования электромагнитного излучения ЭРД в наземных условиях. Рассмотрены современные методы измерений и калибровки, алгоритмы управления измерительными приборами и обменом данных. Разработаны предложения по облику и вариантам технической реализации аппаратно-программных комплексов на базе экспериментальных стендов МАИ.

Проведенные экспериментальные исследования спектрально-временных характеристик излучения ЭРД с использованием разработанных аппаратно-программных комплексов позволили сделать ряд выводов.

1. Спектр электромагнитного излучения ЭРД холловского типа сосредоточен в диапазоне частот от десятков мегагерц до десятков гигагерц. Уровень и форма спектра излучения ЭРД существенно зависят от вектора параметров, описывающих режим работы ЭРД. При переходе от низковольтных режимов работы к высоковольтным уровень спектральных составляющих излучения ЭРД, например в диапазоне 0,8-7 ГГц, существенно возрастает (от 2 до 20 дБ, в зависимости от типа ЭРД).

2. Во временной области излучение ЭРД имеет ярко выраженный импульсный характер и существенно зависит от режима работы ЭРД. Длительность импульсов, в зависимости от типа ЭРД и режима его работы, лежит в пределах 0,1–10 мкс, а интервал следования — от 2 до 30 мкс. В результате закон распределения мгновенных значений излучения ЭРД является не гауссовым, а распределение амплитуды существенно отличается от рэлеевского.

3. Выявлено существенное влияние на спектральные и временные характеристики излучения ЭРД степени выработки его ресурса. Так например, на частоте 2 ГГц излучение «нового» и «изношенного» образца СПД отличаются практически на 10 дБ в сторону увеличения. С учетом увеличения сроков активного существования современных КА данный эффект может представить определенную проблему для работы бортовых радиотехнических систем.

4. Исследование абляционных импульсных пламенных двигателей показало, что их спектр излучения достаточно широкополосный и простирается по частоте до 6–7 ГГц. В области частот 30 МГц–1 ГГц уровень излучения превышает уровень фона в среднем на 30–40 дБ. При этом ширина спектра существенно шире спектра самого импульса разряда накопителя (10 мкс), что свидетельствует о наличии в плазме АИПД высокочастотных излучательных процессов.

5. Количественные оценки спектрально-временных характеристик электромагнитного излучения ЭРД, полученные при проведении экспериментальных исследований различных типов ЭРД и различных режимов их работы, являются основой для создания новых физико-математических моделей ЭРД как источников радиопомех, для проектирования радиосистем космических аппаратов, оборудованных электрическими ракетными двигателями.

Литература к главе 5

- 5.1. *Muller H., Kukies R. and Bassner H.* EMC Test on the RITA Ion Propulsion Assembly for the ARTEMIS Satellite //, AIAA 92-3208, 28th Joint Propulsion Conference and Exhibit, July 6–8, 1992, Nashville, TN.
- 5.2. Sariento C.J. and Sankovic J.M., Freitas J. and Lynn P.R. RHETT/EPDM Hall Thruster Propultion System Electromagnetic Compatibility Evaluation //, IEPC-97-108, 25 th International Electric Propulsion Conference, Cleveland, Ohio, August 1997.
- 5.3. Manzella D., Sarmiento C., Sankovic. J., and Haag T. Performance Evaluation of the SPT-140 // IEPC-97-059, 25 the International Electric Propulsion Conference, Cleveland, Ohio, August 1997.
- 5.4. *Plokhikh A.P., Sarmiento C.J., J Sankovic.M., Vazhenin N.A.* Study of the Hall thruster self-emission effective center location within the radio frequency band // 25th International Electric Propulsion Conference, August 24–28, 1997, Cleveland, Ohio, USA.
- 5.5. *Tilinin G.N.* High-frequency plasma waves in a Hall accelerator with an extended acceleration zone // Soviet Physics. Technical Physics. 1977. V. 22(8). P. 974–978.
- 5.6. Brukhty V.I. and Kirdyashev K.P. Microwave Oscillations as an Indicator of Anomalous Wall Erosion in SPT Accelerating Chamber // IEPC 99-107, 26 International Electric Propulsion Conference, 17–21 October 1999, Kitakyushu, Japan.
- 5.7. Choueiri E.Y. Plasma Oscillations in Hall Thrusters // Phys. Plasmas. 2001. V. 8(4). P. 1411-1426.
- 5.8. *Beiting E. J.* Design and Performance of a Facility to Measure Electromagnetic Emissions from Electric Satellite Thrusters // AIAA-2001-3344, 37 th AIAA/ASME/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference & Exhibit, 8–11 July 2001, SaltLake City, Utah.
- 5.9. *Beiting E.J., Pollard J.E., Khayms V., and Werthman L.* Electromagnetic Emissions to 60 GHz from a BPT-4000 EDM Hall Thruster // IEPC-03-129, 2003 International Electric Propulsion Conference, Toulouse, France, 17–21 March 2003.
- 5.10. *Kirdyashev K.P.* Electromagnetic Interference with Hall Thruster Operation // Proc. 4th Int. Spacecraft Propulsion Conf., Cagliari, Sardinia, Italy, 2–4 June 2004 (EAS SP-555), Oct. 2004.
- 5.11. *Plokhikh A.P., Vazhenin N.A., Soganova G.V.* Methods for investigating the spectrum characteristics of emission for the plasma flows of artificial origin injected in the ionosphere of Earth // International Geosciences and Remote Sensing Symposium, Australia, 9–13 July, 2001.
- 5.12. *Plokhikh A.P., Vazhenin N.A., Soganova G.V.* Methods for Investigating the Influence of Self-Induced Electromagnetic Emission of Electric Propulsions Upon the Sensitivity Characteristics of Onboard Radio Systems of Spacecrafts // 27-th International Electric Propulsion Conference, Pasadena, CA, USA, 15–17 October, 2001.
- 5.13. Plokhikh A., Vazhenin N., Volkovsky A., Soganova G. Sustainer Electric Propulsion System as a Risk Factor for Deep Space Radio Communications with Spacecraft // Proceedings of The Second World Space Congress, International Astronautical Federation (IAF), Houston, TH, USA, 10–19 October 2002, IAC-02-IAA.6.2.04.
- 5.14. Plokhikh A., N Vazhenin., Soganova G. EMC problems on board the remote sensing and communications satellites equipped with electric propulsions // Proceedings of The Second World Space Congress, Committee on Space Research (COSPAR), Houston, TH, USA, 10-19 October 2002, #00858.
- 5.15. Плохих А.П., Важенин Н.А., Соганова Г.В. Методы исследования влияния собственного электромагнитного излучения электрических ракетных двигателей на характеристики чувствительности бортовых радиотехнических систем КА // Технологии электромагнитной совместимости. 2002, № 3. С. 22–36.

- 5.16. Hreha W., Singh R., Liang S., Burr D., and Day M. SPT Interference Assessment in Communication Satellites // AIAA-2004-3216 22nd AIAA International Communications Satellite Systems Conference and Exhibit 2004 (ICSSC), Monterey, California, May 9–12, 2004.
- 5.17. *Kirdyashev K.P.* Electromagnetic Interference with Hall Thruster Operation // Proc. 4 th Int. Spacecraft Propulsion Conf. Cagliari, Sardinia, Italy 2–4 June 2004 (EAS SP-555, Oct. 2004).
- 5.18. Edward J. Beiting, Michael L. Garrett, James E. Pollard, Bernard Pezet and Patrice Gouvernayre. Spectral Characteristics of Radiated Emission from SPT-100 Hall Thrusters // The 29 th International Electric Propulsion Conference, Princeton University, October 31 – November 4, 2005, IEPC-2005-221.
- 5.19. Edward J. Beiting, Michael L. Garrett, James E. Pollard, Bernard Pezet and Patrice Gouvernayre. Temporal Characteristics of Radiated Emission from SPT-100 Hall Thrusters in the L, S, and C Bands // The 29th International Electric Propulsion Conference, Princeton University, October 31 — November 4, 2005, IEPC-2005-222.
- 5.20. Edward J. Beiting, Michael L. Garrett, James E. Pollard. Spectral and Temporal Characteristics of Electromagnetic Emissions from the BPT-4000 Hall Thruster // American Institute of Aeronautics and Astronautics. AIAA-2006-5262.
- 5.21. Edward J. Beiting, Ronald B. Cohen, Mark W. Crofton, Kevin Diamant, James E. Pollard, and Jun Qian. Electric Thruster Test and Evaluation. Crosslink // The Aerospace Corporation magazine of advances in aerospace technology. Fall 2005. V. 6, No. 3. P. 23–30.
- 5.22. Advanced Technical Materials Inc. [Электронный ресурс] / Электрон. дан. 2010, Режим доступа: http://www.atmmicrowave.com/, свободный.
- 5.23. ETS-Lindgren. [Электронный ресурс] / Электрон. дан. 2010, Режим доступа: http://www.ets-lindgren.com/, свободный.
- 5.24. Agilent Spectrum Analyzer Measurements and Noise. Application Note 1303. Measuring Noise and Noise-like Digital Communications Signals with a Spectrum Analyzer // Agilent Technologies, Inc. 2002–2008. Printed in USA, April 2, 2008. 5966-4008E.
- 5.25. *Nutting Larry*. Cellular and PCS TDMA Transmitter Testing with a Spectrum Analyzer // Agilent Wireless Symposium, February, 1992.
- 5.26. Попов Г.А. Электрические ракетные двигатели (ЭРД). Разработки ЭРД в России. Роль Московского авиационного института // Вестник Московского авиационного института. 2005. Т. 12, № 2. С. 112–122.
- 5.27. Плохих А.П., Попов Г.А., Антропов Н.Н., Важенин Н.А., Дьяконов Г.А., Шишкин Г.Г. Экспериментальное исследование излучения импульсных плазменных двигателей / Сборник докладов Девятой Российской научно-технической конференции «Электромагнитная совместимость технических средств и электромагнитнаябезопасность». — С -Петербург, 20–22 сентября 2006 г.
- 5.28. Важенин Н.А., Кочура С.Г., Максимов И.А., Малюгин Д.В., Надирадзе А.Б., Плохих А.П., Шапошников В.В. Спектрально-временные характеристики помех стационарных плазменных двигателей / Сборник докладов десятой российской научнотехнической конференции по электромагнитной совместимости технических средств и электромагнитной безопасности (ЭМС-2008). — Санкт-Петербург, 24–26 сентября 2008 г. С. 586–591.
- 5.29. Плохих А.П., Ким В., Важенин Н.А., Сидоренко Е.К. Исследование влияния режимов работы стационарных плазменных двигателей на их помехоэмиссию // Технологии электромагнитной совместимости. 2009, № 2(29). С. 31–45. ISSN 1729-2670.
- 5.30. Важенин Н.А., Плохих А.П. Статистические характеристики помех стационарных плазменных двигателей // VIII Международный симпозиум по радиационной плазмодинамике РПД-2009. Москва, 8–11 декабря 2009 г. С. 24–28.
- 5.31. Garry A. Popov, Antropov N.N. Ablative PPT. New Quolity, New Perspectives // International Astronautics Congress, Fukuoka, Japan, 2005.

- 5.32. Важенин Н.А., Плохих А.П. ЭМС электрических двигателей космических аппаратов, предназначенных для исследования планет и малых тел солнечной системы / 9-й Международный симпозиум и выставка по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии. ЭМС-2011. — Санкт-Петербург, Россия, 13–16 сентября 2011.
- тромагнитной экологии. ЭМС-2011. Санкт-Петербург, Россия, 13–16 сентября 2011. 5.33. Plokhikh Andrey, Vazhenin Nikolay, Kim Vladimir, Sidorenko Evgeniy, and Soganova Galina. Study for the Influence of Stationary Plasma Thruster Operating Modes on its Electromagnetic Emission // The 32nd International Electric Propulsion Conference, Wiesbaden, Germany. September 11–15, 2011. IEPC-2011-094.
- 5.34. Plokhikh Andrey, Popov Garri, Shishkin Gennady Antropov, Nikolay, Vazhenin Nikolay, Soganova Galina. Electromagnetic Safety of Spacecraft During Active Experiments with the Use of Plasma Accelerators and Ion Injectors // 37th COSPAR Scientific Assembly 2008, Montreal, Canada, 13–20 Jule, 2008, C52-0031-08; P237-TueWed.
- 5.35. Важенин Н.А., Плохих А.П., Попов Г.А., Козлов В.И., Арбатский В.М. Испытательный стенд. Патент РФ на полезную модель RU 107769 U1, Приоритет от 19.04.2011. Зарегистрирован 27.08.2011. (Заявка №2011115145/11(022478) от 19.04.2011).
- 5.36. Plokhikh Andrey, Antropov Nikolay, Vazhenin Nikolay, Popov Garri, Shishkin Gennady, Soganova Galina. Electromagnetic Emission of Pulsed Plasma Thrusters // 20th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility. EMC Zurich 2009. 12-16 January 2009. ETH Zurich, Switzerland.

Глава б

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ЭРД

Анализ результатов экспериментальных исследований собственного электромагнитного излучения ЭРД, проведенный в главе 5, показал, что излучение ЭРД представляет собой широкополосный случайный процесс с достаточно сложными спектрально-временными характеристиками, зависящими от типа и режима работы ЭРД. Для практического использования полученных экспериментальных результатов при проектировании космических систем связи необходима разработка обобщенных моделей излучения ЭРД.

С точки зрения математического описания собственного электромагнитного излучения ЭРД возможны два основных подхода: электродинамический и феноменологический.

Электродинамический подход основывается на разработке математических моделей процессов генерации электромагнитного излучения, базирующихся на фундаментальных законах плазменной электродинамики.

Феноменологический подход, не углубляясь в тонкую физическую природу генерации электромагнитного излучения ЭРД, базируясь в основном на результатах экспериментальных исследований, формирует некоторые эквивалентные математические модели такого излучения, удобные с точки зрения использования в инженерной практике.

Упомянутые два подхода не противоречат, а эффективно дополняют друг друга. Электродинамические модели чрезвычайно важны с точки зрения понимания физической природы и закономерностей формирования электромагнитного излучения ЭРД, но, как правило, являются весьма сложными для использования при проектировании бортовых систем КА.

В то же время феноменологические модели, не претендуя на детальное раскрытие физических механизмов формирования излучения, позволяют эффективно решать конкретные инженерные задачи проектирования бортовых радиосистем КА, такие, например, как оценка электромагнитной совместимости ЭРД и бортовых радиосистем, оценка помехоустойчивости, дальности действия, скорости передачи информации в условиях функционирования ЭРД и т.п. Разработка феноменологических моделей, как правило, осуществляется как на основе результатов экспериментальных исследований, так и с использованием данных, полученных в рамках электродинамического подхода.

Ниже рассматриваются феноменологические модели собственного электромагнитного излучения ЭРД различного уровня детализации. Конечной целью создания таких моделей является разработка математических и имитационных моделей излучения ЭРД, которые могли бы найти применение в задачах аналитического проектирования и имитационного моделирования радиосистем космической связи.

Учитывая относительную узкополосность систем космической связи, традиционно одной из наиболее распространенных моделей излучения ЭРД, используемых для анализа помехоустойчивости систем связи, является модель в виде эквивалентного аддитивного белого гауссова шума в полосе приемной системы. Подобный подход позволяет в первом приближении относительно просто количественно оценить влияние излучения ЭРД на показатели качества (достоверность, дальность действия, скорость передачи информации и т. д.) систем связи [6.69–6.72].

В то же время, как показали последние исследования тонкой временной структуры излучения ЭРД, реально данный случайный процесс кроме чисто тепловой компоненты имеет нетепловую компоненту, представляющую собой случайную последовательность радиоимпульсов, обладающих сложной внутренней структурой, например имеющих случайную амплитуду, длительность и частоту заполнения и следующих друг за другом со случайным интервалом. То есть: более адекватной моделью излучения ЭРД является модель в виде комбинации аддитивного белого гауссова шума (АБГШ) и случайной импульсной помехи.

В связи с этим ниже будет вначале рассмотрена взаимосвязь результатов экспериментальных измерений характеристик излучения ЭРД в спектральной области с характеристиками эквивалентного белого гауссова шума на входе приемной системы. А затем будет представлено математическое описание излучения ЭРД во временной области на основе модели случайной импульсной помехи.

6.1. Математическое описание электромагнитного излучения ЭРД в частотной области

Обычно по результатам экспериментальных исследований может быть определена зависимость от частоты плотности потока мощности или напряженности электромагнитного поля (ЭМП) помехи в раскрыве приемной антенны. В большинстве случаев можно считать, что в пределах полосы пропускания входных каскадов приемников систем космической связи эта спектральная зависимость примерно постоянна. В этом случае в качестве первого приближения можно использовать модель излучения ЭРД в виде эквивалентного теплового белого шума, имеющего такое же значение спектральной плотности в полосе приемника, как и реальная помеха от ЭРД.

6.1.1. Характеристики эквивалентных тепловых шумов на входе приемной системы. Рассмотрим общую структурную схему входных каскадов приемного тракта, представленную на рисунке 6.1. Напряженность электрического поля на входе антенны E_A обеспечивает формирование на входе первого каскада усиления приемной системы сигнала с амплитудой

$$U_{\Pi pM} = \frac{E_A}{A_F} L_F, \tag{6.1}$$

где L_F — ослабление сигнала в фидере, A_F — антенн-фактор, связывающий напряженность поля в апертуре антенны E_A и напряжение сигнала на выходе антенны U_A ,



Рис. 6.1. Эквивалентная схема усилителя

19 Попов Г.А.
имеющей к.н.д. G_A и к.п.д. η_A :

$$A_F = \frac{E_A}{U_A} = \frac{\sqrt{4\pi Z_0/R_{\scriptscriptstyle H}}}{\lambda\sqrt{G_A\eta_A}} \cong \frac{9,73}{\lambda\sqrt{G_A\eta_A}},\tag{6.2}$$

где $Z_0 = 120\pi$ — волновое сопротивление свободного пространства, $R_{\rm H}$ — сопротивление нагрузки (обычно 50 Ом).

Представим первый каскад приемного тракта в виде эквивалентного линейного четырехполюсника (рисунок 6.2). В качестве основных источников шумовых помех обычно рассматриваются: собственные шумы приемника, собственные шумы антенно-фидерного тракта и внешние шумы, пересчитанные на вход приемника. При этом будем считать, что приемник по входу нагружен на сопротивление антенно-фидерного тракта R_{AF} , согласованное с собственным входным сопротивление приемника, а по выходу — на согласованную нагрузку $R_{\rm HOut}$. Предполагается, что обе нагрузки находятся при температуре T_0 (в соответствии с ГОСТ 24375-80 [6.73] $T_0 = 293^{\circ}$ K, ANSI/IEEE Std 161-1971 $T_0 = 290^{\circ}$ K [6.74]) и что все шумовые сигналы, приведенные к входу четырехполюсника, в пределах полосы пропускания радио тракта с достаточной точностью могут быть представлены в виде белого гауссова шума с заданной спектральной плотностью.



Рис. 6.2. На рисунке: $E_{sA} - ЭДС$ полезного сигнала на входе приемного радио тракта; $E_{nA} - ЭДС$ собственного шумового сигнала антенно-фидерного тракта на входе приемного радио тракта; $E_{nE} - ЭДС$ шумового сигнала от ЭРД и других внешних источников помех на входе приемного радио тракта; $E_{nR} - ЭДС$ собственных шумов приемного радио тракта, пересчитанных к его входу; R_{AF} — сопротивление антенно-фидерного тракта

Мощность шумов теплового источника однозначно определяется его физической температурой. Для нетепловых источников шумов удобно ввести понятие эквивалентной шумовой температуры, определяемой температурой равномерно нагретого резистора, спектральная плотность мощности шума которого равна спектральной плотности мощности шума рассматриваемого источника. Таким образом, всем шумовым источникам, представленным на рисунке 6.2, может быть поставлена в соответствие своя эквивалентная шумовая температура.

Спектральная плотность эквивалентного белого гауссова шума на входе приемника определяется как $G_0 = k_b T_{\Sigma}$, где $k_b = 1,380658 \cdot 10^{-23} \ [ДжK^{-1}]$ — постоянная Больцмана, T_{Σ} — эквивалентная суммарная шумовая температура на входе приемника. В рассматриваемом случае суммарную шумовую температуру, отнесенную к входу малошумящего усилителя (МШУ), включенного на входе приемного устройства, можно представить в виде [6.1]

$$T_{\Sigma} = T_A \eta_A \eta_{\phi} + T_0 \eta_{\phi} (1 - \eta_{\phi}) + T_{\phi 0} (1 - \eta_{\phi}) + T_{\text{MIIIV}} + T_{\Pi \text{pM}} / K_{\text{MIIIV}}, \qquad (6.3)$$

где T_A — эквивалентная шумовая температура антенны, учитывающая внешние источники шумов, T_{A0} , $T_{\phi 0}$ — физические температуры антенны и фидерной линии, Т_{МШУ}, К_{МШУ} — эквивалентная шумовая температура и коэффициент усиления по мощности МШУ, $T_{\Pi_{\rm DM}}$ — эквивалентная шумовая температура приемника (смесителя и первых каскадов УПЧ), η_A , η_{Φ} — коэффициенты передачи (КПД) антенны и фидерной линии.

Шумовые свойства приемного тракта определяются, в основном, МШУ и обычно характеризуются шум-фактором (Noise Factor):

$$F_N = \frac{h_0}{h_1} = \frac{P_{nOut}}{P_{nIn}} \tag{6.4}$$

или коэффициентом шума (Noise Figure)

$$K_N = 10 \lg F_N, \tag{6.5}$$

где h_1 — отношение сигнал/шум на выходе приемного тракта (МШУ, в общем случае четырехполюсника), h₀ — отношение сигнал/шум на входе четырехполюсника, *P_{nOut}*, *P_{nIn}* — мощность шума, соответственно, на выходе и входе четырехполюсника. Во многих случаях понятия шум-фактор и коэффициент шума рассматриваются как синонимы, численное значение которых может быть выражено в линейном или логарифмическом масштабе. Связь шум-фактора приемного тракта, определяемого на входе МШУ, с его эквивалентной шумовой температурой определяется выражением

$$F_N = 1 + \frac{T_{\Sigma}}{T_0}.$$
(6.6)

Соответственно спектральная плотность флуктуаций эквивалентного белого гауссова шума (БГШ) на входе МШУ приемника может быть рассчитана как $G_0 = k_b T_{\Sigma}$, где k_b — постоянная Больцмана.

6.1.2. Характеристики шумов на входе приемной системы, обусловленных радиоизлучением внешних источников. Основными источниками внешних шумов для приемников (наземного и бортового) системы космической связи являются радиоизлучение космических источников, тепловое радиоизлучение атмосферы, собственное тепловое радиоизлучение поверхности Земли и отраженное от поверхности Земли радиоизлучение атмосферы и космических источников. В случае наличия на борту КА работающего ЭРД к вышеупомянутым источникам шумов, применительно в основном к бортовому приемнику, добавляется шум ЭРД. Во многих случаях радиоизлучение таких источников может быть описано спектральной плотностью потока мощности Π_f и спектральной интенсивностью (яркостью) I_f [6.1].

Спектральная плотность потока мощности характеризует поток мощности, излучаемый источником в единичной полосе частот и проходящий через единичную площадку в направлении, нормальном к этой площадке. Единицей измерения спектральной плотности потока является Вт/м² · Гц.

Спектральной интенсивностью называют предел отношения бесконечно малого потока $\Delta \Pi_f$ к величине бесконечно малого телесного угла $\Delta \Omega$, который имеет размерность ______м²Гц · стерад

$$I(f) = \lim_{\Delta\Omega \to 0} \frac{\Delta\Pi_f}{\Delta\Omega}.$$
(6.7)

19*

В общем случае для источников радиоизлучения характерна зависимость интенсивности излучения I_f от координат (θ, φ) в сферической системе координат, связанной, например, с приемной антенной. Данную зависимость будем описывать функцией $I_f(\theta, \varphi)$, где θ — угол азимута, а φ — угол места. В этом случае спектральная плотность потока мощности в телесном угле источника Ω_u определяется соотношением

$$\Pi_f = \int_{\Omega_8} I_f(\theta, \varphi) \, d\Omega. \tag{6.8}$$

Спектральная интенсивность радиоизлучения теплового происхождения с помощью классической формулы Релея–Джинса выражается через яркостную температуру T_{π} [6.1]:

$$I_f = \frac{2kT_s}{\lambda^2},\tag{6.9}$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт/Гц · град — постоянная Больцмана.

Яркостная температура источника радиоизлучения $T_{\rm s}$ определяется как эквивалентная температура абсолютно черного тела (АЧТ), спектральная интенсивность излучения которого равна интенсивности исследуемого источника. В общем случае $T_{\rm s}$ является функцией координат излучающих точек источника (θ , φ) и характеризует распределение интенсивности радиоизлучения по источнику.

Источники радиоизлучения с пространственно неравномерным распределением интенсивности характеризуются яркостной температурой, усредненной по телесному углу и называемой эффективной яркостной температурой:

$$T_{\mathfrak{s} \ \mathfrak{s}\varphi} = \frac{1}{\Omega_{\mathfrak{s}}} \int_{\Omega_{\mathfrak{s}}} T_{\mathfrak{s}}(\theta, \varphi) \, d\Omega. \tag{6.10}$$

Для источников с равномерным распределением интенсивности $T_{g \to \phi} = T_{g}$.

Мощность шумов в полосе Δf , наводимых в антенне тепловым радиоизлучением окружающего пространства, описываемым распределением интенсивности $I_f(\theta, \varphi)$, определяется соотношением

$$P_{a} = \Delta f \int_{4\pi} I_{f}(\theta, \varphi) S_{A}(\theta, \varphi) \, d\Omega = \frac{k \,\Delta f \,G_{A}}{4\pi} \int_{4\pi} T_{\mathfrak{g}}(\theta, \varphi) g_{A}(\theta, \varphi) \, d\Omega. \tag{6.11}$$

Здесь учтено, что эффективная площадь приемной антенны

$$S_A(\theta, \varphi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_A g_A(\theta, \varphi), \qquad (6.12)$$

где $G_A = G_{0A}\eta_A$ — коэффициент усиления антенны в направлении максимума излучения; G_{0A} , η_A — коэффициент направленного действия и к.п.д. антенны соответственно, $g_A(\theta, \varphi)$ — нормированная диаграмма направленности антенны по мощности.

С другой стороны, мощность тепловых шумов в антенне можно выразить через эффективную температуру антенны как

$$P_a = kT_{A \ni \phi} \Delta f. \tag{6.13}$$

Из сравнения (6.11) и (6.13) видно, что

$$T_{A \ni \phi} = \frac{G_A}{4\pi} \int_{4\pi} T_{\pi}(\theta, \varphi) g_A(\theta, \varphi) \, d\Omega.$$
(6.14)

Эффективная шумовая температура антенны представляет собой термодинамическую температуру согласованного с антенной сопротивления, при которой мощность тепловых шумов сопротивления равна мощности шумов, наведенных в антенне излучением окружающего пространства.

Учитывая, что

$$G_A \int_{4\pi} g_A(\theta, \varphi) \, d\Omega = 4\pi, \tag{6.15}$$

можно записать

$$T_{A \ni \phi} = \frac{\int_{4\pi} T_{s}(\theta, \varphi) g_{A}(\theta, \varphi) d\Omega}{\int_{4\pi} g_{A}(\theta, \varphi) d\Omega}.$$
(6.16)

Формула (6.16) позволяет рассчитать эффективную температуру антенны, если известны ее диаграмма направленности и распределение яркостной температуры внешних источников шумов. При этом пределы интегрирования могут быть разбиты на части, соответствующие каждому источнику.

6.1.2.1. Модель точечного источника шумового излучения и изотропной приемной антенны Рассмотрим частный случай точечного источника шумового радиоизлучения с яркостной температурой $T_{\rm я \ точ}$, при этом

$$I_{f \text{ TOY}}(\theta, \varphi) = \frac{2k T_{\text{g TOY}}}{\lambda^2} \,\delta(\Omega),\tag{6.17}$$

где $\delta(\Omega)$ — дельта-функция от телесного угла Ω .

Предположим также, что приемная антенна имеет изотропную диаграмму направленности, т.е.

$$G_A g_A(\theta, \varphi) \equiv 1.$$
 (6.18)

В этом случае, в соответствии с (6.8), получаем

$$\Pi_{f_{\tau_{04}}} = \frac{2kT_{\pi_{\tau_{04}}}}{\lambda^2} = \frac{2kT_{\pi_{\tau_{04}}}f^2}{A^2}.$$
(6.19)

Аналогично по измеренной плотности потока мощности можно рассчитать его яркостную температуру,

$$T_{\rm g\ Toy} = \frac{\Pi_{f_{\rm Toy}} \lambda^2}{2k} = \frac{\Pi_{f_{\rm Toy}} A^2}{2k f^2}.$$
(6.20)

Соответственно из (6.16) и (6.20) следует, что в этом случае эквивалентная шумовая температура антенны, определяемая внешними источниками шумового радиоизлучения, может быть определена как

$$T_{\rm A \ \flat \phi \phi} = \frac{T_{\rm g \ \tau o \psi}}{4\pi}.$$
(6.21)

В случае, когда в пределах диаграммы направленности антенны яркостная температура $T_s(\theta, \varphi)$ постоянна и равна $T_{s \text{ равн}}$, из (6.16) следует, что $T_{A \ эф\phi} = T_{s \ равн}$.

6.1.3. Взаимосвязь параметров эквивалентного белого гауссова шума на входе приемного тракта с характеристиками шумового излучения ЭРД. Рассмотрим математические соотношения, позволяющие рассчитывать уровень эквивалентного аддитивного белого гауссова шума, связанного с собственным электромагнитным излучением ЭРД, на входе приемного тракта систем космической

связи. Настоящая методика, алгоритмы и программное обеспечение базируются на использовании результатов экспериментальных измерений характеристик собственного ЭМИ ЭРД, подробно рассмотренных в главе 5.

В процессе измерения характеристик излучения ЭРД на экспериментальной установке определялись спектрально-временные характеристики излучения, в частности, напряженность электромагнитного поля (ЭМП) в апертуре измерительной антенны, установленной на расстоянии D_{mgr} от ЭРД.

Экспериментальные исследования характеристик излучения ЭРД показали, что во многих случаях, например при относительно узкополосном приемном тракте, ЭРД является источником эквивалентного шумового излучения, которое в полосе пропускания приемника можно считать белым гауссовым шумом.

Пусть в результате экспериментальных исследований получено эффективное значение напряженности электромагнитного поля $E_{f_{mgr\,dB\,\Delta f}}$, имеющее размерность дБмкВ/м, измеренное на расстоянии D_{mgr} от ЭРД в полосе частот Δf_{RBW} . Для каждой частоты данное значение может быть пересчитано в соответствующее значение напряженности электромагнитного поля, выраженное в В/м:

$$E_{f_{mgr\Delta f}} = 10^{\frac{E_{f_{mgrdB\Delta f}}}{20} - 6} \tag{6.22}$$

или в эквивалентное значение спектральной плотности потока мощности в ${\rm Bt/m^2}\Gamma$ ц, рассматриваемое в полосе Δf_{RBW} ,

$$\Pi_{f_{mgr}} = \frac{E_{f_{mgr\,\Delta f}}^2}{Z_0\,\Delta f_{RBW}},\tag{6.23}$$

где $Z_0 = 120\pi$ — волновое сопротивление свободного пространства, Δf_{RBW} — полоса частот, в которой осуществлялось измерение характеристик излучения ЭРД (для $f \ge 1$ ГГц эта полоса обычно принимается равной 1 МГц).

Аналогично может быть определена плотность потока мощности для фонового излучения вакуумной камеры Π_{f_0} . При этом спектральная плотность потока мощности собственного излучения ЭРД может быть определена как

$$\Pi_{f_{EPT}} = \Pi_{f_{mgr}} - \Pi_{f_0}.$$
(6.24)

С другой стороны,

$$\Pi_{f_{EPT}} = \frac{P_{f_{EPT}}}{4\pi D_{mgr}^2 \,\Delta f_{RBW}} L_p,\tag{6.25}$$

где $P_{f_{EPT}}$ — эффективная изотропно излучаемая мощность (ЭИИМ) ЭРД (Вт) на частоте f в полосе Δf_{RBW} , коэффициент L_p определяет потери, связанные с распространением радиосигнала в ионизированной среде. Следовательно,

$$P_{f_{EPT}} = 4\pi D_{mgr}^2 \Pi_{f_{EPT}} \Delta f_{RBW} / L_p = 4\pi D_{mgr}^2 \frac{E_{f_{mgr}\Delta f}^2 - E_{f_0\Delta f}^2}{Z_0 \cdot L_p},$$
(6.26)

а мощность шумового сигнала от ЭРД в полосе Δf_{RBW} на входе приемника может быть определена как

$$P_{Rx_{EPT}} = \frac{P_{f_{EPT}}}{4\pi D_{Rx}^2} S_{A_{Rx}} \eta_{Rx} = \left(\frac{D_{mgr}}{D_{Rx}}\right)^2 \frac{(E_{f_{mgr}\Delta f}^2 - E_{f_0\Delta f}^2)}{Z_0 L_p} \frac{G_{A_{Rx}} \eta_{A_{Rx}} \eta_{Rx} \lambda^2}{4\pi}, \quad (6.27)$$

соответственно, спектральная плотность мощности на входе приемника будет равна

$$N_{EPT} = \frac{P_{Rx_{EPT}}}{\Delta f_{RBW}} = \left(\frac{D_{mgr}}{D_{Rx}}\right)^2 \frac{\left(E_{f_{mgr}\Delta f}^2 - E_{f_0\Delta f}^2\right)}{Z_0 \cdot \Delta f_{RBW} \cdot L_p} \frac{G_{A_{Rx}} \eta_{A_{Rx}} \eta_{Rx} \lambda^2}{4\pi},$$
(6.28)

где $S_{A_{Rx}}, G_{A_{Rx}}, \eta_{A_{Rx}}$ — эффективная площадь, коэффициент направленного действия и к.п.д. приемной антенны для заданного угла визирования ЭРД, D_{Rx} расстояние между ЭРД и приемной антенной, λ — длина волны несущего колебания, η_{Rx} — коэффициент передачи приемного фидерного тракта.

В формуле (6.27) учтено, что обычно выполняется условие $S_{A_{B_T}} \gg \lambda^2$, а тогда можно воспользоваться взаимосвязью эффективной площади антенны с коэффициентом усиления антенны по мощности $G_{A_{Bx}}$:

$$S_{A_{Rx}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G_{A_{Rx}} \eta_{A_{Rx}}.$$
 (6.29)

Если в качестве модели шумового излучения ЭРД использовать аддитивный белый гауссов шум (АБГШ), то по известным экспериментальным данным для рассматриваемого частотного диапазона можно определить приращение эквивалентной шумовой температуры антенны, вызванное работой ЭРД,

$$T_{EPT} = \frac{N_{EPT}}{k_b} = \frac{(E_{f_{mgr\,\Delta f}}^2 - E_{f_0\,\Delta f}^2)G_{A_{Rx}}\eta_{A_{Rx}}\eta_{Rx}\lambda^2}{4\pi \cdot k_b Z_0 \Delta f_{RBW} \cdot L_p} \left(\frac{D_{mgr}}{D_{Rx}}\right)^2.$$
 (6.30)

Примеры зависимости эквивалентной шумовой температуры антенны, связанной шумовым излучением ЭРД, для различных значений фонового шума приведены на рисунке 6.3. Расчеты проводились для ненаправленной антенны $G_{A_{B_T}} = 1$, $\eta_{A_{B_T}} = 1$, $\lambda = 4,2$ см, $D_{mgr} = D_{Rx} = 1$ м.



Рис. 6.3. Зависимость шумовой температуры от измеренного уровня шума

Расчетное значение уровня шумового фона на частоте 7,2 ГГц для 290 К составляет примерно 43,4 дБмкВ/м МГц, что хорошо совпадает с результатами экспериментальных измерений. График зависимости эквивалентной шумовой температуры антенны, связанной с работой ЭРД, от измеренного уровня суммарного шумового сигнала на входе антенны приведен для тех же исходных данных на рисунке 6.4. Полученные результаты вместе с результатами измерений, сведенными в таблицу 6.1, могут служить исходными данными для расчета влияния собственного шумового излучения ЭРД (при использовании модели АБГШ) на характеристики приемного канала радиосистем космической связи.



Рис. 6.4. Зависимость шумовой температуры от измеренного уровня шума



Рис. 6.5. Зависимость шумовой температуры от расстояния до ЭРД

На рисунке 6.5 приведены зависимости приращения эквивалентной шумовой температуры за счет излучения ЭРД от расстояния приемной антенны до ЭРД. Графики приведены для различных значений уровня собственного излучения ЭРД: от 44 до 60 дБмкВ/м МГц, измеренных на расстоянии 1 м от ЭРД. В качестве примера расчеты проводились для остронаправленной приемной антенны аналогичной использованной в проекте Deep Space 1 [6.2].

Предполагалось, что ширина главного лепестка антенны по уровню половинной мощности 8°, коэффициент усиления антенны примерно 27,4 дБ и антенна располагается на расстоянии R от ЭРД. Уровень боковых лепестков ДНА принят равным -30 дБ по отношению к главному лепестку, то есть коэффициент усиления при приеме излучения ЭРД по боковым лепесткам составил -2,6 дБ.

Видно, что эквивалентная шумовая температура антенны при воздействии излучения ЭРД существенно зависит от расстояния приемной антенны от ЭРД и, варьируя этот параметр, можно добиться существенного ослабления влияния ЭРД на функционирование систем связи. Как показал анализ экспериментальных данных, средний уровень собственного излучения холловских ЭРД рассмотренных классов, можно в первом приближении принять равным 48 дБмкВ/м МГц. При этом диапазон возможных значений шумовой температуры за счет излучения ЭРД меняется от 1000 К до 20 К при изменении расстояния до ЭРД от 0,5 до 4 м.

Зависимость шумовой температуры антенны при воздействии ЭРД от коэффициента усиления приемной антенны приведена на рисунке 6.6 для тех же исходных данных и расстояния до ЭРД, равного 2 м.



Рис. 6.6. Зависимость шумовой температуры от усиления приемной антенны

Сводные данные по результатам экспериментального определения уровней собственного электромагнитного излучения ЭРД в диапазоне 7-8 ГГц и RBW=1 МГц приведены в таблице 6.1.

6.1.4. Анализ влияния собственного электромагнитного излучения ЭРД на шумовые характеристики систем космической связи. Рассмотрим методику расчета изменения отношения сигнал-шум на входе приемного тракта за счет шумового излучения ЭРД. Будем считать, что ЭРД в этих условиях является источником шумового излучения с эффективной изотропно излучаемой мощностью на частоте f и в полосе Δf_{RBW} , равной $P_{EIRP} = P_{f EPT}$. При этом спектральная плотность потока мощности в апертуре измерительной антенны определяется соотношением (6.25), а взаимосвязь спектральной плотности потока мощности и эффективного значения напряженности ЭМП в апертуре антенны описывается соотношением (6.23).

Для количественной оценки влияния излучения ЭРД на шумовые характеристики приемного тракта можно рассмотреть изменение уровня спектральной плотности мощности (СПМ) шума на входе приемного тракта за счет дополнительного шума (6.28), формируемого ЭРД, относительно СПМ теплового шума приемника:

$$\eta_{EPT} = \frac{N_{EPT}}{N_{n_0}} = \frac{T_{EPT}}{T_{n_0}} = \frac{(E_{f_{mgr\,\Delta f}}^2 - E_{f_0\,\Delta f}^2)G_{A_{Rx}}\eta_{A_{Rx}}\eta_{Rx}\lambda^2}{4\pi \cdot k_b Z_0 \Delta f_{RBW} L_p T_{n_0}} \left(\frac{D_{mgr}}{D_{Rx}}\right)^2, \quad (6.31)$$

здесь N_{EPT} — СПМ эквивалентного АБГШ, формируемого ЭРД на входе приемного тракта; T_{EPT} — шумовая температура эквивалентного АБГШ, формируемого ЭРД

Таблица 6.1

№ п/п	ЭРД	Потребляемая мощность (кВт)	Уровень ЭМИ (дБмкВ/м/МГц)	Уровень фона (двигатель выключен) (дБмкВ/м/МГц)	Превышение фона (дБ)	Источник	Примечание
1	SPT-100	0,66	_	42-44	0	[6.4]	На частотах 1–18 Ггц в задней полусфере излучение не зафикси- ровано
2	SPT-100	1,35	ВП ¹) 51–52 ГП ²) 48–60 SN10 52–57	ВП 51–52 ГП 48–50 SN10 48–50	ВП 0 ГП 0-10 SN10 4-7	[6.5]	SN10 — ресурсные испытания 500 час
3	SPT-140	3,4	50-47	42-44	8-3	[6.6]	
4	BPT-4000 Hall thruster	3-4,5	53-45	44	9-1	[6.7]	
5	BPT-4000 Hall thruster	3-4,5	ГП 48-47 ВП до 53	43-44	до 10	[6.8]	
6	BPT-4000 Hall thruster	3-4,5	60-65	52-54		[6.9]	Для ресурсных испытаний. RBW=2 МГц
7	Aerospace Corp. Hall thruster	0,4	56-53	51-52	5-1	[6.10]	
8	СПД-100-1		37,5-42,5	35-39	2,5-4	[6.11]	
9	СПД-100-2		до 41-45	35-38,5	6-6,5	[6.11]	
10	СПД-100-3		до 39,5-44	38-42	1,5-2	[6.11]	
11	СПД-140-2		39-43	37-42	2-1	[6.11]	

Сводные данные об уровнях собственного электромагнитного излучения ЭРД в диапазоне 7-8 Ггц

ВП — вертикальная поляризация.

²) ГП — горизонтальная поляризация

на входе приемного тракта; $N_{n_0} = k_b T_{n_0} - C\Pi M$ теплового АБГШ на входе приемного тракта; T_{n_0} — шумовая температура теплового АБГШ на входе приемного тракта.

С точки зрения наглядного представления результатов анализа влияния излучения ЭРД на характеристики помехоустойчивости приемного тракта удобно использовать показатель в виде относительного изменения отношения сигнал-шум на входе приемного тракта за счет влияния ЭРД, рассчитанного для максимальной дальности действия системы связи, то есть для порогового отношения сигнал-шум:

$$\chi_{EPT} = \frac{h_0^2}{h_{EPT}^2} = \frac{E_{s0} / N_{n_0}}{E_{s0} / (N_{n_0} + N_{EPT})} = 1 + \frac{N_{EPT}}{N_{n_0}} = 1 + \frac{T_{EPT}}{T_{n_0}} = 1 + \eta_{EPT}, \quad (6.32)$$

где h_0^2 — отношение сигнал-шум при выключенном ЭРД, совпадающее с пороговым отношением сигнал-шум, h_{EPT}^2 — отношение сигнал-шум при включенном ЭРД, E_{s0} — пороговое значение энергии сигнала на максимальной дальности, характеризующее пороговую чувствительность приемного тракта. В этом случае изменение отношения сигнал-шум будет однозначно связано с изменением максимальной дальности действия системы связи.

Для проведения инженерных расчетов соотношение (6.31) удобно представить в следующем виде:

$$\eta_{EPT_{dB}} = E_{EPT_{dBuV/m}} + G_{A_{Rx_{dB}}} + \eta_{A_{Rx_{dB}}} + \eta_{Rx_{dB}} + \lambda_{dB\,m} - L_{p_{dB}} - \Delta f_{RBW_{dB\,Hz}} - T_{n_{0\,dB}\,\circ_{K}} + 20 \lg \frac{D_{mgr}}{D_{Rx}} + 71,84_{dB}, \quad (6.33)$$

здесь все входящие в формулу величины выражены в логарифмическом масштабе.

В случае использования пакета из M_{EPT} ЭРД, учитывая шумоподобный характер излучения ЭРД, в первом приближении можно считать, что их сигналы будут складываться некогерентно. При этом суммарная мощность привносимого ЭРД шума увеличивается в M_{EPT} раз и, соответственно, $\eta_{M_{EPT}} = M_{EPT}\eta_{EPT}$.

В соответствии с изложенной методикой для полученных ранее экспериментальных результатов измерения собственного электромагнитного излучения ЭРД СПД-100-2 и СПД-100-3 были проведены расчеты величины деградации отношения сигнал-шум на максимальной дальности действия системы передачи команднопрограммной информации.

Расчеты проводились для суммарной шумовой температуры на входе приемника, варьируемой от 10 К до 1000 К. Предполагалось, что коэффициент усиления приемной антенны в направление ЭРД равен 0 дБ, то есть она является изотропной или имеет соответствующий уровень боковых лепестков диаграммы направленности. Потери в приемном фидерном тракте и при распространении в ионизированной среде считались пренебрежительно малыми. Расстояние от ЭРД до приемной антенны в одном случае считалось равным расстоянию до измерительной антенны, то есть 0,8 м, а в другом — равнялось 5,3 м.

Рассмотрим влияние на деградацию отношения сигнал-шум на входе приемного тракта электромагнитного излучения ЭРД типа СПД-100-2 [6.11]. Результаты измерения напряженности ЭМП в апертуре антенны, расположенной на расстоянии 0,8 метра от ЭРД, приведены на рисунке 5.28. Соответствующие сглаженные значения — на рисунке 5.29 главы 5.

График, полученный на основе приведенных зависимостей и отражающий относительное ухудшение отношения сигнал-шум на входе приемного тракта для различных значений суммарной шумовой температуры системы T_0 , приведен на рисунке 6.7. Данная зависимость построена для диапазона частот 7,2 ГГц, выделенного для систем дальней космической связи. Видно, что отношение сигнал-шум при работающем ЭРД может ухудшаться на 2–8 дБ при начальной шумовой температуре системы от 100 К до 10 К. При этом максимальная дальность действия системы связи Земля-КА может уменьшится на 1–4 дБ, то есть потенциально более чем в 2 раза.

На рисунке 6.8 приведены аналогичные зависимости деградации отношения сигнал-шум для случая, когда используется пакет из M_{EPT} ЭРД. Видно, что в случае использования нескольких ЭРД ухудшение отношения сигнал-шум может быть весьма существенным. Так, для шумовой температуры системы в 100 К и работе парциальных двигателей с разрядным напряжением 800 В отношение сигнал-шум на максимальной дальности может ухудшиться на 5 дБ при 4 ЭРД и почти на 10 дБ при пакете из 16 ЭРД.

Зависимости, аналогичные приведенным на рисунках 6.7 и 6.8 для диапазона с центральной частотой 6,25 ГГц, соответствующего каналу спутниковой связи Земля-КА, приведены на рисунках 6.9 и 6.10. Видно, что этот диапазон характеризуется более высоким уровнем помех от ЭРД, что соответствует результатам экспериментальных измерений, приведенных на рисунках 5.28 и 5.29 главы 5. Здесь для шумовой температуры системы 100 К уменьшение отношения сигнал-шум



Рис. 6.7. Эквивалентное уменьшение отношения сигнал-шум



Рис. 6.8. Эквивалентное уменьшение отношения сигнал-шум

при одном ЭРД, работающем с разрядным напряжением 800 В, может составить 6 дБ и примерно 17 дБ — для пакета из 16 ЭРД.

Одной из мер, позволяющей уменьшить влияние излучения ЭРД на системы связи, является увеличение расстояния от приемной антенны до ЭРД. Результаты расчетов для случая, когда расстояние до приемной антенны составляет 5,3 м, приведены на рисунках 6.11, 6.12 и 6.13, 6.14, соответственно, для 7,2 ГГц и для 6,25 ГГц. Видно, что в этом случае влияние собственного излучения ЭРД может быть существенно уменьшено. Так, для диапазона 7,2 ГГц и шумовой температуры системы 100 К уменьшение отношения сигнал-шум для одного ЭРД составит максимум 0,05 дБ, а для пакета из двух ЭРД — 0,1 дБ. Для диапазона 6,25 ГГц и аналогичных условий уменьшение отношения сигнал-шум будет, соответственно, примерно 0,25 дБ и 0,5 дБ.



Рис. 6.9. Эквивалентное уменьшение отношения сигнал-шум



Рис. 6.10. Эквивалентное уменьшение отношения сигнал-шум

Аналогичные расчеты были проведены для ЭРД СПД-100-3 [6.11]. Результаты измерения спектра излучения ЭРД приведены на рисунках 5.63 и 5.64 главы 5. Измерения проводились для трех форм изоляторов, имитирующих различную степень выработки ресурса ЭРД. Соответствующие этим измерениям графики зависимости деградации отношения сигнал-шум представлены на рисунке 6.15 для расстояния до приемной антенны 0,8 м. Видно, что здесь при максимальной выработке ресурса (вариант № 3) ухудшение отношения сигнал-шум может составить от 0,15 дБ (при шумовой температуре системы 100 K) до примерно 1,3 дБ при 10 К.

В то же время видно, что в случае использования нескольких ЭРД ухудшение отношения сигнал-шум может быть более существенным (рисунок 6.16). Так, для шумовой температуры системы в 100 К и варианта № 3 отношение сигнал-шум на максимальной дальности может ухудшиться на 0,5 дБ при 4 ЭРД и почти



Рис. 6.11. Эквивалентное уменьшение отношения сигнал-шум



Рис. 6.12. Эквивалентное уменьшение отношения сигнал-шум

на 2 дБ при пакете из 16 ЭРД. В случае шумовой температуры системы 10 К данные значения составят, соответственно, 3,8 и 8 дБ.

Аналогичные зависимости для диапазона 6.5 ГГц приведены на рисунках 6.17 и 6.18. Видно, что уменьшение отношения сигнал-шум составит 0,5 дБ для одного ЭРД и примерно 4 дБ для пакета из 16 ЭРД.

Зависимости для ЭРД СПД-100-3 [6.11] и расстояния до приемной антенны 5,3 м приведены на рисунках 6.19, 6.20 и 6.21, 6.22, соответственно, для 7,2 и 6,25 ГГц. Видно, что для данного расстояния влияние ЭРД будет существенно меньше и уменьшение отношения сигнал-шум составит примерно 0,004 дБ (для одного ЭРД) и 0,0075 дБ (для пакета из 2 ЭРД) для диапазона 7,2 ГГц и, соответственно, 0,01 дБ и 0,02 дБ для диапазона 6,25 ГГц.

Таким образом, для обеспечения минимизации воздействия собственного излучения ЭРД на системы связи при разработке компоновки КА необходимо принимать



Рис. 6.13. Эквивалентное уменьшение отношения сигнал-шум



Рис. 6.14. Эквивалентное уменьшение отношения сигнал-шум

меры по максимально возможному пространственному разнесению ЭРД и приемных антенн систем связи. Во многих случаях эффективным решением может оказаться принятие мер по экранированию ЭРД или уменьшению уровня боковых лепестков диаграммы направленности приемной антенны в направлении ЭРД.

6.2. Математическое описание электромагнитного излучения ЭРД во временной области

В реальных условиях функционирования радиосистем передачи информации наряду с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ) встречаются и другие типы помеховых сигналов. Как правило, данные помехи имеют не гауссов закон распределения. Наиболее распространенными типами не гауссовых помех являются



Рис. 6.15. Эквивалентное уменьшение отношения сигнал-шум



Рис. 6.16. Эквивалентное уменьшение отношения сигнал-шум

узкополосные и импульсные помехи или помехи, сосредоточенные, соответственно, по частоте и времени.

Далее будем в основном рассматривать импульсные помехи (ИП). Импульсные помехи могут иметь различную физическую природу. В связи с этим импульсные помехи могут описываться как детерминированной, так и случайной последовательностью импульсов. В последнем случае говорят о случайной или хаотической импульсной помехе.

Изучение данных помех проводится как экспериментальными, так и теоретическими методами. На основе экспериментальных измерений собираются и статистически обрабатываются данные о характеристиках помех. Теоретические модели помех, как правило, имеют своей целью математическое описание и объяснение физических механизмов возникновения данных помех. Соответственно обычно различают



Рис. 6.17. Эквивалентное уменьшение отношения сигнал-шум



Рис. 6.18. Эквивалентное уменьшение отношения сигнал-шум

теоретические и эмпирические модели. Эмпирические модели обычно представляют собой некоторую математическую аппроксимацию экспериментально полученных статистических характеристик ИП. Теоретические модели импульсных помех в свою очередь можно разделить на электрофизические (например электродинамические) и феноменологические (функциональные). Первые предназначены для описания электрофизических механизмов, приводящих к возникновению помех, вторые, опираясь на экспериментальные результаты и некоторые упрощенные функциональные механизмы, описывают в основном внешние характеристики помех, игнорируя зачастую внутренние (глубинные) механизмы их возникновения.

Второй подход позволяет более точно описывать спектрально-временную структуру излучения ЭРД, но требует дальнейшего углубленного изучения и детализации как в плане экспериментального определения статистических характеристик

20 Попов Г.А.



Рис. 6.19. Эквивалентное уменьшение отношения сигнал-шум



Рис. 6.20. Эквивалентное уменьшение отношения сигнал-шум

и параметров излучения конкретных типов ЭРД, так и в плане анализа влияния такого излучения на помехоустойчивость конкретных алгоритмов демодуляции и декодирования, используемых в современных и перспективных системах космической связи.

В инженерной практике наибольшее распространение получили именно феноменологические модели, поскольку они существенно проще электрофизических моделей, которые к тому же для некоторых практически важных случаев могут просто отсутствовать.

Перед тем, как продолжить дальнейшую разработку моделей излучения ЭРД, целесообразно рассмотреть существующий математический аппарат, используемый в современной статистичекой радиотехнике для описания различных негауссовых помех.



Рис. 6.21. Эквивалентное уменьшение отношения сигнал-шум



Рис. 6.22. Эквивалентное уменьшение отношения сигнал-шум

6.2.1. Математические модели и законы распределения амплитуд случайных импульсных помех. Действительный узкополосный процесс z(t) можно описать, используя его комплексное представление $\dot{z}(t)$:

$$z(t) = \operatorname{Re} \dot{z}(t), \tag{6.34}$$

где $\dot{z}(t) = z(t) + j\tilde{z}(t) = \dot{Z}(t)\exp(j\omega_0 t)$, $\tilde{z}(t)$ — преобразование Гильберта процесса z(t), $\dot{Z}(t) = |\dot{Z}(t)|\exp(-j\varphi(t)) = I(t) + jQ(t)$ — комплексная огибающая сигнала, $|\dot{Z}(t)|$ — амплитудная огибающая, $\varphi(t) = \operatorname{arctg}(Q(t)/I(t))$ — фаза комплексной огибающей.

Процессы z(t) и $\dot{z}(t)$ имеют смысл синфазной и квадратурной компонент узкополосного сигнала, а $I(t) = |\dot{Z}(t)| \cos \varphi(t)$ и $Q(t) = |\dot{Z}(t)| \sin \varphi(t)$ — синфазной 20* и квадратурной компонент комплексной огибающей сигнала $\dot{Z}(t)$. При этом можно показать, что

$$z(t) = I(t)\cos\omega_0 t + Q(t)\sin\omega_0 t = |\dot{Z}(t)|\cos(\omega_0 t - \varphi(t)),$$
(6.35)

$$\widetilde{z}(t) = I(t)\sin\omega_0 t - Q(t)\cos\omega_0 t = |\dot{Z}(t)|\sin(\omega_0 t - \varphi(t)).$$
(6.36)

Для математического описания импульсных помех обычно используют следующие характеристики:

— экспериментально полученные временные реализации квадратурных компонент I(t), Q(t) и их математическое описание;

— дифференциальный закон распределения (ДЗР) квадратурных компонент I(t) и Q(t);

- ДЗР амплитудной огибающей $\sqrt{I^2(t) + Q^2(t)};$
- ДЗР мощностной огибающей $I^2(t) + Q^2(t);$
- ДЗР фазы $\operatorname{arctg}(Q(t) / I(t));$

- интегральный закон распределения (ИЗР) огибающей помехи;

- ДЗР пересечения амплитудной огибающей заданного уровня;

- автокорреляционная функция временных реализаций помехи;

- спектральная плотность мощности (СПМ) (энергетический спектр) помехи;

- ДЗР длительности импульсов;

- ДЗР интервала следования импульсов.

В зависимости от конкретных решаемых задач может использоваться некоторый набор из выше перечисленных параметров.

В работах по исследованию влияния аддитивных импульсных помех на системы передачи информации импульсная помеха (ИП) преимущественно моделируется как случайный процесс z(t) с определенными статистическими характеристиками. Одномерная плотность вероятностей w(z) этого процесса, в отличие от плотности вероятностей широкополосных шумовых помех, в общем случае является принципиально не гауссовой.

С точки зрения последующего расчета вероятности ошибочного приема символа наибольший интерес представляет закон распределения мгновенных значений амплитудной огибающей импульсной помехи.

Рассмотрим основные разновидности математических моделей импульсных помех, опираясь на их классификацию, приведенную в [6.18].

6.2.1.1. Эмпирические модели законов распределения импульсных помех Данный класс моделей не рассматривает внутренние механизмы формирования импульсных помех, а ограничивается в основном описанием их статистических характеристик.

Большинство эмпирических моделей ограничиваются описанием дифференциального $w(|\dot{Z}|)$ или интегрального $W(|\dot{Z}| > z_0)$ закона распределения огибающей импульсной помехи.

Модель Хесперпера, Кесслера, Суливана и Уеллза (Hesperper, Kessler, Sullivan and Wells)

Данная модель предполагает логонормальный закон распределения огибающей импульсной помехи [6.23]:

$$w(|\dot{Z}|) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\mu}} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{\log|\dot{Z}| - \log\mu}{\sigma}\right)^2\right).$$
(6.37)

Недостатком данной модели является плохое согласование с законом распределения (ЗР) Рэлея (Rayleigh) при малом уровне ИП.

Модель Лихтера

Здесь ЗР импульсной помехи аппроксимируется взвешенной суммой двух рэлеевских ЗР [6.24]:

$$W(|\dot{Z}| > z_0) = (1 - c) \exp(-az_0^2) + c \exp(-bz_0^2).$$
(6.38)

Модель Yamma (Watt)

Данная модель представляет собой модификацию ЗР Рэлея [6.23]:

$$W(|\dot{Z}| > z_0) = \exp(-x_0^2), \tag{6.39}$$

где

$$x_{0} = a_{1}z_{0} + a_{2}z_{0}^{(b+1)/2} + a_{3}z_{0}^{b},$$

$$b = 0.6 \left[20 \log \frac{\sigma_{|\dot{Z}|}}{|\dot{Z}|} \right],$$
(6.40)

и обеспечивает лучшее, по сравнению с рассмотренными выше моделями, соответствие ряду экспериментальных данных при больших и малых значениях вероятностей.

Модель Ишида (Ishida)

Представляет собой комбинацию рэлеевского и логонормального законов распределения [6.25]:

$$W(|Z| > z_0) = (1 - c) \exp(-az_0^2) + c \cdot \text{lognormal distribution.}$$
(6.41)

Модель Хорнера и Харвуда (Horner and Harwood)

Представляет интегральный ЗР огибающей импульсной помехи в виде [6.26]

$$W(|\dot{Z}| > z_0) = \frac{\gamma}{z_0^q + \gamma^2}.$$
(6.42)

Модель Кричлоу (Crichlow)

Предлагает использовать ЗР Рэлея для случая малого уровня ИП и «мощный» ЗР Рэлея [6.27]:

$$W(|\dot{Z}| > z_0) = \exp(-(az_0^2)^{1/s})$$
(6.43)

для большого уровня помех. Данная модель показала хорошее совпадение с рядом экспериментальных данных для широкого диапазона уровней ИП и долгое время была стандартом для описания атмосферных радиошумов.

Обобщенная гиперболическая модель Мертца (Mertz)

В соответствии с данной моделью ЗР импульсных помех описывается гиперболической функцией *m*-го порядка [6.28, 6.29],

$$w(|\dot{Z}|) = \frac{mh^m}{(|\dot{Z}| + h)^{m+1}},$$
(6.44)

$$W(|\dot{Z}| > z_0) = \frac{h^m}{(z_0 + h)^m},$$
(6.45)

где $m = 3, 4, 5, \ldots$ — порядок гиперболической функции, h — константа, во многих случаях может быть принята равной единице.

Для данного ЗР математическое ожидание (MO) и среднеквадратическое отклонение (СКО) процесса определяются соотношениями

$$\overline{|\dot{Z}|} = \frac{h}{m-1},\tag{6.46}$$

$$\sigma_{|\dot{Z}|} = h \sqrt{\frac{2}{(m-1)(m-2)}}.$$
(6.47)

Модель Энджела (Engel)

Может рассматриваться как частный случай модели Мертца [6.30]:

$$W(|\dot{Z}| > z_0) = \left(\frac{k_0}{z_0}\right)^{2\alpha}.$$
 (6.48)

Данная модель показала хорошее соответствие характеристикам ИП в телефонных линиях.

Модель Кнеуэра (Kneuer)

Дифференциальный ЗР огибающей описывается соотношением [6.31]

$$w(|\dot{Z}|) = \frac{C}{|\dot{Z}|^{\frac{2}{q}+1}},\tag{6.49}$$

при этом q может принимать значения от 0,5 до 1.

Модель Галейса (Galejs)

Представляет собой сумму двух экспоненциальных ЗР [6.32]:

$$W(|\dot{Z}| > z_0) = (1 - \delta) \exp(-\alpha_1 z_0) + \delta \exp(-\alpha_2 z_0), \tag{6.50}$$

и дает хорошую аппроксимацию ЗР атмосферных ИП на основе подбора параметров δ , α_1 , α_2 . В работе [6.33] приводится более сложное соотношения, описывающее ЗР ИП:

$$W(|\dot{Z}| > z_0) = \left(1 - \left(\frac{b}{a}\right)^2 - \left(\frac{d}{a}\right)^2\right)^{-\left(\frac{z_0}{\sigma}\right)^2} + \frac{b^2}{(z_0^2 + a^2) + z_0(z_0^2 + a^2)^{\frac{1}{2}}} + \left(\frac{d}{a}\right)^2 \exp(-sz_0). \quad (6.51)$$

Модель Накаи и Нагатани (Nakai and Nagatani)

Предполагает использование кусочной аппроксимации ЗР на основе двух логонормальных ЗР [6.34]:

$$w(|\dot{Z}|) = \frac{1}{\sigma_1 \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2} \left(\frac{\log |\dot{Z}| - \log \mu_1}{\sigma_1}\right)^2\right), \quad B < |\dot{Z}| < \infty,$$

$$w(|\dot{Z}|) = \frac{1}{\sigma_2 \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2} \left(\frac{\log |\dot{Z}| - \log \mu_2}{\sigma_2}\right)^2\right), \quad 0 < |\dot{Z}| < B.$$
(6.52)

Примеры некоторых ДЗР и ИЗР огибающей ИП приведены на рисунках 6.23 и 6.24. Видно, что данные законы распределения существенно отличаются от рэлеевского закона распределения.



Рис. 6.23. Дифференциальный закон распределения



Рис. 6.24. Дифференциальный закон распределения

Модель Гильберта-Поллака (Gilbert, Pollak)

В работах [6.19-6.21] рассматривается модель ИП, основанная на модификации нормального ЗР мгновенных отсчетов сигнала,

$$w(z) = \frac{\nu}{2\sqrt{2}\Gamma\left(\frac{1}{\nu}\right)\sigma} \exp\left\{-\frac{|z|^{\nu}}{2^{\frac{\nu}{2}}\sigma^{\nu}}\right\}, \quad -\infty < z < \infty.$$
(6.53)

Здесь $\sigma \ge 0$; $\Gamma(\cdot)$ — гамма-функция. При $\frac{1}{2} < \nu < 1$ данная модель хорошо аппроксимирует некоторые атмосферные шумы, а при $1 \le \nu \le 2 - И\Pi$ типа ударного возбуждения контура. Графики функции (6.53) для различных значений параметра ν приведены на рисунке 6.25.



Рис. 6.25. Дифференциальный закон распределения

Закон распределения Лапласа (Laplas)

Данный класс моделей использует сигнал, дискретизированный во времени, и ИП представляется в виде дискретного аддитивного белого лапласовского шума n_i , имеющего ДЗР вида [6.49], [6.50], [6.51]

$$w(n) = \frac{\gamma}{2} \exp(-\gamma |n|). \tag{6.54}$$

В работе [6.50] показано, что, если в (6.40) положить m=h / $\gamma-1$, то при $h\to\infty$ ЗР Мертца становится подобным ЗП Лапласа.

Вид закона распределения Лапласа для различных значений параметра γ приведен на рисунке 6.26.



Рис. 6.26. Дифференциальный закон распределения

Модель Хенкеля и Keccnepa (Henkel and Kessler)

Как показали результаты экспериментальных исследований, во многих случаях ДЗР ИП в xDSL-линиях можно аппроксимировать с помощью растянутого экспоненциального закона распределения, описываемого выражением [6.56], [6.62]

$$w_p(z) = \frac{\exp\left(-\left|\frac{z}{z_0}\right|^{\frac{1}{5}}\right)}{240z_0};$$
(6.55)

здесь единственным параметром, характеризующим ИП, является z_0 , описывающий некоторую среднюю величину ИП.

В случае, когда помеха представляет собой сумму АБГШ и ИП,

$$w(z) = Nw_n(z) + (1 - N)w_p(z) \otimes w_n(z),$$
(6.56)

где N — весовой коэффициент, значение которого лежит в пределах от 0 до 1, а

$$w_n(z) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right)$$
(6.57)

— ЗР дискретного АБГШ, ⊗ — операция свертки.

Вид данного закона распределения для различных значений параметра *z*₀ приведен на рисунке 6.27.



Рис. 6.27. Дифференциальный закон распределения

Модель Фенника (Fennick)

На основе анализа экспериментальных данных о шумах в телефонных каналах была предложена следующая аппроксимация ДЗР помехи в канале [6.61]:

$$w(z) = \begin{cases} 0, & z < -b, \\ ce^{kz}, & -b \leqslant z \leqslant -a, \\ \widehat{\Phi}(z), & -a < z < a, \\ ce^{-kz}, & a \leqslant z \leqslant b, \\ 0, & z > b, \end{cases}$$
(6.58)

где $\pm b$ — реальный динамический диапазон сигнала, связанный с ограничениями на уровень сигнала в канале связи, $\pm a$ — диапазон значений сигнала, в пределах которого его ЗР описывается гауссовой кривой $\widehat{\Phi}(z)$, с и k — параметры экспоненциальной функции, описывающей ЗР на интервалах $a \leq |z| \leq b$. Параметр a связан с параметрами c и k соотношением

$$w(z) = k \pm \sqrt{k^2 - 2\ln(c\sqrt{2\pi})}.$$
(6.59)

Закон распределения Вейбулла (Weibull)

Использование ЗР Вейбулла удобно в особенности, когда требуется реализовать компьютерные модели импульсных случайных процессов (СП), поскольку позволяет относительно просто организовать генерацию случайных величин с данным ЗР. Кроме того, как показано в работе [6.64], при определенных параметрах ЗР Вейбулла и ЗР Хенкеля–Кеслера совпадают.

ЗР Вейбулла для амплитуды ИП может быть представлен в виде

$$w(|\dot{Z}|) = \alpha b |\dot{Z}|^{\alpha - 1} \exp(-b|\dot{Z}|^{\alpha}),$$

$$W(|\dot{Z}| \ge z_0) = \exp(-bz_0^{\alpha}),$$
(6.60)

0

где $\alpha > 0, b > 0$ — параметры формы ЗР, $|\dot{Z}| \ge 0, z_0 \ge 0$.

Вид ДЗР и ИЗР Вейбулла для различных значений параметров приведен на рисунках 6.28 и 6.29.

Для генерации случайных величин (CB) с 3Р Вейбулла на основе CB с 3Р Гаусса можно воспользоваться нелинейным преобразованием без памяти (memoryless nonlinear transform — MNLT) вида y = y(x) [6.63], [6.64]:

$$y = \begin{cases} \left[\frac{1}{b}\ln\left(\frac{1}{\operatorname{erfc}(x/\sqrt{2})}\right)\right]^{\frac{1}{\alpha}}, & x \ge 0, \quad y \ge 0, \\ -\left[\frac{1}{b}\ln\left(\frac{1}{2 - \operatorname{erfc}(x/\sqrt{2})}\right)\right]^{\frac{1}{\alpha}}, & x < 0, \quad y < 0, \end{cases}$$
(6.61)

при этом взаимосвязь корреляционных функций процессов на входе и выходе нелинейного элемента имеет вид

$$R_y(t) = \langle y(0)y(t)\rangle = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{R_x(t)^n}{2^n n!} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} \exp(-x^2/2) H_n(x/\sqrt{2}) y \, dx \right]^2, \quad (6.62)$$

где $H_n(u) = (-1)^n \exp(u^2) \frac{d^n}{du^n} \exp(-u^2)$ — полином Эрмита *n*-ой степени.

314



Рис. 6.28. Дифференциальный закон распределения



Рис. 6.29. Дифференциальный закон распределения

6.2.1.2. Феноменологические (функциональные) модели импульсных помех Характерной особенностью данных моделей является то, что все они в той или иной степени на функциональном уровне рассматривают механизм формирования помех.

Модель в виде последовательности импульсов (Filtered-Impulse Model)

Данная модель является, возможно, одной из первых и наиболее простых моделей ИП [6.39]. Предполагается, что ИП представляет собой последовательность импульсов заданной формы, приходящих в определенные моменты времени и имеющих случайные амплитуды

$$z(t) = \sum_{n=1}^{N} a_n u(t - t_n),$$
(6.63)

где a_n — амплитуда n-го импульса; для всех импульсов амплитуды являются независимыми случайными величинами с одинаковым ЗР, p(t) — форма отдельного импульса помехи, t_n — момент прихода n-го импульса, N — общее количество импульсов на интервале наблюдения.

Несмотря на кажущуюся простоту, в общем случае получение законченных аналитических выражения для закона распределения ИП связано со значительными математическими трудностями. Соответственно при этом сложно получить оптимальные алгоритмы приема и оценить характеристики их помехоустойчивости.

Кроме того, как показали эксперименты, предположение о статистической независимости отдельных импульсов приемлемо далеко не всегда.

Модель Φ урутсу и Ишида (Furutsu and Ishida)

В рамках данной модели ИП представляется в виде случайной последовательности радиоимпульсов, каждый из которых может быть описан как

$$z(t) = r(t, a)\cos(\omega t + \psi). \tag{6.64}$$

Рассматривается два частных случая: модель Пуассона, представляющая последовательность импульсов, распределенных по пуассоновскому ЗР и пуассонпуассоновская модель, отличающаяся тем, что каждый импульс, сформированный в соответствии с первой моделью, порождает случайную последовательность (пакет) импульсов, которые также распределены по пуассоновскому ЗР.

ЗР огибающей для первой модели может быть описан выражением [6.35]

$$w(|\dot{Z}|) = \int_{0}^{\infty} \lambda |\dot{Z}| J_0(\lambda |\dot{Z}|) f(\lambda, T) \, d\lambda, \tag{6.65}$$

где характеристическая функция

$$f(\lambda, T) = \exp\left\{\nu \int_{0}^{T} \int w(a)(J_0(\lambda r) - 1)da \, dt\right\},\tag{6.66}$$

T — время наблюдения, ν — средняя частота появления импульсов в пуассоновском ЗР, w(a) — плотность вероятности параметра a.

Модель Бекмана (Beckmann)

Предполагается, что каждый импульс ИП, максимум которого связан с моментом t_0 , имеет вид [6.36, 6.37]

$$|\dot{Z}_{0}(t)| = \begin{cases} E_{p} \exp\left[-\frac{t-t_{0}}{a}\right], & t > t_{0}, \\ E_{p} \exp\left[-\frac{t-t_{0}}{b}\right], & t < t_{0}, \end{cases}$$
(6.67)

то есть имеет разную длительность переднего и заднего фронта.

Импульсы во времени распределены по закону Пуассона и имеют равномерное и независимое распределение начальной фазы. Пиковое значение амплитуды импульса E_p подчиняется логонормальному закону распределения, то есть

$$E_p = \exp(\Delta), \tag{6.68}$$

где Δ — случайная величина с гауссовым ЗР, математическим ожиданием μ и дисперсией σ^2 , характеризующая полное ослабление в канале. При этом СКО огибающей

будет равно

$$\sigma_{|\dot{Z}|} \approx \sqrt{Nc \ln(1/Nc)} \exp(\sigma^2 + \mu), \tag{6.69}$$

где N — среднее количество импульсов в единицу времени, $c = \frac{a+b}{2}$.

Интегральный ЗР нормированной огибающей при этом будет иметь вид

$$W\left(\frac{|\dot{Z}|}{\sigma_{|\dot{Z}|}} > z_0\right) = \frac{2}{N \cdot c \cdot \sigma \sqrt{2\pi}} \int_{z_0}^{\infty} dx \int_{0}^{\infty} dy \times \frac{x}{y} \exp\left[-\frac{x^2 + y^2}{N \cdot c} - \frac{\ln y + \sigma^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{2xy}{N \cdot c}\right). \quad (6.70)$$

Данная модель не учитывает влияние ЛЧП на ИП. Аналогичные модели использовались для описания индустриальных помех в работе [6.38].

Модель Холла (Hall) или обобщенная t-модель

Данная модель предполагает, что ИП формируется путем умножения узкополосного гауссова случайного процесса n(t), имеющего нулевое математическое ожидание и корреляционную функцию $R_n(\tau)$, на весовую функцию a(t), представляющую импульсный случайный процесс, некоррелированный с n(t), свойства которого могут меняться во времени [6.18], [6.39], [6.40]:

$$z(t) = a(t)n(t).$$
 (6.71)

Характеристики случайного процесса a(t) выбираются так, чтобы его ИЗР совпадал с ЗР ИП, полученным на основе экспериментальных измерений.

В качестве дифференциального ЗР a(t) предложено использовать двухстороннее χ -распределение,

$$w(a) = \frac{(m/2)^{m/2}}{\sigma_a^m \Gamma(m/2)} \frac{1}{|a|^{m+1}} \exp\left\{-\frac{m}{2a^2 \sigma_a^2}\right\},$$
(6.72)

а ЗР СП n(t) имеет вид

$$w(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \exp\left\{-\frac{n^2}{2\sigma_n^2}\right\}.$$
(6.73)

С учетом (6.72) и (6.73) было получено выражение для ЗР процесса z(t):

$$w(z) = \frac{\Gamma\left(\frac{\theta}{2}\right)}{\Gamma\left(\frac{\theta-1}{2}\right)} \frac{\gamma^{\theta-1}}{\sqrt{\pi}} \frac{1}{(z^2 + \gamma^2)^{\theta/2}},\tag{6.74}$$

где $\gamma = m^{1/2} \sigma_n / \sigma_a$ и $\theta = m + 1$ — параметры ЗР, зависящие от соответствующих параметров ЗР процессов a(t) и n(t).

Вид закона распределения мгновенных значений ИП для модели Холла приведен на рисунке 6.30.

При $\sigma_n = \sigma_a$ ЗР будет совпадать с *t*-распределением Стьюдента, поэтому выражение (6.74) может рассматриваться как обобщенное *t*-распределение с параметрами θ , γ .

При $2 < \theta \leq 4$ данное распределение хорошо аппроксимирует атмосферные шумы, в том числе при $\theta \approx 3$ в низкочастотных (VLF и LF) радиодиапазонах. К сожалению, для $2 < \theta \leq 3$ данная модель имеет бесконечное значение дисперсии и поэтому не может быть применена к реальным ИП.



Рис. 6.30. Дифференциальный закон распределения

Представим СП (6.71) через огибающую и фазу,

$$z(t) = |\dot{Z}(t)|\cos(\omega_0 t + \varphi(t)) = \operatorname{Re}\{\dot{Z}(t)\exp(j\omega_0 t)\},$$
(6.75)

где $\dot{Z}(t) = |\dot{Z}(t)| \exp(j\varphi(t))$ — комплексная огибающая ИП. Учитывая, что $|\dot{Z}| = \sqrt{z^2(t) + \tilde{z}^2}$, где \tilde{z} — преобразование Гильберта от z, было показано, что фаза имеет равномерный ЗР, а ЗР огибающей описывается выражением

$$w(|\dot{Z}|) = (\theta - 1)\gamma^{\theta - 1} \frac{|\dot{Z}|}{(|\dot{Z}|^2 + \gamma^2)^{(\theta + 1)/2}},$$
(6.76)

$$W(|\dot{Z}| > z_0) = \frac{\gamma^{\theta - 1}}{(z_0^2 + \gamma^2)^{(\theta - 1)/2}}.$$
(6.77)

Вид ДЗР и ИЗР огибающей ИП для модели Холла приведен на рисунках 6.31 и 6.32.

При $\theta = 2$ законы распределения принимают вид

$$w(z) = \frac{1}{\pi} \frac{\gamma}{(z^2 + \gamma^2)},$$
(6.78)

$$w(|\dot{Z}|) = \frac{\gamma |Z|}{(|\dot{Z}|^2 + \gamma^2)^{3/2}},$$
(6.79)

$$W(|\dot{Z}| > z_0) = \frac{\gamma}{(z_0^2 + \gamma^2)^{1/2}}$$
(6.80)

и совпадают [6.40] с выражениями для модели класса В Миддлтона при $\gamma = \frac{A_{\alpha}\sqrt{\Omega}}{2}$. Модель Омуры (Omura)

Данная модель в определенном смысле похожа на модель Холла и предполагает, что ИП формируется путем модуляции гармонической несущей [6.41]:

$$n(t) = AX(t)\sin(\omega_0 t + \phi(t)), \qquad (6.81)$$



Рис. 6.31. Дифференциальный закон распределения



Рис. 6.32. Интегральный закон распределения

где $X(t) = \exp\{b(t)\} - C\Pi$ с логонормальным ЗР, b(t) -стационарный гауссов СП с нулевым математическим ожиданием и АКФ $R_b(\tau)$, A — масштабный коэффициент, определяющий мощность помехи, $\phi(t)$ имеет равномерный ЗР, а ЗР амплитудного множителя имеет вид

$$w(AX) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{1}{2} \left[\frac{\log(X/A)}{\sigma}\right]^2\right\},\tag{6.82}$$

где $\sigma = \sigma_{\log X}$.

Данная модель показала хорошее совпадение с экспериментальными результатами, полученными для атмосферных шумов, при высоком уровне ИП.

Модель Джордано (Giordano)

Данная модель имеет ряд общих черт с моделью Фурутсу и Ишида. ЗР огибающей ИП описывается выражением [6.42], [6.43]

$$w(|\dot{Z}|) = |\dot{Z}| \int_{0}^{\infty} H(\lambda) J_1(\lambda |\dot{Z}|) d\lambda, \qquad (6.83)$$

где $H(\lambda) = \exp\left\{-\mu \int_{0}^{\infty} da_i w(a_i) \int_{t-T}^{t} dt_i \{1 - J_0[\lambda a_i b(t-t_i)]\}\right\}, b(t)$ — огибающая ИХ

приемника, a_i — амплитуда *i*-го входного импульса (случайная величина), t_i — время появления *i*-го импульса, T — временной интервал наблюдения, t — текущее время, μ — средняя частота появления импульсов.

Для частного случая (равномерного распределения в пространстве источников помех, зависимости амплитуды импульса от расстояния до источника помех r_i вида $a_i = C / r_i$ и среднего расстояния до источников помех r_m) показано, что ЗР огибающей имеет вид

$$w(|\dot{Z}|) = \frac{K}{(K^2 + |\dot{Z}|^2)^{1/2}},$$
(6.84)

где $K = \frac{\mu C}{r_m} \int_{0}^{T} b(t) dt$. Видно, что данный ЗР совпадает с ЗР для модели Холла.

Модель Белло и Эспозито (Bello and Esposito)

В рамках модели ИП, предложенной Белло и Эспозито [6.44, 6.45], предполагается, что спектр ИП существенно шире полосы линейной части приемника (ЛЧП) и поэтому может считаться равномерным в пределах этой полосы. Тогда форма огибающей каждого импульса на выходе ЛЧП в первом приближении определяется только импульсной характеристикой ЛЧП. Соответственно комплексная огибающая ИП на выходе ЛЧП записывается в виде

$$\dot{x}(t) = \sum_{k=1}^{L} C_k h(t - t_k) \exp(j\varphi_k),$$
(6.85)

где L — число импульсов на интервале наблюдения, C_k , t_k , φ_k — амплитуда, момент появления и фаза k-го импульса, соответственно, h(t) — импульсная характеристика низкочастотного эквивалента ЛЧП. Предполагается, что параметры модели L, C_k , t_k , φ_k являются независимыми случайными величинами. При этом все C_k имеют одинаковое распределение, величины t_k имеют равновероятное распределение на интервале наблюдения, а величины φ_k равновероятно распределены на интервале [0, 2π). Величина L предполагается распределенной по закону Пуассона с параметром γ , представляющим собой среднее число импульсов на интервале наблюдения.

При анализе помехоустойчивости Белло и Эспозито предполагали, что отдельные импульсы не перекрываются во времени. Случай, когда отдельные импульсы помехи перекрываются, но недостаточно часто, чтобы использовать аппроксимацию гауссовым СП, рассмотрены в [6.46, 6.47].

Модель Шейвера, Хэтфилда и Ханга (Shaver, Hatfield, and Hang)

Данная модель использует марковский подход к описанию индустриальных шумов и представляет помеху в виде суммы [6.48],

$$z(t) = n(t) + \gamma(t),$$
 (6.86)

320

где n(t) — фоновый гауссов шум, $\gamma(t)$ — СП, описывающий импульсный шум, который представляется в виде цепи Маркова с двумя состояниями «*a*» и «*b*»:

$$\gamma(t) = 0$$
 с вероятностью $p(a)$,
 $\gamma(t) = n_1(t)$ с вероятностью $p(b)$; (6.87)

здесь $n_1(t)$ — комплексный гауссов СП, дисперсия которого по сравнению с дисперсией фонового гауссового шума может быть достаточно большой, а вероятность p(b) относительно мала. Данная модель иногда называется «Little Gauss–Big Gauss» модель и достаточно часто используется при анализе систем передачи данных.

Модели Миддлтона (Middlton)

В работах [6.12–6.17] рассмотрена одна из наиболее общих ситуаций, учитывающая совместное действие взаимно независимых широкополосной шумовой гауссовой помехи и импульсной не гауссовой. При этом для ИП используется следующая физическая модель: предполагается, что имеется неограниченное число потенциальных источников помех, случайно распределенных в пространстве по пуассоновскому закону и излучающих импульсы со случайными параметрами (амплитудами, длительностями, частотами заполнения и т. д.), причем моменты появления импульсов во времени также подчиняются пуассоновскому распределению. Физически это означает, что источники импульсных помех независимы как по пространству, так и по времени. Эта модель предлагается для описания ИП как естественного, так и искусственного происхождения.

В рамках данной модели были получены различные статистические характеристики суммарной помехи, ее огибающей и фазы на выходе ЛЧП для трех классов ИП:

 ИП класса А: создаваемые импульсами, ширина спектра которых не превышает полосу пропускания ЛЧП (narrowband interference), так что переходные процессы пренебрежимо малы, и форма импульсов практически не меняется при прохождении через ЛЧП;

 ИП класса В: создаваемые импульсами, ширина спектра которых больше полосы пропускания линейной части приемника (broadband interference), так что переходные процессы существенны, и форма импульсов существенно искажается при прохождении через ЛЧП;

- ИП класса С: сумма помех классов А и В.

Таким образом, рассматриваемая модель учитывает соотношение между характерными ширинами спектральных (корреляционных) характеристик ИП и частотных (временных) характеристик ЛЧП.

Одномерная плотность вероятностей суммарной помехи z(t) на выходе ЛЧП при действии ИП класса A имеет вид [6.12–6.16]

$$w(z) = e^{-A} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{A^k}{k!} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_k^2}} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma_k^2}\right),$$
(6.88)

где $A = \overline{\tau}_p / \overline{T}_p$ — индекс перекрытия ИП, $\overline{\tau}_p$ — средняя длительность импульсов ИП, \overline{T}_p — средний период повторения импульсов ИП; $\sigma_k^2 = \sigma_x^2 \frac{(k/A)\Phi + 1}{\Phi + 1}$; $\sigma_x^2 = \Omega + \sigma_G^2$ — дисперсия (средняя интенсивность, мощность) суммарной помехи; Ω — средняя интенсивность импульсной компоненты; σ_G^2 — средняя интенсивность гауссовой шумовой компоненты; $\Phi = \Omega / \sigma_G^2$ — отношение средних интенсивностей импульсной и шумовой компонент.

В работах [6.12–6.16] использовался параметр $\Gamma' = \sigma_G^2 / \Omega$; здесь и далее используется параметр $\Phi = \Gamma'^{-1}$ во избежание работы с бесконечностью в предельном случае отсутствия импульсной компоненты во входной помехе.

21 Попов Г.А.

Если ввести в рассмотрение отношение средней интенсивности одного импульса ИП к средней интенсивности шума $\Phi_p = \Phi/A$, то

$$\sigma_k^2 = \sigma_x^2 \frac{k\Phi_p + 1}{A\Phi_p + 1} = \sigma_G^2 (k\Phi_p + 1).$$
(6.89)

Видно, что распределение (6.88) представляет собой взвешенную сумму гауссовых распределений с нулевыми математическими ожиданиями и дисперсиями σ_k^2 , увеличивающимися с ростом k. На рисунках 6.23, 6.24 построены графики распределения (6.88) для различных значений параметров Φ_p и A при $\sigma_G^2 = 1$.

Анализ распределения (6.71) показывает, что по мере уменьшения Φ_p или увеличения A статистика суммарной помехи стремится к гауссовой с нулевым математическим ожиданием и дисперсией σ_x^2 . Физически это связано с тем, что возрастание индекса перекрытия A отражает наложение все большего числа импульсов (вследствие увеличения числа активных источников импульсных помех), что приводит к нормализации результирующей ИП согласно центральной предельной теореме теории вероятностей. Уменьшение же параметра Φ_p непосредственно увеличивает удельный вес гауссового шума в суммарной помехе, что и объясняет наблюдаемую асимптотику.

Распределение фазы суммарной помехи в рассматриваемой модели является равновероятным, а распределение амплитуды описывается суммой рэлеевских распределений [6.13]:

$$W(|\dot{Z}| > z_0) = e^{-A} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{A^k}{k!} e^{-\frac{z_0^2}{\sigma_k^2}}.$$
(6.90)

Вид ДЗР и ИЗР огибающей ИП для модели Миддлтона класса A приведены на рисунках 6.33 и 6.34.



Рис. 6.33. Дифференциальный закон распределения

Аналитические выражения для статистических характеристик суммарной помехи применительно к модели В являются более сложными и приведены, например, в работах [6.13], [6.16]. Так, плотность вероятностей суммарной помехи z(t) на выходе



Рис. 6.34. Интегральный закон распределения

ЛЧП при действии ИП класса В имеет вид

$$w(z) = \frac{e^{-\frac{z^2}{\Omega}}}{\pi\sqrt{\Omega}} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k!} A^k_{\alpha} \Gamma\left(\frac{k\alpha+1}{2}\right) F\left(\frac{-k\alpha}{2}; \frac{1}{2}; \frac{z^2}{\Omega}\right);$$
(6.91)

здесь закон распределения помехи зависит от трех параметров α , A_{α} , Ω . Функция $F(\cdot)$ представляет собой обобщенную гипергеометрическую функцию [6.22]. Параметр Ω является нормирующим коэффициентом; $\Omega = 1$ в случае, когда нормировка осуществляется к энергии компоненты АБГШ. Параметр α зависит как от характеристик источника импульсных помех, так и от характеристик ЛЧП. В свою очередь A_{α} зависит от A и α [6.18].

Соответственно интегральный ЗР огибающей для модели В имеет вид

$$W(|\dot{Z}| > z_0) = \exp\left(-\frac{z_0^2}{\Omega}\right) \times \left\{1 - \frac{z_0^2}{\Omega}\sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k}{k!} A_{\alpha}^k \Gamma\left(1 + \frac{k\alpha}{2}\right) F\left(1 - \frac{k\alpha}{2}; 2; \frac{z_0^2}{\Omega}\right)\right\}$$
(6.92)

и может быть использован для сравнения теоретических и экспериментальных результатов.

В частном случае, когда $\alpha = 1$, для модели класса В, в соответствии с [6.40],

$$w(z) \approx \frac{2A_{\alpha}\sqrt{\Omega}}{\pi(4z^2 + \Omega A_{\alpha}^2)}$$
(6.93)

И

$$W(|\dot{Z}| > z_0) \approx \frac{1}{\sqrt{1 + 4z_0^2 / (\Omega A_\alpha^2)}}.$$
 (6.94)

21*

Полученные результаты соответствуют модели Холла для $\theta = 2$, $\gamma = \frac{A_{\alpha}\sqrt{\Omega}}{2}$ и позволяют дать физическую трактовку данной модели. Выражения (6.93) и (6.94) обеспечивают хорошую аппроксимацию экспериментальных результатов при $A_{\alpha} \ge 1$.

Модель стробированного гауссовского шума (gated Gaussian' noise)

В [6.52] описана модель стробированного гауссового шума, представляющая собой сумму дискретного АБГШ $n_g(l)$ с дисперсией σ_n^2 и шумовых гауссовых импульсов $n_p(l)$ с дисперсией $\sigma_p^2 \gg \sigma_n^2$:

$$n_{\Sigma}(l) = n_g(l) + n_p(l). \tag{6.95}$$

Основными параметрами, описывающими данный вид помехи являются: параметр μ , характеризующий относительное время присутствия ИП, и являющийся аналогом параметра A в модели Миддлтона, параметр $\alpha = \sigma_p^2 / \sigma_n^2$ и являющийся аналогом параметра $\Phi = \Gamma^{-1}$ в модели Миддлтона и дисперсии σ_n^2 и σ_p^2 .

Модели на основе SaS-процессов (Symmetric alfa-stable - SaS)

SaS-процессы определяются через характеристическую функцию, которая может быть представлена в виде [6.53-6.55]

$$\phi(\omega) = \exp(j\omega\delta - \gamma|\omega|^{\alpha}), \tag{6.96}$$

где показатель экспоненты α характеризует уровень «хвостов» ЗР, γ зависит от дисперсии, δ определяет точку симметрии в ЗР. Основная проблема при использовании SaS-процессов заключается в том, что для ДЗР, определяемого выражением

$$w(x, \alpha, \gamma, \delta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \exp\{j\omega\delta - \gamma|\omega|^{\alpha}\} \exp\{-j\omega x\} d\omega,$$
(6.97)

в общем случае отсутствуют законченные аналитические решения. Исключение составляют частные случаи, когда $\alpha = 2$ (ЗР Гаусса), $\alpha = 1$ (ЗР Коши) и $\alpha = 0,5$ (ЗР Пирсона). В случае, когда суммарная помеха представляет собой сумму АБГШ и импульсного SaS-процесса,

$$n_{\Sigma}(l) = n_{\varphi}(l) + n_{\alpha}(l), \tag{6.98}$$

характеристическая функция суммарного процесса может быть представлена в виде

$$\phi(\omega) = \exp\left(-\frac{\sigma_g^2 \omega^2}{2} - \gamma |\omega|^{\alpha}\right),\tag{6.99}$$

где σ_g^2 — дисперсия АБГШ. Методы оценки параметров SaS-процессов рассмотрены, например в работе [6.55].

Модель Леммона (Lemmon)

В рамках данной модели суммарная помеха представляется в виде суммы трех компонент: белого гауссового шума, узкополосных квазигармонических помех и широкополосных импульсных помех. При этом комплексная огибающая суммарной помехи может быть представлена в виде [6.57]

$$\dot{Z}(t) = \dot{G}(t) + \sum_{k=1}^{K_p} A_k \exp(j(\Delta\omega_k t + \varphi_k)) + \sum_{n=1}^{N_p} B_n \frac{\sin 2\pi \Delta F(t - t_n)}{(t - t_n)} \exp(j\omega_0 t_n), \quad (6.100)$$

где $\hat{G}(t)$ — комплексная огибающая эквивалентного белого гауссова шума на выходе линейной части приемника (ЛЧП); K_p — количество узкополосных помех на выходе ЛЧП, $\Delta \omega_k = \omega_k - \omega_0$ — отстройка частоты k-й узкополосной помехи от несущей частоты ω_0 , A_k и φ_k — амплитуда и фаза k-й узкополосной помехи, N_p — количество импульсных помех на интервале наблюдения, t_n — время прихода n-го импульса, B_n — амплитуда n-го импульса, ΔF — полоса пропускания ЛЧП. Множитель $\sin(x)/x$ описывает реакцию (импульсную характеристику) ЛЧП на отдельный импульс помехи, который на входе ЛЧП представляется в виде дельта-функции.

Частота и фаза узкополосных помех статистически независимы и распределены равномерно. Амплитуда узкополосных помех описывается законом распределения Холла:

$$w(A) = (\theta_A - 1)\gamma_A^{\theta_A - 1} \frac{A}{(A^2 + \gamma_A^2)^{(\theta_A + 1)/2}},$$
(6.101)

$$W(A < A_0) = 1 - \frac{\gamma_A^{\theta_A - 1}}{(A_0^2 + \gamma_A^2)^{(\theta_A - 1)/2}}.$$
(6.102)

Здесь параметры γ_A , θ_A подбираются по результатам экспериментальных измерений.

Обратная функция

$$A(W) = \gamma_A [(1 - W)^2 / (1 - \theta_A) - 1]^{\frac{1}{2}}$$
(6.103)

позволяет формировать случайные величины с ЗР Холла на основе случайных величин W, имеющих равномерный ЗР в пределах от 0 до 1, что удобно при моделировании на ЭВМ.

Распределение пиковых значений импульсов также может быть описано с помощью выражений подобных ЗР Холла,

$$w(B) = \begin{cases} \frac{1 - \theta_B}{(B_{\max}^2 + \gamma_B^2)^{(1 - \theta_B)/2} - \gamma_B^{(1 - \theta_B)}} \frac{B}{(B^2 + \gamma_B^2)^{(\theta_B + 1)/2}}, & 0 \le B \le B_{\max}, \\ 0, & B > B_{\max}, \end{cases}$$

$$W(B < B_0) = \frac{(B_0^2 + \gamma_B^2)^{(1 - \theta_B)/2} - \gamma_B^{(1 - \theta_B)}}{(B_{\max}^2 + \gamma_B^2)^{(1 - \theta_B)/2} - \gamma_B^{(1 - \theta_B)}}. \tag{6.105}$$

Параметры γ_B , θ_B также подбираются по результатам экспериментальных измерений.
Генерировать случайные величины с ЗР (6.104) и (6.105) можно используя обратную функцию

$$B(W) = \gamma_B \sqrt{\left\{ W \left[\left(\frac{B_{\max}^2}{\gamma_B^2} + 1 \right)^{(1-\theta_B)/2} - 1 \right] + 1 \right\}^{2/(1-\theta_B)} - 1}$$
(6.106)

на основе случайных величин W, имеющих равномерный ЗР в пределах от 0 до 1. В работе [6.58] приводится пример использования данных соотношений для

моделирования ИП при $B_{\text{max}} = 2 \cdot 10^{-5}$, $\gamma_B = 1 \cdot 10^{-8}$, $\theta_B = 1,2$, $\gamma_A = 0,3$, $\theta_A = 2$. Средняя мощность для различных компонент суммарного сигнала может быть определена следующим образом: для компоненты в виде АБГШ

$$P_G = \frac{1}{T} \int_0^T |\dot{G}(t)|^2 dt = \sigma_{GI}^2 + \sigma_{GQ}^2 = 2\sigma^2, \qquad (6.107)$$

для узкополосной помехи, в предположении ортогональности (статистической независимости) отдельных частотных компонент,

$$P_{NB} = \sum_{k} A_k^2, (6.108)$$

для импульсных помех, пренебрегая эффектами, связанными с перекрытием импульсов,

$$P_{IMP} \cong \frac{2\pi^2 \Delta F}{T} \sum_n B_n^2. \tag{6.109}$$

Корреляционная функция комплексной огибающей суммарной помехи на выходе ЛЧП имеет вид [6.57], [6.59]

$$R(\tau, T) = \frac{1}{T} \int_{0}^{T} Z^{*}(t) \dot{Z}(t+\tau) dt =$$
$$= \left(2\sigma^{2} + \frac{2\pi^{2}\Delta F}{T} \sum_{n=1}^{N_{p}} B_{n}^{2} \right) \cdot \delta_{0}(\tau) + \sum_{k=1}^{K_{p}} A_{k}^{2} \exp(-k\Delta\omega_{k}\tau), \quad (6.110)$$

где $\delta_0(au)=\left\{ egin{array}{cc} 1, & au=0, \\ 0, & au\neq 0 \end{array}
ight. .$

В работах [6.58], [6.59] приводятся примеры использования рассмотренных соотношений для моделирования помех при следующих исходных данных: $\sigma = \sigma_{GI} =$ $= \sigma_{GQ} = 0,12, \sum A_k^2 = 28,13, \sum B_n^2 = 1,26 \cdot 10^{-9}, \Delta F = 400 \ \text{к}\Gamma\mu, T = 4 \ \text{мc.}$ При этом $P_G = 0,0288, P_{NB} = 28,13, P_{IMP} = 2,52$, то есть отношение мощностей узкополосная помеха/гауссов шум $\frac{P_{NB}}{P_G} \cong 30 \ \text{дБ}$, отношение мощностей импульсная помеха/гауссов шум $\frac{P_{IMP}}{P_G} \cong 19 \ \text{дБ}.$

Модифицированная модель Левина

Математическое описание импульсного электромагнитного излучения ЭРД может основываться на его представлении в виде эквивалентного случайного импульсного процесса. Рассмотрим усеченную k-ю реализацию импульсного случайного процесса, состоящую из импульсов, расположенных по обе стороны от некоторого «нулевого» импульса, связанного с началом отсчета времени [6.60]. Будем считать, что случайными параметрами импульсной последовательности являются: амплитуда, длительность, частота заполнения импульса и интервал следования импульсов. Последовательность 2N + 1 импульсов k-ой реализации может быть записана в виде

$$\xi_N(t) = \sum_{n=-N}^N A_n^{(k)} v\left(\frac{t - t_n^{(k)}}{\tau_n^{(k)}}\right) e^{-i\omega_n^{(k)}t},$$
(6.111)

где $A_n^{(k)} = c_n^{(k)} + js_n^{(k)}$ — случайная комплексная амплитуда импульса; $t_n^{(k)}$ — случайное время появления импульса (задержка относительно начала отсчета времени); $\tau_n^{(k)}$ — случайная длительность импульса; $\omega_n^{(k)}$ — случайная частота заполнения радиоимпульса; v(x) — финитная функция, описывающая форму импульса и тождественно равная нулю вне интервала $0 \leq x \leq 1$.

Разбивая диапазон возможного изменения частоты заполнения на отдельные поддиапазоны и считая, что в пределах каждого поддиапазона частота заполнения импульсов одинакова и равна средней частоте поддиапазона, можно записать, что

$$\xi_N(t) = \sum_{m=1}^M e^{-i\omega_m t} \sum_{n=-N}^N A_{nm}^{(k)} v\left(\frac{t - t_{nm}^{(k)}}{\tau_{nm}^{(k)}}\right) = \sum_{m=1}^M \xi_{Nm}(t) e^{-i\omega_m t},$$
(6.112)

где $\xi_{Nm}(t)$ — случайная последовательность видеоимпульсов, описывающая огибающую радиоимпульсов и соответствующая *m*-му частотному поддиапазону.

Спектральная плотность случайной последовательности импульсов (6.30) в случае, когда случайные последовательности импульсов отдельных частотных поддиапазонов являются статистически независимыми, может быть представлена в виде

$$S_{\xi}(\omega) = \sum_{m=1}^{M} S_{\xi_m}(\omega - \omega_m), \qquad (6.113)$$

где $S_{\xi_m}(\omega)$ — спектральная плотность случайной импульсной последовательности видеоимпульсов, соответствующих m-му частотному поддиапазону, которая в соответствии с [6.10] может быть определена как

$$S_{\xi_m}(\omega) = \frac{2}{T} \left[K_m(\omega) + 2\sum_{p=1}^{\infty} \operatorname{Re} h_{pm}(\omega) \right], \qquad (6.114)$$

T — среднее значение интервала между импульсами, а в случае независимых случайных параметров импульсного случайного процесса

$$K_m(\omega) = (a_m^2 + \sigma_m^2) K_0(\omega),$$
 (6.115)

где a_m , σ_m^2 , — соответственно, среднее значение и дисперсия случайных амплитуд;

$$K_0(\omega) = \int_0^\infty x^2 |g(\omega x)|^2 w_{1\tau}(x) \, dx,$$
(6.116)

$$g(\omega) = \int_{0}^{1} v(x)e^{-i\omega x} dx, \qquad (6.117)$$

$$h_{pm}(\omega) = (\sigma_m^2 R_{pm} + a_m^2) K_{pm}(\omega) H_{pm}(\omega), \qquad (6.118)$$

$$K_{pm}(\omega) = \int_{0} \int_{0} xyg(\omega x)g^*(\omega y)w_{2\tau}(x, y; p) \, dx \, dy, \qquad (6.119)$$

$$H_{pm}(\omega) = m_1 \{ \exp[-i\omega(t_{nm}^{(k)} - t_{jm}^{(k)})] \}.$$
 (6.120)

Выше использовались следующие обозначения: p = (n - j), R_p — коэффициент корреляции амплитуд импульсов, отстоящих друг от друга на p, $w_{1\tau}(x)$, $w_{2\tau}(x, y; p)$ — одномерная и двумерная функции распределения длительности импульсов.

Как следует из приведенных соотношений, спектр импульсного случайного процесса зависит от одномерного и двумерного законов распределения длительности импульсов, формы импульса, а также от среднего, дисперсии и коэффициента корреляции случайных амплитуд, и не зависит от вида функции распределения этих амплитуд.

Марковские модели негауссовых помех

Математическая модель не гауссового случайного процесса z(t) на основе марковского представления может быть записана в форме порождающего дифференциального уравнения, например следующего вида [6.66]:

$$\frac{dz(t)}{dt} = f(z(t)) + n_0(t), \tag{6.121}$$

где $n_0(t)$ — белый шум с корреляционной функцией $R(t, t') = K\delta(t - t')$, f(z) — известная функция, в общем случае нелинейная. Для линейной функции f(z) ЗР процесса z(t) будет гауссов.

Взаимосвязь ДЗР w(z) с видом функции f(z) описывается соотношением

$$f(z) = \frac{K}{2} \frac{d}{dz} [\ln w(z)].$$
(6.122)

6.2.2. Законы распределения интервала следования импульсов. Отдельные импульсы случайной импульсной помехи следуют друг за другом со случайным интервалом. Для описания статистических характеристик интервала следования импульсов могут быть использованы различные законы распределения [6.29]. При этом данный интервал может быть описан как в непрерывном, так и в дискретном времени.

Геометрический ЗР

Одним из простейших способов описания случайных моментов появления импульсов помехи является использование геометрического ЗР. В этом случае предполагается, что происходят последовательные независимые статистические испытания, в каждом из которых некоторое событие A происходит с вероятностью p и не происходит с вероятностью q = 1 - p. При этом число проведенных испытаний Xдо появления события A является случайной величиной с геометрическим ЗР:

$$P(X = k) = (1 - p)^{k - 1}p,$$
(6.123)

имеющей математическое ожидание MO[X] = 1/p и дисперсию $D[X] = (1-p)/p^2$.

Биномиальный ЗР (распределение Бернулли)

Описывает вероятность того, что при проведении n независимых статистических испытаний (с возвратом) событие A, имеющее вероятность p, произойдет X раз:

$$P(X = k) = C_n^k p^k (1 - p)^{n-k},$$
(6.124)

при этом математическое ожидание MO[X] = np и дисперсия D[X] = np(1-p). Закон распределения Пуассона (Poisson)

ЗР Пуассона иногда называют законом редких событий, поскольку он может быть получен из биномиального ЗР при $n \to \infty, p \to 0$ при условии, что $np = \lambda = \text{const}$,

$$P(X=k) = \frac{\lambda^k}{k!} e^{-k}, \quad k = 0, 1, 2, \dots,$$
(6.125)

где λ — параметр ЗР Пуассона, характеризующий среднюю интенсивность событий. Математическое ожидание и дисперсия СВ равны $MO[X] = D[X] = \lambda$.

В случае непрерывного времени ДРЗ Пуассона принимает вид [6.64]

 $w(T_p) = \lambda e^{-\lambda T_p}, \quad T_p \ge 0, \tag{6.126}$

где T_p — интервал следования импульсов.

Обобщенный закон распределения Пуассона

Логарифмическое представление обобщенного ЗР Пуассона для интервала следования импульсов имеет вид [6.56]

$$w(T_p) = \frac{10^{a_1}}{\ln(10)} T_p^{(a_4-1)} 10^{\frac{a_4}{\ln(a_2)} (a_2)^{\log_{10}(T_p) - a_3}},$$
(6.127)

где $T_p = \frac{t}{100ns}$; a_1 — нормирующая константа, a_2 — определяет радиус кривизны ЗР в максимуме; a_3 — определяет положение максимума ЗР, a_4 — представляет собой наклон кривой ЗР в начале координат.

При этом среднее значение интервала следования импульсов будет равно

$$\overline{T}_{p} = \frac{\ln(10) \lg a_{2}}{10^{a_{1}} \Gamma\left(\frac{a_{4}+1}{\lg a_{2}}\right) \left[\ln(10^{\frac{a_{4}}{(a_{2})^{a_{3}} \ln a_{2}}})\right]^{\frac{a_{4}+1}{\lg a_{2}}}.$$
(6.128)

Закон распределения Парето (Paréto)

ЗР Парето или гиперболический закон распределения имеет вид

$$w(T_p) = \begin{cases} \frac{kT_0^k}{T_p^{k+1}}, & T_p \ge T_0, \\ 0, & T_p < T_0, \end{cases} \quad T_0 > 0, \ k > 0, \tag{6.129}$$

где T_0 — масштабный нормирующий параметр, k — параметр формы.

Интегральный ЗР интервала следования [6.29] в данном случае будет

$$W(T_p < T) = 1 - (T_0/T)^k, \quad \forall T \ge T_0,$$
 (6.130)

а математическое ожидание и дисперсия интервала следования будут, соответствен-

Ho, $MO[X] = \frac{kT_0}{k-1}$, $D[X] = \left(\frac{T_0}{k-1}\right)^2 \frac{k}{k-2}$.

Закон распределения в виде неполной зета-функции Римана (Riemann)

В этом случае ЗР интервала следования импульсов помехи описывается в виде суммы гипер-гармонических функций [6.29],

$$w(T_p, N) = \sum_{n=1}^{N} n^{-T_p}.$$
(6.131)

Марковские модели для интервала следования импульсов

Для формирования временного интервала между отдельными импульсами при моделировании весь диапазон изменения интервала следования импульсов разбивают на отдельные поддиапазоны $T_i = [t_{i-1}, t_i), i = 1, 2, ..., N_s$ [6.64]. Каждому поддиапазону ставится в соответствие состояние дискретного марковского процесса, переходы между состояниями описываются с помощью диаграммы состояний (рисунок 6.35) и вероятностной матрицы переходов

$$\mathbf{P} = \|p_{ij}\| = \begin{vmatrix} p_{11} & p_{12} & \cdots & p_{1N_s} \\ p_{21} & p_{22} & \cdots & p_{2N_s} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ p_{N_s1} & p_{N_s2} & \cdots & p_{N_sN_s} \end{vmatrix},$$
(6.132)

где p_{ij} — вероятность перехода из состояния i в состояние j, $p_{ij} \ge 0$, $\sum_{j=1}^{N_s} p_{ij} = 1$ $\forall i = 1, ..., N_s$.



Рис. 6.35. Диаграмма состояний

Количество состояний N_s выбирается исходя из компромисса между требуемой точностью и сложностью моделирования. На практике обычно ограничиваются 2–4 состояниями.

Внутри каждого интервала T_i время появления импульса подчиняется ДЗР $f_{T_i}(t)$, в качестве которого могут использоваться равномерный ЗР, ЗР Парето или Пуассона.

В последнем случае в предположении, что за время *t* появляется один импульс, закон распределения Пуассона превращается в экспоненциальный ЗР,

$$f_{T_i}(t) = \lambda \exp(-\lambda t), \quad t \ge 0. \tag{6.133}$$

6.2.3. Законы распределения длительности импульсов. Взвешенный логонормальный закон распределения

Как показали экспериментальные исследования [6.62], [6.56], ДЗР длительности импульсов ИП в ряде случаев может быть аппроксимирован взвешенной суммой двух логонормальных ЗР,

$$w(\tau_p) = B \frac{1}{s_1 \tau_{p1} \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\ln^2(\tau_p/\tau_{p1})}{2s_1^2}\right) + (1-B) \frac{1}{s_2 \tau_{p2} \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\ln^2(\tau_p/\tau_{p2})}{2s_2^2}\right), \quad (6.134)$$

где τ_{p1} , τ_{p2} — медианные значения длительности импульсов, s_1 , s_2 — параметры формы логонормальных ЗР.

Примеры аппроксимации экспериментальных данных с помощью данного закона распределения приведены на рисунке 6.36.



Рис. 6.36. Закон распределения длительности импульсов

При этом средняя длительность импульсов может быть определена как

$$\overline{\tau}_p = B \exp\left(\mu_1 + \frac{\sigma_1^2}{2}\right) + (1 - B) \exp\left(\mu_2 + \frac{\sigma_2^2}{2}\right),$$
 (6.135)

где $\mu_i = \ln(\tau_{pi} f_s), \, \sigma_i = s_i/f_s, \, i = 1, 2, \, \text{а} \, f_s - \text{частота дискретизации.}$

6.3. Анализ результатов экспериментальных измерений

Измерения статистических характеристик излучения ЭРД во временной области проводились для различных типов ЭРД как в «панорамном» режиме от 0.1 ГГц до 18 ГГц с шагом 80 или 140 МГц, так и для основных частотных диапазонов каналов Земля-КА систем космической связи: в S-диапазоне 2,072–2,1 ГГц и 2,55–2,6 ГГц, в C-диапазоне 5,9–6,4 ГГц, в X-диапазоне 7,145–7,235 ГГц.

Примеры экспериментально полученных ДЗР мгновенных значений синфазной компоненты излучения лабораторного макета ЭРД СПД-100-2 [6.11] для одного из режимов работы для частот 7,19 и 2,06 ГГц приведены, соответственно, на рисунках 6.37 и 6.39. На этих же графиках приведены некоторые теоретические



Рис. 6.37. Дифференциальный закон распределения

ЗР для параметров, наиболее близких к параметрам экспериментально полученных реализаций.

Сравнение ИЗР амплитудной огибающей излучения ЭРД для тех же диапазонов частот приведено на рисунках 6.38 и 6.40.



Рис. 6.38. Интегральный закон распределения



Рис. 6.39. Дифференциальный закон распределения



Рис. 6.40. Интегральный закон распределения

Как видно из сравнения экспериментальных и теоретических результатов, в диапазоне 7,19 ГГц наиболее близкими к экспериментальным результатам являются ДЗР мгновенных значений Миддлтона, Холла, Лапласа и Гильберта (рисунок 6.37). Для ИЗР в этом диапазоне частот в области относительно больших значений сигнала с экспериментальными данными хорошо согласуются ЗР Лихтера, Вейбулла и Миддлтона, а в области малых уровней сигнала — ЗР Вейбулла (рисунок 6.38).

Для диапазона 2,06 ГГц наиболее близкими к ДЗР мгновенных значений синфазной составляющей излучения ЭРД являются ДЗР Миддлтона и Холла (рисунок 6.39). Причем в области малых значений сигнала оба закона распределения дают хорошее совпадение с экспериментальными результатами. В области средних значений сигналов ЗР Холла оказывается ближе к экспериментальным данным. А в области больших уровней сигнала данные ЗР достаточно сильно отличаются от результатов измерения, формируя верхнюю и нижнюю границы экспериментального ЗР.

В случае ИЗР амплитудной огибающей для диапазона 2,06 ГГц наиболее близкими к экспериментальным результатам оказываются: в области средних и больших уровней сигнала: ЗР Хорнера-Харвуда, Мерца и Вейбулла. Причем в области больших уровней сигнала ЗР Хорнера-Харвуда, Мерца и Вейбулла определяют, соответственно, верхнюю и нижнюю границы значений экспериментальных данных.

В области малых уровней сигнала наилучшее согласование обеспечивает ЗР Вейбулла.

Для квадратурной компоненты мгновенных значений излучения ЭРД результаты в целом совпадают с результатами, полученными для синфазной компоненты.

Таким образом, сравнение теоретических моделей законов распределения случайных импульсных процессов и экспериментальных результатов для излучения ЭРД показывает, что в настоящее время для описания не может быть рекомендована какая-то одна модель.

В зависимости от режима работы ЭРД и используемого частотного диапазона для описания статистических характеристик излучения ЭРД могут использоваться модели Миддлтона, Холла, Мерца, Вейбулла, Лапласа и Гильберта.

Причем указанные модели обеспечивают различную точность описания реальных ЗР для различных уровней сигнала.

6.4. Компьютерное моделирование случайных импульсных помех

Ввиду значительных математических сложностей, связанных с адекватным описанием ИП, а также с использованием аналитических методов исследования помехоустойчивости различных алгоритмов приема, большой практический и теоретический интерес представляет разработка имитационных компьютерных моделей ИП.

В известных работах, посвященных компьютерному моделированию ИП, например [6.64], [6.67], [6.68] и др., описываются компьютерные модели атмосферных ИП, помех в DSL линиях, каналах связи, использующих высоковольтные линии передач, ИП в радиолокационных каналах и т. п. Эти модели опираются на рассмотренные выше статистические модели ИП и соответствующие результаты экспериментальных измерений, адаптированы к конкретным типам систем передачи данных или локации. В них отсутствует возможность формирования реализаций сигнала с учетом особенностей излучения ЭРД, установления однозначной взаимосвязи параметров модели и спектрально-временных характеристик излучаемых ЭРД радиосигналов. В связи с этим прямое использование полученных в данных работах результатов в другой предметной области практически невозможно.

В то же время существует ряд методологических принципов общих для формирования компьютерных моделей ИП, которые следует учитывать.

Для имитационного моделирования импульсного электромагнитного излучения ЭРД был разработан специализированный программный комплекс, позволяющий генерировать случайную последовательность комплексных импульсных сигналов, обладающую заданными статистическими характеристиками.

Программный комплекс, формирующий случайную последовательность комплексных импульсных функций, которые моделируют случайную импульсную помеху, реализован в виде блока Генератор СИП (Случайной Импульсной Помехи). Пример головной модели, предназначенной для тестирования данного блока, приведен на рисунке 6.41. При проведении тестовых испытаний генератора ИП снимались и анализировались эпюры сигналов на выходе и в различных внутренних точках генератора, оценивались параметры импульсной последовательности и законы распределения амплитудных и фазовых характеристик ИП.



Рис. 6.41. Блок-схема модели

Алгоритм функционирования блока Генератор СИП соответствует ряду математических моделей ИП, описанных в разделе 6.2. Рассматриваемый блок включает в себя следующие блоки (рисунок 6.42): Генератор запускающих импульсов 1 генерирует случайную последовательность коротких прямоугольных импульсов, Формирователь случайной последовательности импульсов 2 формирует заданную огибающую каждого импульса, Сумматор. Блок Генератор запускающих импульсов 1 представляет собой генератор случайной последовательности коротких прямоугольных импульсов 1 представляет собой генератор случайной последовательности коротких прямоугольных импульсов единичной амплитуды и длительности Δt , следующих со случайным интервалом T_{pi} :

$$u_e(t) = \sum_{i=1}^{\infty} u_1 \left(t - \sum_{l=1}^{i} T_{pl} \right),$$
(6.136)

где $u_1(t) = \begin{cases} 1, & t \in [0, \Delta t), \\ 0, & t \notin [0, \Delta t), \\ \text{тельности } \Delta t. \end{cases}$ — элементарный импульс единичной амплитуды и дли-

Имеется возможность моделировать случайную последовательность импульсов с равномерным, гауссовым и пуассоновским законами распределения интервалов следования T_{pi} . Возможна реализация и любого другого требуемого закона распределения.



Рис. 6.42. Блок-схема генератора СИП



Рис. 6.43. Блок-схема генератора запускающих импульсов

Блок-схема Генератора запускающих импульсов 1 приведена на рисунке 6.43. Данный блок содержит две части: первая, включающая блоки 1, 2, 4, 5, 8, 9, 11, обеспечивает формирование последовательности коротких импульсов, следующих друг за другом со случайным интервалом, закон распределения которого может быть: равномерным на заданном интервале, гауссовым или пуассоновским, по выбору пользователя. Случайное значение данного интервала формируется второй частью схемы — блоки 3, 6, 7, 10, 12, функционирующей с шагом, равным max{SampleTime, T_{\min} }, где SampleTime — шаг продвижения модельного времени, T_{\min} — некоторый временной интервал, выбираемый пользователем для сокращения общего времени моделировании и, как правило, больший SampleTime, но меньший среднего периода следования импульсов ИП.

Блок-схема Формирователя случайной последовательности импульсов, обеспечивающего формирование последовательности импульсов с заданной огибающей и следующих со случайным интервалом, имеющим заданный закон распределения приведена на рисунке 6.44. Формирователь содержит 4 канала формирования одиночных импульсов СИП, что обеспечивает моделирование последовательности импульсов, имеющей до 4-х кратного перекрытия областей расчета каждого импульса. На практике этого достаточно для моделирования случайной последовательности импульсов с коэффициентом перекрытия до 1–4, в зависимости от формы



Рис. 6.44. Блок-схема формирователя СИП

импульса помехи. Данный формирователь может генерировать случайную последовательность импульсов произвольной заданной формы, которая реализуется блоками Генератор одиночного импульса 11-14 (рисунок 6.45). Данный генератор запускается приходящими прямоугольными импульсами единичной амплитуды $u_e(t)$ и считывает из Рабочей области заранее рассчитанный массив значений функции, описывающий форму амплитудной огибающей каждого импульса,

$$u_{op}(t) = u_e(t) \otimes u_o(t), \tag{6.137}$$



Рис. 6.45. Блок-схема формирователя одиночного импульса

22 Попов Г.А.

где $u_o(t)$ — импульсная характеристика формирующего фильтра, совпадающая в данном случае с формой огибающей импульса помехи, \otimes — операция свертки. Разработанная модель позволяет формировать последовательности следующих импульсов:

- прямоугольный импульс,

- треугольный импульс,
- гауссов импульс,
- шумоподобный импульс с заданным ЗР.

Дополнительно могут быть реализованы и другие формы импульсов помехи.

В Формирователе случайной последовательности импульсов осуществляется текущий контроль занятости каждого из четырех каналов, и входной запускающий импульс поступает только на вход свободного канала. Таким образом, обеспечивается возможность моделирования перекрытия до 4-х соседних импульсов, что на практике является вполне достаточным. Данное ограничение при необходимости может быть достаточно легко преодолено путем модернизации модели.

На выходе формируется комплексный импульсный сигнал заданной формы, максимальное амплитудное значение которого распределено по закону Рэлея, а фаза по равномерному закону.

Суммарный помеховый сигнал $n_{\Sigma}(t)$ представляет собой сумму импульсной помехи $u_p(t)$ и белого гауссова шума n(t),

$$n_{\Sigma}(t) = u_p(t) + n(t). \tag{6.138}$$

Или в комплексной форме

$$\dot{n}_{\Sigma}(t) = \dot{u}_p(t) + \dot{n}(t) = (\dot{U}_p(t) + \dot{N}(t)) \exp(j\omega_0 t),$$
(6.139)

где ω_0 — центральная частота спектра, $U_p(t) = u_{op}(t) \exp(j\varphi_{op}(t))$ — комплексная огибающая импульсной помехи, $u_{op}(t)$ — амплитудная огибающая импульсной помехи, $\varphi_{op}(t)$ — суммарная фазовая характеристика ИП.

Таким образом, комплексная огибающая импульсной помехи может быть представлена в виде

$$\dot{U}_p(t) = \sum_{i=1}^{\infty} u_o \left(t - \sum_{l=1}^{i} T_{pi} \right) \exp(-j(\varphi_{oi} + \varphi_{opi}(t))), \tag{6.140}$$

где φ_{oi} — случайный фазовый сдвиг для каждого импульса помехи, равномерно распределенный от 0 до 2π , $\varphi_{opi}(t)$ — закон изменения фазы в пределах *i*-го импульса помехи, который может учитывать следующие эффекты:

- случайное изменение частоты от импульса к импульсу;

- случайное изменение фазы в пределах каждого импульса;

- детерминированное изменение фазы в пределах каждого импульса;

— т.п.

На рисунках 6.46 и 6.47 приведены примеры эпюр случайной последовательности импульсов с гауссовой огибающей для двух масштабов отображения времени наблюдения соответственно. По вертикали на графиках отражены следующие



Рис. 6.46. Эпюры СИП



зависимости: a) — огибающая импульсной помехи; б) — огибающая смеси ИП и АБГШ; в) — действительная компонента комплексной амплитуды смеси ИП и АБГШ, г) — мнимая компонента комплексной амплитуды смеси ИП и АБГШ. Данные результаты получены для средней длительности импульса помехи 1,0 мкс, средней скважности следования импульсов помехи равной 10, шага моделирования 100 нс, гауссовой формы каждого импульса и пуассоновского закона распределения интервала между импульсами.

Пример сравнения ДЗР и ИЗР компьютерной модели ИП с аналогичными ЗР, полученными по экспериментальным данным, приведен на рисунках 6.48 и 6.49. Видно, что в целом имитационная модель смеси ИП и АБГШ обеспечивает достаточно хорошее совпадение с экспериментальными результатами и может быть использована при оценке помехоустойчивости систем передачи информации, функционирующих в условиях воздействия таких помех. Точность имитационной модели помехи может быть увеличена путем более точного задания параметров модели, в частности, формы огибающей импульсов, применительно к конкретному типу ЭРД — источнику помехи.

Таким образом, разработанный программный комплекс на основе метода комплексной огибающей позволяет осуществлять формирование реализаций радиосигналов, моделирующих собственное излучение ЭРД, на основе генерации случайной последовательности радиоимпульсов, имеющих заданный закон распределения амплитудных характеристик, интервалов следования, заданную форму огибающей, длительность и частоту заполнения каждого импульса.



Рис. 6.48. Дифференциальный закон распределения



Рис. 6.49. Интегральный закон распределения

6.5. Заключение

Анализ результатов экспериментальных исследований собственного электромагнитного излучения ЭРД, проведенный в главе 5, показал, что излучение ЭРД представляет собой широкополосный случайный процесс с достаточно сложными спектрально-временными характеристиками, зависящими от типа и режима работы ЭРД. Для практического использования полученных экспериментальных результатов при проектировании космических систем связи необходима разработка обобщенных моделей излучения ЭРД.

Для разработки математических моделей и описания статистических характеристик излучения ЭРД в основном используются два подхода: представление данного процесса в виде эквивалентного аддитивного белого гауссова шума на входе приемника, а также представление его в виде эквивалентного случайного импульсного процесса (хаотической импульсной помехи).

Первый подход достаточно хорошо отработан и позволяет относительно просто получать количественные оценки влияния излучения ЭРД на характеристики помехоустойчивости систем связи.

Второй подход позволяет более точно описывать спектрально-временную структуру излучения ЭРД, но требует дальнейшего углубленного изучения и детализации как в плане экспериментального определения статистических характеристик и параметров излучения конкретных типов ЭРД, так и в плане анализа влияния такого излучения на помехоустойчивость конкретных алгоритмов демодуляции и декодирования, используемых в современных и перспективных системах космической связи.

Анализ статистических характеристик импульсного излучения ЭРД показал, что в настоящее время для адекватного статистического описания излучения ЭРД не может быть рекомендована какая-то одна модель. В зависимости от режима работы ЭРД и используемого частотного диапазона для описания статистических характеристик излучения ЭРД наиболее подходят модели Миддлтона, Холла, Мерца, Вейбулла, Лапласа и Гильберта. Однако указанные модели обеспечивают различную точность описания реальных ЗР для различных уровней сигнала.

Разработанные имитационные модели излучения ЭРД показали хорошее совпадение с характеристиками излучения ЭРД, полученными экспериментально; они могут быть использованы при моделировании и прототипировании реализации алгоритмов обработки сигналов в системах космической связи.

Литература к главе 6

- 6.1. Энергетические характеристики космических радиолиний / Под ред. О.А.Зенкевича. М.: Изд-во «Советское радио», 1972.
- 6.2. Колосов М.А, Арманд Н.А., Яковлев Ш.И. Распространение радиоволн при космической связи / Под ред. акад. Введенского Б.А. и проф. Колосова М.А. М.: «Связь», 1969.
- 6.3. Jim Taylor, Michela Munoz Fernandez, Ana I. Bolea Alamanac, Kar-Ming Cheung. Deep Space 1 Telecommunications. DESCANSO Design and Performance Summary Series. Article 2 // National Aeronautics and Space Administration, Jet Propulsion Laboratory, California Institute of Technology Pasadena, California, October 2001.
- 6.4. Sariento C.J. and Sankovic J.M., Freitas J. and Lynn P.R. RHETT/EPDM Hall Thruster Propultion System Electromagnetic Compatibility Evaluation //, IEPC-97-108, 25th International Electric Propulsion Conference, Cleveland, Ohio, August 1997.
- 6.5. Edward J. Beiting, Michael L. Garrett, James E. Pollard, Bernard Pezet and Patrice Gouvernayre. Spectral Characteristics of Radiated Emission from SPT-100 Hall Thrusters // The 29 th International Electric Propulsion Conference, Princeton University, October 31 – November 4, 2005, IEPC-2005-221.

- 6.6. Manzella D., Sarmiento C., Sankovic. J., and Haag T. Performance Evaluation of the SPT-140 // IEPC-97-059, 25th International Electric Propulsion Conference, Cleveland, Ohio, August 1997.
- 6.7. Edward J. Beiting, Ronald B. Cohen, Mark W. Crofton, Kevin Diamant, James E. Pollard, and Jun Qian. Electric Thruster Test and Evaluation. Crosslink // The Aerospace Corporation magazine of advances in aerospace technology. Fall 2005. V. 6, No. 3. P. 23–30.
- 6.8. Beiting E.J., Pollard J.E., Khayms V., and Werthman L. Electromagnetic Emissions to 60 GHz from a BPT-4000 EDM Hall Thruster // IEPC-03-129, 2003 International Electric Propulsion Conference, Toulouse, France, 17–21 March 2003.
- 6.9. *Edward J. Beiting, Michael L. Garrett, James E. Pollard.* Spectral and Temporal Characteristics of Electromagnetic Emissions from the BPT-4000 Hall Thruster // American Institute of Aeronautics and Astronautics, AIAA-2006-5262.
- 6.10. *Beiting E. J.* Design and Performance of a Facility to Measure Electromagnetic Emissions from Electric Satellite Thrusters // AIAA-2001-3344, 37th AIAA/ASME/SAE/ASEE Joint Propulsion Conference & Exhibit, 8–11 July 2001, SaltLake City, Utah.
- 6.11. Andrey Plokhikh, Nikolay Vazhenin, Vladimir Kim, Evgeniy Sidorenko, and Galina Soganova. Study for the Influence of Stationary Plasma Thruster Operating Modes on its Electromagnetic Emission // The 32nd International Electric Propulsion Conference, Wiesbaden, Germany. September 11–15, 2011. IEPC-2011-094.
- 6.12. *Middleton D*. First-Order Probability Models of the Instantaneous Amplitude. Part 1 // US Department of Commerce. OT Report 74–36. April 1974.
- 6.13. *Middleton D.* Statistical-Physical Models of Electromagnetic Interference // IEEE Trans. Electromagn. Compat. 1977. V. EMC-19, № 3. P. 106–127.
- 6.14. *Middleton D.* Procedures for Determining the Parameters of the First-Order Canonical Models of Class A and Class B Electromagnetic Interference // IEEE Trans. Electromagn. Compat. 1979. V. EMC-21, № 3. P. 190–208.
- 6.15. *Middleton D*. Canonical and Quasi-Canonical Probability Models of Class A Interference // IEEE Trans. Electromagn. Compat. 1983. V. EMC-25, № 2. P. 76–106.
- 6.16. Middleton D. Canonical Non-Gaussian Noise Models: Their Implications for Measurement and for Prediction of Receiver Performance // IEEE Trans. Electromagn. Compat. 1979. V. EMC-21, № 3. P. 209–220.
- 6.17. Волковский А.С., Важенин Н.А. Помехоустойчивость систем цифровой передачи информации при совместном воздействии шумовых и импульсных помех // Вестник Московского авиационного института. Издательство МАИ, 2010. Т. 17, № 6. С. 109–119.
- 6.18. Spaulding A.D. and David Middleton. Optimum Reception in an Impulsive Interference Environment // Office of Telecommunications OT Report 75-67. June 1975.
- 6.19. *Shepelavey B.* Non-Gaussian Atmospheric Noise in Binary Data Phase Coherent Communication Systems // IEEE Trans. On Communication Syst. 1963. V. CS-11, № 3. P. 280–284.
- 6.20. *Gilbert E.N., Pollak H.O.* Amplitude Distribution of Shot Noise // Bell Syst. Techn. J. 1960, № 2. P. 333–350.
- 6.21. Понкратов В.С., Антонов О.Е. Об оптимальном приеме бинарных сигналов на фоне негауссовых помех // Электросвязь. 1967, № 9. С. 25–33.
- 6.22. Abramowitz M., and Stegun I.A. Handbook of Mathematical Functions // U.S. Dept. of Commerce, National Bureau of Standards, Applied Mathematics Series, No. 55, 1964.
- 6.23. *Furutsu*, *K.*, *and Ishida T*. On the theory of amplitude distribution of impulsive random noise and its application to the atmospheric noise // Journal of the Radio Research Laboratories (Japan). 1960. V. 7, No. 32.
- 6.24. Лихтер Я.И. О некоторых статистических свойствах атмосферных радиопомех // Радиотехника и электроника. 1956. Т. 1, № 10. С. 1295–1302.
- 6.25. *Ishida T*. Bulletin of the XIIth Symposium of the Radio Research Laboratory. Tokyo, 23–24 October, 1956. P. 113–120.
- 6.26. *Ishida T*. Statistical characteristics of atmospheric noise 1966–1969 // Radio Research Laboratory Ministry of Post and Telecommunications, Tokyo, Japan, 1969. P. 1–31.

- 6.27. Crichlow W.Q., Spaulding A.D., Roubique C.J., and Disney R.T. Amplitude probability distribution of atmospheric radio noise // National Bureau of Standards Monograph 23, 1960.
- 6.28. Mertz P. Model of impulsive noise for data transmission // IRE Trans. Comm. Sys. 1961, June. P. 130-137.
- 6.29. *Mertz P*. Impulse Noise and Error performance in Data Transmission // The RAND Corporation. RV-4526-PR, April 1965.
- 6.30. *Engel J.S.* Digital transmission in the presence of impulsive noise // Bell System Tech. J. Oct. 1965. P. 1699–1743.
- 6.31. Kneuer J.G. A simplified physical model for amplitude distribution of impulsive noise // IEEE Trans. Comm. Sys. December 1964. V. COM-12. P. 220.
- 6.32. Galejs J. Amplitude distribution of radio noise at ELF and VLF // J. Geophys. Res. 1966. V. 71. P. 201–216.
- 6.33. Galejs J. Amplitude statistics of lightning discharge currents and ELF and VLF radio noise // J. Geophys. Res. 1967. V. 72. P. 2943-2953.
- 6.34. Nakai T., and Nagatani M. Synchronous analysis of statistical parameters of atmospheric noise // Proc. Res. Inst. Atmos. (Japan). 1970. V. 17. P. 29-41.
- 6.35. Furutsu K., and Ishida T. On the theory of amplitude distribution of impulsive random noise and its application to the atmospheric noise // Jornal of the Radio research Laboratories (Japan). 1960. V. 7, No. 32.
- 6.36. Beckmann P. The amplitude probability distribution of atmospheric radio noise // Institute of Radio Engineering and Electronics, Czechoslovak Academy of Sciences. 1962, No. 26.
- 6.37. Beckmann P. Amplitude probability distribution of atmospheric radio noise // Radio Science. June 1964. V. 68D, P. 723–736.
- 6.38. Ottesen H. Electromagnetic compatibility of random man-made noise sources: Ph.D. Thesis // Department of Electrical Engineering, Univ. of Colorado, Boulder, CO, 1968.
- 6.39. Hall H.M. A new model for "impulsive" phenomena: Application to atmospheric-noise communications channels // Stanford University Electronics Laboratories Technical Report No. 3412-8 and 7050-7, 1966, SU-SEL-66-052.
- 6.40. Spaulding A.D. Locally Optimum and Suboptimum Detector Performance in a Non-Gaussian Interference Environment // NTIA Report 84–142. U.S. Department of Commerce, January 1984.
- 6.41. *Omura J.K.* Statistical analysis of LF/VLF communications modems // Special Technical Report 1, SRI Project 7045, Stanford Research Institute, Menlo Park, CA, 1969.
- 6.42. *Giordano A.A.* Modeling of atmospheric noise: Ph.D. Thesis // Graduate School of Arts and Sciences, Univ. of Pennsylvania, Philadelphia, Pa, 1970.
- 6.43. Giordano A.A., and Haber P. Modeling of atmospheric noise // Radio Science. 1972. V. 7, No. 11. P. 1011–1023.
- 6.44. *Bello P.A., Esposito R.* A New Method for Calculating Probabilities of Error Due to Impulsive Noise // IEEE Trans. on Communication Technology. 1969. V. Com-17, № 3. P. 368–379.
- 6.45. *Bello P.A., and Esposito R.* Error probabilities due to impulsive noise in linear and hardlimited DPSK systems // IEEE Trans. Com. Tech. COM-19. 1971. P. 14-21.
- 6.46. Овчинников Л.М. Помехоустойчивость когерентных приемников ФТ и АТ при квазиимпульсных помехах // Радиотехника. 1973. Т. 28, № 10. С. 2–6.
- 6.47. Richer W.J., and Smits T.J. Numerical evaluation of Rice's integral representation of the probability density function for Poisson impulsive noise // J. Accoust. Soc. Am. V. 56, No. 2. P. 481–496.
- 6.48. Shaver H.N., V Hatfield.E., and G Hang.H. Man-made radio noise parameter identification task // Final Report, SRI Project 1022-2, Stanford Research Institute, Menlo Park, California, 1972.
- 6.49. *Marks R.J., II, Wise G.L. and Haldeman D.G.* Further results on detection in Laplace noise // Proceedings of the 1977 Midwest Symposium on Circuits and Systems, Texas Tech University, Lubbock, August 1977.

- 6.50. Marks R.J., Wise G.L., Haldeman D.G., and Whited J.L. Detection in Laplace noise // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. Nov. 1978. V. AES-14. P. 866-872.
- 6.51. Norman C. Beaulieu and Sijing Jiang. ML Estimation of Signal Amplitude in Laplace Noise // IEEE Globecom 2010 proceedings. 2010. P. 1–5. 978-1-4244-5637-6/10/2010 IEEE.
- 6.52. Suraweera H.A., Chai C., Shentu J. and Armstrong J. Analysis of Impulse Noise Mitigation techniques for Digital Television Systems. In: Proc. 8th International OFDM Workshop (InOWo '04), Hamburg, Germany, September 2003. P. 172–176.
- 6.53. *Shao M. and Nikias C.L.* Signal processing with fractional lower order moments: Stable processes and their applications // Proc. IEEE. July 1993. V. 81, No. 7. P. 986-1010.
- 6.54. *Ambike S., Ilow J., and D Hatzinakos.* Detection for Binary Transmission in a Mixture of Gaussisn Noise and Impulsive Noise Modeled as an Alpha-Stable Process // IEEE Signal Processing Letters. March 1994. V. 1, No. 3.
- 6.55. Tsihrintzis G.A., Nikias C.L. Fast estimation of the parameters of alfa-stable impulsive interference using asymtotic extreme value theory // 0-7803-2431-5/95. IEEE 1995. P. 1840–1843.
- 6.56. *Moeyaert V., Mégret P., Froidure J.-C., Robette L., Blondel M.* Analytical formulation of the error probability of a QPSK transmission impaired by the joint action of Gaussian and impulse noise // Second IASTED International Conference on Communication Systems and Networks, Benalmadena, Spain, August 2003. P. 381–385.
- 6.57. John J. Lemmon. Wideband model of man-made HF noise and interference // Radio Science. March-April 1997. V. 32, No. 2. P. 525–539.
- 6.58. John J. Lemmon, Christopher J. Behm. Wideband HF Noise/Interference Modeling. Part I: First-Oder Statistics // US Department of Commerce. NTIA Report 93-293. January 1993.
- 6.59. John J. Lemmon, Christopher J. Behm. Wideband HF Noise/Interference Modeling. Part II: Higher-Oder Statistics // US Department of Commerce. NTIA Report 93-293. January 1993.
- 6.60. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989.
- 6.61. *Fennick J.H.* Amplitude Distributions of Telephone Channel Noise and Model for Impulse Noise // The Bell System Technical Journal. December 1969. P. 3243–3263.
- 6.62. Henkel W. and Kesler T. A Wideband Impulsive Noise Survey in the German Telephone Network: Statistical Description and Modeling // AEU. 1994. V. 48, No. 6. P. 277–288.
- 6.63. *Tough R.J.A. and Ward K.D.* The correlation properties of gamma and other non-Gaussian processes generated by memoryless nonlinear transformation // J. Physics D: Applied Physics. December 1999. V. 32. P. 3075–3084.
- 6.64. *Nedko H. Nedev.* Analysis of the Impact of Impulse Noise in Digital Subscriber Line Systems: A thesis submitted for the degree of Doctor of Philosophy // The University of Edinburgh. March 2003.
- 6.65. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Сов. Радио, 1982.
- 6.66. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: Справочник / Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.Н.: Под ред. Л.М. Финка. — М.: Радио и связь, 1981.
- 6.67. *Ljiljana Milić and Jovanka Gajica*. A computer model of the impulse noise produced by operation of breakers and switches in power electric system // 18th Europian Signal Processing Conference (EUSIPCO-2010). Aaborg, Denmark, August 23–27, 2010.
- 6.68. Rangaswamy R., Weiner D., Öztürk A. Computer Generation of Correlated Non-Gaussian Radar Clutter // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic System. January 1995. V. 31, No 1. P. 106-116.
- 6.69. Плохих А.П., Важенин Н.А., Соганова Г.В. Методы исследования влияния собственного электромагнитного излучения электрических ракетных двигателей на характеристики чувствительности бортовых радиотехнических систем КА // Технологии электромагнитной совместимости. 2002, №3. С. 22–36.

- 6.70. Nikolay A.Vazhenin, Min-Ho Ka, Aleksey S.Volkovsky, Andrey P. Plokhikh. Deep Space Radio Communications with Spacecraft Using Electric Propulsion System // The 2004 International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC2004), Hotel Taikanso, Sendai/Matsushima, Miyagi-Pref., JAPAN July 6–8, 2004.
- 6.71. Плохих А.П., Важенин Н.А. Анализ влияния электромагнитных помех электрических ракетных двигателей на характеристики чувствительности бортовых радиотехнических систем космических аппаратов в диапазоне сверхвысоких частот // Вестник Московского авиационного института. Издательство МАИ, 2004. Т. 11, № 1. С. 81–93.
 6.72. Плохих А.П., Важенин Н.А., Волковский А.С. Анализ влияния собственного излучения
- 6.72. Плохих А.П., Важенин Н.А., Волковский А.С. Анализ влияния собственного излучения ЭРД на характеристики командной радиолинии системы дальней космической связи // Вестник Московского авиационного института. Издательство МАИ. 2007. Т. 14, № 1. С. 55–70.
- 6.73. ГОСТ 24375-80. Радиосвязь. Термины и определения. М., 1987.
- 6.74. IEEE Standard 161-1971 (reaffirmed 1980), "Standard definitions on electron tubes", 1980.

Глава 7

АНАЛИТИЧЕСКИЕ И ИМИТАЦИОННЫЕ МОДЕЛИ ДЛЯ АНАЛИЗА ВЛИЯНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ ЭРД НА ПОКАЗАТЕЛИ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РАДИОСИСТЕМ КОСМИЧЕСКОЙ СВЯЗИ

Как показали результаты экспериментальных исследований собственного электромагнитного излучения ЭРД (глава 5), это излучение имеет выраженную нетепловую компоненту, проявляющуюся в виде случайной последовательности радиоимпульсов, зафиксированных в широком диапазоне частот — от сотен мегагерц до десятков гигагерц.

В связи с этим в данном разделе рассматривается задача анализа воздействия такого рода помех, создаваемых ЭРД, на помехоустойчивость систем космической связи. В данном разделе проводится систематизация и обобщение известных аналитических моделей, используемых для анализа помехоустойчивости цифровых систем связи в условиях совместного воздействия аддитивного белого шума и случайной импульсной помехи. Рассматриваются результаты применения обобщенной аналитической модели к анализу помехоустойчивости ряда систем космической связи, функционирующих совместно с ЭРД.

В связи с тем, что параметры излучения реальных ЭРД не позволяют в полной мере использовать рассмотренные аналитические модели, для анализа помехоустойчивости систем космической связи, функционирующих в условиях воздействия ЭМИ ЭРД, были разработаны имитационные модели. Данные модели имеют существенно более широкий диапазон применения и могут быть использованы при отработке цифровых алгоритмов обработки сигналов в системах космической связи, а также для прототипирования и тестирования реализации данных алгоритмов на ПЛИС, ЗБИС и микропроцессорах. Проводится сравнение результатов использования аналитических и имитационных моделей, которое показало их хорошее совпадение при выполнении условий применимости аналитических моделей.

Использование для исследования помехоустойчивости обобщенной аналитической модели, позволяющей расширить рамки изменения параметров задачи, в сочетании с универсальной компьютерной имитационной моделью обеспечивает получение взаимно верифицируемых достаточно общих и достоверных результатов.

7.1. Аналитические модели и методы анализа помехоустойчивости типовых радиолиний космической связи в условиях воздействия случайных импульсных помех

К настоящему времени имеется целый ряд зарубежных и отечественных научных работ [7.1–7.17], посвященных вопросам анализа помехоустойчивости систем цифровой передачи информации, функционирующих в условиях совместного воздействия аддитивных шумовых и импульсных помех. На основе предложенных в этих

работах методик проводились исследования влияния на системы передачи информации импульсных помех как естественного, так и искусственного происхождения. В то же время, как будет показано в ниже, существующие модели и методики имеют определенные ограничения, накладываемые на параметры полезного сигнала и помех.

Расширение области применимости данных моделей и разработка обобщенной модели имеет как научный, так и практический интерес, поскольку в силу большей общности будет позволять проводить исследования для новых практических задач, к которым прежние модели корректно применить не удается. Примером такой задачи является исследование помехоустойчивости перспективных командных радиолиний дальнего космоса [7.18, 7.19] в условиях мешающего воздействия собственного электромагнитного излучения электрических ракетных двигателей, построенных на использовании эффекта Холла, поскольку, в соответствии с результатами экспериментальных исследований [7.20, 7.21], это излучение в широком диапазоне частот может иметь ярко выраженный импульсный характер.

7.1.1. Оценка помехоустойчивости систем передачи информации в условиях воздействия случайных импульсных помех: основные имеющиеся результаты. При рассмотрении задачи анализа помехоустойчивости систем цифровой передачи информации, находящихся под воздействием ИП и широкополосного гауссового шума, ограничимся «классическими» поэлементными демодуляторами, оптимальными для широкополосного гауссовского шума, т. е. синтезированными без учета действия ИП [7.22].

Для модели ИП, разработанной Белло и Эспозито, первоначально была рассмотрена задача анализа демодуляторов для радиосигналов ФМ-2, ОФМ-2, ЧМ-2 и когерентной демодуляции при действии только ИП (в отсутствие шума). При этом вероятность битовой ошибки рассчитывалась методом численного интегрирования [7.8, 7.15, 7.16]. Далее было проведено обобщение разработанной численной методики на задачу анализа применительно к когерентной демодуляции сигналов ФМ-2 и ОФМ-2 для совместного действия ИП и шума, но при высоком отношении сигнал-шум [7.17]. Дополнительным условием применимости полученных результатов является неравенство $\gamma < 1$, что соответствует относительно редкому появлению импульсов помехи [7.8, 7.22].

В работах [7.7, 7.9, 7.10] для модели Миддлтона класса А на основе теоретического анализа получены математические соотношения для вероятности битовой ошибки на выходе демодулятора в случае использования методов модуляции АМ-2, ЧМ-2, ФМ-2. При этом для АМ-2 и ЧМ-2 рассматривались как когерентные, так и некогерентные оптимальные демодуляторы. Впоследствии эти результаты применительно к модели Миддлтона класса А были обобщены на многопозиционные методы модуляции ФМ-М [7.11], ОФМ-М [7.11], АФМ-М [7.12, 7.13] при когерентном приеме.

Остановимся далее на бинарной фазовой модуляции ФМ-2 с подавленной несущей, которая, в частности, рассматривается как один из методов модуляции в перспективных командных радиолиниях дальней космической связи [7.18, 7.19]. В этом случае ИП могут порождаться собственным электромагнитным излучением ЭРД, установленных на космических аппаратах [7.20, 7.21]. Анализируемый оптимальный для широкополосного гауссова шума когерентный демодулятор состоит из согласованного фильтра (СФ) и решающего устройства [7.22–7.24].

В этих условиях при совместном действии шума и ИП для модели Миддлтона класса А вероятность битовой ошибки при наблюдении в дискретном времени и независимых дискретных отсчетах помехи определяется формулой [7.9, 7.22]

$$p = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\exp(-A)A^k}{k!} \left[1 - F(\sqrt{P_s N/\sigma_k^2})\right],$$
(7.1)

где $F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{x} \exp(-t^2/2) dt$ — гауссов интеграл вероятностей, P_s — средняя

мощность полезного сигнала, N — число наблюдаемых дискретных отсчетов смеси полезного сигнала и помех на длительности двоичного информационного символа (бита) τ_s , остальные обозначения как формуле (6.88).

Важным условием применимости данной формулы, вытекающим из ограничений модели Миддлтона класса A, является неравенство $\overline{\tau}_p \gg \tau_s$ или $\mu = \tau_s / \overline{\tau}_p \ll 1$.

Таким образом, разработанные к настоящему времени методики имеют ограниченные рамки применимости с точки зрения допустимых соотношений между параметрами сигнала и ИП.

В то же время, в соответствии с результатами анализа характеристик электромагнитного излучения ЭРД, например для двигателя ВРТ-4000 [7.21], имеем среднюю длительность помеховых импульсов $\overline{\tau}_p = 2,75$ мкс и средний период повторения $\overline{T}_p = 14,3$ мкс. Для типовых скоростей передачи командно-программной информации длительность информационного символа τ_s изменяется в пределах от 0,1 мс до 1 с [7.18, 7.19] и, следовательно, $\mu = \tau_s/\overline{\tau}_p = 36,4-3,\,64\cdot10^5\gg1$. Поэтому прямое использование формулы (7.1), базирующейся на модели Миддлтона класса А, является недопустимым. С другой стороны, поскольку $\gamma = \tau_s/\overline{T}_p = 7-7\cdot10^4\gg1$, использовать методику, предложенную Белло и Эспозито, также невозможно. Поэтому и с практической, и с теоретической точек зрения представляется интересным обобщение имеющихся результатов.

7.1.2. Помехоустойчивость цифровых систем передачи информации в условиях воздействия импульсных помех: обобщение аналитической модели Миддлтона. Рассмотрим обобщение аналитической модели Миддлтона применительно к оценке помехоустойчивости цифровых систем передачи информации в условиях совместного воздействия АБГШ и случайных импульсных помех [7.25].

Систематизируем вначале используемые при проведении дальнейшего анализа параметры, характеризующие полезный сигнал и помехи в рассматриваемой задаче.

Радиосигнал ФМ-2 зададим мощностью на входе линейной части приемника (ЛЧП) P_s , длительностью двоичного информационного символа τ_s и энергией в символе $E_s = P_s \tau_s$.

Широкополосную гауссову шумовую помеху будем характеризовать постоянной в пределах полосы ЛЧП односторонней спектральной плотностью мощности N₀.

Для описания случайной ИП на входе ЛЧП введем среднюю длительность одного импульса $\overline{\tau}_p$, средний период повторения импульсов \overline{T}_p , коэффициент перекрытия $A = \overline{\tau}_p/\overline{T}_p$, скважность $Q = 1/A = \overline{T}_p/\overline{\tau}_p$, среднюю мощность одного импульса \overline{P}_{p1} , среднюю мощность ИП $\overline{P}_p = \overline{P}_{p1}A$.

Также будем использовать параметры, характеризующие взаимосвязь полезного сигнала, шума и ИП:

$$-\mu = \tau_s / \overline{\tau}_p, \ \gamma = \tau_s / \overline{T}_p = \mu A;$$

- энергетическое отношение сигнал-шум,

$$h_{sn}^2 = \frac{E_s}{N_0} = \frac{P_s \tau_s}{N_0} = \frac{P_s}{\overline{P}_n},\tag{7.2}$$

где $\overline{P}_n = N_0/\tau_s$ — средняя мощность шума в эквивалентной шумовой полосе СФ $\Delta F_n = 1/\tau_s;$

- отношение сигнал-ИП для одного импульса ИП,

$$q_{sp}^2 = \frac{P_s}{\overline{P}_{p1}};\tag{7.3}$$

- энергетическое отношение сигнал-ИП,

$$h_{sp}^{2} = \frac{P_{s}\tau_{s}}{\overline{P}_{p}\tau_{p}} = \frac{P_{s}}{\overline{P}_{p}} \mu = \frac{P_{s}}{\overline{P}_{p1}} \frac{\mu}{A} = q_{sp}^{2} \frac{\mu}{A};$$
(7.4)

- отношение ИП-шум для одного импульса ИП,

$$q_{pn}^2 = \frac{\overline{P}_{p1}}{\overline{P}_n};\tag{7.5}$$

- энергетическое отношение ИП-шум,

$$h_{pn}^{2} = \frac{\overline{P}_{p}\tau_{p}}{N_{0}} = \frac{h_{sn}^{2}}{h_{sp}^{2}} = \frac{\overline{P}_{p}}{\overline{P}_{n}}\mu^{-1} = q_{pn}^{2}\left(\frac{\mu}{A}\right)^{-1},$$
(7.6)

- энергетическое отношение сигнал-помехи,

$$h^{2} = \frac{P_{s}\tau_{s}}{N_{0} + \overline{P}_{p}\tau_{p}} = \left(\frac{1}{h_{sn}^{2}} + \frac{1}{h_{sp}^{2}}\right)^{-1} = \frac{h_{sn}^{2}}{1 + h_{pn}^{2}}.$$
(7.7)

Будем также полагать, что ЛЧП не искажает полезный сигнал, но может в общем случае вызывать искажения ИП. Тогда в рассмотренных обозначениях формула (7.1) для когерентного приема радиосигнала ΦM -2 может быть приведена к следующим эквивалентным формам:

$$p = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\exp(-A)A^k}{k!} \left[1 - F\left(\sqrt{\frac{2h_{sn}^2}{kq_{pn}^2 + 1}}\right) \right],$$
(7.8)

$$p = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\exp(-A)A^k}{k!} \left| 1 - F\left(\sqrt{\frac{2h_{sn}^2}{k_{sp}^2A} + 1}}\right) \right|,$$
(7.9)

$$p = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\exp(-A)A^k}{k!} \left[1 - F\left(\sqrt{\frac{2h^2(1+h_{pn}^2)}{kh_{pn}^2\frac{\mu}{A}+1}}\right) \right].$$
 (7.10)

Перейдем теперь к обобщению формулы модели Миддлтона на случай $\mu \gg 1$. Если проанализировать для этого случая прохождение ИП через приемный тракт радиолинии, то можно заметить, что форма импульсов ИП на выходе СФ будет практически определяться импульсной характеристикой СФ как самого узкополосного устройства. Это значит, что для любых $\mu \gg 1$ импульсы ИП на выходе СФ имеют длительность, примерно равную длительности информационного символа τ_s .

В итоге нетрудно показать, что параметры задачи на выходе СФ определяются через исходные параметры на входе ЛЧП в соответствии с таблицей 7.1. В этой таблице параметры на выходе СФ определяются по аналогии с соответствующими исходными и имеют в обозначениях индекс «out».

Таблица 7.1

Бзанмосьязь параметров на выходе СФ и входе и ни		
Параметры на выходе СФ	Параметры на входе ЛЧП	
	$\mu \ll 1$	$\mu \gg 1$
μ_{out}	μ	1
A_{out}	A	γ
γ_{out}	γ	γ
$q^2_{pn \ out}$	q_{pn}^2	q_{pn}^2/μ^2
$h_{pn\ out}^2$	h_{pn}^2	h_{pn}^2
$h_{sp\ out}^2$	h_{sp}^2	h_{sp}^2

Взаимосвязь параметров на выходе СФ и входе ЛЧП

Далее обратимся к работам [7.13, 7.14], в которых исследуется помехоустойчивость системы передачи информации, аналогичной рассматриваемой, но с радиосигналом КАМ-М. В работе [7.13] используется модель Миддлтона для $\mu \ll 1$, а в [7.14] — усовершенствованная модель Белло-Эспозито [7.15] для $\mu \gg 1$, но, в отличие от исходной модели, с произвольным параметром γ . Сравнивая результаты этих работ, можно отметить, что полученные в [7.14] соотношения для вероятности ошибки, использующие параметры ИП на выходе СФ, полностью идентичны соответствующим соотношениям [7.13], если в них заменить параметры ИП в соответствии с таблицей 7.1.

Таким образом, формулу (7.9) представляется возможным обобщить на случай $\mu \gg 1$, если подставлять в нее параметры ИП на выходе СФ. Физически это можно объяснить тем, что для $\mu \ll 1$ параметры ИП на входе ЛЧП и выходе СФ совпадают, а для $\mu \gg 1$ можно подавать на вход ЛЧП ИП, состоящую из длинных (по сравнению с информационными символами) импульсов, проходящих через приемный тракт практически без искажений и порождающих на выходе СФ ИП, статистически эквивалентную той, которую дает исходная ИП с короткими импульсами, удлиняющимися в приемном тракте.

С учетом этого вероятность битовой ошибки может быть записана в эквивалентных обобщенных формах:

$$p = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\exp(-A_{out})A_{out}^{k}}{k!} \left[1 - F\left(\sqrt{\frac{2h_{sn}^{2}}{kq_{pn\ out}^{2} + 1}}\right) \right],$$
(7.8a)

$$p = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\exp(-A_{out})A_{out}^{k}}{k!} \left| 1 - F\left(\sqrt{\frac{2h_{sn}^{2}}{k\frac{h_{sn}^{2}\mu_{out}}{h_{sp}^{2}A_{out}} + 1}}\right) \right|,$$
(7.9a)

$$p = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\exp(-A)A^k}{k!} \left[1 - F\left(\sqrt{\frac{2h^2(1+h_{pn}^2)}{kh_{pn}^2\frac{\mu_{out}}{A_{out}}+1}}\right) \right],$$
(7.10a)

где параметры на выходе СФ для различных μ определяются в соответствии с таблицей 7.1.

Для подтверждения достоверности представленной обобщенной аналитической модели в области $\mu \gg 1$ выполнены расчеты помехоустойчивости, результаты которых приведены на рисунках 7.1–7.5.



Рис. 7.1. Вероятность битовой ошибки



Рис. 7.2. Вероятность битовой ошибки



Рис. 7.3. Вероятность битовой ошибки



 $\mu \gg 1;$ ИП – шум 0 дБ

Рис. 7.4. Вероятность битовой ошибки

На рисунке 7.1 показаны зависимости вероятности битовой ошибки (7.9а) от параметра $A_{out} = \gamma$ при различных отношениях сигнал–ИП (7.4) для отношения сигнал–шум (7.2), равного 9,6 дБ и обеспечивающего при отсутствии ИП вероятность битовой ошибки примерно 10^{-5} . На этом же рисунке для подтверждения



Рис. 7.5. Вероятность битовой ошибки

правильности результатов в предельном случае пунктиром показана верхняя граница вероятности ошибки [7.23],

$$p_h = 0.5\gamma + (1 - \gamma) \left[1 - F(\sqrt{2h_{sn}^2}) \right], \quad \gamma < 1.$$
(7.11)

Формула (7.11) соответствует предельному случаю сильной ИП, для которой энергия помехового импульса настолько велика, что при попадании ИП на интервал символа решение, выносимое демодулятором, определяется только ИП.

Рисунок 7.2 иллюстрирует зависимость вероятности битовой ошибки (7.9а) при различных значениях $A_{out} = \gamma$ от отношения сигнал–ИП (7.7) для отношения сигнал–шум (7.2), равного 9,6 дБ. Видно, что по мере уменьшения мощности помехового импульса вероятность ошибки при всех γ стремится к значению примерно 10^{-5} , определяемому действием шума. Кроме того, по мере возрастания γ ИП, с точки зрения воздействия на радиолинию, приближается к шуму с отношением сигнал–шум, равным h_{sp}^2 . Помехоустойчивость эквивалентного гауссова канала, в котором действуют два шума с отношениями сигнал–шум h_{sn}^2 и h_{sp}^2 , определяется известной формулой [7.22]

$$p_{ne} = 1 - F(\sqrt{2h^2}), \tag{7.12}$$

где результирующее отношение сигнал-шум h^2 дается формулой (7.7). Соответствующая кривая изображена на рисунке 7.2 пунктирной линией и показывает, что при $\gamma > 5$ в рассматриваемых условиях действие ИП действительно подобно действию шума.

На рисунке 7.3 показаны зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум (7.2) при фиксированном отношении сигнал-ИП (7.4), равном 15 дБ, и варьируемом параметре $A_{out} = \gamma$. Здесь же изображены кривая помехоустойчивости эквивалентного гауссова канала, рассчитанная по (7.12), верхняя граница (7.11) для $\gamma = 0.01$, а также нижняя граница — кривая помехоустойчивости гауссова канала (в котором отсутствует ИП и действует только АБГШ), определяемая по аналогии

23 Попов Г.А.

с (7.12) формулой

$$p_n = 1 - F(\sqrt{2h_{sn}^2}). \tag{7.13}$$

На рисунках 7.4 и 7.5 аргументом является результирующее отношение сигналпомехи (7.7). На первом из рисунков зафиксировано отношение ИП-шум (7.6) и варьируется параметр γ , а на втором — наоборот: при заданном γ меняется отношение ИП-шум. Видно, что кривые помехоустойчивости имеют два ниспадающих участка — в областях слабых и сильных сигналов, соединяющихся областью примерно постоянной битовой ошибки. При этом протяженность участка постоянства битовой ошибки тем больше, чем сильнее выражена импульсная природа ИП, т. е. чем меньше γ или чем больше интенсивность ИП.

Рисунки 7.1–7.5 полностью качественно согласуются с предельными случаями и результатами, полученными в [7.14] применительно к радиосигналу КАМ-М, и таким образом подтверждают правильность выполненного обобщения теоретической модели Миддлтона для области $\mu \gg 1$. Поскольку, как было показано ранее, типичным для реальных ЭРД и командных радиолиний дальнего космоса является именно условие $\mu \gg 1$, рассмотрим в качестве примера несколько кривых помехоустойчивости, рассчитанных по обобщенной теоретической модели в параметрах, удобных для физической трактовки влияния ИП ЭРД.

На рисунке 7.6 показано изменение вероятности битовой ошибки, рассчитанной по (7.8а), в зависимости от аргумента γ для различных значений отношения ИП-шум в одном импульсе (7.5); отношение сигнал-шум (7.2) и параметр μ зафиксированы. Здесь же показана верхняя граница вероятности ошибки (7.11). При этом увеличение параметра γ может вызываться уменьшением среднего периода следования импульсов ИП \overline{T}_p , в свою очередь, обусловленным, например, уменьшением числа ЭРД в пакетной двигательной установке. Увеличение же отношения ИП-шум (7.5) при прочих фиксированных параметрах определяется увеличением средней мощности одного импульса \overline{P}_{p1} ИП, например вследствие уменьшения удаленности расположения ЭРД от приемной антенны командной радиолинии.



Рис. 7.6. Вероятность битовой ошибки

354

На рисунке 7.7 при расчете вероятности битовой ошибки (7.8а) изменяются параметры γ и μ вследствие изменения среднего периода и средней длительности импульсов ИП, связанного, соответственно, например с использованием различных типов ЭРД.

Рисунок 7.8 иллюстрирует изменение вероятности ошибки (7.8а) в зависимости от отношения сигнал-шум (7.2) при варьируемом отношении ИП-шум (7.5); здесь также показаны верхняя граница (7.11) и нижняя граница (7.13). Увеличение отношения сигнал-шум (7.2) при этом может быть, например, связано с увеличением мощности



Рис. 7.7. Вероятность битовой ошибки



Рис. 7.8. Вероятность битовой ошибки

наземного передатчика, а увеличение отношения $И\Pi$ –шум — с увеличением средней мощности одного импульса \overline{P}_{p1} $И\Pi$ вследствие уменьшения удаленности расположения ЭРД от приемной антенны командной радиолинии.

7.2. Имитационное моделирование функционирования информационного канала командной радиолинии в условиях воздействия нетеплового излучения ЭРД

Проведенные в предыдущем разделе настоящей работы аналитические исследования показывают, что импульсное излучение ЭРД может оказывать существенное влияние на характеристики помехоустойчивости систем космической связи и, прежде всего, на помехоустойчивость радиолиний Земля-КА. Однако аналитические методы обычно имеют существенные ограничения по области применения, так как для получения законченных аналитических результатов приходится делать достаточно серьезные допущения и вводить существенные ограничения на параметры и условия функционирования систем связи.

В соответствии с результатами анализа характеристик электромагнитного излучения ЭРД (глава 5), например для ЭРД ВРТ-4000, средняя длительность помеховых импульсов $\overline{ au}_p=2,75$ мкс и средняя частота повторения $\overline{F}_p=70$ кГц, что обеспечивает индекс перекрытия $A = \overline{F}_p \cdot \overline{\tau}_p = 0,2$. Для типовых скоростей передачи командно-программной информации выбранной линии, длительность информационного символа au_s изменяется в пределах от 0,1 мс до 1 с и, следовательно, $\mu = au_s/\overline{ au}_p = 36,4-3,\,64\cdot 10^4,$ т.е. для всех au_s имеет место неравенство $\mu \gg 1,$ что выходит за рамки допущений модели Миддлтона. Аналогично, для модели Белло-Эспозито граничный параметр $\gamma = \tau_s F_p = 7 - 7 \cdot 10^4 > 1$ выходит за диапазон допустимых значений. Кроме того, во многих практически важных случаях значение параметра μ лежит в области, близкой к 1, например от 0,1 до 10, что не позволяет использовать рассмотренные выше аналитические модели, включая и обобщенную модель Миддлтона. Таким образом, для ИП, создаваемых ЭРД, использование существующих аналитических моделей в общем случае затруднительно, что требует или проведения глубокого дополнительного теоретического анализа и разработки более адекватных методик, либо использования методов имитационного компьютерного моделирования.

В настоящее время, учитывая стремительное развитие инструментальных средств компьютерного моделирования, эффективным способом разрешения указанной проблемы является использования методов имитационного моделирования радиосистем передачи информации на ЭВМ.

Имитационное моделирование на ЭВМ, представляющее собой проведение компьютерного эксперимента с моделью радиолинии в условиях, максимально приближенных к реальным, и является наиболее универсальным и мощным средством исследования помехоустойчивости современных систем связи при воздействии сложных видов помех.

В настоящем разделе, опираясь на результаты экспериментального исследования характеристик импульсного электромагнитного излучения ЭРД и разработанные в предыдущих разделах математические модели, осуществляется разработка имитационных моделей такого излучения и проводится исследование помехоустойчивости функционирования модели радиолинии на примере ФМ-2 в условиях воздействия импульсных помех и АБГШ. Результаты имитационного моделирования позволяют количественно оценить влияние импульсного излучения ЭРД на характеристики

помехоустойчивости радиолинии для условий функционирования и параметров радиолинии близких к реальным.

7.2.1. Принципы имитационного моделирования радиолиний космической связи в условиях комбинированного воздействия аддитивного белого гауссова шума и нетеплового излучения ЭРД. Разработка математических моделей базировалась на результатах, изложенных в предыдущих разделах, и математическом аппарате статистической радиотехники [7.26–7.29, 7.32–7.34].

Разработка и использование имитационных моделей радиосистем космической связи основывались на изложенных ниже основных принципах.

1. Для обеспечения наглядности представления и компенсации структурной сложности моделей их реализация базировалась на иерархическом подходе. При этом любой элемент модели верхнего уровня представлялся в виде многоуровневой системы вложенных блоков, каждый из которых выполняет некоторую функционально и логически законченную операцию.

2. Обеспечение параметрической настройки модели и управление ее моделированием осуществлялось через переменные рабочей среды с использованием файла инициализации.

3. Для отладки, тестирования, верификации и валидации основных функциональных элементов модели разрабатывались специализированные модели. Верификация и валидация моделей проводилась как с использованием встроенных программных средств, так и путем сравнения результатов моделирования для тестовых вариантов с известными результатами.

4. При подготовке и проведении моделирования осуществлялась статистическая обработка и визуализация результатов моделирования, которая позволяла контролировать адекватность и статистическую значимость получаемых результатов. Объем выборки определялся исходя из необходимой точности оценки показателей качества (обычно 5–15%) и требуемой достоверности (доверительная вероятность 0,95).

7.2.2. Имитационная модель информационного канала радиолинии в условиях воздействия нетеплового излучения ЭРД. Для исследования характеристик помехоустойчивости приема в условиях воздействия нетеплового (импульсного) электромагнитного излучения ЭРД был разработан специализированный программный комплекс для имитационного моделирования алгоритмов. Основные этапы реализации имитационной модели приведены на рисунке 7.9.

Блок-схема головного модуля для режима тестирования и верификации имитационной модели приведена на рисунке 7.10. Тестовый вариант модуля содержит два контура передачи-приема сигналов. Первый описывает классический алгоритм приема ФМ-2 в условиях АБГШ и предназначен для формирования эталонных оценок помехоустойчивости. Второй — имеет возможность добавления в канал передачи данных аддитивной случайной импульсной помехи (ХИП) и предназначен для исследования влияния данной помехи на характеристики помехоустойчивости системы связи.

Для анализа помехоустойчивости использован классический алгоритм передачи информации с фильтрами Найквиста в виде приподнятого косинуса с заданным параметром сглаживания (Rolloff Factor), обеспечивающими устранение влияния межсимвольной интерференции. С целью анализа воздействия случайных импульсных помех на информационный канал первоначально моделирование проводилось для условий идеального функционирования систем фазовой и символьной синхронизации.

Для контроля правильности работы модели осуществлялось измерение текущих характеристик сигналов в различных точках схемы и сравнение их с требуемыми. Так, наблюдались средние мощности сигнала, помехи, смеси сигнала и шума,



Рис. 7.9. Основные этапы реализации имитационной модели

текущее отношение сигнал-помеха на выходе согласованного фильтра. Отображалась также векторная диаграмма принятого сигнала.

Для наблюдения за текущим функционированием системы передачи информации осуществлялось отображение реализаций процессов в различных точках имитационной модели (рисунок 7.11). Блок-схема демодулятора, реализованного в соответствии с изложенными принципами, приведена на рисунке 7.12.

После завершения отладки и верификации имитационной модели системы непосредственно для получения оценок помехоустойчивости использовалась имитационная модель, блок-схема которой приведена на рисунке 7.13. В данной модели для повышения эффективности моделирования удалены все лишние, необходимые только для отладки, блоки и минимизировано количество блоков, осуществляющих отображение хода моделирования.

Примеры эпюр сигналов для различных значений параметра $\mu = \frac{\tau_s}{\tau_p}$ приведены на рисунках 7.14–7.17. На каждом из рисунков представлены сигналы в следующих точках схемы (сверху вниз):

- а) выход согласованного фильтра при отсутствии шума и помехи;
- б) выход СФ при воздействии на него только импульсной помехи;
- в) выход СФ при воздействии на него смеси сигнала, шума и помехи;
- г) импульсная помеха на входе СФ;
- д) демодулированный сигнал;



Рис. 7.10. Блок-схема имитационной модели для режима отладки

 е) сигнал ошибки — разность между переданной и принятой информационными бинарными последовательностями.

выше перечисленные зависимости были получены, в частности, для $h_{\rm CIII}^2 = 10$ дБ, $h_{\rm CIII}^2 = 10$ дБ, $\mu = 0,1-100, Q = 10, \tau_s = 10^{-7}-10^{-4}$ с, $\overline{\tau}_p = 10^{-6}$ с. Как видно из представленных зависимостей, при $\mu = 0,1$ (рисунок 7.14) длитель-

Как видно из представленных зависимостей, при $\mu = 0,1$ (рисунок 7.14) длительность импульса помехи в 10 раз больше длительности информационного символа. Вследствие этого сигнал на выходе фильтра, согласованного с информационным



Рис. 7.11. Отображение результатов моделирования



Рис. 7.12. Блок-схема демодулятора

символом, при воздействии на него импульса помехи будет практически совпадать по форме с импульсом помехи. Поэтому каждый импульс помехи может приводить к искажению нескольких последовательных информационных символов. Это хорошо видно на векторной диаграмме, приведенной на рисунке 7.18, *a*. То есть: в данных условиях возможно возникновение пакетных ошибок.

При $\mu = 1$ (рисунок 7.15) длительность импульса помехи равна длительности информационного символа, а отклик согласованного фильтра на воздействие импульса помехи близок по форме к одиночному информационному символу. При этом каждый импульс помехи может воздействовать на один или на два соседних информационных символа.

В случае, когда $\mu = 10$, длительность импульсов помехи в 10 раз короче длительности информационных символов (рисунок 7.16). Каждый импульс помехи воспринимается согласованным фильтром, практически как дельта-функция, и отклик СФ в этом случае имеет форму информационного символа. Таким образом, каждый



Рис. 7.13. Блок-схема имитационной модели для режима счета



Рис. 7.14. Эпюры сигналов, $\mu = 0,1$

импульс помехи при Q > 10 в среднем может оказывать воздействие на один или два соседних информационных символа.

И наконец, при $\mu = 100$ (рисунок 7.17) на интервале длительности информационного символа при Q = 10 помещается в среднем 10 импульсов помехи, при этом длительность каждого импульса помехи в среднем в 100 раз меньше длительности информационного символа. Как видно из графика (рисунок 7.17, г), по внешнему виду случайная импульсная последовательность приближается к белому шуму.


Рис. 7.16. Эпюры сигналов, $\mu = 10$

Воздействие такого процесса на согласованный фильтр с постоянной времени, существенно большей среднего периода следования импульсов помехи, в соответствии с центральной предельной теоремой приводит к нормализации процесса на выходе согласованного фильтра. При этом данный процесс будет представлять собой уже не импульсный случайный процесс, а узкополосный случайный процесс с интервалом корреляции, равным длительности информационного символа. Этот эффект хорошо виден при сравнении сигналов на графиках 7.17, *е* и 7.17, *б*.

На рисунке 7.18 приведены векторные диаграммы сигналов на выходе согласованного фильтра для четырех выше рассмотренных случаев.







Рис. 7.18. Векторные диаграммы: а) $\mu = 0,1; \$ $\delta) \ \mu = 1; \$ $e) \ \mu = 10; \$ $e) \ \mu = 100$

7.2.3. Анализ помехоустойчивости информационного канала радиолинии в условиях воздействия АБГШ и нетеплового излучения ЭРД. Результаты имитационного моделирования функционирования радиолинии с ФМ-2 в условиях совместного воздействия АБГШ и случайных импульсных помех позволяют оценить помехоустойчивость данной радиолинии к рассматриваемым типам помех и проанализировать влияние на характеристики помехоустойчивости параметров помех и условий функционирования радиолинии.

С использованием описанных в предыдущих разделах имитационных моделей радиолинии и источника случайных импульсных помех, моделирующего воздействие ЭРД, было проведено имитационное моделирование функционирования радиолинии для различных условий. В рамках данного моделирования предполагалось, что каналы фазовой и символьной синхронизации работают идеально.

Полученные результаты для определенных условий позволяют провести взаимную верификацию аналитических и имитационных моделей. Это является важным с точки зрения уточнения области применимости аналитических моделей, оценки точности и адекватности имитационных моделей и возможности их применения для других условий функционирования. В этой связи на рисунках 7.19–7.22 приведены как результаты аналитических расчетов (верхние графики), так и результаты имитационного моделирования (нижние графики), проведенного для тех же условий.

На рисунке 7.19 приведены зависимости вероятности ошибки от энергетического отношения h_{sn}^2 при $\mu = 0,1, A = 0,1$ и для различных значений h_{sp}^2 : рисунок 7.19, *а* соответствует аналитическому расчету по формуле Миддлтона (7.9); рисунок 7.19, *б* отражает результаты имитационного эксперимента. Сопоставление графиков показывает хорошее совпадение результатов аналитического расчета и моделирования при $\mu \ll 1$.

В то же время рисунок 7.20 показывает, что, как и ожидалось, за пределами применимости теоретической модели (при $\mu = 1$) результаты теоретического анализа (рисунок 7.20, *a*) существенно отличаются от результатов моделирования (рисунок 7.20, *б*). При этом подстановка в (7.9а) параметров ИП, предназначенных для расчета при $\mu \ll 1$ и $\mu \gg 1$, дает один и тот же результат, т. к. в точке $\mu = 1$ параметры ИП для указанных областей не имеют разрыва (см. таблицу 7.1).

На рисунках 7.21 и 7.22 приведены зависимости вероятности ошибки от энергетического отношения h_{sn}^2 для различных значений h_{sp}^2 при A = 0,1 $\mu = 10$ (рисунок 7.21) и $\mu = 100$ (рисунок 7.22); рисунки 7.21, *а* и 7.22, *а* соответствуют аналитическому расчету по обобщенной формуле (7.9а); рисунки 7.21, *б* и 7.22, *б* отражают результаты имитационного эксперимента. Результаты подтверждают правильность сделанного обобщения теоретической модели для $\mu \gg 1$. Видно также, что по мере увеличения μ степень соответствия результатов теории и моделирования увеличивается.

В целом, из рисунков 7.20–7.22 видно, что, чем меньше h_{sn}^2 , тем для меньших μ сохраняется достоверность аналитической модели, разработанной для области $\mu \gg 1$.

При этом влияние ИП на помехоустойчивость существенным образом зависит не только от энергетических характеристик информационного сигнала и ИП, но и от соотношения временных параметров информационного сигнала и ИП.

Как видно из полученных результатов, в зависимости от величины вероятности ошибки энергетический проигрыш за счет воздействия случайной импульсной помехи



Рис. 7.19. Вероятность битовой ошибки: *а*) теоретический анализ; *б*) имитационное моделирование

может составлять от единиц до десятков децибел. Кроме того, при отношении сигнал-помеха от 10 дБ и ниже для всех рассмотренных значений параметра μ при увеличении отношения сигнал-шум наблюдается стремление вероятности ошибки к некоторому фиксированному значению.

То есть, в случае наличия ИП от ЭРД при фиксированном и меньшем 5–10 дБ отношении сигнал-помеха (например, при фиксированной дальности связи) увеличение чувствительности или уменьшение шумовой температуры бортового приемника



Рис. 7.20. Вероятность битовой ошибки: *a*) теоретический анализ; *б*) имитационное моделирование

в области отношений сигнал-шум, характерных для максимальной дальности (8–12 дБ), не оказывает существенного влияния на характеристики помехоустойчивости радиолинии.

Таким образом, количественные результаты оценки помехоустойчивости радиолинии в условиях воздействия случайных импульсных помех, полученные на основе разработанных имитационных моделей радиолинии и ИП, являются достоверными и могут быть использованы при анализе и проектировании соответствующих радиолиний.



Рис. 7.21. Вероятность битовой ошибки: *а*) теоретический анализ; *б*) имитационное моделирование

7.3. Анализ воздействия нетеплового излучения ЭРД на помехоустойчивость каналов символьной синхронизации и передачи информации

При анализе помехоустойчивости цифровых радиосистем передачи информации (РСПИ), как правило, на первом этапе предполагается наличие идеальной системы синхронизации алгоритма обработки с принимаемым сигналом. В реальных условиях шумы и помехи оказывают воздействие как на канал передачи информации, так и на каналы синхронизации. Ошибки синхронизации приводят к дополнительному



Рис. 7.22. Вероятность битовой ошибки: *а*) теоретический анализ; *б*) имитационное моделирование

снижению показателей помехоустойчивости, что необходимо учитывать при проектировании и анализе систем передачи информации.

7.3.1. Математические модели следящих систем синхронизации. В общем случае для обеспечения эффективной работы РСПИ системы синхронизации должны определять следующие параметры принимаемого сигнала:

 — фазу и частоту высокочастотного несущего сигнала (система фазовой синхронизации);

 временные границы (начало и окончание) элементарных символов (система символьной или тактовой синхронизации); моменты времени, соответствующие началу кодовых слов (система словной или цикловой синхронизации);

— моменты времени начала передачи группового сигнала в многоканальных РСПИ (кадровая синхронизация).

В некоторых случаях необходимо также фиксировать моменты времени начала и окончания передаваемого сообщения (сеанса связи).

Все перечисленные виды систем синхронизации можно условно разделить на два типа. В первом случае система синхронизации служит для синхронизации (сведения) шкал времени. Решение этой задачи обеспечивают системы фазовой и символьной (тактовой) синхронизации.

Во втором случае задачей систем синхронизации является устранение неоднозначности отсчетов на сформированной шкале времени. То есть, например, определение моментов времени, соответствующих началу слова, кадра или сообщения на шкале времени, сформированной системой символьной синхронизации.

Системы синхронизации шкал времени должны функционировать непрерывно, обеспечивая слежение за изменением фазы соответствующего принимаемого сигнала. Эти изменения могут быть связаны как с изменением текущего расстояния между абонентами, так и с изменением условий распространения в канале связи.

Системы синхронизации, обеспечивающие устранение неоднозначности отсчетов времени, как правило, осуществляют периодический, а иногда и однократный контроль привязки соответствующих синхросигналов к шкале времени. В большинстве случаев сигналы символьной, словной и кадровой синхронизации синхронны, то есть связаны друг с другом по фазе. При этом сигналы словной и кадровой синхронизации получаются путем деления частоты сигнала символьной синхронизации. И задача систем словной и кадровой синхронизации заключается в определении фазового положения соответствующих сигналов относительно шкалы времени, задаваемой сигналами символьной синхронизации. При когерентном приеме сначала осуществляется фазовая синхронизация, затем символьная, а потом выполняется словная и кадровая синхронизация.

Обычно системы синхронизации реализуются в виде разомкнутой (не следящей) или замкнутой (следящей) схемы. Соответствующие структурные схемы представлены на рисунке 7.23 и 7.24. Принимаемый сигнал $y(t, \lambda(t))$, несущий информацию о текущем значении фазы сигнала синхронизации $\lambda(t)$, во входном преобразователе преобразуется в форму, необходимую для обеспечения управления местным генератором. Например, в случае фазовой синхронизации сигнал обычно переносится на промежуточную частоту, а в случае символьной синхронизации — выделяется сигнал, соответствующий частоте следования символов.



Рис. 7.23. Разомкнутая система синхронизации

В случае разомкнутой системы этот сигнал после фильтрации от шумов непосредственно используется для подстройки местного управляемого генератора, формирующего сигнал синхронизации $u_r(t, \lambda(t))$. Недостатками данной схемы является ограниченный диапазон изменения частоты входного сигнала и ограниченная помехоустойчивость, связанные с постоянной центральной частотой и конечной полосой пропускания полосового фильтра.

24 Попов Г.А.



Рис. 7.24. Следящая система синхронизации

Замкнутые системы синхронизации, как правило, строятся на основе систем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). В них сигнал управляемого генератора в фазовом детекторе сравнивается по фазе с принимаемым сигналом, и далее сигнал рассогласования используется для управления генератором так, чтобы обеспечить минимизацию этого рассогласования. Достоинствами следящих систем синхронизации являются: возможность синхронизации при изменении частоты входного сигнала в достаточно большом диапазоне, высокая помехоустойчивость, связанная с тем, что шумовая полоса фильтра низких частот может быть сделана достаточно узкой.

Системы синхронизации, с точки зрения использования передаваемой по каналу информации, можно разделить на два класса: системы синхронизации, не использующие известные данные о передаваемом информационном потоке (Non-Data-Aided — NDA), и системы синхронизации, использующие данные о передаваемом информационном потоке (Data-Aided — DA). Последние позволяют более эффективно использовать полосу частот, но они, как правило, более сложны в реализации.

Неидеальная работа различных систем синхронизации по-разному сказывается на качестве функционирования РСПИ в целом. Так, ошибки в работе систем фазовой и символьной синхронизации приводят к некоторому снижению достоверности передачи информации, например в виде увеличения вероятности ошибочного приема символа. В то же время ошибки в работе систем словной и кадровой синхронизации приводят к неправильному приему всего сообщения, так как происходит неправильное декодирование кодовых слов и/или неправильное распределение информации по каналам.

В общем случае следящая система синхронизации может быть представлена в виде системы (контура) автоматического управления (регулирования), например в виде модели, представленной на рисунке 7.25. Информационный сигнал $\lambda(t)$ соответствует фазе какой-либо компоненты принимаемого радиосигнала $y(t, \lambda(t))$. Принимаемый сигнал $y(t, \lambda(t))$ перемножается на опорный сигнал $u_r(t)$, сформированный генератором опорного сигнала, который управляется текущей оценкой информационного сигнала $\tilde{\lambda}(t)$. Результат перемножения фильтруется с целью подавления высокочастотных составляющих и далее усредняется в сглаживающих цепях.

На уровне информационных параметров рассматриваемая модель обычно представляется в виде структурной схемы, изображенной на рисунке 7.26. Здесь дискриминатор представляет собой функциональное объединение четырех блоков, представленных на рисунке 7.25, блока, описывающего математическую модель или алгоритм преобразования информационного параметра в высокочастотный сигнал $y(t, \lambda(t))$, перемножителя, фильтра и генератора опорного сигнала, и функционально обеспечивает формирование сигнала $u_d(t)$, зависящего от степени различия сигналов $\lambda(t)$ и $\tilde{\lambda}(t)$. Обычно рассматривают функциональную зависимость этого сигнала от разности $\Delta\lambda(t) = \lambda(t) - \tilde{\lambda}(t)$. Конкретный вид данной зависимости определяется используемым алгоритмом обработки принимаемого сигнала. Характеристики



Рис. 7.25. Модель системы синхронизации



Рис. 7.26. Модель системы синхронизации

сглаживающих цепей обычно выбираются согласованными с динамическими или спектральными характеристиками информационного процесса $\lambda(t)$.

Учитывая тот факт, что имеющиеся в радиоканале шумы и помехи представляют собой случайные процессы, сигнал на выходе дискриминатора также в общем случае может рассматриваться как случайный процесс. Исчерпывающей статистической характеристикой такого процесса в общем случае является *N*-мерный закон распределения. В большинстве практических случаев, учитывая наличие в канале аддитивного белого гауссова шума и нормализацию процессов в выходном фильтре дискриминатора, полагают, что сигнал на выходе дискриминатора имеет закон распределения близкий к гауссовому. В этом случае для описания статистических свойств этого процесса достаточно знание его математического ожидания и спектрально-корреляционных характеристик. Данные зависимости получают на основе анализа дискриминатора, учитывающего конкретный алгоритм работы и параметры дискриминатора.

В то же время прямое использование результатов анализа работы дискриминатора для анализа функционирования следящей системы синхронизации связано со значительными математическими и вычислительными трудностями.

Поэтому обычно такой анализ проводится в два этапа. На первом этапе на основе детальной модели обработки сигналов в дискриминаторе определяются статистические характеристики сигнала на выходе дискриминатора, то есть формируется статистический эквивалент дискриминатора. На втором этапе — проводится анализ характеристик контура автоматического регулирования, базирующийся на полученных ранее характеристиках дискриминатора. При этом задача анализа существенно упрощается, так как при анализе или моделировании используются лишь некоторые обобщенные функциональные характеристики дискриминатора и нет необходимости подробно моделировать его алгоритм работы.

Такой подход называется методом статистических эквивалентов. При этом реальный дискриминатор заменяется его статистическим эквивалентом, то есть функциональным блоком, обеспечивающим для заданных входных сигналов формирование



Рис. 7.27. Статистический эквивалент дискриминатора

выходного сигнала, имеющего такие же статистические характеристики, как и сигнал на выходе реального дискриминатора (рисунок 7.27).

В качестве критериев статистической эквивалентности в общем случае можно рассматривать совпадение *N*-мерных законов распределения сигналов на выходе реального дискриминатора и его статистического эквивалента. Однако, как уже упоминалось, это связано со значительными математическими трудностями. Поэтому в случае до-

пущения о гауссовом законе распределения выходного сигнала дискриминатора статистическую эквивалентность понимают как совпадение математических ожиданий и спектрально-корреляционных характеристик сигналов реального дискриминатора и его статистического эквивалента.

Сигнал на выходе реального дискриминатора в этом случае может быть представлен в виде

$$u_d(t, \Delta \lambda) = \langle u_d(t, \Delta \lambda) \rangle + u_{d0}(t, \Delta \lambda), \qquad (7.14)$$

где $\langle u_d(t, \Delta \lambda) \rangle = M\{u_d(t, \Delta \lambda)\}$ — математическое ожидание случайного процесса, $u_{d0}(t, \Delta \lambda) = u_d(t, \Delta \lambda) - \langle u_d(t, \Delta \lambda) \rangle$ — центрированное значение случайного процесса. Треугольные скобки обозначают усреднение по ансамблю реализаций.

Пусть также известна корреляционная функция центрированного случайного процесса,

$$R_0(t, \tau, \Delta\lambda) = \langle u_{d0}(t, \Delta\lambda) \cdot u_{d0}(t+\tau, \Delta\lambda) \rangle$$
(7.15)

или его спектральная плотность

$$S_0(\omega, t, \Delta \lambda) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} R_0(t, \tau, \Delta \lambda) \exp(-j\omega\tau) d\tau.$$
(7.16)

Поскольку сглаживающие цепи обычно согласованы по полосе пропускания с шириной спектра информационного параметра и являются существенно более узкополосными, чем действующие шумы и помехи, то сигнал на выходе дискриминатора может быть представлен в виде белого гауссова шума с некоторой постоянной по частоте спектральной плотностью.

Кроме того, полагая выходной сигнал дискриминатора стационарным, что в большинстве практически важных случаев выполняется, можно записать

$$u_d(t, \Delta \lambda) = \langle u_d(\Delta \lambda) \rangle + u_{d0}(t, \Delta \lambda), \qquad (7.17)$$

где $S_0(\omega, \Delta \lambda)|_{\omega=0} = S_0(\Delta \lambda) = \frac{1}{2\pi} \int\limits_{-\infty}^{+\infty} R_0(\tau, \Delta \lambda) \, d\tau$ — спектральная плотность мощ-

ности выходного сигнала дискриминатора в области нулевых частот.

Таким образом, если известны зависимости математического ожидания и спектральной плотности мощности сигнала на выходе дискриминатора от параметра рассогласования $\Delta\lambda(t) = \lambda(t) - \widetilde{\lambda}(t)$, то может быть построен статистический эквивалент дискриминатора в соответствии с соотношением

$$u_{de}(t, \Delta \lambda) = d(\Delta \lambda) + \sqrt{S_0(\Delta \lambda)} \cdot \xi(t), \qquad (7.18)$$

372

где $d(\Delta\lambda) = \langle u_d(t, \Delta\lambda) \rangle$ — дискриминационная характеристика (ДХ), представляющая собой зависимость математического ожидания сигнала на выходе дискриминатора от параметра рассогласования, $S_0(\Delta\lambda)$ — флуктуационная характеристика (ФХ) дискриминатора, представляющая собой зависимость спектральной плотности флуктуаций сигнала на выходе дискриминатора в области нулевых частот от параметра рассогласования, $\xi(t)$ — случайный процесс в виде белого гауссова шума с единичной спектральной плотностью.

Если ДХ и ФХ статистического эквивалента будут такими же, как и у реального дискриминатора, то требование статистической эквивалентности будет выполнено. Примерный вид ДХ и ФХ дискриминатора приведен на рисунке 7.28, а структурная схема статистического эквивалента дискриминатора, соответствующего выражению (7.18), — на рисунке 7.29.



Рис. 7.28. Дискриминационная и флуктуационная характеристики



Рис. 7.29. Статистический эквивалент дискриминатора

Таким образом, в рамках статистического эквивалента свойства дискриминатора полностью описываются двумя функциями: дискриминационной характеристикой и флуктуационной характеристикой. Именно подобное представление дискриминатора и принимается обычно за основу для анализа характеристик работы следящей системы в целом.

В ряде случаев представляет интерес анализ режима работы дискриминатора для относительно малых ошибок слежения, когда максимальное абсолютное значение выходного сигнала дискриминатора много меньше половины ширины дискриминационной характеристики. В этом случае можно перейти от нелинейных (относительно параметра рассогласования) ДХ и ФХ к их линейной аппроксимации, то есть осуществить линеаризацию статистического эквивалента дискриминатора:

$$d(\Delta\lambda) = d_0 + K_d \cdot \Delta\lambda = K_d(\delta + \Delta\lambda), \tag{7.19}$$

$$S_0(\Delta\lambda) = S_0(\delta) = S_0, \tag{7.20}$$

где $K_d = \frac{\partial d(\Delta \lambda)}{\partial \Delta \lambda} \Big|_{\Delta \lambda = \delta}$ — крутизна дискриминационной характеристики, $S_0 = S_0(\Delta \lambda) \Big|_{\Delta \lambda = \delta}$ — спектральная плотность мощности флуктуаций сигнала на выходе дискриминатора в области нулевых частот и при рассогласовании, соответствующем нулю дискриминационной характеристики.

Таким образом, математическая модель линеаризованного варианта статистического эквивалента дискриминатора принимает вид

$$u_{de}(t, \Delta \lambda) = K_d \left[\delta + \Delta \lambda + \frac{\sqrt{S_0}}{K_d} \cdot \xi(t) \right].$$
(7.21)

Соответствующая структурная схема линеаризованного статистического эквивалента дискриминатора приведена на рисунке 7.30. В этом случае статистический



Рис. 7.30. Линеаризованный статистический эквивалент дискриминатора

эквивалент дискриминатора полностью описывается крутизной дискриминационной характеристики и спектральной плотностью флуктуаций на выходе дискриминатора в области нулевых частот, определяемыми в нуле ДХ.

На практике в общем случае линеаризованная система автоматического регулирования может быть представлена в виде, изображенном на рисунке 7.31. Нетрудно показать, что данная схема может быть преобразована к виду, представленному на рисунке 7.32. Передаточная функция от входа $\lambda(t)$ к выходу $\tilde{\lambda}(t)$ для этих систем имеет вид

$$H(p) = K_1(p) \frac{K_2(p)}{1 + K_2(p)K_3(p)} = \frac{K(p)}{1 + K(p)},$$
(7.22)

при этом

$$K(p) = \frac{K_1(p)K_2(p)}{1 + K_2(p)[K_3(p) - K_1(p)]}.$$
(7.23)

А передаточная функция относительно параметра рассогласования,

$$H_{\Delta}(p) = 1 - H(p) = \frac{1}{1 + K(p)}.$$
(7.24)

С учетом изложенного сигнал рассогласования $\Delta\lambda(t)$, характеризующий точность работы следящей системы, может быть записан в области преобразования Лапласа в виде

$$\Delta\lambda(p) = \lambda(p) - \lambda(p) = \Delta\lambda_{din}(p) + \Delta\lambda_{fl}(p) + \Delta\lambda_s(p), \qquad (7.25)$$

где $\Delta \lambda_{din}(p) = \lambda(p)[1 - H(p)] = \lambda(p)H_{\Delta}(p)$ описывает динамическую ошибку следящей системы; $\Delta \lambda_{fl}(p) = n(p)H(p)$ описывает флуктуационную ошибку следящей



Рис. 7.31. Модель контура слежения



Рис. 7.32. Модель контура слежения

системы; $\Delta \lambda_s(p) = \delta(p) H(p)$ описывает систематическую ошибку (ошибку смещения) следящей системы.

Наибольший интерес (с точки зрения оценки помехоустойчивости системы синхронизации) представляет оценка флуктуационной ошибки синхронизации. Можно показать, что дисперсия флуктуационной ошибки оценки информационного параметра в установившемся режиме может быть рассчитана, как

$$\sigma_{fl}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{+\infty} |H(j\omega)|^2 S_n(\omega) \, d\omega, \qquad (7.26)$$

где $H(j\omega) = H(p)|_{p=j\omega}$ — передаточная функция следящей системы, $S_n(\omega)$ — спектральная плотность эквивалентного входного шума n(t).

В случае, когда ширина спектра шума n(t) много больше ширины полосы пропускания системы $\Delta f_e = \frac{1}{2\pi} \int_{0}^{+\infty} |H(j\omega)|^2 d\omega$, формула (7.26) упрощается и принима-

ет вид

$$\sigma_{fl}^2 = 2S_n(0) \cdot \Delta f_e. \tag{7.27}$$

Таким образом, дисперсия флуктуационной ошибки следящей системы синхронизации, характеризующая точность ее функционирования, может быть определена, если известны спектральная плотность эквивалентного шума (помехи), пересчитанная к входу системы, и эффективная полоса пропускания следящей системы. Как было показано выше, спектральная плотность мощности эквивалентного шума на входе системы может быть определена, если известны параметры дискриминационной и флуктуационной характеристик дискриминатора, нахождение которых и является основной задачей анализа каждого алгоритма синхронизации. **7.3.2. Математические модели систем фазовой синхронизации.** Системы фазовой синхронизации в соответствии со свойствами входного сигнала можно разделить на две группы: системы, основанные на использование гармоники на центральной (несущей) частоте, в случае, когда она имеется в спектре входного сигнала, и системы с восстановлением несущей, используемые в случае отсутствия в спектре входного сигнала гармоники на несущей частоте.

Во многих случаях энергия в спектре принимаемого сигнала делится между гармонической несущей и спектральными компонентами, обеспечивающими передачу информации. Так например, для модуляции ИКМ-ФМн-ФМ (PCM-PSK-PM) с гармонической поднесущей мощность гармоники на несущей частоте и эквивалентная мощность (с учетом потерь реализации демодулятора) информационной компоненты спектра выражаются, соответственно, следующими соотношениями [7.30, 7.31]:

$$P_{\rm H} = P_c J_0^2(\varphi), \quad P_{\rm H} = P_c 2 J_1^2(\varphi) L_p, \tag{7.28}$$

где P_c — средняя мощность сигнала на входе бортового приемника, $J_0(\varphi)$ и $J_1(\varphi)$ — функции Бесселя первого рода нулевого и первого порядков соответственно, φ — девиация фазы несущей, $L_p = -1,5$ дБ — энергетические потери реализации канала выделения информации (демодулятора).

Видно, что варьируя девиацию фазы можно обеспечивать перераспределение мощности сигнала между гармонической несущей и информационной составляющей спектра.

Погрешность $\Delta \varphi$ оценки текущей фазы несущей φ приводит к снижению достоверности приема информации, то есть к увеличению вероятности ошибочного приема символа, связанному, как правило, с уменьшением отношения сигнал-шум.

Если известна условная вероятность символьной ошибки $p_s(\Delta \varphi)$ для фиксированной ошибки фазовой синхронизации $\Delta \varphi$ и закон распределения ошибок фазовой синхронизации $w(\Delta \varphi)$, то в случае медленных фазовых флуктуаций, когда интервал корреляции τ_{φ} случайного процесса $\Delta \varphi(t)$ много больше длительности символа τ_s , то есть $\tau_{\varphi} \gg \tau_s$, средняя вероятность ошибки может быть определена как [7.32]

$$\overline{p}_s = \int_{-\pi}^{\pi} p_s(\Delta\varphi) w(\Delta\varphi) \, d\Delta\varphi.$$
(7.29)

Если опорный гармонический сигнал имеет ошибку фазовой синхронизации $\Delta \varphi$ по отношению к входному сигналу, то математическое ожидание сигнала на выходе коррелятора может быть определено как

$$U_k(\Delta\varphi) = \frac{1}{U_s T_s} \int_0^{T_s} (\pm\sqrt{2}U_s \sin\omega_0 t) \cdot \sqrt{2}\sin(\omega_0 t + \Delta\varphi) dt = \pm\cos\Delta\varphi,$$
(7.30)

где U_s — эффективное значение амплитуды входного символа, $\omega_0 \gg \pi / \tau_s$ — несущая частота сигнала.

Поскольку дисперсия сигнала на выходе коррелятора не зависит от $\Delta \varphi$, то следствием ошибки синхронизации при приеме противоположных ΦM -2 сигналов будет уменьшение эффективной амплитуды сигнала в $\cos \Delta \varphi$ раз.

Следовательно условная вероятность ошибочного приема символа будет равна

$$p_s(\Delta\varphi) = \frac{1}{2} [1 - F(h \cdot \cos(\Delta\varphi))], \qquad (7.31)$$

где $h^2 = \frac{U_s^2 \tau_s}{N_0}$ — отношение сигнал-шум на входе демодулятора.

Если ошибка фазовой синхронизации $\Delta \varphi$ имеет гауссов закон распределения с дисперсией $\sigma^2_{\Delta \varphi}$, то безусловная вероятность ошибочного приема символа (7.29) будет равна

$$\overline{p}_s = \int_{-\pi}^{\pi} p_s(\Delta\varphi) w(\Delta\varphi) \, d\Delta\varphi.$$
(7.32)

Результаты расчета по формуле (7.32) приведены на рисунке 7.33, где σ_{φ} — среднеквадратическое значение ошибки фазовой синхронизации (рад), h^2 — отношение сигнал-шум.



Рис. 7.33. Вероятность ошибки

7.3.3. Математические модели систем символьной синхронизации для исследования воздействия нетеплового излучения ЭРД на канал символьной синхронизации. Наиболее важными системами синхронизации являются: система фазовой синхронизации, система символьной синхронизации и система словной синхронизации. В настоящем разделе будут рассмотрены математические и имитационные модели систем символьной синхронизации, их основные системные характеристики в условиях совместного воздействия АБГШ и ИП.

Будем рассматривать, в основном, класс систем синхронизации, не использующих известные данные о передаваемом информационном потоке (Non-Data-Aided – NDA). Хотя в принципе современные методы синхронизации, использующие данные об информационном потоке (Data-Aided – DA), и позволяют более эффективно использовать полосу частот, но они, как правило, более сложны в реализации.

Блок-схема следящей системы символьной синхронизации (feedback method for timing phase recovery) приведена на рисунке 7.34.

В общем случае контур системы символьной синхронизации может быть представлен в виде последовательно соединенных дискриминатора и сглаживающего фильтра. При этом наиболее полными характеристиками дискриминатора являются дискриминационная и флуктуационная характеристики (ДХ и ФХ), представляющие собой зависимости математического ожидания и дисперсии (СКО) сигнала на выходе



Рис. 7.34. Модель системы символьной синхронизации

дискриминатора от рассогласования истинного и измеренного значений информационного параметра.

Будем рассматривать следящие системы символьной синхронизации, среди которых наибольшее распространение получили [7.33–7.37]:

- система с опережающим и запаздывающим стробированием (Early-Late Gate Timing Recovery);

- система синхронизации Гарднера (Gardner Timing Recovery);

— система символьной синхронизации, использующая метод M&M (Mueller-Muller Timing Recovery).

7.3.3.1. Система с опережающим и запаздывающим стробированием Алгоритм работы системы символьной синхронизации с опережающим и запаздывающим стробированием (расщепленным стробом) (Early-Late Gate Timing Recovery) — ELG-алгоритм может быть описан следующими соотношениями:

$$e(k) = a_I(k) + a_Q(k),$$

$$a_I(k) = y_I(k\tau_s + d_k)[y_I(k\tau_s + \tau_s/2 + d_k) - y_I(k\tau_s - \tau_s/2 + d_{k-1})],$$

$$a_Q(k) = y_Q(k\tau_s + d_k)[y_Q(k\tau_s + \tau_s/2 + d_k) - y_Q(k\tau_s - \tau_s/2 + d_{k-1})],$$

(7.33)

где e(k) — оценка ошибки символьной синхронизации для k-го символа; $a_I(k)$, $a_Q(k)$ — оценки ошибки в синфазном и квадратурном каналах; $y_I(t)$, $y_Q(t)$ — входные сигналы синфазного и квадратурного каналов системы символьной синхронизации; d_k — оценка фазового сдвига шкалы символьной синхронизации для k-го символа; τ_s — длительность символа.

Для аналитической оценки среднеквадратической ошибки символьной синхронизации в данной системе может быть использовано выражение, полученное Гарднером [7.38] и справедливое в случае, когда: входной сигнал нормирован к 1 В; в качестве помехи рассматривается АБГШ, а отношение сигнал-шум достаточно велико; вероятности 0 и 1 во входной последовательности одинаковы; длительность стробов равна половине длительности информационного символа,

$$\frac{\sigma_e^2}{\tau_s^2} = 2N_0 \Delta F_{ss},\tag{7.34}$$

где N_0 — нормированная спектральная плотность мощности (СПМ) АБГШ на входе системы символьной синхронизации, учитывающая что $y_{\rm max} = 1$; ΔF_{ss} — ширина полосы контура слежения системы символьной синхронизации.

Данный метод символьной синхронизации широко применяется в случае линейных методов модуляции, например таких, как АМн (РАМ), ФМн (PSK), КАМ (QAM), а также в случае использования в канале фильтров Найквиста, например типа приподнятого косинуса. В отличие от алгоритма Гарднера здесь используются отсчеты в пределах одного, а не двух соседних информационных символов. В то же время система символьной синхронизации с опережающим и запаздывающим стробированием по сравнению с алгоритмом Гарднера имеет больший уровень собственных шумов, что может оказаться существенным при высоком отношении сигнал-шум.

7.3.3.2. Система синхронизации Гарднера Алгоритм Гарднера — G-алгоритм (Gardner Timing Recovery) – описывается следующими уравнениями:

$$e(k) = a_I(k) + a_Q(k),$$

$$a_I(k) = y_I(k\tau_s - \tau_s/2 + d_{k-1})[y_I((k-1)\tau_s + d_{k-1}) - y_I(k\tau_s + d_k)],$$

$$a_Q(k) = y_Q(k\tau_s - \tau_s/2 + d_{k-1})[y_Q((k-1)\tau_s + d_{k-1}) - y_Q(k\tau_s + d_k)],$$

(7.35)

где e(k) — оценка ошибки символьной синхронизации для k-го символа; $a_I(k)$, $a_Q(k)$ — оценки ошибки в синфазном и квадратурном каналах; $y_I(t)$, $y_Q(t)$ — входные сигналы синфазного и квадратурного каналов системы символьной синхронизации; d_k — оценка фазового сдвига шкалы символьной синхронизации для k-го символа; τ_s — длительность символа.

Алгоритм Гарднера наиболее часто используется в случае линейных методов модуляции, например таких, как АМн (РАМ), ФМн (PSK), КАМ (QAM), а также в случае использования в канале фильтров Найквиста, например типа приподнятого косинуса с коэффициентом сглаживания (rolloff factor) от 0,4 до 1. В последнем случае шумовые характеристики метода тем лучше, чем больше коэффициент сглаживания.

7.3.3.3. Система символьной синхронизации, использующая метод M&M Система символьной синхронизации, использующая алгоритм M&M (Mueller-Muller Timing Recovery), относится к классу Data-Aided методов синхронизации и предполагает, что предварительно решена задача фазовой синхронизации по несущей. Используется в основном в случае бинарных линейных методов модуляции, таких как ФМн-2 (BPSK) и AФMн-2 (BPAM). Ограничение на использование бинарных методов модуляции связано с тем, что алгоритм при формировании оценки осуществляет вычисление знака входного сигнала.

В случае, когда в качестве символьных сигналов используются импульсы Найквиста, данный алгоритм не имеет собственных шумов. В присутствии внешних шумов качество символьной синхронизации улучшается при уменьшении коэффициента сглаживания.

Текущая ошибка символьной синхронизации для *k*-го символа определяется выражением

$$e(k) = \operatorname{Re}[b_{k-1}^* y(k\tau_s + d_k) - b_k^* y((k-1)\tau_s + d_{k-1})],$$
(7.36)

где y(t) — входной сигнал системы символьной синхронизации; b_k^* — коэффициент, принимающий значение ± 1 и соответствующий принятому решению о значении k-го символа; d_k — оценка фазового сдвига шкалы символьной синхронизации для k-го символа; τ_s — длительность символа.

7.3.4. Имитационные модели для исследования характеристик каналов символьной синхронизации. Для анализа характеристик систем символьной синхронизации в условиях совместного воздействия АБГШ и ИП, формируемой ЭРД, разработана программа имитационного моделирования, структурная схема которой для тестового варианта приведена на рисунке 7.35. Блок символьной синхронизации реализован для моделирования различных методов синхронизации (рисунок 7.36).

Входными сигналами системы символьной синхронизации являются: сигнал с выхода согласованного фильтра приемника, дискретная оценка сдвига момента выборки относительно средины информационного символа и сигнал управляющий выбором метода синхронизации, а выходными — отсчет входного сигнала в момент, задаваемый системой синхронизации, и текущая аналоговая оценка фазового сдвига шкалы системы синхронизации.

7.3.5. Сравнительный анализ помехоустойчивости систем символьной синхронизации при воздействии нетеплового излучения ЭРД. Анализ характеристик помехоустойчивости систем символьной синхронизации для рассмотренных выше алгоритмов проводился для случаев воздействия только АБГШ, АБГШ и ИП. При этом отношение сигнал-шум изменялось в пределах $h_{sn}^2 = 0-20$ дБ, отношение сигнал-помеха — в пределах $h_{sp}^2 = 0-20$ дБ, а параметр μ — от 0,1 до 100. При моделировании параметр ErrorUpdateGain полагался равным $g = 0,1/N_{si}$, что соответствует усреднению ошибки в сглаживающем фильтре на интервале примерно 10 символов.

В качестве показателей качества функционирования систем синхронизации рассматривались нормированная среднеквадратическая ошибка (СКО) и нормированная ошибка смещения системы синхронизации, которые определялись из ДХ и ФХ при нулевом рассогласовании.

Примеры дискриминационных (ДХ) и флуктуационных характеристик (ФХ) систем символьной синхронизации для случая совместного воздействия АБГШ ($h_{sn}^2 = 20$ дБ) и ИП ($h_{sp}^2 = 0-20$ дБ) и $\mu = 1,0$ приведены: на рисунках 7.37 и 7.38 — для системы синхронизации с опережающим и запаздывающим стробированием, на рисунках 7.39 и 7.40 — для алгоритма Гарднера и на рисунках 7.41 и 7.42 — для алгоритма М&М.

Анализ полученных результатов показывает, что в случае воздействия только АБГШ для всех рассмотренных систем символьной синхронизации уменьшение отношения сигнал шум от 20 дБ до 0 дБ приводит к существенному, примерно на порядок, увеличению СКО ошибки синхронизации. При этом для отношения сигнал-шум 0 дБ наихудшие результаты наблюдаются для алгоритма Мюллера.

Воздействие ИП, формируемой ЭРД, на систему символьной синхронизации тем меньше, чем меньше параметр $\mu = \frac{\tau_s}{\overline{\tau_p}}$, то есть, чем больше длительность импульса помехи по сравнению с длительностью информационного символа. Так, при $\mu = 0,1$ влияние ИП для всех рассмотренных отношений сигнал-помеха от 0 дБ до 20 дБ практически отсутствует.

В то же время (при $\mu \ge 1$) при уменьшении отношения сигнал-помеха от 20 дБ до 0 дБ флуктуационная ошибка системы синхронизации увеличивается примерно на порядок. Наиболее восприимчивой к воздействию ИП при $\mu \gg 1$ следует признать систему символьной синхронизации, использующую алгоритм M&M.

Результирующие зависимости ошибки смещения и СКО флуктуационной ошибки, нормированные к длительности информационного символа, как функции отношения сигнал-помеха h_{sp}^2 и параметра μ , приведены на рисунках 7.43–7.48 для случая $h_{sp}^2 = 10$ дБ. Величина СКО флуктуационной ошибки пересчитана к интервалу







Рис. 7.36. Структурная схема блока символьной синхронизации



Рис. 7.37. Дискриминационная характеристика

усреднения, равному длительности одного символа. Данные результаты могут быть использованы при проектировании и выборе параметров контура символьной синхронизации.

Анализ полученных зависимостей показывает, что при уменьшении отношения сигнал-помеха абсолютное значение ошибки смещения увеличивается, однако ее знак зависит от алгоритма синхронизации и величины параметра μ . Так, при отношении сигнал-помеха 10 дБ и отношении сигнал-шум 10 дБ абсолютное значение ошибки смещения лежит в диапазоне ~0,002-0,008 для алгоритма



Рис. 7.39. Дискриминационная характеристика

синхронизации с опережающим и запаздывающим стробированием (ELG), \sim 0–0,007 для G-алгоритма и в диапазоне \sim 0,005–0,035 для алгоритма M&M при изменении μ от 0,1 до 100.

Для этих же условий СКО флуктуационной ошибки лежит в диапазоне 0,02–0,04 для ELG-алгоритма, в диапазоне 0,018–0,06 для M&M-алгоритма и в диапазоне 0,015–0,017 для G-алгоритма.

Таким образом, по результатам моделирования для широкого диапазона условий функционирования все три алгоритма синхронизации в целом показали неплохие результаты, однако, наилучшие показатели имеет алгоритм символьной синхронизации Гарднера. Если же располагать рассмотренные алгоритмы синхронизации в порядке ухудшения характеристик, то для $\mu < 1$ и отношения сигнал-шум 10 дБ получаем



Рис. 7.40. Флуктуационная характеристика



Рис. 7.41. Дискриминационная характеристика

G-M&M-ELG для отношения сигнал-помеха 10 и 20 дБ, а для $\mu \ge 1 - \text{G-ELG-M&M}$ для отношения сигнал-помеха 10 дБ и G-M&M-ELG для отношения сигнал-помеха 20 дБ. Наиболее устойчивым к воздействию ИП является ELG-алгоритм, так как при $\mu \gg 1$ пороговое отношение сигнал-помеха для него меньше 0 дБ, в то время, как для G-алгоритма — 0 дБ, а для M&M-алгоритма — 10 дБ.

Следовательно, для оценки влияния ИП, формируемой ЭРД, на помехоустойчивость систем передачи данных с учетом воздействия ИП на систему символьной синхронизации в дальнейшем могут рекомендованы алгоритм Гарднера и алгоритм с опережающим и запаздывающим стробированием.



Рис. 7.43. Ошибка смещения

7.4. Имитационное моделирование радиолинии космической связи с учетом одновременного воздействия нетеплового излучения ЭРД и АБГШ на канал передачи информации и канал символьной синхронизации

Как показали проведенные аналитические исследования и имитационное моделирование на ЭВМ, импульсное излучение ЭРД может оказывать существенное влияние на характеристики помехоустойчивости систем космической связи и, прежде всего, на помехоустойчивость радиолиний Земля-КА. Однако рассматриваемые ранее математические и имитационные модели радиолинии учитывали совместное воздействие АБГШ и ИП, формируемой ЭРД, только на информационный канал.

25 Попов Г.А.



Рис. 7.45. Ошибка смещения

В то же время указанные помехи оказывают деструктивное воздействие также на каналы фазовой и символьной синхронизации. Настоящий раздел посвящен разработке математических и имитационных моделей радиолинии системы космической связи и анализу ее помехоустойчивости с учетом совместного воздействия АБГШ и ИП, формируемой ЭРД, как на канал передачи информации, так и на канал символьной синхронизации.

В качестве прототипа будем рассматривать командную радиолинию с двухступенчатой модуляцией (ИКМ-ФМ2/РСМ-ВРЅК), использование которой предполагается в перспективных радиосистемах дальней космической связи. Полагаем, что подлежащая передаче на борт КА командно-программная информация в простейшем случае кодируется безызбыточным двоичным блочным кодом, который представляется



Рис. 7.47. Ошибка смещения

в виде ИКМ-сигнала типа NRZ-L. ИКМ-сигнал пропускается через фильтр Найквиста типа приподнятого косинуса и модулирует по фазе с девиацией $\pi/2$ радиан несущее колебание; модулированный сигнал усиливается и излучается остронаправленной антенной.

7.4.1. Имитационная модель радиолинии системы космической связи с учетом одновременного воздействия нетеплового излучения ЭРД и АБГШ на канал передачи информации и канал символьной синхронизации. Для анализа характеристик помехоустойчивости радиолинии системы космической связи с учетом одновременного воздействия излучения ЭРД и АБГШ на канал передачи информации и канал символьной синхронизации была разработана имитационная модель системы связи, блок-схема которой представлена на рисунке 7.13.



Рис. 7.48. Флуктуационная ошибка

Данная модель в качестве основы использует имитационную модель системы связи, рассмотренную ранее. С целью учета и анализа воздействия импульсного излучения ЭРД на характеристики системы символьной синхронизации данная модель дополнена моделью системы символьной синхронизации. Математические модели системы символьной синхронизации для различных алгоритмов ее реализации описаны в предыдущих разделах. Блок-схема программной реализации имитационной модели демодулятора с каналом символьной синхронизации — на рисунке 7.49, а самой системы символьной синхронизации — на рисунке 7.36.



Рис. 7.49. Имитационная модель демодулятора с каналом символьной синхронизации

Алгоритм функционирования имитационной модели радиолинии следующий: входная информационная последовательность моделируется случайной последовательностью бинарных символов, имеющих одинаковую вероятность появления и формируемых Генератором последовательности Бернулли 1 (рисунок 7.13). Далее этим сигналом осуществляется бинарная фазовая модуляция BPSK/ФМ-2 и с помощью фильтра Найквиста формируется канальный сигнал. Модель канала связи учитывает воздействие как АБГШ, так и ИП, формируемой ЭРД. Временная реализация ИП с заданными параметрами формируется Генератором случайных импульсов 13, описанным в разделе 6.4. Для целей тестирования и верификации предусмотрена возможность отключения каждого из перечисленных источников помех.

На приемной стороне принятый сигнал проходит через приемный фильтр Найквиста и демодулятор. Блок-схема демодулятора представлена на рисунке 7.49. Входной сигнал поступает на первый вход блока 2 «Символьная синхронизация», структура которого представлена на рисунке 7.36. На второй (сверху) вход этого блока подается управляющий сигнал символьной синхронизации, определяющий временной сдвиг момента считывания значения входного сигнала. Данный управляющий сигнал во времени лежит в пределах $\pm N_{si}$, где N_{si} — количество отсчетов на длительности информационного символа. На третий вход блока «Символьная синхронизация» подается управляющий сигнал, задающий конкретный алгоритм символьной синхронизации, используемый при моделировании. Возможно проведение моделирования с использованием одного из следующих алгоритмов: алгоритм Гарднера, алгоритм Гарднера с широкими стробами, алгоритм с опережающим и запаздывающим стробированием, квадратичный алгоритм, алгоритм M&M и алгоритм идеальной синхронизации (рисунок 7.36).

На первом выходе блока 2 «Символьная синхронизация» формируется сигнал, пропорциональный оценке текущей ошибки синхронизации, который после дискретизации по уровню и ограничения максимально возможного значения подается на второй вход этого же блока для управления моментом выборки из входного сигнала.

Сигнал на втором выходе блока «Символьная синхронизация» представляет собой выборки значений комплексных огибающих квадратурных каналов, взятые в моменты времени, задаваемые системой символьной синхронизации.

Эти значения после взятия проекции на действительную ось, преобразования биполярного сигнала в униполярный и понижения частоты дискретизации до $F_s = 1/\tau_s$ будут представлять собой демодулированные информационные символы. Сравнение потока передаваемых символов с потоком принимаемых (демодулированных) символов, осуществляемое в блоке 3 «Расчет вероятности ошибки» (рисунок 7.10), позволяет оценить вероятность ошибки приема символа для заданных условий моделирования. Результаты оценки вероятности ошибки вместе со значениями всех параметров запоминаются в файле на жестком диске и в дальнейшем используются для анализа и построения графиков.

Верификация и валидация разработанных имитационных моделей

Прежде, чем выполнить моделирование командной радиолинии для оценки ее помехоустойчивости в различных условиях функционирования, были проведены верификация и валидация модели, позволившие подтвердить ее соответствие заданным спецификациям и экспериментально оценить ее адекватность и степень соответствия известным теоретическим результатам.

Под *верификацией* (от лат. verificatio — доказательство, подтверждение) в области проектирования обычно понимают проверку соответствия конечного продукта определенным исходным требованиям.

Валидация (от англ. validation; франц. validation) (в соответствии с ГОСТ Р ИСО 9000-2008) определяется как подтверждение на основе представления объективных доказательств того, что требования, предъявляемые к конкретной системе (комплексу, устройству и т. п.), предназначенной для конкретного использования или применения, выполнены, декларируемые свойства и характеристики подтверждаются, а поставленная цель достигается. При этом условия применения могут быть реальными или смоделированными.

Верификация обычно связана с внутренним процессом управления качеством и имеет цель подтверждения, что созданный продукт соответствует требованиям спецификаций, нормативов или стандартов.

В несколько упрощенном представлении можно считать, что при разработке программного продукта проверка синтаксиса кода и его соответствия требованиям стандартов являются верификацией, в то время как валидация включает в себя

запуск программного кода и проверку результатов. Как правило, валидация выполнятся после того, как выполнен процесс верификации.

Еще одним отличием данных понятий является то, что верификация выполняется всегда, а вот необходимость в валидации может и отсутствовать. Она появляется только тогда, когда возникают специфические требования, связанные с конкретным применением продукции.

Таким образом, верификация выполняется путем проверки соответствия характеристик продукции заданными формальным требованиями, а валидация — осуществляется на основе анализа характеристик продукции в заданных условиях применения, и ее результатом является вывод о возможности применения продукции в этих конкретных условиях.

Результаты одного из тестовых экспериментов приведены на рисунке 7.50, где изображена теоретическая зависимость вероятности символьной ошибки от битового отношения сигнал-шум для гауссова канала и экспериментально полученная с использованием разработанной имитационной модели аналогичная зависимость. Видно, что наблюдается хорошее совпадение теоретических и экспериментальных результатов, подтверждающее возможность использования разработанных программно-математических средств для анализа помехоустойчивости данного класса систем связи.



Рис. 7.50. Вероятность битовой ошибки

На рисунке 7.51 приведены результаты теоретических расчетов зависимости вероятности символьной ошибки от битового отношения сигнал-шум для гауссового канала с АБГШ и бинарной фазовой модуляцией с учетом неидеальной работы системы символьной синхронизации [7.33, 7.37].

Видно, что ошибки символьной синхронизации, в принципе, могут оказать существенное влияние на помехоустойчивость передачи информации. При этом вопрос о взаимосвязи величины ошибки слежения системы символьной синхронизации с отношением сигнал-шум остается открытым, и эта взаимосвязь существенно зависит от выбранного алгоритма синхронизации.



Рис. 7.51. Вероятность битовой ошибки

Что касается влияния на систему синхронизации совместно с АБГШ случайных импульсных помех, в том числе и от ЭРД, то в настоящее время исчерпывающий анализ в литературе отсутствует. Некоторые аналитические расчеты могут быть проведены на основе полученных в разделе 7.3 дискриминационных и флуктуационных характеристик. В то же время результаты имитационного моделирования системы связи с учетом совместного воздействия АБГШ и ИП, формируемой ЭРД, как на информационный канал, так и на канал символьной синхронизации, позволяют более точно оценить их совместное влияние на помехоустойчивость и, соответственно, степень опасности для различных условий функционирования.

7.4.2. Анализ помехоустойчивости радиолинии системы космической связи с учетом одновременного воздействия нетеплового излучения ЭРД и АБГШ на канал передачи информации и канал символьной синхронизации. Ниже приведены результаты оценки вероятности символьной ошибки (как функции отношения сигнал-шум E_b/N_0 и отношения сигнал-помеха $h_{sp}^2 = E_s/W_p(0)$), полученные на основе проведения серии экспериментов с описанными выше имитационными моделями.

На рисунках 7.52–7.55 представлены зависимости вероятности ошибки от отношений сигнал-шум и сигнал-помеха, соответственно, для значений параметра $\mu = \frac{\tau_s}{\pi}$

0,1; 1; 10 и 100. Данные зависимости получены для коэффициента усиления в контуре слежения системы символьной синхронизации g = 0,0125, что соответствует усреднению в контуре примерно на интервале 40 символов. Видно, что при данной постоянной времени контура символьной синхронизации все кривые находятся как бы на некоторой подставке относительно эталонной кривой помехоустойчивости ΦM -2 без ИП. При этом наблюдается существенное влияние ошибок синхронизации на помехоустойчивость системы связи, приводящее к энергетическому проигрышу примерно в 1 дБ.

Аналогичные зависимости, полученные для коэффициента усиления в контуре слежения системы символьной синхронизации g = 0,00125, что соответствует



Рис. 7.52. Вероятность битовой ошибки



6

 E_b/N_o , дБ

10

12

= 0 дБ

= 5 дБ

= 10 дБ

= 15 дБ

 $h_{en}^2 = 20 \ дБ$

BPSK (теория

4

2

 $\mu = 1.0$



Рис. 7.54. Вероятность битовой ошибки

Рис. 7.55. Вероятность битовой ошибки

усреднению в контуре примерно на интервале 400 символов, представлены на рисунках 7.56–7.59. При этом характеристики помехоустойчивости практически совпадают со случаем идеальной символьной синхронизации.

Таким образом, если динамические характеристики изменения задержки в канале связи позволяют обеспечить постоянную времени контура слежения системы символьной синхронизации больше чем несколько сотен информационных символов, то помехоустойчивость системы связи в условиях совместного воздействия АБГШ и ИП, формируемой ЭРД, будет определяться в основном помехоустойчивостью информационного канала. То есть по результатам имитационного моделирования, максимально приближенного к реальным условиям функционирования, можно сделать вывод, что в условиях воздействия ИП, формируемой ЭРД, система символьной синхронизации при правильном выборе параметров имеет большую помехоустойчивость к воздействию данного вида помех, нежели информационный канал.

Полученные зависимости могут быть использованы при проектировании и выборе параметров радиолиний космической связи.





Рис. 7.56. Вероятность битовой ошибки

Рис. 7.57. Вероятность битовой ошибки



Рис. 7.58. Вероятность битовой ошибки

Рис. 7.59. Вероятность битовой ошибки

7.5. Имитационное моделирование радиолинии космической связи с учетом одновременного воздействия нетеплового излучения ЭРД и АБГШ на канал передачи информации и каналы символьной и фазовой синхронизации

Следующим шагом в анализе влияния на помехоустойчивость передачи информации совместного воздействия нетеплового излучения ЭРД и АБГШ является изучение воздействия данных помех одновременно на каналы символьной и фазовой синхронизации. Постановка задачи и основные параметры сигналов и помех используются такие же, как и в разделе 7.4.

7.5.1. Имитационная модель радиолинии системы космической связи с учетом одновременного воздействия нетеплового излучения ЭРД и АБГШ на канал передачи информации и каналы символьной и фазовой синхронизации. Отличительной особенностью имитационной модели системы связи в данном случае является наличие канала фазовой синхронизации, который моделирует работу системы фазовой автоподстройки частоты (ФАП). Блок-схема модели радиосистемы связи приведена на рисунке 7.10. Блоки Symbol Synchronization и M-PSK Phase Recovery обеспечивают моделирование систем символьной и фазовой синхронизации соответственно. Эквивалентная постоянная времени систем фазовой и символьной синхронизации для приведенных ниже результатов выбрана равной $100\tau_s$. Кроме того, в данную модель введены блоки компенсации влияния импульсных помех QuadratureLim и QCompN. Первый из них реализует известный алгоритм ШОУ и включает в себя ограничитель уровня импульсной помехи с управляемым уровнем ограничения. Второй блок представляет собой квадратурный компенсатор импульсных помех и осуществляет выделение и стробирование импульсных помех в соответствии с алгоритмом, описанным в [7.39]. Блок-схема квадратурного компенсатора импульсных помех приведена на рисунке 7.60. Более подробно алгоритм его работы и характеристики помехоустойчивости будут рассмотрены ниже.

В рассматриваемой модели радиолинии предусмотрены коммутаторы, позволяющие без модификации самой модели осуществлять моделирование различных вариантов радиолинии. Так например, можно включать и отключать помехи в виде АБГШ и ИП, формируемой ЭРД, включать системы фазовой и символьной синхронизации или использовать режим идеальной синхронизации, включать различные режимы борьбы с импульсными помехами и т.д.

Все это повышает гибкость и эффективность моделирования, обеспечивает проведение быстрой калибровки и верификации модели, позволяет получать сопоставимые результаты в рамках единой среды моделирования.

7.5.2. Анализ помехоустойчивости радиолинии системы космической связи с учетом одновременного воздействия нетеплового излучения ЭРД и АБГШ на канал передачи информации и каналы символьной и фазовой синхронизации. С использованием разработанных моделей получены зависимости вероятности битовой ошибки от битового отношения сигнал-шум h_{sn}^2 для различных значений отношения сигнал-помеха h_{sp}^2 . Данные зависимости приведены на рисунках 7.61-7.64 для значений параметра μ 0,1; 1; 10 и 100 соответственно. Как следует из сравнения данных результатов с полученными ранее, учет воздействия импульсной помехи, формируемой ЭРД, и АБГШ на канал фазовой синхронизации приводит к увеличению вероятности битовой ошибки.

Количественные оценки влияния импульсной помехи, формируемой ЭРД, на помехоустойчивость системы связи приведены на рисунках 7.65–7.78. На данных графиках отображены зависимости логарифма отношения вероятности битовой ошибки в условиях воздействия импульсной помехи на информационный канал и каналы символьной и фазовой синхронизации к вероятности битовой ошибки в случае, когда помехой является только АБГШ и синхронизация идеальна. Видно, что при всех значениях параметра μ присутствие импульсной помехи существенно влияет на увеличение вероятности битовой ошибки. Причем это влияние тем больше, чем больше отношение сигнал–шум и меньше отношение сигнал–помеха.

Более привычной является оценка степени ухудшения помехоустойчивости в терминах энергетического проигрыша. Зависимости энергетического проигрыша системы связи, функционирующей в условиях воздействия импульсных помех на информационный канал и каналы символьной и фазовой синхронизации, по отношению к системе, использующей гауссов канал в условиях идеальной синхронизации, полученные на основе моделирования, приведены на рисунках 7.69–7.72. Для удобства сравнения зависимость энергетического проигрыша построена не от вероятности ошибки, а от отношения сигнал-шум, однозначно связанного с вероятностью ошибки в гауссовом канале при идеальной синхронизации.

Анализ полученных результатов показывает, что при большом отношении сигналпомеха, порядка 20 дБ и более, энергетический проигрыш определяется в основном







Рис. 7.61. Вероятность битовой ошибки



Рис. 7.62. Вероятность битовой ошибки



Рис. 7.63. Вероятность битовой ошибки



Рис. 7.64. Вероятность битовой ошибки



Рис. 7.65. Увеличение вероятности битовой ошибки

Рис. 7.66. Увеличение вероятности битовой ошибки



Рис. 7.67. Увеличение вероятности битовой ошибки

Рис. 7.68. Увеличение вероятности битовой ошибки

 $\mu = 1.0$

– h_{sn}^2 = 15 дБ

→ $h^{2^{+}}_{sp}$ = 20 дБ

 $h_{sp}^2 = 0$ дБ

- $h_{sp}^2 = 5$ дБ - $h_{sp}^2 = 10$ дБ

2

4



Рис. 7.69. Энергетический проигрыш за счет Рис. 7.70. Энергетический проигрыш за счет воздействия ИП



Рис. 7.71. Энергетический проигрыш за счет Рис. 7.72. Энергетический проигрыш за счет воздействия ИП

воздействия ИП

6

 $h_{\!sn}^2$, дБ

8

10

 $\overline{12}$



воздействия ИП
влиянием АБГШ на каналы фазовой и символьной синхронизации и равен примерно 0,5–2 дБ. При увеличении уровня импульсной помехи, когда отношение сигнал-помеха равно 0; 5; 10 дБ, энергетический проигрыш возрастает и может достигать 1–16 дБ (см. рисунки 7.69–7.72). При этом, начиная с некоторого значения отношения сигнал-шум, его увеличение приводит к увеличению энергетического проигрыша, что объясняется уменьшением крутизны зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал-шум из-за влияния импульсной помехи, которая проявляется тем сильнее, чем меньше уровень шума и больше уровень помехи.

Влияние ИП, формируемых ЭРД, оказывается существенным для рабочих отношений сигнал-шум порядка 10-12 дБ и отношений сигнал-помеха, меньших 20 дБ. При этом энергетический проигрыш за счет воздействия ИП может составлять от единиц до десятков дБ (в зависимости от отношения сигнал-шум и сигнал-помеха). Наблюдается также существенное влияние ошибок синхронизации на помехоустойчивость системы связи, приводящее к энергетическому проигрышу примерно в 1 дБ. Поэтому при проектировании радиолиний космической связи с КА, оборудованными ЭРД, необходимо проводить оценку помехоустойчивости радиолинии с учетом данного класса помех.

7.5.3. Анализ помехоустойчивости радиолинии системы космической связи с квадратурным компенсатором импульсных помех. Квадратурный компенсаторо импульсных помех (рисунок 7.60) осуществляет выделение и стробирование импульсных помех в соответствии с алгоритмом, описанным в [7.39]. Принимаемая смесь полезного сигнала, например FBPSK, поступает на два квадратурных канала, в которых осуществляется предварительная фильтрация, выделение импульсов помехи, превышающих некоторый заданный уровень обнаружения, формирование управляющих импульсов, а затем осуществляется стробирование импульсов помехи и интерполяция принимаемого сигнала. Данный алгоритм учитывает наличие корреляционной связи импульсов помехи в квадратурных каналах и рассчитан на подавление импульсных помех с параметром $\mu > 1$.

На рисунке 7.73 приведены зависимости вероятности битовой ошибки для $\mu = 1$ при использовании данного компенсатора (зависимости № 41-2-3) в сравнении со случаем, когда меры по борьбе с импульсными помехами не применяются (№ 41-2-1). На рисунке 7.74 приведены аналогичные зависимости, которые позволяют сравнить эффективность квадратурного компенсатора импульсных помех (ККИП) (зависимости № 41-2-3) с квадратурным ограничителем импульсных помех (КОИП) (зависимости № 41-2-2). КОИП реализует широко известный алгоритм борьбы с импульсными помехами ШОУ (Широкая–Ограничитель–Узкая), обеспечивающий ограничение импульсных помех по амплитуде до согласованного фильтра.

Как видно из представленных результатов, ККИП при высоком уровне импульсных помех ($h_{sp}^2 < 10 \text{ дБ}$) обеспечивает существенный энергетический выигрыш как по сравнению с отсутствием борьбы с ИП, так и по сравнению с КОИП. В первом случае энергетический выигрыш составляет 4–8 дБ, а во втором — 1,5–5 дБ.

При сравнении ККИП и КОИП необходимо учитывать, что в каждом из них имеется пороговое устройство, которое характеризуется пороговым уровнем. В случае КОИП это уровень ограничения сигнала, а в случае ККИП — это уровень обнаружения ИП. Для того, что бы корректно сравнивать эффективность рассматриваемых компенсаторов, необходимо сравнение проводить для оптимальных значений этих порогов.

На рисунках 7.75–7.78 приведены зависимости, которые позволяют это сделать. Данные графики описывают зависимость битовой ошибки от порога ограничения U_l и порога обнаружения U_n . Для удобства отображения используется одна ось абсцисс



Рис. 7.73. Вероятность битовой ошибки



Рис. 7.74. Вероятность битовой ошибки

для этих порогов. Пороги нормированы к среднеквадратическому значению АБГШ. Графики на рисунках 7.75 и 7.76 построены для отношения сигнал-шум 5 дБ. Первый график соответствует идеальной синхронизации, второй — учитывает работу рассмотренных выше систем фазовой и символьной синхронизации. Видно, что неидеальность синхронизации влияет на помехоустойчивость при наличии каждого компенсатора. При отношении сигнал-помеха 0 и 5 дБ ККИП при оптимальном



Рис. 7.75. Вероятность битовой ошибки как функция порога ограничения



Рис. 7.76. Вероятность битовой ошибки как функция порога ограничения

 \rightarrow QLIP $h_{sp}^2 = 20 \, \mathrm{g} \mathrm{B}$ \rightarrow QCIP $h_{sp}^2 = 20 \, \mathrm{g} \mathrm{B}$





Рис. 7.77. Вероятность битовой ошибки как функция порога ограничения

Рис. 7.78. Вероятность битовой ошибки как функция порога ограничения

значении порога обеспечивает выигрыш примерно в 2 раза по вероятности по сравнению с КОИП. При больших отношениях сигнал-помеха и оптимальных значениях порогов ККИП и КОИП обеспечивают примерно одинаковую помехоустойчивость.

На рисунках 7.77 и 7.78 приведены аналогичные зависимости для отношения сигнал-шум 10 дБ. В этом случае наблюдается меньшая зависимость вероятности ошибки от функционирования систем синхронизации. Выигрыш по вероятности ошибки ККИП при оптимальном значении порога и отношении сигнал-помеха 0 и 5 дБ по сравнению с КОИП составляет соответственно примерно 4 и 3,5 раза.

Анализ предложенного технического решения показал, что ККИП может быть эффективно использован и для ИП, формируемых ЭРД, при этом его целесообразно использовать в сочетании с каналом измерения текущего уровня шумовых и импульсных помех для выбора оптимального значения порога обнаружения.

7.6. Заключение

Описанные в данном разделе аналитические и имитационные модели радиолиний космической связи с ФМ-2, функционирующие в условиях комбинированного воздействия АБГШ и ИП, формируемых ЭРД, позволяют осуществлять анализ помехоустойчивости и выбор параметров радиолиний в рассмотренных условиях и могут быть использованы при проектировании радиолиний космической связи с КА, оборудованными ЭРД.

Проведенный теоретический анализ и эксперименты на ЭВМ подтвердили достоверность результатов и выводов аналитических исследований, позволили уточнить количественные значения вероятности ошибки для более широкого диапазона значений варьируемых параметров и снять ряд ограничений, характерных для аналитических методов исследований.

Разработанные имитационные модели следящих систем символьной синхронизации: системы с опережающим и запаздывающим стробированием; системы синхронизации Гарднера и системы символьной синхронизации, использующей метод M&M, функционирующих в условиях совместного воздействия АБГШ и ИП, формируемой ЭРД, позволили определить базовые характеристики систем синхронизации — дискриминационную и флуктуационную характеристики, представляющие собой основу для проектирования и выбора параметров системы синхронизации.

Полученные по результатам моделирования зависимости ошибки смещения и флуктуационной ошибки от отношения сигнал-шум, сигнал-помеха и параметра μ , определяемого соотношением длительности информационного символа и средней длительностью импульса помехи, позволяют оценивать качество функционирования и выбирать параметры системы символьной синхронизации для широкого диапазона условий функционирования системы связи в условиях воздействия импульсных помех ЭРД.

На основании полученных в данном разделе результатов можно сформулировать ряд основных выводов и рекомендаций.

1. Влияние ИП, формируемых ЭРД, является существенным для рабочих отношений сигнал-шум порядка 10-12 дБ и отношений сигнал-помеха, меньших 20 дБ. При этом энергетический проигрыш за счет воздействия ИП может составлять от единиц до десятков дБ (в зависимости от отношения сигнал-шум и сигнал-помеха). Наблюдается также существенное влияние ошибок синхронизации на помехоустойчивость системы связи, приводящее к энергетическому проигрышу примерно в 1 дБ. Поэтому при проектировании радиолиний космической связи с КА, оборудованными ЭРД, необходимо проводить оценку помехоустойчивости радиолинии с учетом данного класса помех.

26 Попов Г.А.

2. Влияние ИП на помехоустойчивость радиолинии существенным образом зависит не только от энергетических характеристик информационного сигнала и ИП, то есть от отношения сигнал-помеха, но также и от соотношения временных параметров информационного сигнала и параметров ИП, формируемой ЭРД, а именно: от соотношения длительности информационного символа, средней длительности импульса помехи и среднего периода следования импульсов ИП. Наиболее опасной при одинаковых энергетических характеристиках является помеха с длительностью импульсов близкой к длительности информационного символа.

3. В случае наличия ИП от ЭРД при фиксированном отношении сигнал-помеха (например при фиксированной дальности связи) увеличение чувствительности или уменьшение шумовой температуры бортового приемника в области отношений сигнал-шум, характерных для максимальной дальности (8–12 дБ), не оказывает существенного влияния на характеристики помехоустойчивости радиолинии.

4. Наиболее перспективными путями повышения помехоустойчивости радиолинии при воздействии ИП от ЭРД являются:

 снижение уровня собственного электромагнитного излучения ЭРД в диапазоне частот работы командной радиолинии, например выбором соответствующих режимов работы ЭРД;

— выбор компоновки КА (расположения и ориентации ЭРД и приемных антенн) с учетом требования минимизации влияния собственного электромагнитного излучения ЭРД на приемный тракт командной радиолинии;

— выбор диапазона частот, используемого командной радиолинией, с учетом требования минимизации уровня собственного электромагнитного излучения ЭРД в этом диапазоне;

 разработка и реализация алгоритмов приема и обработки сигналов, устойчивых к воздействию ИП, в частности, использование ККИП в сочетании с каналом измерения текущего уровня шумовых и импульсных помех для выбора оптимального значения порога обнаружения;

 использование помехоустойчивых алгоритмов кодирования-декодирования, в частности, устойчивых к пакетным ошибкам.

Литература к главе 7

- 7.1. *Shepelavey B*. Non-Gaussian Atmospheric Noise in Binary Data Phase Coherent Communication Systems // IEEE Trans. On Communication Syst. 1963. V. CS-11, № 3. P. 280–284.
- 7.2. Gilbert E.N., Pollak H.O. Amplitude Distribution of Shot Noise // Bell Syst. Techn. J. 1960, № 2. P. 333–350.
- 7.3. Понкратов В.С., Антонов О.Е. Об оптимальном приеме бинарных сигналов на фоне негауссовых помех // Электросвязь. 1967, № 9. С. 25–33.
- 7.4. *Middleton D.* Statistical-Physical Models of Electromagnetic Interference // IEEE Trans. Electromagn. Compat. 1977. V. EMC-19, № 3. P. 106–127.
- 7.5. *Middleton D.* Procedures for Determining the Parameters of the First-Order Canonical Models of Class A and Class B Electromagnetic Interference // IEEE Trans. Electromagn. Compat. 1979. V. EMC-21, № 3. P. 190–208.
- 7.6. *Middleton D*. Canonical and Quasi-Canonical Probability Models of Class A Interference // IEEE Trans. Electromagn. Compat. 1983. V. EMC-25, № 2. P. 76–106.
- 7.7. Middleton D. Canonical Non-Gaussian Noise Models: Their Implications for Measurement and for Prediction of Receiver Performance // IEEE Trans. Electromagn. Compat. 1979. V. EMC-21, № 3. P. 209-220.
- 7.8. *Bello P.A., Esposito R.* A New Method for Calculating Probabilities of Error Due to Impulsive Noise // IEEE Trans. on Communication Technology. 1969. V. Com-17, № 3. P. 368–378.

- 7.9. *Spaulding A.D., Middleton D.* Optimum Reception in Impulsive Interference Environment. Part I: Coherent detection // IEEE Trans. Commun. 1977. V. Com-25, № 9. P. 910–923.
- 7.10. Spaulding A.D., Middleton D. Optimum Reception in Impulsive Interference Environment. Part II: Incoherent detection // IEEE Trans. Commun. 1977. V. Com-25, № 9. P. 924–934.
- 7.11. Huynh H.T., Fortier P., Vo B. Performance Analysis of M-PSK and M-DPSK in an Electromagnetic Interference Environment // 1998 IEEE International Symposium on Wireless Communications, Montréal, May 22–23, 1998.
- 7.12. Miyamoto S., Katayama M., Morinaga N. Performance analysis of QAM systems under class A impulsive noise environment // IEEE Trans. Electromagn. Compat. 1995. V. 37, № 2. P. 260–267.
- 7.13. Hamza M., Huynh H.T., Fortier P. Optimal detection of QAM in man-made noise environment // 1999 Vehicular Technology Conference, Houston, 16–20 May, 1998.
- 7.14. *Huynh H.T.*, *Vo B.*, *Fortier P.* Performance analysis of M-QAM in a non-Gaussian environment // International Journal of Electronics and Communications. 1997, № 5. P. 255–262.
- 7.15. Esposito R., Bello P.A. Error Probabilities Due Impulsive Noise in Linear and Hard-Limited DPSK Systems // IEEE Trans. on Communication Technology. 1971. V. Com-19, № 1. P. 14–20.
- 7.16. Bello P.A., Esposito R. The effect of impulsive noise on FSK digital communication // Archiv fur Electronik und Ubertragungstechnik. 1973. V. 27, № 1. P. 25–29.
- 7.17. Conte E., Corti E., Esposito R., Pescatori L. Error probabilities due to a mixture of Impulsive and Gaussian Noise in digital communication systems // Alta Frequenza. 1972. V. 41, № 4. P. 263-270.
- 7.18. Радиотехнические комплексы для управления дальними космическими аппаратами и для научных исследований / Под ред. Е.П. Молотова. — М.: ФИЗМАТЛИТ, 2007.
- 7.19. 34-m and 70-m Command. 205, Rev. A / DSMS Telecommunications Link Design Handbook. 810-005, Rev. E. December 15, 2002.
- 7.20. Brukhty V.I., Kirdyashev K.P. Microwave Oscillations as an Indicator of Anomalous Wall Erosion in SPT Accelerating Chamber // IEPC 99-107, 26 International Electric Propulsion Conference, Kitakyushu, Japan, 17–21 October 1999.
- 7.21. Beiting E.J., Garrett M.L., Pollard J.E. Spectral and Temporal Characteristics of Electromagnetic Emissions from the BPT-4000 Hall Thruster // American Institute of Aeronautics and Astronautics, AIAA-2006-5262.
- 7.22. Коржик В.И., Финк Л.М., Щелкунов К.М. Расчет помехоустойчивости систем передачи дискретных сообщений: Справочник / Под ред. Л.М. Финка. — М.: Радио и связь, 1981.
- 7.23. Вейцель В.А. Оценка достоверности передачи цифровой информации с помощью имитационной модели радиолинии. — М.: Изд. МАИ, 1990.
- 7.24. Важенин Н.А., Волковский А.С., Плохих А.П. Принципы анализа помехоустойчивости радиолиний дальней космической связи с космическими аппаратами, оснащенных маршевыми электроракетными двигателями // Космонавтика и ракетостроение. 2008. Вып. 3 (52). С. 43–50.
- 7.25. Важенин Н.А., Волковский А.С. Помехоустойчивость систем цифровой передачи информации при совместном воздействии шумовых и импульсных помех // Издательство МАИ. Вестник Московского авиационного института. 2010. Т. 17, № 6. С. 109–119.
- 7.26. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2003.
- 7.27. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989.
- 7.28. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982.
- 7.29. Горяинов В.Т., Журавлев А.Г., Тихонов В.И. Примеры и задачи по статистической радиотехнике / Под общей редакцией проф. В.И.Тихонова. Изд-во «Советское радио», 1970.
- 7.30. Вейцель В.А., Волковский А.С., Волковский С.А. и др. Радиосистемы управления / Под ред. В.А. Вейцеля. — М.: Дрофа, 2005.
- 7.31. 34-m and 70-m Command. 205, Rev. A / DSMS Telecommunications Link Design Handbook. 810-005, Rev. E. December 15, 2002.

- 7.32. Стиффлер Дж. Дж. Теория синхронной связи. М.: «Связь», 1975.
- 7.33. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2003.
- 7.34. *Прокис Дж.* Цифровая связь / Пер. с англ. Под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000. 800 с.
- 7.35. Васин В.А., Калмыков В.В., Себекин Ю.Н., Сенин А.И., Федоров И.Б. Радиосистемы передачи информации: Учебное пособие для вузов / под ред. И.Б. Федорова и В.В. Калмыкова. — М.: Горячая линия — Телеком, 2005. — 472 с.
- 7.36. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: Учеб. пособие. М.: Эко-Трендз, 2005. 392 с.
- 7.37. Heinrich Meyr, Marc Moeneclaey, Stefan A. Fechtel. Digital Communication Receivers. Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing. — John Wiley & Sons, Inc. 1997. ISBN 0-471-50275-8.
- 7.38. Gardner F.M. Phaselock Techniques: 2nd ed. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1979.
- 7.39. Важенин Н.А., Волковский А.С., Келин Т.Г. Квадратурный компенсатор импульсных помех. Заявка на изобретение RU2011150834/ от 14.12.2011, Вх. № 076317.

Глава 8

ПРИНЦИПЫ УЧЕТА ВЛИЯНИЯ ЭРД В ЗАДАЧАХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ (ЭМС)

8.1. ЭРД в задачах электромагнитной совместимости

8.1.1. Основные положения и определения. Под ЭМС радиоэлектронных средств (РЭС) понимается способность РЭС функционировать с требуемым качеством при воздействии непреднамеренных помех и не создавать недопустимых помех другим РЭС [8.1]. Под РЭС понимают техническую систему, состоящую из одного или нескольких радиопередающих и (или) радиоприемных устройств и вспомогательного оборудования. При этом непреднамеренной считают любую радиопомеху, создаваемую источником искусственного происхождения, не предназначенную для нарушения функционирования радиоэлектронных средств.

При описании ЭМС используют понятия: источники и рецепторы помех.

Источники электромагнитной помехи — класс любых устройств, которые могут создавать электромагнитное излучение.

Источники непреднамеренных электромагнитных помех можно разделить на две группы: естественные и искусственные.

Если рассматривается трасса распространения радиоволн Земля-космический аппарат (KA), то источники естественных помех могут быть земными и внеземными. Земные — атмосферные помехи и статические разряды. Источниками атмосферных помех являются электрические разряды во время гроз. В северных широтах источниками помех являются полярные сияния. Накопление электрических зарядов в осадках и последующий их разряд на элементах антенны, заземления или вблизи антенны также приводит к электромагнитным помехам. К числу естественных помех также следует отнести искажение сигналов в среде распространения.

К внеземным источникам помех относят помехи, обусловленные электромагнитным излучением солнца, планет, звезд и других небесных тел. В эту группу можно также включить помехи, возникающие при электризации орбитальных КА в магнитосфере Земли [8.2]. Их источниками являются разряды с поверхности КА в окружающую плазму, поверхностные и объемные разряды в диэлектрике.

Источниками искусственных электромагнитных помех являются радиоэлектронные устройства, принцип работы которых связан с излучением электромагнитной энергии (например: связные, радиовещательные, радионавигационные, радиолокационные и т. д.).

Электромагнитные помехи радиоэлектронным средствам создают также устройства, не предназначенные для излучения электромагнитной энергии (например различные электротехнические устройства). Помехи, создаваемые этими объектами, образуют широкий класс так называемых технических электромагнитных процессов [8.3].

Они подразделяются на две группы:

 — регулярные высокочастотные колебания, не предназначенные для излучения (они создаются гетеродинами радиоприемных устройств и т. д.);

— апериодические, случайно возникающие во времени помехи, как правило — с широким частотным спектром (они создаются контактами реле и выключателей, цепями коммутации, переходными процессами в газоразрядных приборах и т. д.).

Источниками помех также являются устройства, искажающие в силу специфики своей работы форму протекающего в цепи тока или напряжения (например, магнитные усилители и полупроводниковые выпрямители).

В отдельную группу можно отнести электрические ракетные двигатели (ЭРД), излучение которых носит сложный характер, включающий как регулярные, так и случайные составляющие.

Рецепторы электромагнитной помехи — все устройства, параметры которых изменяются (обратимо или необратимо) под действием электромагнитных помех.

Рецепторы можно разбить на две группы:

 — рецепторы, работающие на принципах извлечения полезной информации из окружающего электромагнитного поля (как правило, это радиоприемные устройства);

— рецепторы, которые по принципу своей работы не должны реагировать на внешние электромагнитные поля (например: цепи питания, контуры заземления, кабельные линии и т.д.).

Энергия помех может передаваться к рецептору через индуктивную или емкостную связь, общие сопротивления, путем электромагнитного излучения или через любую комбинацию этих каналов (в общем случае технические электромагнитные помехи могут проникать как через антенный тракт, так и по различным цепям).

Следует отметить, что воздействие помех на радиоприемные устройства может быть различным. Для большинства случаев, особенно при помехах от других комплексов РЭС, последние взаимодействуют с полезным сигналом аддитивно. Однако следует учитывать, что при высоком уровне помех (это часто имеет место при внутренних помехах комплексов РЭС) и при воздействии на приемник нескольких мешающих сигналов одновременно возникают явления блокирования, перекрестных и интермодуляционных искажений. Перечисленные эффекты обусловлены нелинейностями тракта приема. При этом действие блокирующей помехи приводит к изменению чувствительности приемника, а перекрестные и интермодуляционные помехи являются мультипликативными, и вызывают структурные изменения принимаемого сигнала.

8.1.2. Иерархия РЭС и принципы анализа их ЭМС. По степени сложности и характеру связей между отдельными РЭС можно выделить основные варианты совместного взаимодействия.

- Простейшее сочетание из двух РЭС (вырожденная группировка).

— Группировки РЭС, состоящие из функционально связанных между собой РЭС и обеспечивающие решение одной или ряда функциональных задач (например радиоэлектронный комплекс КА). В этом случае решается типичная внутрисистемная задача оценки электромагнитной совместимости комплекса РЭС.

— Группировки РЭС, состоящие из самостоятельных комплексов (объектов). Такие группировки объектов занимают в пространстве ограниченную область и называются локальными группировками (например, группировки спутников на геостационарной орбите). При этом решается задача комплексной оценки ЭМС между объектами (межсистемная оценка ЭМС), а в качестве источников помех рассматриваются РЭС, не принадлежащие объекту, в составе которого находится РЭС рецептор помехи. При этом оценка электромагнитной совместимости сводится к решению двух задач: внутренней и внешней.

Внешняя задача состоит в определении характеристик полезного и мешающих сигналов на входе приемника. При этом в оценке электромагнитной обстановки (ЭМО) необходимо учитывать как полезные, так и мешающие сигналы, а также стохастическую природу процессов их формирования и распространения.

Внутренняя задача состоит в определении степени воздействия непреднамеренных помех на качество функционирования (эффективность) отдельных радиоэлектронных средств, а через них — на качество функционирования комплекса РЭС в целом.

В итоге получаем четырехэтапную схему решения задачи оценки ЭМС.

На первом этапе решается внешняя задача оценки ЭМО. Результатом решения этой задачи должны быть количественные детерминированные и вероятностные характеристики полезных и мешающих сигналов, воздействующих на приемное устройство каждого из РЭС. Заметим, что ЭМО представляется совокупностью только тех мешающих сигналов, которые потенциально опасны в отношении нарушения ЭМС, то есть используется усеченная выборка непреднамеренных помех. В нашем случае это означает, что мы оцениваем только те части спектра общего излучения ЭРДУ и ее элементов, которые попадают в полосы пропускания анализируемых РЭС.

Второй этап предусматривает оценку качества функционирования (эффективности) отдельных РЭС. Результат решения задачи второго этапа характеризует степень влияния непреднамеренных помех на качество приема полезного сигнала, то есть оценивает эффективность РЭС, функционирующего в определенной помеховой обстановке.

На третьем этапе решается задача оценки качества функционирования (эффективности) комплекса РЭС в целом. При этом должно учитываться не только качество функционирования отдельных РЭС в сложившейся ЭМО, но и логика функциональной взаимосвязи отдельных РЭС в комплексе.

Четвертым этапом является оценка ЭМС группировки РЭС. При этом должны анализироваться три вида группировок (рассмотренных выше) РЭС и в соответствии с этим решаться задачи внутрисистемной и межсистемной оценок ЭМС РЭС по критерию сохранения эффективности при воздействии непреднамеренных помех.

Отсюда следует, что критерии оценки ЭМС должны базироваться на показателях качества функционирования (эффективности) РЭС.

8.1.3. Критерии ЭМС. В настоящее время для большинства РЭС установлены определенные нормы и стандарты качества работы, учитывающие техническую осуществимость и экономический фактор. Эти нормы определяют, например, минимально допустимое отношение полезного сигнала к шуму на входе (выходе) приемника, при котором обеспечивается нормальная работа конкретного РЭС.

При работе нескольких РЭС в общих полосах частот неизбежно возникновение взаимных помех; для обеспечения их нормальной работы устанавливаются критерии ЭМС [8.4, 8.5].

К этим критериям предъявляются противоречивые требования, основанные на компромиссе между максимально допустимом уровнем помехи для одного РЭС и минимальным уровнем мощности передачи, обеспечивающим заданное качество

работы другого РЭС. Поэтому критериями ЭМС, как правило, служат такие значения взаимных помех, при которых обеспечивается нормальная работа совмещаемых РЭС. Приведем наиболее распространенные критерии ЭМС [8.4].

1. Допустимый уровень помехи на выходе приемника составляет заданную долю от полного допустимого уровня шума (применяется в системах спутниковых радиослужб и составляет 10–20%).

2. Допустимый уровень помехи определяется через защитное отношение (минимальное отношение мощностей полезного и мешающего сигналов на входе приемника). Для спутниковых систем передачи телевизионных сигналов этот критерий составляет 20-50 дБ в зависимости от видов полезных и мешающих сигналов.

3. Допустимый уровень помехи на входе приемника составляет заданную долю собственных шумов приемника. Например, для спутниковых радионавигационных систем уровень мешающего сигнала на входе приемника должен находится на 5–10 дБ ниже уровня собственных шумов приемника.

Как правило, критерии ЭМС разрабатываются международными консультационными комитетами и отражаются в соответствующих нормативных документах.

8.1.4. Процедура расчета ЭМС при наличии ЭРД. Если задана помеховая обстановка, выбран критерий ЭМС, то можно перейти к расчетам, позволяющим определить условия совместимости конкретного РЭС с ЭРД в данной тактической ситуации.

Эти условия могут включать:

- минимальное допустимое расстояние между ЭРД и совмещаемым РЭС;

— значения необходимого подавления боковых лепестков диаграмм направленности приемной и передающей антенн совмещаемого РЭС;

 необходимый разнос КА (носителей РЭС), работающих в общих полосах частот, но обслуживающих разных потребителей.

Для предварительного расчета ЭМС можно пользоваться следующими простыми соотношениями. Предположим, что ЭРД моделируется точечным источником помехи, который может быть как изотропным, так и обладать направленными свойствами. Тогда плотность потока мощности изотропного источника помехи (с учетом сферической расходимости фронта волны на расстоянии r от него) в логарифмическом масштабе равна:

$$\Pi_{\pi} = P_{_{\Im\Pi}} - 10 \lg(4\pi r^2), \tag{8.1}$$

где Р_{эп} — эквивалентная, изотропно излучаемая мощность помехи (мощность излучения ЭРД в заданной полосе частот); *r* — расстояние от излучателя в метрах.

Если источник помехи обладает пространственной направленностью, то

$$\Pi_{\pi} = P_{\pi} + G_{\pi} - b_{\pi} - 10 \lg(4\pi r^2), \qquad (8.2)$$

где P_{n} — мощность источника помехи; G_{n} —коэффициент, характеризующий пространственную направленность (дБ); b_{n} — потери при излучении (потери в фидерном тракте).

На большом расстоянии от источника сферический фронт волны с большой точностью можно считать плоским. Поэтому мощность сигнала на входе приемника

прямо пропорциональна площади приемной антенны:

$$P_{np} = \Pi_n + 10 \lg S_{np} - b_{np}, \tag{8.3}$$

где $S_{\rm np}$ — эффективная площадь приемной антенны (м²); $b_{\rm np}$ — потери в фидерном тракте приемной антенны (дБ).

Используя связь эффективной площади антенны с ее усилением, можно записать:

$$P_{np} = \Pi_{n} + G_{np} - b_{np} - 10 \lg(\lambda^{2}/4\pi), \qquad (8.4)$$

где $G_{\rm np}$ — коэффициент усиления приемной антенны (дБ), λ — длина волны. С учетом (8.2) можно записать, что

$$P_{np} = P_{n} + G_{n} - b_{n} + G_{np} - b_{np} - 20 \lg(4\pi r/\lambda).$$
(8.5)

Таким образом, потери в свободном пространстве могут быть определены как

$$L_0 = P_{\pi} - P_{\pi p} = L_1 - G_{\pi} + b_{\pi} - G_{\pi p} + b_{\pi p}, \qquad (8.6)$$

где $L_1 = 20 \log(4\pi r/\lambda)$ — основные потери в свободном пространстве, то есть потери между изотропными антеннами.

В некоторых случаях важно знать напряженность поля *E* сигнала в месте приема, которая определяется соотношением

$$20 \lg E = P_{\pi} + G_{\pi} - b_{\pi} + 14,77 - 20 \lg r.$$
(8.7)

Действительные условия распространения радиоволн отличаются от идеализированных условий космического пространства. Влияние поверхности Земли, атмосферы и других факторов на распространение радиоволн обычно учитывается с помощью множителя ослабления. Численно он равен отношению напряженности поля сигнала в реальных условиях к напряженности поля в свободном пространстве на том же расстоянии от источника излучения. В общем случае множитель ослабления зависит от метеорологических условий, климатического района и изменяется во времени, поэтому он должен рассматриваться как случайная величина.

Основные потери распространения в этом случае определяться как

$$L_R = L_0 - V, (8.8)$$

где V — множитель ослабления (дБ).

Если известны потери в пространстве и мощность помехи, то фактическая мощность шумового сигнала на входе приемника рассчитывается по формуле (8.5). С другой стороны, эта величина лимитируется критериями ЭМС.

Например, если критерием ЭМС является допустимая мощность помехи в канале приема P_{nk} , то $P_{np \ \text{доп}}$ является функцией этого критерия и мощности полезного сигнала P_c :

$$P_{np \ \text{gon}} = F_1(P_{n\kappa}, P_c).$$
 (8.9)

При передаче цифровых сигналов критерием служит условие соблюдения заданной вероятности ошибки $P_{\text{ош}}$. В этом случае

$$P_{np \ \text{доn}} = F_2(P_{\text{ош}}, P_c).$$
 (8.10)

В тех случаях, когда критерием ЭМС является допустимое отношение мощности полезного сигнала к мешающему на входе приемника (защитное отношение в дБ) $q_{\text{доп}}$, то

$$P_{\rm np\ gon} = P_{\rm c} - q_{\rm gon}, \tag{8.11}$$

где P_c — минимальный уровень сигнала на входе приемника (дБ).

Если критерием служит разность уровней Δ (дБ) мощности теплового шума и мощности мешающего сигнала на его входе, то

$$P_{\rm np \ \text{gon}} = 10 \lg (kT_{\rm III} \Delta f_{\rm np} - \Delta), \tag{8.12}$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ — постоянная Больцмана, (Дж/К), $T_{\rm m}$ — температура шума приемной системы (К), приведенная к выходу приемной антенны, $\Delta f_{\rm np}$ — ширина полосы приемника (Гц), Δ — допустимая разность уровней (дБ), мощностей теплового шума и мешающего сигнала на входе приемника.

Для расчета Р_{пр доп} по формулам (8.9), (8.10) требуется знание конкретных видов полезного и мешающего сигналов. В формулах (8.11), (8.12) Р_{пр} определяется непосредственно по критериям ЭМС, что существенно упрощает анализ. Формула (8.5) является основополагающей и позволяет определить любую входящую в нее величину, считая остальные заданными.

Используя ее, можно в первом приближении сделать следующее:

1) проверить выполнение критериев ЭМС;

2) найти минимально допустимое расстояние между источником мешающего сигнала и совмещаемым РЭС;

3) рассчитать необходимую величину подавления боковых лепестков, используемых антенн;

4) определить ограничение на мощность мешающего сигнала в направлении РЭС, подверженного помехе.

В ряде случаев (при выполнении критериев ЭМС) такого анализа оказывается достаточно. При нарушении критериев следует переходить к более углубленным расчетам, что требует детальной конкретизации РЭС и видов используемых сигналов.

При рассмотренном выше подходе влияние ЭРД оценивается его вкладом в общую ЭМО. Знание ЭМО с учетом влияния ЭРД уже позволяет полностью решить задачу совместимости его с бортовыми системами КА.

Однако рассмотрение можно продолжить дальше, сведя его к решению двух классических задач ЭМС:

1) оценка устойчивости бортовых технических средств к электромагнитным помехам;

2) оценка помехоэмиссии бортовых технических средств.

В первом случае ЭРД может рассматриваться, как эталонированный источник электромагнитной помехи (с известными характеристиками), а остальные бортовые технические средства должны обладать необходимой устойчивостью к нему.

Во втором случае ЭРД может быть ограничен по величине собственной эмиссии излучения, и задача разработчиков будет заключаться в подтверждении этого факта.

8.1.5. Стандарты ЭМС. Следует отметить, что применительно к традиционным видам помех процедуры оценки ЭМС достаточно стандартизованы. Основополагающие (базовые) международные стандарты ЭМС в области устойчивости технических средств к электромагнитным помехам относятся к серии стандартов МЭК 61000-4, разработанных Техническим комитетом 77 и принятых в 1993–2000 гг.

В указанных стандартах установлены характеристики испытательных электромагнитных воздействий (электромагнитных помех) различного вида, номенклатура степеней жесткости испытаний технических средств на устойчивость к электромагнитным помехам, требования к испытательному оборудованию и методы соответствующих испытаний. Стандарты МЭК серии 61000-4 служат в качестве ссылочных документов при разработке стандартов на продукцию и широко применяются при проведении в регламентированных условиях испытаний технических средств на помехоустойчивость и подтверждении соответствия технических средств современным требованиям ЭМС [8.6]. В соответствии с указанными стандартами отечественными и зарубежными предприятиями выпускается широкая гамма оборудования для испытаний технических средств на устойчивость к электромагнитным помехам [8.7, 8.8]. С учетом требований этих стандартов применяются методы защиты от помех при конструировании, установке и эксплуатации технических средств.

Таким образом, при установлении требований помехоустойчивости определенного технического средства должен быть применен соответствующий стандарт (стандарты) ЭМС, установлен комплект стандартизованных испытательных электромагнитных воздействий, определены степени жесткости испытаний применительно к каждому воздействию и критерии качества функционирования технических средств при испытаниях.

Номенклатура стандартизованных электромагнитных помех, применяемых для регламентирования требований помехоустойчивости технических средств, установленная в стандартах МЭК серии 61000-4, соответствует в целом принятой МЭК номенклатуре внешних электромагнитных помех в местах размещения технических средств [8.6, 8.7]. В настоящее время она включает 17 видов электромагнитных воздействий. Соответственно разработаны и приняты 17 основополагающих стандартов МЭК, устанавливающих требования устойчивости технических средств к электромагнитным помехам различных видов. Россию в МЭК представляет ГОССТАН-ДАРТ, которому вменено в обязанности продвигать на территории РФ современные международные стандарты в области ЭМС. В связи с этим на основе международных стандартов МЭК серии 61000-4 Госстандартом России приняты и введены в действие

Таблица 8.1

№ п/п	Наименование электромагнитной помехи	Международный стандарт	Отечественный стандарт
1	Электростатические разряды	МЭК 61000-4-2-95	ГОСТ Р 51317.4.2-99
2	Радиочастотное электромагнитное поле	МЭК 61000-4-3-95	ГОСТ Р 51317.4.3-99
3	Наносекундные импульсные помехи	МЭК 61000-4-4-95	ГОСТ Р 51317.4.4-99
4	Микросекундные импульсные помехи большой энергии	МЭК 61000-4-5-95	ГОСТ Р 51317.4.5-99
5	Кондуктивные помехи, наведенные радио- частотными электро- магнитными полями	МЭК 61000-4-6-96	ГОСТ Р 51317.4.6-99
6	Кондуктивные помехи в полосе частот от 0 до 150 кГц	МЭК 61000.4-16-98	ГОСТ Р 51317.4.16-2000

Перечень стандартов

в 2000 г. гармонизированные отечественные стандарты ЭМС в области устойчивости к электромагнитным помехам технических средств народнохозяйственного применения (например, государственные стандарты серии ГОСТ Р 51317.4). Перечень стандартов МЭК серии 61000-4 и отечественных государственных стандартов серии ГОСТ Р 51317.4, гармонизированных со стандартами МЭК [8.8], для испытаний на помехоустойчивость, применительно к шести видам наиболее характерных воздействий приведен в таблице 8.1. Что касается всех остальных основных испытаний на электромагнитную совместимость, то они также регламентированы отечественным государственными стандартами и представлены в таблице 8.2. Несмотря на обилие перечисленных нормативных документов, следует констатировать, что применительно к ЭРД существующие стандарты ЭМС могут быть применены только косвенно, так как процедура испытания ЭРД (в первую очередь на помехоэмиссию) до сих пор окончательно не определена. А сам ЭРД как вид продукции не имеет в настоящее время самостоятельного законченного стандарта по ЭМС.

Таблица 8.2

ЭМС испытания							
Испытания на п	помехоэмиссию	Испытания на пом	Испытания на помехоустойчивость				
кондуктивную	излучаемую	к кондуктивным помехам	к излучаемым помехам				
ГОСТ Р 51318.11-99	ГОСТ Р 51318.11-99	ГОСТ Р 51317.4.2-99	ГОСТ Р 51317.4.3-99				
ГОСТ Р 51318.14-99	ГОСТ Р 51318.12-99	ГОСТ Р 51317.4.4-99	ГОСТ Р 50648-94				
ГОСТ Р 51318.15-99	ГОСТ Р 51318.14-99	ГОСТ Р 51317.4.5-99	ГОСТ Р 50649-94				
ГОСТ Р 51318.22-99	ГОСТ Р 51318.15-99	ГОСТ Р 51317.4.6-99	ГОСТ Р 50652-94				
ГОСТ Р 22505.97	ГОСТ Р 51318.22-99	ГОСТ Р 51317.4.11-99					
ГОСТ Р 51317.3.2-99	ГОСТ Р 22505.97	ГОСТ Р 51317.4.12-99					
ГОСТ Р 51317.3.2-99		ГОСТ Р 51317.4.13-99					
		ГОСТ Р 51317.4.14-99					
		ГОСТ Р 51317.4.16-99					
		ГОСТ Р 51317.4.17-99					
		ГОСТ Р 51317.4.28-99					
		ГОСТ 28751-90					
		ГОСТ 28751-91					

Стандарты на испытания

8.2. Перспективы развития стендовой базы в интересах задач ЭМС ЭРД

В главе 4 рассмотрены варианты комбинированных стендов в основу работы которых положен принцип разделения измерительных и вакуумных объемов. Их особенность заключалась в том, что основу стенда составляла вакуумная камера с «радиопрозрачным» отсеком, а безэховая зона формировалась за счет организации

412

временной безэховой камеры замкнутого и полузамкнутого объема. Несмотря на мобильность, использование таких камер связано с определенными недостатками, так как обеспечить безэховость высокого уровня в них затруднительно за счет упрощенной конструкции. Преодолеть указанные недостатки можно путем создания комбинированных стендов на базе существующих стационарных БЭК, обладающих высокими характеристиками безэховости.

8.2.1. Использование стационарных безэховых камер для задач ЭМС ЭРД. При проектировании можно предложить два варианта топологии стенда. Первый — двухуровневый, когда вакуумная камера вместе с откачными насосами располагается в помещении под БЭК, а «радиопрозрачный» отсек через отверстие в полу выступает в ее рабочий объем. Пример такого размещения показан на рисунке 8.1. Второй вариант предполагает, что вакуумная камера располагается во вспомогательном помещении, пристроенном к внешней стене БЭК, а «радиопрозрачный» отсек входит в объем БЭК через отверстие в боковой стенке. Пример такого размещения стенда показан на рисунке 8.2.

Вариант размещения вакуумной камеры в дополнительном помещении, пристроенном к боковой стене БЭК, более удобен, так как в этом случае можно свести к минимуму переделку БЭК и снять ограничения на конструкцию вакуумной камеры, связанную с размерами помещения. В технологическом помещении можно сразу предусмотреть мостовой кран, что облегчит сборку вакуумной камеры и ее эксплуатацию. При такой топологии стенда можно наращивать количество вакуумных насосов, располагая их на отдельных отсеках вакуумной камеры, что дает возможность в случае необходимости организовать испытания более мощных ЭРД. Для двух рассмотренных вариантов ЭРД размещается на торцевой поверхности диэлектрического отсека вакуумной камеры, который располагается внутри рабочей зоны БЭК. Это позволяет измерять по стандартным методикам основные характеристики помехоэмиссии, создаваемой перспективными электроракетными двигателями в задачах оценки электромагнитной совместимости с бортовой аппаратурой КА. Учитывая, что стационарные БЭК являются достаточно уникальными сооружениями и их количество ограничено, целесообразно рассмотреть возможности создания мобильных унифицированных безэховых камер с высокими характеристиками безэховости.

8.2.2. Особенности конструкций мобильных БЭК. Как правило, мобильная БЭК в своей основе имеет экранированное помещение (камеру), облицованное радиопоглощающими материалами, обеспечивающими требуемые характеристики безэховости. В настоящее время существующие стандарты (например ГОСТ Р 50414-92) распространяются на экранированные камеры (ЭК) с эффективностью экранирования до 120 дБ в полосе частот 0,01–37 500 МГц.

В зависимости от эффективности экранирования и конструктивного исполнения ЭК подразделяют на три класса в соответствии с таблицей 8.3.

Классы экранированных камер	I класс	II класс	III класс
Эффективность экранирования (дБ)	от 80 до 120	от 30 до 80	до 30 включ.
Конструктивное исполнение	Неразборная	Неразборная	Сборно-разборная

Таблица 8.3



Рис. 8.1. Пример расположения вакуумной камеры в подвале под безэховой камерой: 1 — вакуумная камера; 2 — диэлектрический отсек вакуумной камеры; 3 — криогенные насосы 4 — вакуумные затворы; 5 — предкамера; 6 — радиопоглощающее покрытие

Для определения помехоэмиссии технических средств экранированные помещения оборудуются радиопоглощающими материалами, обеспечивающим отсутствие переотражений в исследуемом диапазоне частот. Применяется полное и частичное покрытие экранированных помещений радиопоглощающим материалом. Последнее применяют для снижения резонансов, при этом, радиопоглощающий материал размещают на стенах и потолке в точках основного отражения электромагнитных

415



Рис. 8.2. Пример одноуровневого расположения БЭК и вакуумной камеры: 1 — вакуумная камера; 2 — диэлектрический отсек вакуумной камеры; 3 — криогенные насосы; 4 — вакуумные затворы; 5 — предкамера; 6 — радиопоглощающее покрытие

волн, что достигается при меньшей стоимости, чем для безэховых камер с полным покрытием.

В настоящее время широкое распространение получили экранированные камеры сборной модульной конструкции, которые выполнены из панелей, изготовленных из оцинкованной стали толщиной 2 мм [8.9]. Сборка камер производится методом болтового соединения с использованием специализированных сетчатых высокочастотных прокладок. Обобщенный вариант модульной конструкции малогабаритной экранированной камеры представлен на рисунке 8.3. Как видно из рисунка, такая экранированная камера обладает всеми необходимыми атрибутами, включая дверь, проходные сигнальные и силовые разъемы с фильтрами, внутренние радиочастотные поглотители и систему вентиляции. Рабочий диапазон частот таких экранированных камер может простираться от 10 кГц и до 40 ГГц, а эффективность экранирования составляет:

— магнитная составляющая: 70 дБ (10 кГц), 100 дБ (100 кГц-10 МГц), выше 10 МГц (100-120 дБ);

— электрическая составляющая: 100 дБ (10 кГц-100 МГц), плоская волна 120 дБ (100 МГц-1 ГГц), 100 дБ на 10 ГГц, 90 дБ на18 ГГц и 80 дБ на 40 ГГц.

Типовой вариант зависимости эффективности экранирования от частоты представлен на рисунке 8.4.

8.2.3. Дополнительное оборудование БЭК. Следует отметить, что существенное влияние на экранирование оказывают элементы, нарушающие электродинамическую однородность внутренней поверхности БЭК. К ним относятся: двери, вентиляционные отверстия, проходные разъемы сигнальной и питающей сетей, окна для наблюдения. Для сохранения параметров экранирования вентиляционные отверстия закрываются фильтрами, выполненными в виде сотовых решеток в однослойном или многослойном исполнении, которые могут обеспечивать коэффициент экранирования не менее 100 дБ. Современные фильтры питания могут обеспечивать подавление не менее 100 дБ в полосе частот от 14 кГц до 18 ГГц. Сигнальные фильтры, как правило, имеют полосу подавления до 40 ГГц с эффективностью не менее 100 дБ, исключая частоты полезного сигнала. Возможна также установка оптических



Рис. 8.3. Обобщенный вариант модульной конструкции экранированной камеры



Рис. 8.4. Зависимость затухания модульных панелей от частоты

линий связи. Экранированные камеры комплектуются дверями различных типов, основные из которых представлены на рисунке 8.5. Используются одностворчатые, двухстворчатые и сдвижные, при этом основная проблема заключается в необходимом экранировании дверного проема.

Как правило, используются различного типа ножевые контакты, например, как представленные на рисунке 8.6. Как видно из рисунка, конструкция контактов



Рис. 8.5. Варианты конструкций дверей экранированных камер

зависит от выполнения самого порога двери. Пороги могут быть разной высоты, а в некоторых случаях в качестве элемента порога может выступать сам пол. Все типы дверей должны обеспечивать требуемый коэффициент экранирования, приведенный выше для экранированных камер.

Если необходима установка фальшпола, то высота порога определяется его высотой. Измерительные и оптические кабели заводятся в экранированные камеры с помощью проходных разъемов, устанавливаемых на стены (см. рисунок 8.3). Возможна установка разъемов любых типов, в частности, N, SMA, SK, K, BNC, 7/16 и пр.

При размещении измерительных антенн в экранированной безэховой камере актуальным является вопрос о возможности изменения их расположения в пространстве. Это требуется, например, для изменения плоскости поляризации или для изменения

27 Попов Г.А.



Рис. 8.6. Варианты конструкций дверных ножевых контактов

угла визирования измерительной антенны. Для этих целей производится широкая номенклатура продукции, включающая антенные позиционеры и поворотные столы (см. рисунок 8.7 [8.9]).

8.2.4. Радиопоглощающие покрытия современных БЭК. В области создания радиопоглощающих покрытий хорошо известна продукция компания Emerson & Cuming Microwave Products (основной офис в Бельгии), которая производит стандартные геометрические поглощающие покрытия для безэховых камер [8.10]. Специально для измерений в интересах ЭМС выпускаются поглотители, основные марки которых приведены в таблице 8.4.

Характеристики данных радиопоглощающих материалов рассмотрим на примере твердотельного поглотителя из пенополиуретана марки **ECCOSORB VHP-NRL**. Основное его назначение — облицовка безэховых камер и покрытие находящейся внутри контрольно-измерительной аппаратуры, стоек и т. д. Обладает самыми высокими широкополосными характеристиками изо всех известных поглотителей для широких углов падения.

Внешний вид покрытия показан на рисунке 8.8, а типовые характеристики приведены в таблицах 8.5, 8.6. Как следует из анализа геометрических покрытий, их размеры существенно зависят от нижней границы требуемого частотного диапазона. Так например, для покрытий ECCOSORB VHP-NRL для обеспечения на нижней





Рис. 8.7. а — Антенный позиционер. б — Поворотный стол

Таблица 8.4

Наименование	Описание	Частота
ECCOSORB [®] VHP-NRL	Широкополосный пирамидальный поглотитель	100 МГц-90 ГГц
ECCOSORB [®] FS-NRL	Поглотитель с плоской верхней частью	Более 1 ГГц
ECCOSORB [®] HHP-NRL	Полый пирамидальный поглотитель	100 МГц-40 ГГц
ECCOSORB [®] CV-NRL	Широкополосный криволинейный пенный поглотитель	1,5 ГГц-40 ГГц

Таблица 8.5

Сорт покрытия VHP	Общая высота А (см)	Высота пирамиды В (см)	Ширина пирамиды С (см)	Высота основания D (см)	Количество пирамид на плас- тину	Bec, кг
VHP-2-NRL	5,6	4	1,9	1,6	1024	1,2
VHP-4-NRL	10,2	7,7	3,8	2,5	256	1,3
VHP-8-NRL	20,3	17,8	6,8	2,5	81	1,6
VHP-12-NRL	30,5	27,8	10,2	2,7	36	2,2
VHP-18-NRL	45,7	41,7	15,3	4	16	2,9
VHP-26-NRL	66,1	55,9	20,3	10,2	9	5,4
VHP-36-NRL	91,4	76,4	30,5	15	4	6,3
VHP-45NRL	114	93,7	30,5	20,3	4	9

Геометрические характеристики покрытий



Рис. 8.8. Размерные параметры покрытия ECCOSORB VHP-NRL

частоте диапазона 200 МГц поглощения падающей электромагнитной волны порядка –25 дБ потребуется использование пирамидальных элементов с высотой 114 см.

Если поднять нижнюю граничную частоту до 500 МГц, то для обеспечения поглощения порядка –25 дБ достаточно уже будет пирамид высотой 30 см. Это накладывает существенные ограничения на минимальные размеры безэховых камер.

8.2.5. Пример технической реализации мобильной БЭК. Вариант использования комбинированных стендов для исследования помехоэмиссии ЭРД был рассмотрен применительно к реализации на экспериментальной базе МАИ. За основу

таолица 0.0	Т	а	б	Л	И	Ц	а	8.6
-------------	---	---	---	---	---	---	---	-----

	120 МГц	200 МГц	300 МГц	500 МГц	1 ГГц	3 ГГц	5 ГГц	10 ГГц	15 ГГц	24 ГГц
VHP-2-NRL						-40	-45	-40	-45	-50
VHP-4-NRL						-45	-50	-45	-50	-50
VHP-8-NRL					-30	-50	-50	-50	-50	-50
VHP-12-NRL					-35	-50	-50	-50	-50	-50
VHP-18-NRL				-25	-40	-50	-50	-50	-50	-50
VHP-26-NRL			-25	-30	-40	-50	-50	-50	-50	-50
VHP-36-NRL		-20	-30	-35	-45	-50	-50	-50	-50	-50
VHP-45-NRL	-20	-25	-35	-40	-45	-50	-50	-50	-50	-50

Максимальное затухание покрытий при фронтальном падении волны



Рис. 8.9. Топология размещения оборудования на экспериментальном стенде

был взят экспериментальный стенд установки У2В. Топология размещения оборудования представлена на рисунке 8.9.

Установка содержит две металлические вакуумные камеры, соединенные шиберным затвором диаметром 1200 мм. Каждая камера снабжена своими откачными насосами, что позволяет реализовывать одновременно одно или два рабочих места с одновременным запуском двух ЭРД. Путем соединения двух объемов в один возможно испытывать ЭРД повышенной мощности. Левая вакуумная камера снабжена переходным фланцем, на который устанавливается «радиопрозрачный» диэлектрический цилиндр, размещенный в безэховой камере, находящейся при атмосферном давлении.

При этом максимально достижимые размеры БЭК определяются размером основного помещения и составляют 4,44 м × 4,25 м × 4,0 м. ЭРД устанавливается на левой стенке диэлектрического цилиндра, а ось его струи направлена вдоль оси «радиопрозрачного» диэлектрического цилиндра и последующей металлической вакуумной камеры. В такой БЭК можно проводить практически все необходимые виды измерений в интересах задач ЭМС. Так, например, для определения помехоэмиссии ЭРД в БЭК может устанавливаться одновременно или последовательно набор измерительных антенн, подключенных через проходные коаксиальные разъемы к аппаратуре спектрального и временного анализа, расположенной вне помещения БЭК. Такая гибкость позволяет выбрать оптимальное сочетание скорости измерения и чувствительности.

На рисунке 8.9 представлен вариант обеспечения максимальных размеров БЭК, которые можно реализовать на данном стенде. Однако реальная эксплуатация такой конструкции затруднительна. Это связано с тем, что измерения в интересах ЭМС проводятся не постоянно, а сам стенд должен эксплуатироваться и для других задач. В этом случае, при проведении испытаний ЭРД, связанных, например, с подтверждением рабочих характеристик двигателя, «радиопрозрачный» цилиндр будет дополнительно подвергаться воздействию плазменных струй ЭРД, что быстро исчерпает его ресурс по электрофизическим свойствам. Поэтому при разработке БЭК была принята концепция обеспечения мобильности при интеграции БЭК с металлической вакуумной камерой. С этой целью в основу конструкции положена платформа, устанавливаемая на рельсовом пути, обеспечивающим возможность перемещения последней относительно неподвижной вакуумной камеры. При этом сама БЭК устанавливается непосредственно на перемещаемой платформе. Для сохранения эффективных размеров БЭК, диапазон перемещений должен быть невелик, порядка 1 м, что позволяет откатить безэховую камеру, отсоединить «радиопрозрачный» диэлектрический цилиндр и поставить на его место металлическую заглушку, обеспечивающую работоспособность основной вакуумной камеры, в которой могут продолжаться экспериментальные работы, связанные с эксплуатацией ЭРД. Естественно, что с учетом перемещений первоначальные линейные размеры БЭК должны быть уменьшены. Общий вид БЭК с перемещаемой платформой представлен на рисунке 8.10, размещение ЭРД на рисунках 8.11, 8.12 а основные технические характеристики приведены в таблице 8.7. Новизна предложенного технического решения защищена патентом PΦ [8.11].



Рис. 8.10. Общий вид экспериментального стенда

При реализации основу конструкции БЭК составила экранированная камера, собранная из стандартных сендвич-панелей, поставляемых немецкой фирмой Emc-Technik & Consulting [8.9]. Стандартные размеры сендвич-панелей составляют: 2438 × 1219 мм и 3048 × 1219 мм. При необходимости могут быть изготовлены

Таблица 8.7

№	Наименование	Примечание	Кол-во
1.	Экранированная камера (ЭК)	Изготавливается в виде модульной многослойной конструкции	1
2.	Внутренние размеры (Д \times Ш \times В)	$3714 \times 3714 \times 3353$ мм	
3.	Внешние размеры (Д \times Ш \times В)	$3934 \times 3934 \times 3490$ мм	
4.	Коэффициент затухания в экранировке	 70 дБ при 10 кГц, 100 дБ в диапазоне от 100 кГц до 10 Мгц (магнитное и электрическое поля); 100 дБ от 100 МГц до 1 ГГц (плоская волна); 80 дБ от 1 ГГц до 20 ГГц (СВЧ) 	
5.	Экранирующие панели (модульная многослойная конструкция)	Для потолка, стен и пола, толщина 20 мм	общая площадь 77,4 м ²
6.	Экранированная одностворчатая дверь	2,00 × 1,30 м (В × Ш), с ножевым контактом, с порогом высотой около 500 мм, открывается вручную на внешнюю сторону, с креплением слева	1 шт.
7.	Радиопоглощающие покрытия	Расположены по всей внутренней поверхности экранированной камеры. Коэффициенты поглощения покрытий при нормальном падении волн: 30 дБ на 300 МГц, 40 дБ на 1 ГГц, 50 дБ на 6 ГГц, 50 дБ на 20 ГГц	общая площадь 77,4 м ²
14.	EMC-фильтр для линий питания переменного тока	тип SR 23752 250 В/ 0-60 Гц/ 2 × 16 А, для подводки питания и освещения, с высоким коэффициентом затухания: 100 дБ от 10 кГц до 18 ГГц	1 шт
15.	Точечные источники света	230 В, 150 Вт — галогеновые лампы, устанавливаемые по краю камеры в потолке	4 шт
16.	Диэлектрический настил	Располагается над абсорберами, шириной 1,8 м, от диэлектрического цилиндра до двери, высотой около 500 мм, заподлицо с порогом двери	общая площадь 7 м ²

Основные технические характеристики БЭК



Рис. 8.11. Размещение ЭРД в диэлектрическом цилиндре



Рис. 8.12. Общая геометрия БЭК

панели нестандартных размеров. При монтаже использовался формирующий каркас из металлических швеллеров, к которым крепились экранирующие панели. Швеллера располагались на внешней и внутренней поверхностях экранированной камеры и стягивались специальными винтами. Конструкция разъемного крепления представлена на рисунке 8.13, а на рисунке 8.14 приведена фотография, поясняющая сборку угловой части экранированной камеры.

БЭК снабжена специализированной дверью размером 2 м × 1,3 м. Через эту дверь в камеру транспортируется и монтируется диэлектрический цилиндр, а также вносятся и размещаются измерительные антенны. Внутри камера оборудуется радиопоглощающими покрытиями, обеспечивающими необходимую безэховость. При проектировании необходимо учитывать, что при использовании геометрических



Рис. 8.13. Конструкция разъемного соединения экранирующих панелей



Рис. 8.14. Фотография угловой части экранированной камеры

покрытий для достижения требуемого поглощения на низких частотах необходимо увеличивать геометрическую высоту адсорберов. Однако в обсуждаемом случае размеры БЭК достаточно ограничены, что требует решения оптимизационной задачи с учетом возможного ограничения исследуемого диапазона частот излучения ЭРД. Собранная экранированная камера располагается на передвижной металлической платформе размером 4 м \times 4 м, изготовленной из двух секций размером 4 м \times 2 м. Разбиение на две секции необходимо, чтобы обеспечить беспрепятственную доставку платформы в лабораторное помещение. Длина диэлектрического цилиндра составляет 1,5 м при диаметре 1 м. Это позволяет испытывать ЭРД различных типов, включая СПД-140. В общем случае ЭРД устанавливается на радиопрозрачной опоре, вдвигаемой горизонтально в диэлектрический цилиндр. Расстояние от среза ЭРД до металлической камеры определяется исходя из угла расходимости струи (с целью минимизации воздействия на боковые стенки).

Данный экспериментальный стенд может рассматриваться как очередной шаг в направлении разработки технических средств аттестации квалификационных и летных моделей ЭРД в рамках требований ЭМС.

Таким образом, полученные в данной главе результаты могут быть использованы при разработке наземных комплексов для испытания ЭРД на помехоэмиссию в интересах системных задач ЭМС, а также с целью последующей разработки нормативных документов и стандартов, в том числе и для систем космической связи.

8.3. Заключение

1. Проведенный анализ позволил наметить пути применения полученных экспериментальных и теоретических результатов для решения прикладных задач ЭМС. Так, применительно к задачам совместимости ЭРД с бортовыми системами КА предложена процедура учета вклада излучения двигателя в общую электромагнитную обстановку и разработана методика расчета ЭМС ЭРД с использованием типовых критериев.

2. Продолжены разработки в области дальнейшего совершенствования стендовой базы в интересах задач ЭМС ЭРД. Предложены пути развертывания комбинированных стендов на базе стационарных безэховых камер с высокими характеристиками безэховости. Определена их топология и даны рекомендации по размещению вакуумного оборудования, обеспечивающего работоспособность в наземных условиях современных ЭРД.

3. Проведены исследования в направлении создания мобильных БЭК с повышенными характеристиками безэховости. Показано, что в этом случае основу БЭК должна составлять экранированная камера с затуханием не менее 100 дБ в исследуемом диапазоне частот, которая может быть выполнена на основе модульной конструкции с использованием типовых экранированных панелей фирмы EMC-TECHNIK & CON-SULTING. Внутренность камеры покрывается радиопоглощающими покрытиями геометрического типа, среди которых могут быть рекомендованы покрытия ECCOSORB VHP-NRL фирмы Emerson & Cuming Microwave Products. В качестве дополнительного оборудования целесообразно использовать антенные позиционеры и поворотные столы.

4. Разработанные принципы и конструкторские решения прошли апробацию при создании мобильной БЭК, развернутой на базе экспериментальных стендов МАИ. Принципиально новым техническим решением было размещение мобильной БЭК на платформе, установленной на рельсовом пути, обеспечивающим возможность перемещения последней относительно неподвижной вакуумной камеры. Такая конструкция позволяет откатить БЭК, отсоединить «радиопрозрачный» диэлектрический цилиндр и поставить на его место металлическую заглушку, обеспечивающую работоспособность основной вакуумной камеры, в которой могут продолжаться экспериментальные работы, связанные с эксплуатацией ЭРД. При этом расширяется многофункциональность комплекса и продлевается ресурс работы «радиопрозрачной» вакуумной камеры. Новизна технического решения защищена Патентом РФ 107769 от 19.04.2011 г.

5. Полученные результаты могут быть использованы при разработке наземных комплексов для испытания ЭРД на помехоэмиссию в интересах системных задач ЭМС, а так же с целью последующей разработки нормативных документов и стандартов.

Литература к главе 8

- 8.1. Виноградов Е.М., Винокуров В.И., Харченко И.П. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. Л.: Судостроение, 1986г.
- 8.2. Новые наукоемкие технологии в технике: Энциклопедия. Т. 16. М., 2000. 296 с.
- 8.3. Хабигер Э. Электромагнитная совместимость. Основы ее обеспечения в технике. Энергоатомиздат, 1995.
- 8.4. Бородич С.В. ЭМС наземных и космических радиослужб. М.: Радио и связь, 1990. 272 с.

- 8.5. Теория и методы оценки электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств / Под ред. Ю.А. Феоктистова. М.: Радио и связь, 1988. 216 с.
- 8.6. Электромагнитная совместимость (ЭМС). Роль и значение стандартов Международной электротехнической комиссии МЭК // Технологии ЭМС. 2002, № 1, 2. С. 3–18, 21–32.
- 8.7. Кармашев В.С. Электромагнитная совместимость технических средств: Справочник. М.: Научно-технический производственный центр «Норт», 2001.
- 8.8. *Тухас В.А., Пожидаев С.В.* Комплекс оборудования для испытаний на электромагнитную совместимость // Технологии ЭМС. 2002, № 1. С. 41-46.
- 8.9. ЕМС-ТЕСНИК & CONSULTING. [Электронный ресурс] // Электрон. дан. 2010, Режим доступа: http://www.emc-technik.de/php/index.php, свободный.
- 8.10. EMERSON & CUMING MICROWAVE PRODUCTS. [Электронный ресурс] // Электрон. дан. 2010, Режим доступа: http://www.eccosorb.com, свободный.
- 8.11. Важенин Н.А., Плохих А.П., Попов Г.А., Козлов В.И., Арбатский В.М. «Испытательный стенд», Патент РФ 107769 от 19.04.2011г.

Список сокращений

API – Application Programming Interface

APL – Applied Physics Laboratory, Johns Hopkins University

ASIC – Application Specific Integrated Circuits

BPSK - Binary Phase Shift Keying

CCSDS – The Consultative Committee for Space Data Systems

COM – Component Object Model

CPFM - Continuous Phase Frequency Modulation

CPM – Continuous Phase Modulation

DNS - Domain Name System

DOQPSK – Differential Offset Quadrature Phase Shift Keying

DQPSK - Differential Quadrature Phase Shift Keying

DSN – Deep Space Network

DST – Deep Space Transponder

DTN – Disruption-Tolerant Networks (Delay-Tolerant Networks)

ESA – European Space Agency

ESOC – European Space Operations Centre

FCC – Federal Communications Commission

FPGA – Field Programmable Gate Arrays

FQPSK — Feher-patented QPSK

FQPSK-B — Butterworth-filtered FQPSK

GMSK – Gaussian Minimum Shift Keying

GPIB – General Purpose Interface Bus

HEMT – High Electron Mobility Transistor

 $IJF\text{-}QPSK-interference\text{-} and \ jitter\text{-} free \ QPSK$

IPN — Internet — InterPlaNetary Internet

ISAS – Institute of Space and Astronautical Science

ITU – International Telecommunications Union

IVI – Interchangeable Virtual Instruments

JAXA – Japan Aerospace Exploration Agency

JPL – Jet Propulsion Laboratory, NASA

LAN – Local Årea Network

LNA – Low Noise Amplifier

MCM – Multi-Chip Module

MMIC – Monolithic Microwave Integrated Circuit

MNLT - Memoryless NonLinear Transform

MSK – Minimum Shift Keying

NASA – National Aeronautics and Space Administration

NBW - Equivalent Noise Bandwidth

NRZ - Non Return to Zero

OQPSK – Offset Quadrature Phase Shift Keying

PCM – Pulse Code Modulation

PM - Pulse Modulation

PPT - Pulsed Plasma Thruster

PSCU – Power Supply and Control Unit

- PSK Phase Shift Keying
- QAM Quadrature Amplitude Modulation
- QPSK Quadrature Phase Shift Keying
- RAM Random Access Memory
- RBW Resolution Band Width
- ROM Read-Only Memory
- SBPSK Shaped BPSK
- SCPI Standardized Commands for Programmable Instruments
- SDST Small Deep Space Transponder
- SFCG Space Frequency Coordination Group
- SFSK Sinusoidal Frequency-Shift-Keying
- SOQPSK Shaped Offset QPSK
- SPT Stationary Plasma Thruster
- SSPA Solid-State Power Amplifier
- TCM trellis-coded modulation
- TTC Telemetry, Tracking and Command
- TWTA Traveling-Wave Tube Amplifier
- UDSC Usuda Deep Space Center
- USB Universal Serial Bus
- VBW Video Band Width
- VISA Virtual Instrument Software Architecture
- XPSK cross-correlated PSK
- $\pi/4$ -QPSK $\pi/4$ Quadrature Phase Shift Keying
- 8-PSK 8-Phase Shift Keying
- АБГШ аддитивный белый гауссов шум
- АИПД абляционный импульсный плазменный двигатель
- АКФ автокорреляционная функция
- АС анализатор спектра
- АЦП аналого-цифровой преобразователь
- АЧТ абсолютно черное тело
- БГШ белый гауссов шум
- БКРЛ бортовая командная радиолиния
- БПФ быстрое преобразование Фурье
- БЦ баллистический центр
- БЭК безэховая камера
- БЭВК безэховая вакуумная камера
- ВЧИД ионный двигатель с высокочастотным разрядом
- ГММС гауссова модуляция с минимальным частотным сдвигом
- ГО геометрическая оптика
- ГРК газоразрядная камера
- ДАС двигатель с анодным слоем
- ДЗР дифференциальный закон распределения
- ДКА дальний космический аппарат
- ДКС дальняя космическая связь
- ДНА диаграмма направленности антенны
- ДОР диаграмма обратного рассеяния
- ДСФМн-4 дифференциальная СФМн-4
- ДФМн-4 дифференциальная ФМн-4
- ДХ дискриминационная характеристика
- ЗБИС заказная большая интегральная схема
- ЗР закон распределения

- ЗУ запоминающее устройство ИД — ионный двигатель
- ИДПТ ионный двигатель с разрядом постоянного тока
- ИЗР интегральный закон распределения
- ИКМ импульсно-кодовая модуляция
- ИОС ионно-оптическая система
- ИП импульсная помеха
- ИПД импульсный плазменный двигатель
- ИПО искусственное плазменное образование
- ИХ импульсная характеристика
- к.н.д. коэффициент направленного действия
- к.п.д. коэффициент полезного действия
- КА космический аппарат
- КАМ квадратурная амплитудная модуляция
- КК коэффициент корреляции
- ККИП квадратурный компенсатор импульсных помех
- КОИП квадратурный ограничитель импульсных помех
- КПИ командно-программная информация
- ЛБВ— лампа бегущей волны
- ЛВС локальная вычислительная сеть
- ЛЧП линейная часть приемника
- МИУ метод интегральных уравнений
- МКА малые космические аппараты
- МКС Международная космическая станция
- ММС модуляция с минимальным частотным сдвигом
- МНФ модуляция с непрерывной фазой
- МО математическое ожидание
- МПДД магнитоплазмодинамический двигатель
- МСИ межсимвольная интерференция
- МШУ малошумящий усилитель
- НРТК наземный радиотехнический комплекс
- ПВС программно-временная система
- ПЛИС программируемая логическая интегральная схема
- ПО программное обеспечение
- ППМ приемо-передающий модуль
- РПМ радиопоглощающий материал
- РПП радиопоглощающее покрытие,
- РСДКС радиосистема дальней космической связи
- РСПИ радиосистема передачи информации
- РЭС радиоэлектронные средства
- СА спектроанализатор
- СБ солнечная батарея
- СБИС сверхбольшая интегральная схема
- СВ— случайная величина
- СВЧ сверхвысокие частоты
- СВЧИД ионный двигатель со сверхвысокочастотным разрядом
- СИП случайная импульсная помеха
- СКК сигнально-кодовые конструкции
- СКМ система компьютерной математики
- СКО среднеквадратическое отклонение
- СЛАУ система линейных алгебраических уравнений

СП — случайный процесс СПД — стационарный плазменный двигатель СПМ — спектральная плотность мощности СППМ — спектральная плотность потока мощности СФ – согласованный фильтр СФМн-4 — смещенная ФМн-4 ТЗ — техническое задание ТМИ — телеметрическая информация ТХУ — торцевой холловский ускоритель УЗДП — ускоритель с замкнутым дрейфом и протяженной зоной ускорения УЗДУ — ускоритель с замкнутым дрейфом и узкой зоной ускорения УО — уголковый отражатель УФК — устройство формирования кадра ФАПЧ — фазовая автоподстройка частоты ФК — функциональная команда ФКА – Федеральное космическое агентство (Роскосмос) ФМн-2 — бинарная фазовая манипуляция ФМн-4 — четырех позиционная фазовая манипуляция ФМн-8 — восьми позиционная фазовая манипуляция ФХ — флуктуационная характеристика ХИП — хаотическая импульсная помеха ХПД — холловский плазменный двигатель ЦДКС — центр дальней космической связи ЦСП — цифровой сигнальный процессор ЦУП — центр управления полетом ЧК — числовая команда ЧМНФ — частотная модуляция с непрерывной фазой ШОУ — широкая-ограничитель-узкая ЭДД — электродуговые двигатели ЭИИМ — эффективная изотропно излучаемая мощность ЭК — экранированная камера ЭМВ— электромагнитная волна ЭМО — электромагнитная обстановка ЭМД — электромагнитный двигатель ЭМП — электромагнитное поле ЭМС — электромагнитная совместимость ЭНД — электронагревный двигатель ЭПР — эффективная поверхность рассеяния ЭРД — электроракетный двигатель ЭРДУ — электроракетная двигательная установка ЭТД — электротермический двигатель ЭЦР — электронно-циклотронный резонанс