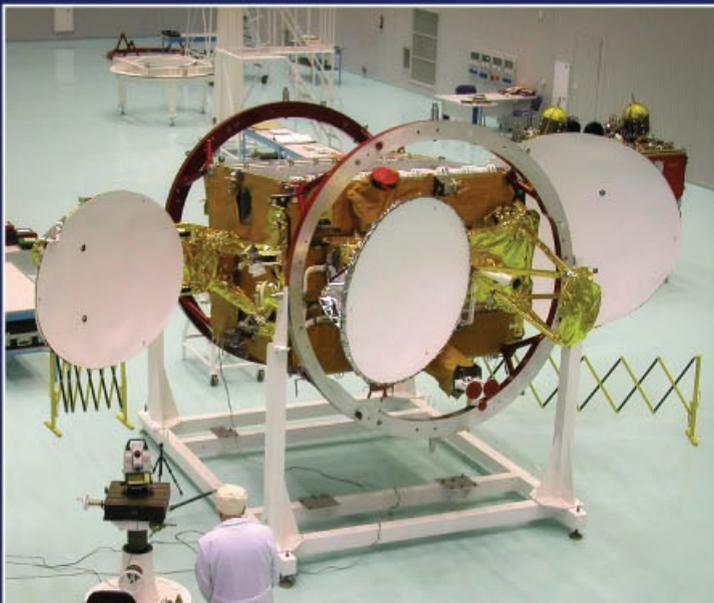


А.Г. Орлов  
Н.Н. Севастьянов

**БОРТОВОЙ РЕТРАНСЛЯЦИОННЫЙ  
КОМПЛЕКС (БРК) СПУТНИКА СВЯЗИ.  
ПРИНЦИПЫ РАБОТЫ,  
ПОСТРОЕНИЕ, ПАРАМЕТРЫ**



МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ  
НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ  
ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ

**А.Г. Орлов, Н.Н. Севастьянов**

**БОРТОВОЙ РЕТРАНСЛЯЦИОННЫЙ  
КОМПЛЕКС (БРК) СПУТНИКА СВЯЗИ.  
ПРИНЦИПЫ РАБОТЫ, ПОСТРОЕНИЕ,  
ПАРАМЕТРЫ**

*Научный редактор В.Н. Бранец, д-р физ.-мат. наук,  
проф., заслуженный деятель науки РФ*

Томск  
Издательский Дом Томского государственного университета  
2014

**УДК 629.7.05**

**ББК 39.67**

**О664**

**Орлов А.Г., Севастьянов Н.Н.**

**О664** Бортовой ретрансляционный комплекс (БРК) спутника связи.

Принципы работы, построение, параметры / науч. ред.

В.Н. Бранец. – Томск : Издательский Дом

Томского государственного университета, 2014. – 208 с.

**ISBN 978-5-94621-383-7**

Материалом для настоящей монографии явились результаты разработок бортовых ретрансляционных комплексов (БРК) для спутников «Ямал-100», «Ямал-200» и «Ямал-300К». Рассмотрены различные аспекты аппаратного построения БРК, построения современного многоствольного БРК, его составных частей, принципы работы БРК, его параметры, ряд физических процессов, возникающих при совместной ретрансляции сигналов, а также вопросы надежности. Приведена история развития проектов.

Для специалистов, занимающихся разработкой, заказами и эксплуатацией БРК и КА связи, а также студентов старших курсов и аспирантов.

**УДК 629.7.05**

**ББК 39.67**

**Рецензенты:**

д-р физ.-мат. наук, проф. *В.И. Биматов*,

д-р техн. наук, проф. *Т.Р. Газизов*

ISBN 978-5-94621-383-7

© Орлов А.Г., Севастьянов Н.Н., 2014

© Томский государственный университет, 2014

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ОТ РЕДАКТОРА .....	6
ПРЕДИСЛОВИЕ.....	12
ИСТОРИЯ РАЗВИТИЯ РОССИЙСКИХ КА СВЯЗИ И ВЕЩАНИЯ .....	14
ГЛАВА 1. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ БРК.....	18
1.1. Введение.....	18
1.2. Назначение и состав БРК.....	18
1.3. Частотный план .....	20
ГЛАВА 2. ЭЛЕМЕНТЫ ТЕХНИКИ СВЧ В ПРИЛОЖЕНИИ К БРК .....	23
2.1. Электродинамика волноводных и коаксиальных линий передач.....	23
2.2. Конкретные характеристики волноводных и коаксиальных линий передачи .....	26
2.3. Математические методы анализа СВЧ цепей.....	33
2.4. Примеры использования расчетных методов применительно к волноводным (коаксиальным) трактам в технике БРК.....	37
2.5. Фильтры СВЧ .....	45
ГЛАВА 3. ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛИНЕЙНЫХ СВЧ УСТРОЙСТВ .....	57
3.1. Шумовые характеристики двухполюсников и четырехполюсников .....	57
3.2. Шумовые характеристики СВЧ многополюсников.....	59
3.3. Шумовые характеристики приемных антенн .....	61
3.4. Примеры применения расчетных методов шумов к ферритовым СВЧ устройствам .....	62
ГЛАВА 4. ТИПОВЫЕ СТРУКТУРНО-ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ЕДИНИЦЫ РТР (ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И ПАРАМЕТРЫ).....	65
4.1. Приемное устройство РТР.....	65
4.2. Усилители мощности на ЛБВ .....	69
4.3. Входные и выходные мультиплексоры.....	74
4.4. Специальные устройства СВЧ, используемые при построении РТР .....	77
4.5. Типовые значения параметров структурно-функциональных единиц РТР БРК КА «Ямал» .....	84
ГЛАВА 5. АНТЕННЫЙ КОМПЛЕКС .....	86
5.1. Введение.....	86

5.2.	Электродинамика излучающих систем в дальней и ближней зонах .....	87
5.3.	Поляризационные характеристики антенн .....	91
5.4.	Вторичные параметры антенны .....	94
5.5.	Энергетическое взаимодействие пространственно разнесенных антенн ...	97
5.6.	Антенны СВЧ, применяемые в БРК .....	99
5.7.	Зеркальные параболические антенны .....	99
5.8.	Рупорные антенны .....	104
5.9.	Типы применяемых зеркальных антенн .....	105
5.10.	Зеркальные МЛА .....	107
5.11.	Типовые параметры АФУ, реализованные в программах «Ямал» .....	108
<b>ГЛАВА 6. ОСОБЫЕ ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ, ВОЗНИКАЮЩИЕ ПРИ ФУНКЦИОНИРОВАНИИ БРК .....</b>		<b>111</b>
6.1.	Статические и динамические газовые разряды .....	111
6.2.	Мультипакторный разряд в вакууме .....	113
6.3.	Нелинейные процессы в тракте БРК .....	117
6.4.	Интермодуляционные частоты в активных приборах РТР .....	119
6.5.	Пассивные интермодуляционные помехи .....	126
<b>ГЛАВА 7. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ БРК .....</b>		<b>131</b>
7.1.	Электрические характеристики составных частей БРК – РТР и АФУ .....	131
7.2.	Характеристики БРК .....	132
7.3.	Надежность БРК .....	138
7.4.	Электромагнитная совместимость БРК .....	142
7.5.	Принципы измерения параметров БРК .....	143
7.6.	Эксплуатационные особенности БРК в летных условиях .....	144
7.7.	Командно-телеметрические характеристики БРК .....	146
<b>ГЛАВА 8. КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЕ ИСПОЛНЕНИЕ УСТРОЙСТВ БРК .....</b>		<b>148</b>
8.1.	Особенности конструктивного выполнения устройств РТР .....	148
8.2.	Примеры конструктивного вида устройств РТР .....	149
8.3.	Примеры конструктивного исполнения антенн .....	157
8.4.	Примеры размещения аппаратуры РТР на панелях КА .....	159
<b>ГЛАВА 9. БРК РОССИЙСКОГО ПРОИЗВОДСТВА .....</b>		<b>163</b>
9.1.	Создание бортового ретрансляционного комплекса для КА «Ямал-100» – прорывной этап в развитии промышленного производства отечественных спутников связи .....	163
9.1.1.	Схемно-техническое построение БРК «Ямал-100» .....	164
9.1.2.	Выбор компонентов .....	166

9.1.3.	Надежность .....	167
9.1.4.	Проведение работ по изучению процессов работы БРК в условиях платформы КА «Ямал».....	168
9.1.5.	Построение антенной системы.....	169
9.1.6.	Обеспечение международной кооперации.....	170
9.1.7.	Заключение .....	170
9.2.	«Ямал-200» – промышленный образец БРК с повышенным частотно-энергетическим ресурсом на платформе КА «Ямал».....	171
9.2.1.	Отечественные инновационные технологии в БРК первых советских КА связи серии «Молния».....	171
9.2.2.	Инновационные технологии, использованные при создании БРК для КА «Ямал-200».....	173
9.2.3.	Итоговые результаты развития инновационных технологий при создании БРК для КА серии «Ямал» и их преемственность с БРК серии «Молния».....	177
9.3.	«Ямал-300К» – промышленный образец коммерческого БРК на платформе с повышенными энергомассовыми характеристиками .....	179
9.3.1.	Основные особенности построения и характеристики .....	179
ГЛАВА 10. НОВЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ В РАЗРАБОТКЕ БРК КА СВЯЗИ .....		186
10.1.	Введение.....	186
10.2.	Варианты построения адаптивного БРК, использующего «цифровые» технологии .....	188
10.3.	БРК Ка-диапазона.....	191
10.3.1.	Преимущества и недостатки Ка-диапазона .....	191
10.3.2.	Принципы построения БРК Ка-диапазона .....	194
10.3.3.	БРК Ка-диапазона в проектах ОАО «Газпром космические системы».....	198
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ .....		202
ЛИТЕРАТУРА .....		204

## ОТ РЕДАКТОРА

Материалы данной монографии базируются на опыте авторов, полученном при разработке и создании системы спутниковой связи и телевидения «Ямал». Эта система в настоящее время включает орбитальную группировку спутников связи «Ямал» и наземную инфраструктуру, обеспечивающую управление орбитальной группировкой, а также предоставление услуг спутниковой связи и трансляции теле и радиовещания. Ресурс спутниковой группировки «Ямал» широко используется для обеспечения связью предприятий Группы Газпром, а также других российских и зарубежных компаний.

Один из авторов монографии – Н.Н. Севастьянов является генеральным конструктором системы спутниковой связи и телевидения «Ямал», включая ее космический и наземный сегменты. Другой автор – А.Г. Орлов был главным конструктором бортовых ретрансляционных комплексов (БРК) спутников «Ямал-100», «Ямал-200» и «Ямал-300К». Совместная научно-техническая деятельность авторов и других разработчиков позволила создать современные отечественные спутники связи, не уступающие по характеристикам зарубежным аналогам.

Монография посвящена одному из направлений разработки спутников - созданию бортовых ретрансляционных комплексов. При создании спутников «Ямал» также были разработаны новая космическая служебная платформа, наземный комплекс управления полетом спутников, внедрены новые технологии в наземном оборудовании, которые формируют сегодня конкурентоспособные услуги спутниковой связи, телерадиовещания и широкополосного доступа.

Хорошо известно, что одним из первых практических применений космической техники стало создание спутниковой системы связи, осуществленное в лидирующих космических державах США и СССР практически одновременно – в середине 1970-х гг.

В Советском Союзе разработка первого спутника связи «Молния-1» была инициирована главным конструктором ОКБ-1 С.П. Королевым в 1962 г. с утверждением в Правительстве подготовленного им проекта постановления, обеспечивающего финансирование проекта и привлечение к работам необходимой кооперации. Первый работающий спутник появился на высокоэллиптической орбите (ВЭО), выбранной исходя из особенностей географического положения территории Советского Союза, 23 апреля 1965 г. Он обеспечивал телефонную связь и телевидение между центром и Дальним Востоком страны.

Впоследствии была организована передача всей документации, кооперации и производства по этому спутнику в красноярский филиал ОКБ-1, затем переименованный в НПО ПМ, во главе с заместителем С.П. Королева – М.Ф. Решетнёвым. Этому предприятию суждено было стать единственным

производственным центром по разработке и изготовлению спутников связи в интересах страны на последующие 25 лет.

С 1968 г. НПО ПМ начало производство спутников «Молния-1», далее оно осуществило серию модернизаций этого типа спутников. «Молния-2» выпускались с 1971 г. для сети земных станций «Орбита», с 1974 г. начал функционировать спутник «Молния-3». В этих модификациях последовательно наращивались и совершенствовались технические характеристики бортовых ретрансляторов, аппаратуры служебного борта для обеспечения связи в рамках Единой системы спутниковой связи двойного назначения. В 1975 г. НПО ПМ осуществило разработку и запуск на орбиту первого в стране геостационарного спутника связи «Радуга», создав тем самым следующую базовую модель космического аппарата связи.

Модернизация КА «Радуга» привела к созданию различных спутников связи гражданского и оборонного назначения, в частности, разновидностью «Радуги» стал КА «Экран», созданный в целях улучшения ТВ-вещания в регионах Сибири, первый запуск на ГСО состоялся в 1976 г.

В декабре 1978 г. на ГСО был выведен спутник «Горизонт» с БРК в С-и Ku-диапазонах, ставший основным спутником для обеспечения телевидения и связи. Ввод в эксплуатацию КА «Горизонт» позволил существенно увеличить пропускную способность каналов спутниковой связи в действующих системах «Орбита» и «Интерспутник».

В 1994–1996 гг. в эксплуатацию были введены спутники НПО ПМ «Галс» и «Экспресс» с мощностью солнечных батарей около 2 кВт и сроком активного существования 5–7 лет.

В США политика по спутниковой связи была четко сформулирована в послании Президента Дж. Кеннеди НАСА: «США приглашают все страны объединиться с США для разработки и создания программы коммерческих телекоммуникационных спутников для обеспечения глобальной связи». При этом Президент особо подчеркивал необходимость государственной поддержки исследований и разработок, равно как и помощи правительства, всем пользователям создаваемой системы в обеспечении доступа к ней. В рамках реализации этого послания под эгидой США в 1964 г. был создан телекоммуникационный спутниковый консорциум INTELSAT, в состав которого вошли 11 стран (США, Великобритания, Канада, Япония, Швейцария и др.). Первый связной спутник, заказанный этим консорциумом компании Hughes, был запущен на ГСО 28 июля 1965 г. Это был спутник Early Bird 1 (INTELSAT 1), обеспечивавший 240 телефонных каналов и 1 канал телевидения. Таким образом, было положено начало созданию коммерческой телекоммуникационной спутниковой индустрии Запада.

За последующие десятилетия расширилась индустрия коммерческих компаний по созданию и запуску на орбиту спутников связи и их эксплуатации. Ко-

личество фирм, производящих спутники связи и вещания, в мире невелико, но все они крупные и влиятельные. Первенство по производству спутников связи и вещания на мировом рынке сейчас прочно удерживают США. Приведём кратко перечень основных зарубежных компаний – производителей коммерческих спутников на 1996 г. (время начала разработки спутника связи «Ямал»):

– Hughes Space and Communications (сейчас входит в компанию Boeing США) на мировом рынке является лидером по количеству заказов и объёму продаж. Из 162 коммерческих спутников, действующих на начало 1997 г., 64 были производства Hughes. Последняя разработка и модель на рассматриваемое время – платформа HS702 – имела солнечные батареи из арсенида галлия и могла нести до 90 транспондеров при энергетике для полезной нагрузки до 10–12 кВт и ресурсе спутника до 15 лет;

– Lockheed Martin Astro Space (США) занимает второе место среди американских производителей спутников связи. Фирма специализируется в основном на создании средних по размеру платформ GE – 3000, 4000, 5000, 7000. Новая разработка фирмы на рассматриваемый момент – платформа A2100 – обеспечивала срок активного существования спутника 15 лет и имела мощность солнечных батарей около 7 кВт;

– Space Systems/Loral (США) за годы существования изготовила более 80 спутниковых систем для заказчиков всего мира. Базовой платформой для геостационарных спутников связи является платформа FS1300, которая была разработана в середине 1980-х гг. и постоянно совершенствуется. В 1997 г. мощность солнечной батареи платформы достигала более 8 кВт, а ресурс составлял 12 лет;

– Aerospatiale, MBV, Alcatel Space и Alenia Spazio, которые позже образовали Thales Alenia Space, с начала 1980-х гг. производили телекоммуникационные спутники на базе платформ семейства Spacebus. К 1997 г. было разработано несколько вариантов платформы: Spacebus-100, Spacebus-200, Spacebus-300, Spacebus-1000, Spacebus-2000, Spacebus-3000. За это время возможности платформы по мощности выросли до 7 кВт, а по ресурсу спутника – до 12 лет;

– British Aerospace (BAe), Matra Marconi Space и Astrium, впоследствии вошедшие в европейский концерн EADS, производили спутники связи на базе платформ ECS и серии платформ Eurostar. К 1997 г. вторая модификация платформы, Eurostar-2000+, имела мощность солнечных батарей порядка 6 кВт и обеспечивала ресурс спутника на орбите 12–14 лет.

Следует заметить, что технико-экономические параметры (энергетика транспондера, ресурс работы, выходные характеристики и т.д.) различных спутников являются достаточно близкими ввиду жесткой конкуренции, заставляющей компании постоянно заниматься усовершенствованием техники.

К началу работ по созданию спутника «Ямал» оказалось, что Россия находится далеко позади развитых стран по количеству средств космиче-

ской связи. В 1996 г. число транспондеров, работающих на нашу страну, составляло 1,8% от числа всех находящихся на геостационарной орбите в составе работающих спутников связи. И дело было не только в том, что из-за глубокого экономического кризиса на начало 1996 г. на орбите находилось всего три спутника «Горизонт» с общим количеством транспондеров 18 C + 3 Ku-диапазона. Основной причиной было глубокое отставание отечественных космических спутников связи от западных. Сравнение по основным параметрам показало следующее:

- ресурс (время) работы отечественных спутников на орбите был меньше в 3–5 раз;

- энергетическая мощность электропитания, вырабатываемая служебной платформой КА, была меньше в 2–4 раза;

- количество транспондеров, устанавливаемых на один космический аппарат соизмеримой массы, меньше в 6–8 раз.

По всем вышеперечисленным причинам космическая связь была дорогостоящей, что исключало возможность её коммерческого использования. Появилась угроза потери Россией собственного информационного пространства, так как возникли трудности даже с трансляцией на ее территории государственного телевидения. По сути дела, в это время вопрос о спутниковых телекоммуникациях стоял таким образом: или Россия сумеет выйти на мировой уровень в производстве и использовании связных спутников, или ей придется пойти по пути стран третьего мира, заказывающих спутниковые телекоммуникационные услуги у развитых стран запада.

Исходным мотивом начала работ по разработке и созданию спутника связи в новых экономических условиях в России был прецедент западных компаний, осуществлявших создание и запуск связных спутников за счет доходов, получаемых от их эксплуатации. После начала работ ОАО «Газком» по программе спутниковой связи «Ямал» в 1995 г. по просьбе ракетно-космической корпорации «Энергия» в Российском космическом агентстве было проведено совещание по обзору всех программ разработок спутников связи на предприятиях космической отрасли. Таких программ оказалось около 14, все они были, естественно, в различной степени проработки и реализации. Некоторые из них осуществлялись известными предприятиями космической отрасли, в этом направлении работал также и ряд вновь созданных коммерческих компаний.

К наиболее заметной программе следует отнести спутник связи «Купон», разрабатываемый в НПО им. Лавочкина и использующий служебную платформу от геостационарного спутника наблюдения «Аркон», созданного ещё в Советском Союзе. «Купон» входил в создаваемую систему спутниковой космической связи «Банкир», финансируемую группой банков во главе с Центральным банком Российской Федерации. Запуск на орбиту спутника был вы-

полнен РН «Протон» с разгонным блоком ДМ-2М в декабре 1997 г., спутник проработал примерно один месяц и был потерян из-за отказов в бортовой электронике. После этого программа «Купон» заказчиком была остановлена.

Можно также упомянуть проекты для обеспечения фиксированной подвижной и персональной связи с геостационарной орбиты «Зеркало», «Марафон», «Сигнал», «Садко» и др. Однако все эти разработки к 2000 г. так и не вышли из стадии проекта. Такая ситуация свидетельствовала, с одной стороны, о высоком творческом потенциале и готовности специалистов страны к выполнению инновационных разработок в области телекоммуникаций. С другой стороны, уже выполненные и доведенные до изготовления и запуска проекты (как, например, «Купон») показали техническую и технологическую неготовность космической отрасли к созданию современных спутников связи. Особенно четко это проявилось в реализации программы разработки нового типа служебной платформы геостационарного спутника связи «Ямал», когда весь состав бортовой аппаратуры пришлось разрабатывать заново, так как соответствующего класса приборов в космической отрасли страны просто не оказалось.

Начало программе «Ямал» было положено образованием северными предприятиями газодобывающей отрасли в ноябре 1992 г. ОАО «Газком». Н.Н. Севастьянов был организатором создания этой компании, а затем её руководителем. Одним из первых шагов в создании информационной системы для этих предприятий предлагалась разработка российского спутника связи нового поколения «Ямал». Проект был представлен для рассмотрения на технические советы предприятий «Ямбурггаздобыча», «Тюменбургаз», «Уренгойгазпром», «Надымгазпром», «Тюментрансгаз», а также в «Газпромбанк». В итоге проект был одобрен техническими советами организаций отрасли и их руководителями.

Более детальная проектная проработка создаваемого спутника показала, что необходимо сосредоточиться на следующих принципиальных вопросах:

- использование негерметичной легкой конструкции корпуса и других деталей спутника с применением композитных материалов;
- создание бортового ретрансляционного устройства с высоким коэффициентом полезного действия, высокой энергетикой в приемлемых весах для увеличения числа транспондеров на космическом аппарате;
- использование высокоточной надежной системы управления ориентации антенн ретранслятора на Землю и точного удержания спутника в точке стояния с применением инерционных маховиков и электрореактивных двигателей;
- применение высокоэффективных солнечных и аккумуляторных батарей для обеспечения энергоснабжения спутника;
- применение современного бортового вычислительного комплекса для обеспечения полностью цифрового управления спутником и его бортовыми системами;

– достижение длительного ресурса работы спутника на орбите. В качестве первого шага была поставлена задача получения ресурса в 10 лет.

Последнее требование длительного ресурса работы в условиях негерметичной платформы стало критическим. Оказалось, что, несмотря на длительный период производства спутников связи в стране, бортового оборудования (гироскопических измерительных систем, инерционных маховиков, ЦВМ, оптоэлектронных устройств и т.д.), имеющего требуемую долговечность (10–12 лет безотказной работы на геостационарной орбите в условиях воздействия факторов космического пространства), не существует. Перед разработчиками нового спутника встала сложнейшая задача. Было понятно, что ее решение потребует участия в разработке специалистов высшего уровня компетенции. Это условие и определило в конечном итоге кооперацию работ по разработке и созданию нового спутника связи ОАО «Газком». Основным предприятием по созданию служебной платформы стало НПО «Энергия», к созданию БРК были привлечены специалисты основной организации по созданию бортовых ретрансляторов – Московского научно-исследовательского института радиосвязи (МНИИРС). Ввиду того что предприятие МНИИРС, как и большинство остальных предприятий, находилось в то время в глубоком кризисе, «Газкому» пришлось взять эту задачу на себя. С помощью структуры «совместного предприятия» удалось подключить к проекту таких опытных специалистов, как А.Г. Орлов, В.И. Могучев, А.И. Сигал и др. К работам были привлечены также лидирующие западные компании, такие как SSL, NEC. В итоге была осуществлена разработка бортового ретрансляционного комплекса для первого спутника «Ямал-100» и создан коллектив разработчиков БРК для последующих изделий. По всем остальным составляющим разработки спутника также были привлечены квалифицированные специалисты.

Следует подчеркнуть, что создание «Ямал-100» и «Ямал-200» обеспечило инновационный прорыв в отечественной индустрии КА связи гражданского назначения, в сравнении с ранее упомянутыми советскими и российскими спутниками и вывело производство платформ КА и его полезной нагрузки (БРК) на качественно новый уровень.

В итоге важнейшие подсистемы КА связи – БРК, созданные ОАО «Газком» («Газпром космические системы») в рамках проектов «Ямал-100», «Ямал-200», «Ямал-300», – по принципам проектирования и параметрам соответствовали достигнутому мировому уровню для аналогичных КА. Полученные в ходе работ по созданию БРК результаты послужили материалом для настоящей монографии. В ней рассмотрены вопросы построения современного многоступенчатого БРК, его составных частей, принципы работы БРК, его параметры, ряд физических процессов, возникающих при совместной ретрансляции сигналов, а также вопросы надежности. Приведена история развития проектов.

*В.Н. Бранец*

## ПРЕДИСЛОВИЕ

Космическая связь с использованием ретрансляторов, установленных на ИСЗ, являлась естественным логическим продолжением наземной радиорелейной связи, в которой «пассивные» или «активные» (с усилением) ретрансляторы сигналов устанавливались на специальных высотных радиовышках или башнях.

Преимущества космической ретрансляции сигналов перед наземными радиорелейными линиями становятся очевидными при обеспечении связи на дальние расстояния (однопутная ретрансляция), особенно в труднодоступных местностях и при необходимости быстрого развертывания связи.

Однако для практической реализации идеи космической связи с помощью специализированных ИСЗ потребовалось осуществить серьезные технологические и технические разработки, для того чтобы:

- создать адекватные поставленной задаче специальные космические аппараты связи с повышенным сроком работы, имеющие соответствующие бортовые системы электропитания, ориентации, терморегулирования;

- решить ряд специальных задач по созданию средств выведения КА связи на геостационарные орбиты, созданию техники поддержания устойчивости постоянного нахождения КА на этих орбитах;

- разработать и реализовать специальные системы бортового и наземного управления КА связи;

- создать или усовершенствовать существующие электрорадиоэлементы с повышенными требованиями к надежности и ресурсу в условиях агрессивного воздействия таких факторов космического пространства, как глубокий вакуум, радиация, повышенные механические нагрузки;

- разработать и оптимизировать принципы построения и технологии промышленного производства полезной нагрузки КА связи – БРК, обеспечивающей коммерческую эффективность КА при построении наземных сетей связи массового обслуживания.

История становления и развития космической связи в постсоветской России рассмотрена в кандидатской диссертации одного из авторов настоящей монографии [21] и в работе [29]. Излагаемый ниже подход к принципам построения, проектирования и эксплуатации ключевой для КА связи подсистемы БРК основывается на результатах этих работ. Авторы настоящей монографии были непосредственными участниками и руководителями указанных работ.

Следует отметить, что рассматриваемые здесь вопросы не исчерпывают всю область современной индустрии БРК, касающуюся, например, военного применения или использования в подвижной мобильной связи. Для этих применений используются другие принципы построения, соответствующие своим тактико-техническим требованиям и задачам.

В настоящее время при создании БРК коммерческого использования появился ряд новых направлений, применявшихся ранее только в КА военного назначения, таких как использование цифровых методов, активных антенных решеток, многолучевых антенн, более коротковолновых СВЧ диапазонов.

ОАО «Газпром космические системы» также предусматривает в своих инновационных программах, осуществляемых на коммерческой основе, промышленную реализацию некоторых из упомянутых перспективных направлений. К их числу относится создание КА с многолучевыми БРК в Кадиапазоне с повышенной пропускной способностью (проекты «Ямал-500», «Ямал-600»). Принципы промышленной реализации проекта «Ямал-600» также приведены в настоящей работе.

## **ИСТОРИЯ РАЗВИТИЯ РОССИЙСКИХ КА СВЯЗИ И ВЕЩАНИЯ**

Создание первых промышленных образцов КА связи и вещания относится к 1965–1975 гг. Именно в этот период две ведущие космические державы – СССР и США – продемонстрировали свои технические возможности в данной области.

В США в июле 1965 г. на ГСО был запущен спутник связи «Intelsat», открывший серию этих спутников для международной коммерческой системы спутниковой связи «Intelsat» (International Telecommunications Satellite), соглашение о создании которой было подписано 20.08.1964 г. 14 зарубежными странами. Усовершенствованные спутники «Intelsat» продолжают производиться, запускаться и эксплуатироваться до настоящего времени.

В апреле 1965 г. в СССР был запущен на ВЭО спутник связи «Молния-1». Этот спутник был разработан КБ, руководимым нашим выдающимся главным конструктором космических комплексов С.П. Королевым, и далее в 1967 г. документация и задел были переданы для дальнейшего производства и совершенствования в красноярское КБ, руководимое также видным советским главным конструктором космической техники М.Ф. Решетнёвым.

После успешной демонстрации на указанных спутниках возможностей передачи на дальние расстояния телевидения, многоканальной телефонной и телекодовой связи началось интенсивное развитие КА связи в коммерческих целях.

Особенно актуальной дальняя космическая связь с использованием КА являлась для СССР с учетом его географии, труднодоступности некоторых регионов и многообразия часовых поясов. Поэтому для обеспечения дальней радиосвязи в интересах народного хозяйства и обороноспособности страны в СССР вскоре были созданы и эксплуатировались спутники связи и вещания в С-диапазоне «Молния-2» и «Молния-3».

В 1975 г. в СССР был осуществлен запуск на ГСО более перспективного для народно-хозяйственного использования спутник связи «Радуга», в декабре 1978 г. состоялся запуск на ГСО спутников связи серии «Горизонт». Последний запуск такого спутника был произведен в июне 2000 г. Спутники серии «Горизонт» (всего было осуществлено 33 запуска) долгое время составляли основу спутниковой группировки СССР и России для осуществления связи гражданского назначения и, безусловно, способствовали появлению коммерческой деятельности в области космической связи. Следует отметить, что БРК вышеупомянутых российских КА создавались научно-техническими и производственными коллективами российских предприятий – МНИИРС, РНИИКП, НИИР Минсвязи – на базе отечественных радиоэлектронных компонентов.

В табл. 1 приведен ряд важнейших характеристик созданных в тот период отечественных спутников связи и их БРК.

Таблица 1

**Важнейшие характеристики отечественных спутников связи и их БРК**

Параметры, характеристики	Тип ИСЗ				
	«Молния-1»	«Молния-2»	«Молния-3»	«Радуга»	«Горизонт»
Дата первого запуска	04.1965 г.	11.1971 г.	11.1974 г.	12.1975 г.	12.1978 г.
Разработчик	ОКБ-1	ОАО «ИСС»	ОАО «ИСС»	ОАО «ИСС»	ОАО «ИСС»
Мощность солнечных батарей КА, Вт	1 130	1 130	1 130	1 700	1 280
Диапазон частот БРК, ГГц	0,8/1	С – 6/4	С – 6/4	С – 6/4	С – 6/4 Ku – 14/11
Число активных стволов (транспондеров) БРК	1	2	3	3	6 – в С 1 – в Ku
Выходная мощность УМ транспондера, Вт	40	40	40,80	15,80	С – 5×10,5 1×65 Ku – 1×15
САС на орбите, лет	1	2	3	3	3
ЭИИМ транспондера, дБВт	26,8	29,5	30,6	35	28,6
Добротность, дВ/К	-28,4	-	-23,4	-23	-
Антенная система БРК (Тип, ДН)	Зеркальная 22°	Рупорная 21,5°	Рупорная 21,5°	Рупорная 9°×18° 21° Зеркальная 4°	Рупорная 6°×12° Зеркальная 9°×5°

Для сравнения динамик развития характеристик КА связи США и СССР в табл. 2 приведены параметры ряда спутников Intelsat примерно того же периода, которые разрабатывались в основном американскими фирмами и являлись, как указывалось ранее, основной спутниковой группировкой международного концерна Intelsat.

Сравнение табл. 1 и 2 показывает некоторые особенности и отличия в подходах к построению БРК КА связи в США и СССР на начальных этапах развития.

В СССР была принята концепция создания БРК с повышенной мощностью излучения, почти на порядок превышающей приводимые американские аналоги. Это имело важное практическое значение, так как позволило в СССР в короткие сроки и с меньшими затратами развернуть наземные сети. Мировым лидером по параметру ЭИИМ в то время был советский ИСЗ «Молния-3» с мощностью стволов РТР БРК 40 и 80 Вт (Intelsat-5A на тот период имел мощность транспондера порядка 6 Вт). На базе мощного БРК КА «Молния-3» была развернута национальная система спутниковой связи «Орбита» на основе наземных станций с антеннами диаметра 12 м (в сопоставимое время земные станции

системы Intelsat имели антенны диаметром 26–30 м, т.е. были более сложными и дорогими в изготовлении и эксплуатации). Кроме того, на базе КА «Молния-3» были решены важные специальные государственные задачи:

- «горячая» линия прямой правительственной связи Вашингтон – Москва;
- линии связи Минобороны с подвижными малогабаритными терминалами.

СССР также лидировал в вопросах создания систем трехосной системы стабилизации КА связи на СТО, что позволяло использовать более эффективные антенные системы в БРК.

Т а б л и ц а 2

**Параметры спутников Intelsat**

Параметры, характеристики	Данные по ИСЗ Intelsat			
	Intelsat 1	Intelsat 4	Intelsat 5	Intelsat 6
Дата первого запуска	04.1965 г.	10.1971 г.	12.1980 г.	10.1989 г.
Мощность солнечных батарей КА, Вт	45	460	1250	2250
Вид стабилизации КА	Спиновая	Спиновая с обратным вращением АФУ	Трехосная	Трехосная
Диапазон частот связи БРК	С – 6/4	С – 6/4	С – 6/4 Ku – 14/11	С – 6/4 Ku – 14/11
Число активных стволов (транспондеров) БРК	2	12	37 21 – С 6 – Ku	48 38 – С 10 – Ku
Выходная мощность УМ транспондера, Вт	4,5	6	8,5; 10	8,5; 10
САС на орбите, лет	1,5	7	7	10
Мощность излучения транспондера БРК, дБВт	11,5	22; 33,7	29; 41	31; 44
Добротность ДВ/К	–	–18,6	–8,6	–2; +1
Антенная система БРК	3600×180	Рупорная 170×170 Зеркальная 4,50	Рупорная, зеркальная перенацеливаемая, зеркальная контурная	Рупорная, зеркальная перенацеливаемая

К сожалению, уже с введением в эксплуатацию российского ИСЗ «Горизонт» намечилось (как видно из табл. 1 и 2) наше явное отставание по ряду ключевых для коммерческого использования параметров КА связи и его БРК, таких как количество активных транспондеров, надежность, ресурс на САС, к.п.д. Как следствие этого ряд важных для коммерческого КА характеристик – как совокупный частотно-энергетический ресурс, его пропускная способность, а также окупаемость затрат на введение в эксплуатацию – стали существенно уступать зарубежными аналогам. К тому же в 1990-е гг. в России наблюдался общепромышленный кризис, резко затормозивший работы по космической связи...

Выход из создавшейся «тупиковой» ситуации в области создания отечественных КА связи для коммерческого использования и его полезной нагрузки БРК был предложен и реализован командой отечественных специалистов, созданной в ОАО «Газком» (ныне ОАО «Газпром космические системы») в рамках проектов «Ямал-100», «Ямал-200», «Ямал-300». Подробно эти работы ОАО «Газпром космические системы» рассмотрены в главе 9.

Упомянутые проекты ОАО «Газпром космические системы», кроме непосредственного вклада в информатизацию страны, существенно повлияли на формирование новых подходов к построению ныне действующей и перспективной государственной группировки на базе спутников связи «Экспресс». Поколение этих ИСЗ соответствует мировому уровню, но, к сожалению, в части БРК, как следует из [30], государственный оператор ГПКС, отвечающий за эту группировку, ориентируется на зарубежного производителя. Разработка и запуск на орбиту серии космических аппаратов нового поколения «Ямал» в период 1997–2003 гг. создали условия для последующих разработок связных спутников в других российских предприятиях космической отрасли (ГКНПЦ имени М.В. Хруничева – спутники серии «Казсат» – и ОАО «Информационные спутниковые системы» им. академика М.Ф. Решетнёва (ОАО «ИСС») – «Экспресс-1000»). Несмотря на то что дорога к достижению паритета в технических характеристиках отечественных спутников связи с западными оказалась не такой простой и быстрой, как казалась в начале пути, сам факт движения в этом направлении вселяет надежду.

# ГЛАВА 1

## ОБЩИЕ ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ БРК

### 1.1. Введение

Бортовой ретрансляционный комплекс КА связи является важнейшей составной подсистемой КА связи и, по существу, является полезной нагрузкой, определяющей его функциональное назначение. Для обеспечения функционирования БРК выделяется основная часть главных ресурсов КА – энергопитания, массы, габаритов. В современных КА связи надежность и ресурс БРК определяют срок службы КА. Из функциональных характеристик БРК вытекают в конечном итоге требования к таким подсистемам КА, как подсистемы ориентации, коррекции орбиты, электропитания, терморегулирования, командно-телеметрической.

В КА связи коммерческого назначения построение БРК и его функциональные характеристики определяют в конечном итоге экономическую эффективность спутника.

В настоящее время спутниковая связь вошла во все сферы мирового информационного пространства и широко используется в военной, подвижной, персональной, фиксированной связи, обеспечивая потребности современной мировой цивилизации во всех видах цифровой связи – телевидении, телефонии, передаче данных, Интернет, мультимедиа.

В зависимости от назначения, структуры и построения БРК КА связи отличаются большим разнообразием. Кроме того, на принципы построения БРК оказали значительное влияние последние достижения в области радиоэлектроники, особенно в таких направлениях, как создание новых полупроводниковых и электронных приборов, успехи в области СВЧ микроэлектроники, технике активных антенных решеток и многолучевых антенн, создание и реализация специальных подходов к вопросам обеспечения высокой надежности и ресурса в условиях длительного функционирования на орбите.

Далее из всего многообразия БРК КА связи будет рассмотрен один достаточно широкий класс БРК со сквозной передачей (ретрансляцией) сигналов. Этот класс БРК широко используется в КА связи коммерческого назначения в международных системах связи, таких как Intelsat, Eutelsat, Arabsat, Panamsat и другие, а также региональных системах связи – отечественных – Ямал, ГПКС, национальных системах США, Японии, Китая, Индии и других стран.

### 1.2. Назначение и состав БРК

Как указывалось выше, основная функция БРК со сквозной ретрансляцией состоит в приеме сигналов от наземных земных станций, усилении этих сигнала-

лов и последующей передаче их на другие земные станции с внесением при ретрансляции минимальных искажений и помех. Следует иметь в виду, что уровни сигнала, поступающие на БРК, достаточно малы. Например, уровень сигнала в БРК КА «Ямал» на выходе приемной антенны составляет порядка  $-100$  дБВт ( $10^{-10}$  Вт), а для построения сетей системы связи «Ямал» этот сигнал должен быть усилен до величины порядка  $20$  дБВт ( $100$  Вт). Таким образом, общее усиление в БРК без учета усиления в антеннах должно составлять  $100\div 130$  дБ, а мощность ретранслируемого сигнала до входа в передающую антенну должна составлять  $\approx 100\div 150$  Вт.

Необходимо отметить, что для построения сетей связи на базе БРК для ретрансляции сигналов необходим определенный диапазон частот. В современных БРК полоса частот, выделяемая на один усилитель мощности, составляет порядка  $40\div 100$  МГц, и весь диапазон, выделенный для связи, делится на  $n$ -е количество стволов с указанной полосой. Таким образом, современный БРК КА связи коммерческого назначения должен обеспечивать в пределах одного ствола с полосой  $\approx 40\div 100$  МГц высокое усиление  $\approx 100\div 130$  дБ, мощность порядка  $\approx 100\div 150$  Вт, а в пределах всего выделенного диапазона должен иметь многоствольную структуру.

Следует отметить (подробнее об этом см. в параграфе 1.3), что для фиксированной спутниковой связи в БРК используют микроволновые диапазоны, причем частоты на прием выше частот на передачу. В соответствии с вышеизложенным на рис. 1.1 представлена типовая структура современного многоствольного БРК со сквозной ретрансляцией для КА связи коммерческого назначения на геостационарной орбите. Как видно из рисунка, он состоит из двух главных подсистем – антенно-фидерное устройство (АФУ) и ретранслятора (РТР). В приведенной схеме БРК АФУ состоит из приемной АФУ и передающей АФУ с отдельными раскрывами. В отдельных модификациях БРК могут использоваться АФУ с совмещенным раскрывом и различным построением облучательной системы АФУ. Подробнее принципы и особенности построения АФУ будут рассмотрены в главе 5.

РТР является главной радиоэлектронной подсистемой БРК, выполняющей функции формирования отдельных стволов, усиления сигналов до определенного уровня, сложения сигналов (мультиплексирования) в общий выходной сигнал, подаваемый на передающую антенну.

В современных многоствольных БРК для коммерческих КА используются схемы с одним преобразованием частоты (с  $f_{пр}$  на  $f_{прд}$ ) и, по существу, усиление сигналов осуществляется на СВЧ. При этом РТР имеет следующую функциональную структуру: сигнал, принятый АФУ, поступает в приемное устройство, в котором осуществляется усиление сигналов с малым уровнем собственных флуктуационных помех (шумов), преобразование частоты (с  $f_{пр}$  на  $f_{прд}$ ), далее сигналы поступают на входной мультиплексор (ММХ), в котором осуществляется выделение отдельных частотных стволов, принятых единым групповым

сигналом приемным АФУ и приемным устройством РТР, затем сигналы каждого ствола усиливаются своим усилителем мощности (УМ) и складываются вместе особым устройством – выходным мультиплексором (ОМУХ). Техника мультиплексирования СВЧ сигналов представляет специфическую область и будет рассмотрена подробнее в главе 4.

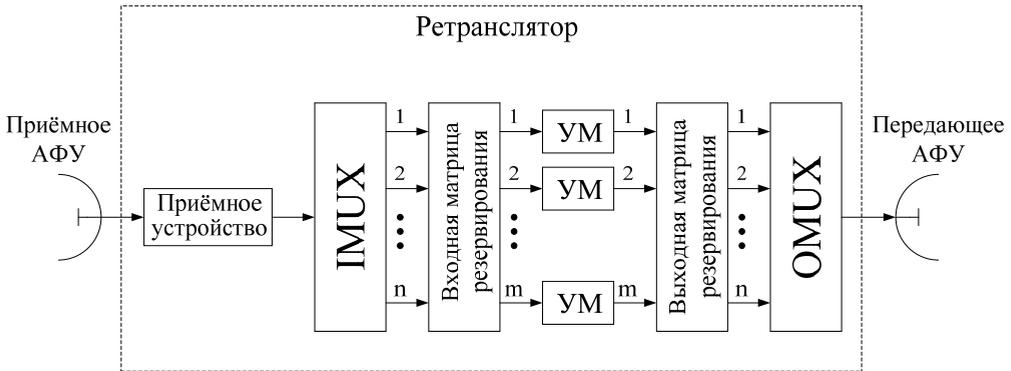


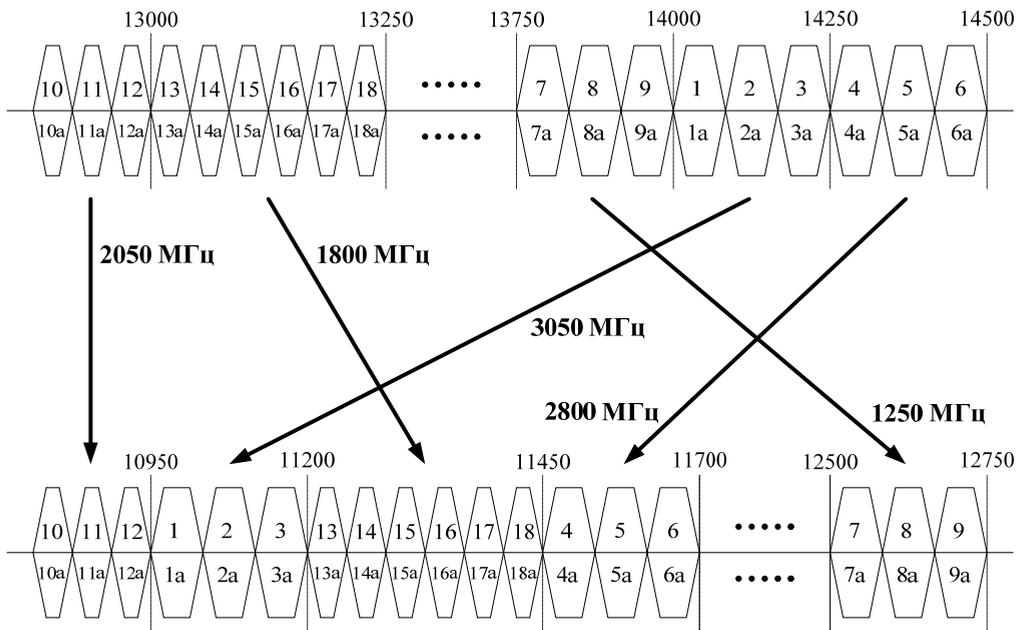
Рис. 1.1. Структурная схема  $n$ -ствольного БРК:  
 УМ – усилитель мощности; МР – матрица резервирования порядка  $m:n$ ;  
 ИМУХ – входной мультиплексор; ОМУХ – выходной мультиплексор

На входе и выходе ствольных УМ используются специальные схемы резервирования. Дело в том, что для обеспечения надежности БРК фактическое количество УМ превышает количество стволов. Соответствующие схемы резервирования обеспечивают подключение избыточных УМ с учетом специфики СВЧ техники.

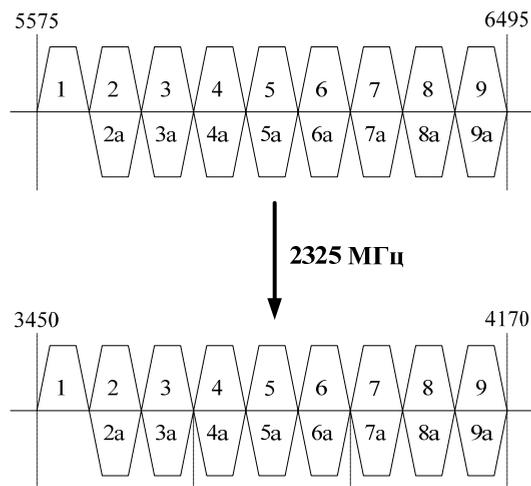
В настоящее время часто единичную ствольную часть РТР называют транспондером. Очевидно, чем больше БРК содержит транспондеров с необходимым частотно-энергетическим ресурсом, тем выше его коммерческая эффективность. Одним из критических элементов, ограничивающих количество транспондеров (стволов), подключаемых к передающей антенне, является выходной мультиплексор. Принципы работы и построения структурных единиц РТР, указанных выше, будут рассмотрены в главе 4.

### 1.3. Частотный план

Частотные диапазоны, выделяемые для фиксированной спутниковой связи, регламентированы международными документами [1]. Они лежат в соответствии с международной классификацией в микроволновых диапазонах С (6/4), Ku (14/11), Ka (30/20), верхние частоты в ГГц относятся к приемному диапазону, нижние – к передающему диапазону.



**Частотный план Ku-диапазона**



**Частотный план С-диапазона**

**Рис. 1.2. Частотно-поляризационный план БРК КА «Ямал-401» в диапазонах С и Ku**

Большинство из ранее упомянутых коммерческих систем связи в настоящее время развернуты в диапазонах С и Ku. Интенсивно идет освоение диапазона Ka.

Общим правилом для указанных выше диапазонов является использование на передачу более низких, по отношению к приемным, частот. Это связано с тем, что, во-первых, на более низких частотах передачи легче реализовать более эффективные (с более высоким, в частности, к.п.д.) усилители мощности типа ламп бегущей волны (ЛБВ).

Во-вторых, при таком соотношении частот легче обеспечить в БРК высокие требования к развязке между трактами передачи и приема.

Нетрудно показать, что для защиты приемного устройства РТР, предельная чувствительность которого может составлять  $-120\div 130$  дБВт, от воздействия передатчика транспондера с мощностью  $\approx 100\div 150$  Вт ( $>20$  дБВт) развязка между ними должна составлять более 150 дБ.

Поскольку в трактах АФУ и соединительных линиях связи между АФУ и РТР используются волноводные линии передачи, то при указанном выборе частот более высокие длины волн передатчика оказываются ниже критической частоты волноводов приемного тракта и сильно в нём затухают (эффект отсечки частот в волноводе ниже критических).

Диапазон частот, выделенный для конкретного БРК, делится на отдельные частотные стволы, образуя конкретный частотный план. Между полосами рабочих частот отдельных транспондеров существуют защитные зазоры, в связи с тем, что, как будет показано в главе 2, невозможно реализовать полосовые фильтры с абсолютно прямоугольной амплитудно-частотной характеристикой (бесконечным затуханием вне рабочей полосы транспондера). Чем меньше величина зазора при допустимом затухании, тем меньше потерь частотного ресурса, тем, очевидно, выше коммерческая эффективность БРК.

В последнее время разработаны способы многократного использования выделенного частотного диапазона. Простейшим из них является использование при ретрансляции на одних и тех же частотах ортогональных поляризаций (правой / левой, вертикально / горизонтальной). Это так называемое поляризационное уплотнение частот (каналов, стволов).

В качестве примера на рис. 1.2 приведен частотно-поляризационный план БРК «Ямал-401» для С- и Ku-диапазонов.

## ГЛАВА 2

### ЭЛЕМЕНТЫ ТЕХНИКИ СВЧ В ПРИЛОЖЕНИИ К БРК

Для дальнейшего изложения принципов построения функционирования и системы параметров БРК и РТР необходимо использовать ряд положений техники СВЧ. Сама по себе эта область обширна и включает в себя много вопросов, касающихся анализа и синтеза различных СВЧ устройств. В рамках этой главы мы рассмотрим некоторые вопросы, связанные с работой линий передач, используемых в конструкциях БРК, методологию анализа СВЧ цепей и принципы построения СВЧ фильтров как основы построения входных и выходных мультиплексов СВЧ.

Дальнейшее изложение рассчитано на определенные знания в области электродинамики, матричной алгебры и линейной радиотехники. Для более углубленного изучения рассматриваемых вопросов можно обратиться к [2, 3].

#### 2.1. Электродинамика волноводных и коаксиальных линий передач

Волноводные (прямоугольного и круглого сечения) и коаксиальные линии передачи широко используются в РТР и БРК для соединений и построения отдельных устройств, блоков и подсистем. Главная их отличительная особенность состоит в том, что благодаря наружной металлической оболочке они канализуют внутри себя передаваемую мощность, обеспечивая почти абсолютную в случае волноводов и значительную в случае оплеточной оболочки у коаксиальных кабелей экранировку, необходимую, прежде всего, для решения задач электромагнитной совместимости и уменьшения активных потерь мощности.

Поперечное сечение рассматриваемых волноводных и коаксиальных линий передачи с указанием систем координат и принципиальных размеров показано на рис. 2.1.

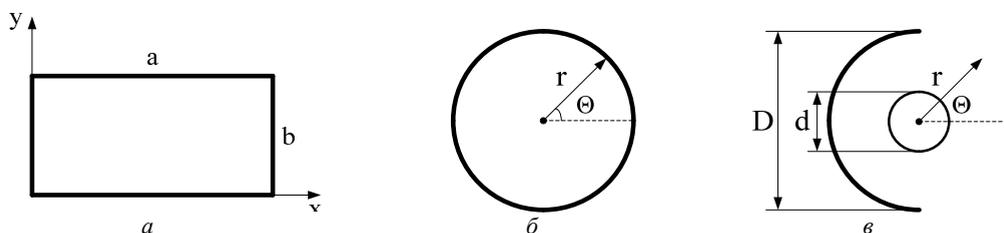


Рис. 2.1. Поперечное сечение волноводных линий передачи:  
а – прямоугольный волновод; б – круглый волновод; в – коаксиальный волновод

Рассмотрим случай бесконечной по длине (ось  $z$ ) волноводной и коаксиальной линий. Если внутреннее пространство этих линий передач заполнено изотропной средой, характеризуемой диэлектрической и магнитной проницаемостями  $\varepsilon$  и  $\mu$ , то известно, что составляющие электромагнитного поля:  $\vec{E}$  – электрического и  $\vec{H}$  – магнитного, будут удовлетворять волновым уравнениям:

$$\begin{aligned}\nabla^2 \vec{E} - \mu \cdot \varepsilon \cdot \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} &= 0, \\ \nabla^2 \vec{H} - \mu \cdot \varepsilon \cdot \frac{\partial^2 \vec{H}}{\partial t^2} &= 0.\end{aligned}\tag{2.1}$$

При синусоидальной зависимости электромагнитного поля от времени уравнение (2.1) преобразуется к виду

$$\begin{aligned}\nabla^2 \vec{E} + k^2 \vec{E} &= 0, \\ \nabla^2 \vec{H} + k^2 \vec{H} &= 0,\end{aligned}\tag{2.2}$$

где  $k = \omega \cdot \sqrt{\mu \cdot \varepsilon}$  – постоянная распространения.

Решая эти уравнения тем или иным образом (например, путем введения скалярных и векторных потенциалов) с учетом граничных условий на металлических поверхностях, можно найти выражения для составляющих электромагнитного поля  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$ .

Мощность и энергию при известных  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  можно вычислить с помощью следующих соотношений:

– поток средней активной мощности из объема, ограниченного поверхностью  $S$  (вектор Пойтинга):

$$P = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{Re} \left\{ \int_S [\vec{E} \cdot \vec{H}^*] d\vec{a} \right\};\tag{2.3}$$

– средняя электрическая энергия, накопленная в объеме  $V$

$$U_E = \frac{1}{4} \cdot \int_V \varepsilon \cdot |\vec{E}|^2 dv;\tag{2.4}$$

– средняя магнитная энергия, накопленная в объеме  $V$

$$U_H = \frac{1}{4} \cdot \int_V \mu \cdot |\vec{H}|^2 dv;\tag{2.5}$$

– средняя мощность омических потерь в объеме  $V$

$$P_0 = \frac{1}{2} \cdot \int_V \sigma \cdot |\vec{E}|^2 dv. \quad (2.6)$$

Анализ конкретных выражений для составляющих электрического и магнитного полей применительно к рассмотренному случаю волноводных и коаксиальных линий показал наличие важных и общих особенностей.

**Особенность 1.** Отрезок указанных линий  $l$  можно характеризовать передаточной функцией  $e^{-iy_l}$ . Каждую составляющую поля в любом случае можно записать в комплексной форме в виде

$$A \cdot f(u_1, u_2) \cdot e^{i(\omega t - \gamma \cdot z + \varphi)}, \quad (2.7)$$

где  $A$  – действительная величина,  $f(u_1, u_2)$  – функция только поперечных координат, экспонента определяет зависимость составляющих от времени и продольной координаты  $z$ .

**Особенность 2.** В бесконечном волноводе, коаксиале поперечное электрическое и магнитное поля ортогональны в пространстве и совпадают по фазе. Отношение любой поперечной составляющей электрического поля к поперечной составляющей магнитного поля есть действительная постоянная величина, не зависящая от положения поперечного сечения.

Это отношение называется характеристическим сопротивлением  $z_0$ . Для волноводов оно следующее:

– для волноводов прямоугольного сечения для любого типа волн:

$$\frac{E_x}{H_y} = -\frac{E_y}{H_x} = z_0; \quad (2.8)$$

– для круглого волновода:

$$\frac{E_r}{H_\theta} = -\frac{E_\theta}{H_r} = z_0. \quad (2.9)$$

**Особенность 3.** продольные волны не входят в выражения активной мощности. Мощность можно выразить либо через поперечную составляющую электрического поля  $\vec{E}_t$ , либо поперечную составляющую магнитного поля  $\vec{H}_t$ .

Это свойство вытекает из формулы (2.3) Пойтинга для потока активной мощности. Действительно,

$$P = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{Re} \left\{ \int_S [\vec{E} \cdot \vec{H}^*] d\vec{a} \right\} = \frac{1}{2} \cdot \operatorname{Re} \left\{ \int_S [\vec{E}_t \cdot \vec{H}_t] d\vec{a} \right\}. \quad (2.10)$$

С учетом свойств векторного произведения передача мощности в продольном и поперечном направлениях не происходит.

В бесконечном волноводе и коаксиале  $\vec{E}_t$  и  $\vec{H}_t$  совпадают по фазе и ортогональны друг другу, поэтому

$$P = \frac{1}{2} \cdot \int |E_t| \cdot |H_t| da = \frac{1}{2 \cdot z_0} \cdot \int |E_t|^2 da = \frac{z_0}{2} \cdot \int |H_t|^2 da. \quad (2.11)$$

Конкретные выражения для составляющих электромагнитного поля для рассматриваемых волноводных и коаксиальных линий и особенности их работы при нарушении однородности линии даны в параграфе 2.2.

## 2.2. Конкретные характеристики волноводных и коаксиальных линий передачи

В предыдущем параграфе было показано, что общий вид составляющих электромагнитного поля  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  соответствует выражению (2.7). Приведем конкретные выражения для составляющих  $E$  и  $H$  в линиях передач, наиболее используемых в технике БРК, – это волноводы прямоугольного сечения и коаксиальные линии.

### *Волноводы прямоугольного сечения*

Здесь будет иметь место 2 типа волн: волны типа  $E$  с поперечной конфигурацией электрического поля  $E$  и волны типа  $H$  с поперечной конфигурацией магнитного поля  $H$ .

Для прямоугольного волновода сечением  $(a, b)$  составляющие волн ТЕ [3]:

$$E_x = A \cdot \left( \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \cdot \frac{\lambda_g}{\lambda} \right) \cdot \left( \frac{n \cdot \pi}{b} \right) \cdot \cos\left( \frac{m \cdot \pi \cdot x}{a} \right) \cdot \sin\left( \frac{n \cdot \pi \cdot y}{b} \right) \cdot \cos(\omega \cdot t - \gamma \cdot z + \varphi),$$

$$E_y = -A \cdot \left( \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \cdot \frac{\lambda_g}{\lambda} \right) \cdot \left( \frac{m \cdot \pi}{b} \right) \cdot \sin\left( \frac{m \cdot \pi \cdot x}{a} \right) \cdot \cos\left( \frac{n \cdot \pi \cdot y}{b} \right) \cdot \cos(\omega \cdot t - \gamma \cdot z + \varphi),$$

$$E_z = 0$$

$$H_x = A \cdot \left( \frac{m \cdot \pi}{a} \right) \cdot \sin\left( \frac{m \cdot \pi \cdot x}{a} \right) \cdot \cos\left( \frac{n \cdot \pi \cdot y}{b} \right) \cdot \cos(\omega \cdot t - \gamma \cdot z + \varphi),$$

$$\begin{aligned}
H_y &= A \cdot \left( \frac{m \cdot \pi}{b} \right) \cdot \cos \left( \frac{m \cdot \pi \cdot x}{a} \right) \cdot \sin \left( \frac{n \cdot \pi \cdot y}{b} \right) \cdot \cos(\omega \cdot t - \gamma \cdot z + \varphi), \\
H_z &= A \cdot \frac{k_c^2}{\gamma} \cdot \cos \left( \frac{m \cdot \pi \cdot x}{a} \right) \cdot \cos \left( \frac{n \cdot \pi \cdot y}{b} \right) \cdot \sin(\omega \cdot t - \gamma \cdot z + \varphi). \quad (2.12)
\end{aligned}$$

Волны типа ТМ:

$$\begin{aligned}
E_x &= A \cdot \left( \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \cdot \frac{\lambda}{\lambda_g} \right) \cdot \left( \frac{m \cdot \pi}{a} \right) \cdot \cos \left( \frac{m \cdot \pi \cdot x}{a} \right) \cdot \sin \left( \frac{n \cdot \pi \cdot y}{b} \right) \cdot \cos(\omega \cdot t - \gamma \cdot z + \varphi), \\
E_y &= A \cdot \left( \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \cdot \frac{\lambda}{\lambda_g} \right) \cdot \left( \frac{n \cdot \pi}{b} \right) \cdot \sin \left( \frac{m \cdot \pi \cdot x}{a} \right) \cdot \cos \left( \frac{n \cdot \pi \cdot y}{b} \right) \cdot \cos(\omega \cdot t - \gamma \cdot z + \varphi), \\
E_z &= -A \cdot \left( \frac{n \cdot \pi}{b} \right) \cdot \left( \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \cdot \frac{k_c^2}{k} \right) \cdot \sin \left( \frac{m \cdot \pi \cdot x}{a} \right) \cdot \sin \left( \frac{n \cdot \pi \cdot y}{b} \right) \cdot \sin(\omega \cdot t - \gamma \cdot z + \varphi), \\
H_x &= -A \cdot \left( \frac{n \cdot \pi}{b} \right) \cdot \sin \left( \frac{m \cdot \pi \cdot x}{a} \right) \cdot \cos \left( \frac{n \cdot \pi \cdot y}{b} \right) \cdot \cos(\omega \cdot t - \gamma \cdot z + \varphi), \\
H_y &= A \cdot \left( \frac{m \cdot \pi}{a} \right) \cdot \cos \left( \frac{m \cdot \pi \cdot x}{a} \right) \cdot \sin \left( \frac{n \cdot \pi \cdot y}{b} \right) \cdot \cos(\omega \cdot t - \gamma \cdot z + \varphi), \\
H_z &= 0. \quad (2.13)
\end{aligned}$$

Коаксиальная линия:

$$\begin{aligned}
E_r &= A \cdot \left( \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \right) \cdot \left( \frac{1}{r} \right) \cdot \cos(\omega \cdot t - \gamma \cdot z + \varphi), \\
E_\theta &= 0, \\
E_z &= 0, \\
H_r &= 0, \\
H_\theta &= A \cdot \left( \frac{1}{r} \right) \cdot \cos(\omega \cdot t - \gamma \cdot z + \varphi), \\
H_z &= 0. \quad (2.14)
\end{aligned}$$

Представленные для коаксиальной линии электромагнитные поля относятся к классу ТЕМ волн, характерной особенностью которых является отсутствие зависимости поперечных составляющих полей  $E$  и  $H$  от продольной координаты  $z$ .

В приведенных выше формулах для составляющих полей  $E$  и  $H$  приняты следующие обозначения:  $m, n$  – целочисленные положительные индексы типов (мод) волн, связанные с координатами  $x, y, \theta, r$ . Значение их определяет вариации значений составляющих волн по соответствующим координатам,  $A$  – значение амплитуды составляющих, определяемой величиной полной мощности, передаваемой по волноводу (коаксиалу),  $\gamma$  – постоянная распространения ( $\gamma = \beta + j\alpha$ , где  $\beta$  – фазовая постоянная,  $\alpha$  – диссипативные потери).  $\lambda_b$  – длина волны в волноводу,  $\lambda$  – длина волны в безграничном пространстве, заполненном рассматриваемым диэлектриком.

В практических применениях путем выбора размеров волновода (коаксиала) и условий возбуждения работают на основном типе волн, которые имеют распределения составляющих электромагнитного поля  $E$  и  $H$ , показанные на рис. 2.2 для прямоугольного волновода и коаксиальной линии.

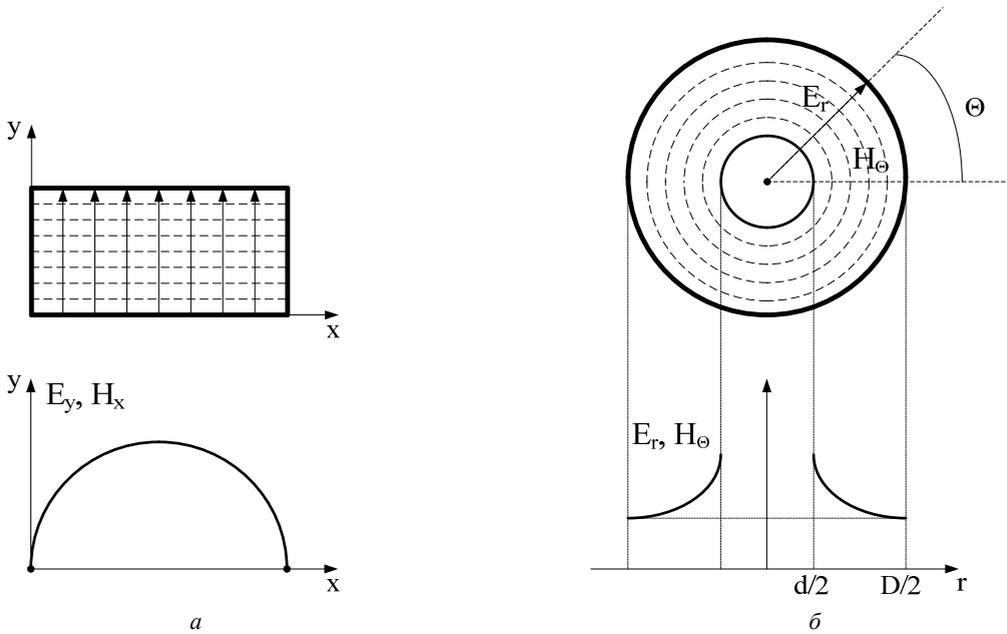


Рис. 2.2. Распределение электромагнитного поля в линиях передачи на основных видах волн:  $a$  – в прямоугольном волноводу (волна  $H_{10}$ );  $b$  – в коаксиальной линии (волна TEM).  
 $\rightarrow$  – вектор электрического поля;  $--->$  – вектор магнитного поля.

Для коаксиальной линии, как видно из формул (2.14), характеристическое сопротивление (отношение  $\frac{E_r}{H_\theta} = \sqrt{\frac{\mu_a}{\epsilon_a}} = z_0$ ) определяется только параметрами

однородного магнитоэлектрического заполнения. Модуль вектора Пойтинга для бегущей волны в коаксиальной линии равен

$$\Pi_n(r) = \frac{E_{\max}^2}{Z_0} \cdot \frac{d^2}{4 \cdot r^2}, \quad (2.15)$$

где  $E_{\max}$  – действующее значение радиальной напряженности около поверхности внутреннего проводника при  $r = d/2$ .

Поскольку коаксиальная линия, по существу, представляет один из типов 2-проводной линии, то для нее может быть введено понятие волнового сопротивления как отношение напряжения между внешними и внутренними проводниками к суммарному току.

Волновое сопротивление для коаксиальной линии передачи (Ом) определяется по формуле

$$Z_0 = 138 \cdot \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}} \cdot \lg \frac{D}{d}. \quad (2.16)$$

Стандартные значения волнового сопротивления обычно лежат в диапазоне от 50 до 75 Ом и являются оптимальными для коаксиальной линии в части минимума затухания и максимальных значений электропрочности.

Для волновода с прямоугольным сечением, широко используемым в технике БРК, с основной волной  $H_{10}$ , как видно из рис. 2.2 и формулы (2.12), поперечные компоненты  $\overline{E}_y$  и  $\overline{H}_x$  имеют одинаковую функцию распределения  $\sin(\pi \cdot \frac{x}{a})$ , поэтому в падающей волне в любом полом волноводе отношение поперечных компонентов  $E_t, H_t$  одинаково в каждой точке поперечного сечения с характеристическим сопротивлением

$$z_0 = \sqrt{\frac{\mu_a}{\epsilon_a}} \cdot \left( 1 - \left( \frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}} \right)^2 \right)^{-\frac{1}{2}}, \quad (2.17)$$

где, как и ранее,  $\epsilon_a, \mu_a$  – диэлектрическая и магнитная проницаемость заполняющего волновод диэлектрика,  $\lambda_0$  – длина волны в свободном пространстве,  $\lambda_{\text{кр}}$  – критическая длина волны с учетом диэлектрика.

Модуль вектора Пойтинга для волны  $H_{10}$  будет равен

$$\Pi_n = \frac{E_{\max}^2}{z_0} \cdot \sin^2 \left( \frac{\pi \cdot x}{a} \right), \quad (2.18)$$

где  $E_{\max}$  – действующее значение напряженности на оси волновода, т.е. в пучности поперечного распределения электрического поля. Для рассматриваемой волны  $H_{10}$  критическая длина волны  $\lambda_{\text{кр}} = 2a$ . Ниже этой критической волны режим бегущей волны невозможен. Соответственно, длина волны в волноводе выражается

$$\lambda_g = \sqrt{\frac{\mu_a}{\varepsilon_a}} \cdot \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{rh}}\right)^2}} = \sqrt{\frac{\mu_a}{\varepsilon_a}} \cdot \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2 \cdot a}\right)^2}}. \quad (2.19)$$

Для коаксиальных и волноводных линий с воздушным заполнением  $\frac{\varepsilon_a}{\mu_a} = 1$ .

Наряду с основным типом рассмотренных выше волн в волноводах и коаксиалах могут возбуждаться волны высших порядков, для каждой из которых существует своя критическая длина волны  $\lambda_{\text{кр}}$ , ниже которой она при распространении быстро затухает. Появление волн высших порядков крайне нежелательно, так как они меняют энергетику, распределение и режимы распространения основной волны. Для коаксиальной линии ближайшей волной высшего порядка является волна  $H_{11}$  с критической длиной волны  $\lambda_{\text{кр}} = \pi \cdot (D + d) \cdot 2,02$ .

При выборе волновых сопротивлений в диапазоне 50÷75 Ом указанная волна высшего типа подавлена, однако по мере увеличения рабочих частот возможность ее появления должна контролироваться. Для прямоугольного волновода, предназначенного для работы с волной типа  $H_{10}$ , ближайшими низкими критическими частотами обладают волны высшего типа  $H_{20}$ ,  $E_{11}$  и  $H_{11}$ .  $\lambda_{\text{кр}}$ , для волны  $H_{20}$ :  $\lambda_{\text{кр}} = a$ , для волн  $E_{11}$  и  $H_{11}$   $\lambda_{\text{кр}} = \frac{2 \cdot a \cdot b}{\sqrt{a^2 + b^2}}$ .

Для полной уверенности в отсутствие бегущих волн высших типов минимальная рабочая частота на основной волне должна превышать критическую длину первого высшего типа не менее 1%.

Следует отметить, что сечения прямоугольных волноводов стандартизованы, что позволяет оптимизировать их выбор, исходя из противоречивых требований минимального затухания, максимальной рабочей полосы и максимально допустимой передаваемой мощности.

В соответствии с законами электродинамики прохождение электромагнитных полей в волноводах и коаксиалах сопровождается прохождением на металлических поверхностях электронных (омических) токов проводимости. Эти токи в соответствии с известными уравнениями Максвелла связаны с магнитной составляющей электромагнитного поля  $\vec{H}$  и благодаря известному из физики скин-эффекту имеют глубину проникновения в проводящей металлической по-

верхности  $\delta$  и удельное сопротивление квадрата поверхности  $R_s$  (Ом). Величины  $\delta$  и  $R_s$  зависят от частоты согласно формулам

$$\delta = 3,8 \cdot 10^{-5} \cdot \sqrt{\frac{\lambda_0 \cdot R_s}{\mu}}, \quad R_s = 0,045 \cdot A \cdot \sqrt{\frac{\mu}{\lambda_0}}, \quad (2.20)$$

где  $\mu$  – относительная магнитная проницаемость металла,  $\lambda_0$  – длина волны в свободном пространстве (см),  $A = \sqrt{\frac{\sigma_{\text{см}}}{\sigma_{\text{м}}}}$  – коэффициент, учитывающий отличие

проводимости собственного металла проводника  $\sigma_{\text{см}}$  от проводимости меди  $\sigma_{\text{м}}$  ( $A = 1$  для меди; 0,98 – для серебра; 1,35 – для алюминия; 2,1 – для латуни; 1,2 – для золота).

Векторы омических токов проводимости ортогональны тангенциальной составляющей магнитного поля  $\vec{H}$ . Распределение линий тока для рассматриваемых волноводных линий передачи на основных типах волн показано на рис. 2.3.

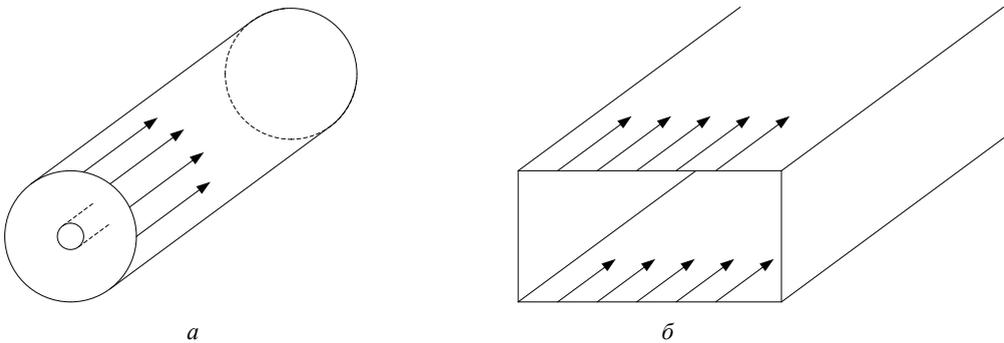


Рис. 2.3. Распределение линий поверхностного электрического тока в линиях передач: *a* – в коаксиальной линии (волна ТЕМ); *б* – в прямоугольном волноводе (волна  $H_{10}$ )

Омические токи проводимости вызывают диссипативные потери в линии передачи, но, кроме того, при наличии неоднородностей в проводящем слое при больших плотностях могут стать, как будет показано в дальнейшем, источником пассивных интермодуляционных помех.

Что касается удельной мощности помех в проводниках линий передачи, то их можно определить путем интегрирования элементарных потерь  $0,5 \cdot |J_n|^2 \cdot R_s$  по периметру поперечного сечения проводников по найденному распределению поверхностных токов  $J_n$ .

Выше были рассмотрены материалы передающей линии волноводного (коаксиального) типа бесконечной длины. В этом случае имеет место режим бегу-

щей волны в линии передачи, которая характеризуется передаточной функцией  $e^{-j\gamma l}$ . При наличии неоднородности в линии или несогласованной нагрузки в конце линии возникает отраженная волна, которая является ортогональной по отношению к падающей, и соответствует тем же электродинамическим законам распространения за исключением направления распространения. Прямая падающая и отраженная волны в результате интерференции образуют вдоль линии сложную картину смешанных (стоячих) волн с повторяющимися максимумами и минимумами, не меняющуюся во времени.

Совместное взаимодействие прямой и отраженной волны характеризуется следующими параметрами:

$$\text{– коэффициентом отражения } \rho(l) = \frac{U_0(l)}{U_n(l)} = \frac{U_0 \cdot e^{-j\gamma l}}{U_n \cdot e^{j\gamma l}} = \rho(0) \cdot e^{-j2\gamma l}, \quad (2.21)$$

где  $\rho(l)$ ,  $\rho(0)$  – коэффициенты отражения в сечении линии  $l$  и  $0$  соответственно;

–  $U_0$ ,  $U_n$  – амплитудами соответственно падающих и отраженных волн поперечных напряженностей электрического поля.

Из (2.21) видно, что коэффициент отражения является комплексной величиной, меняющейся вдоль линии по простому закону, связанному с постоянной распространения  $\gamma$ . Как указывалось ранее,  $\gamma = \alpha - j\beta$ , где  $\alpha$  определяет аддитивные потери,  $\beta = 2 \cdot \pi \cdot \frac{l}{\lambda}$  – электрическую длину линии.

Для характеристики режима стоячей волны используется параметр – коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН), который определяется как отношение напряженностей в максимуме стоячей волны к минимуму. Можно показать, что КСВН выражается только через модуль коэффициента отражения  $|\rho|$  следующей формулой:

$$\text{КСВН} = \frac{1 + |\rho|}{1 - |\rho|} \quad (2.22)$$

Из определения вышеприведенных параметров вытекает:

- для режима бегущей волны линии  $\rho = 0$ , КСВН = 1;
- для режима короткого замыкания или холостого хода линии передачи без потерь  $|\rho| = 1$ , КСВН =  $\infty$ ;
- для линии передачи без потерь  $\alpha = 0$  и при КСВН возбуждающего линию генератора, равном 1, КСВН нагруженной линии передачи не зависит от длины;
- для линии передачи длиной  $l$  и погонными потерями  $\alpha$   $|\rho| = \exp(-2 \cdot \alpha \cdot l)$  и КСВН на входе линии будет определяться формулой

$$\text{КСВН}(l) = \frac{(1 + \text{КСВН}_0) - (\text{КСВН}_0 - 1) \cdot \exp(-2 \cdot \alpha \cdot l)}{(1 + \text{КСВН}_0) + (\text{КСВН}_0 - 1) \cdot \exp(-2 \cdot \alpha \cdot l)}. \quad (2.23)$$

При одновременном существовании передающей  $U_n$  и отраженной  $U_0$  волны активная мощность, передаваемая через любое сечение линии передачи, будет равна

$$\rho = |U_n|^2 - |U_0|^2 = |U_n|^2 \cdot (1 - |\rho|^2). \quad (2.24)$$

Из формулы (2.23) видно, что при достаточно больших суммарных потерях КСВН(1)  $\rightarrow 1$ , т.е. линия передачи будет работать в согласованном режиме.

В большинстве прикладных задач, касающихся проектирования, испытаний и эксплуатации БРК, знания о детальном распределении векторов  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  в линиях передачи и устройствах СВЧ являются избыточными. Первостепенное значение имеют такие задачи, как согласование трактов, передача и распространение мощностей между трактами, получение комплексных коэффициентов передачи и т.д.

Для решения подобных задач целесообразнее использовать хорошо разработанные методы теории линейных СВЧ, приведенные в параграфе 2.3.

### 2.3. Математические методы анализа СВЧ цепей

Рассмотрим обобщенную СВЧ цепь (рис. 2.4). Она представляет СВЧ многополюсник с  $N$  портами ( $2N$  полюсами), выходы портов – какую-либо из линий передач (коаксиальную или волноводную) с фиксированными плоскостями отсчета. Для описания волновых процессов введем следующие переменные:  $a_i$  – амплитуда падающей волны в порте  $i$ ,  $b_i$  – амплитуда отраженной волны в этом порте. Величины  $a_i$  и  $b_i$  соответствуют некому усредненному значению реального распределения поперечного электрического поля падающей и отраженной волн.

Амплитуды  $a$  и  $b$  пропорциональны  $\sqrt{P}$ , где  $P$  – мощности, фактически переносимые реальной электрической составляющей  $E_i$  электромагнитной волны. Соотношения между падающими  $a_i$  и отраженными волнами  $b_i$  можно выразить через систему линейных уравнений с помощью матрицы рассеяния  $S$  с элементами  $S_{ik}$ :

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ b_N \end{pmatrix} = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdot & \cdot & \cdot & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdot & \cdot & \cdot & S_{2N} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdot & \cdot & \cdot & S_{NN} \end{vmatrix} \cdot \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \cdot \\ \cdot \\ a_N \end{pmatrix}. \quad (2.25)$$

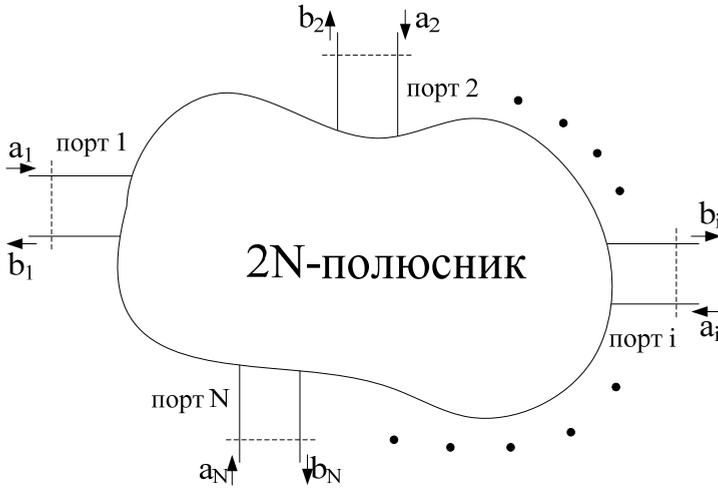


Рис. 2.4. Схема обобщенного СВЧ  $2N$ -полюсника с матрицей рассеяния  $S$

Физический смысл элементов матрицы рассеяния легко определяется с помощью простейших испытательных режимов, а именно последовательным нагружением выходной линии каждого порта на согласованную нагрузку и возбуждением каждого порта от согласованного генератора с падающей волной  $a_i$ . Очевидно, что при выполнении таких условий нагружения

$$S_{mn} = \left. \frac{b_m}{a_m} \right|_{a_i = 0, \quad i = 1, 2, \dots, N; \quad i \neq m} \quad (2.26)$$

Согласно (2.26) диагональные коэффициенты матрицы  $S$  представляют коэффициенты отражения в порте  $i$  при условии нагружения остальных портов на согласованные нагрузки. Внедиагональные элементы представляют коэффициенты передачи между двумя портами многополюсника, при возбуждении одного из них падающей волной  $a_i$  и при согласованной нагрузке остальных портов.

Приведем некоторые свойства матрицы  $S$ , вытекающие из физического смысла ее элементов и общих законов электродинамики [2, 6].

Для пассивных многополюсников  $|S_{mn}| \leq 1$ , для взаимных многополюсников  $S_{mn} = S_{nm}$ , для недиссипативных многополюсников, в частности многополюсников с пренебрежимо малыми потерями, матрица рассеяния  $S$  унитарна, т.е. отвечает условию

$$S_i^* \cdot S = E, \quad (2.27)$$

где  $S_i^*$  – матрица, сопряженная и транспонированная по отношению к исходной матрице  $S$ ;  $E$  – единичная матрица.

Из унитарности матрицы вытекает много важных и полезных свойств, а именно:

– норма каждого столбца матрицы (т.е. корень квадратный из суммы квадратов модулей элементов) равна 1;

– столбцы ортогональны между собой (т.е. их скалярное произведение  $\langle S^{*m} \cdot S^n \rangle = 0$  при  $m \neq n$ );

– детерминант матрицы  $|\det S| = 1$ , т.е. его можно представить в виде  $e^{i\varphi}$ .

Кроме того, различные по типам многополюсники СВЧ (гибридные соединения, различные разветвители) обладают свойствами симметрии, которые можно описать соответствующими матрицами симметрии  $G$ . Указанные матрицы симметрии коммутируют с матрицей  $S$ , т.е. имеет место тождество  $G \cdot S \equiv S \cdot G$ .

Все вышеуказанные свойства матрицы  $S$  позволяют упростить количество искомых элементов матрицы  $S$  при анализах и испытаниях.

Следует отметить, что элементы матрицы рассеяния  $S$  строго привязаны к плоскостям отсчета в портах многополюсников. Однако при сдвиге этих плоскостей происходит лишь изменение фазовых углов и модулей элементов в соответствии с простыми законами, а именно:

$$S'_{mn} = S_{mn} \cdot \exp(-j \cdot \gamma_m \cdot l_m - j \cdot \gamma_n \cdot l_n), \quad (2.28)$$

где  $S'$  – измененное значение элемента  $S_{mn}$ ;  $\gamma_m = \beta_m - j \cdot \alpha_m$ ,  $\gamma_n = \beta_n - j \cdot \alpha_n$  – постоянные распространения в линиях передачи портов многополюсников.

Вообще говоря, кроме матрицы рассеяния  $S$  для анализа многопортового многополюсника  $N$  используют матрицы нормированных сопротивлений  $Z$  и проводимостей  $Y$ .

Между указанными матрицами существует однозначная связь. Применение этих матриц, связь с матрицей  $S$  описаны в [2, 6].

Матрица  $S$  широко используется в связи с тесной связью с электродинамическими процессами в СВЧ устройствах и большим количеством автоматических и полуавтоматических установок, позволяющих осуществлять быстрое определение модулей и фаз ее элементов в необходимой полосе частот. Кроме того, на базе ее можно реализовать достаточно эффективные методы анализа и расчетов СВЧ цепей с помощью методов направленных графов.

В соответствии с этим методом системе уравнений (2.25) поставим направленный граф, показанный на рис. 2.5.

Согласно рис. 2.5 каждому порту многополюсника  $i$  соответствуют 2 узла, в которых помещены переменные  $a_i, b_i$ . Связь между переменными  $a_i, b_k$  в узлах обеспечивают элементы матрицы  $S_{ki}$ . Напомним несколько основных понятий теории графов, встречающихся в дальнейшем. Путь графа – обход одной или нескольких ветвей в направлении стрелок. Путь называется разомкнутым, если

ни один из его узлов не встречается более одного раза. Путь, начинающийся и заканчивающийся в одном и том же узле и не проходящий дважды через один и тот же узел, образует петлю. Передача пути или петли равна произведению передач обходимых петель.

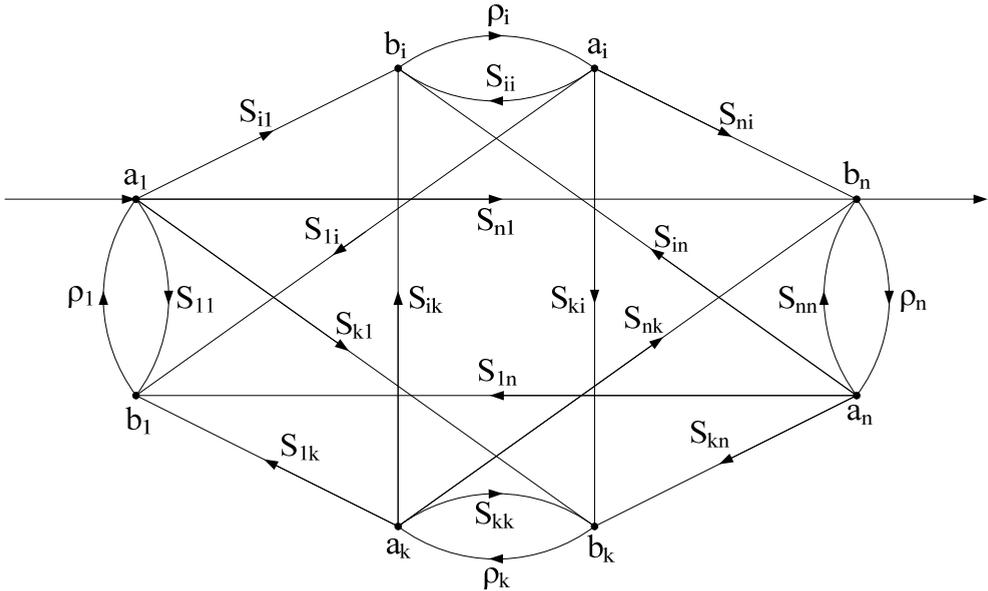


Рис. 2.5. Вид фрагмента направленного графа  $2N$ -полюсника (показано взаимодействие портов  $1, i, n, \kappa$ )

В соответствии с правилом Мезона [5] передача графа  $T_{ki}$  между узлами  $(k, i)$  (величина  $T_{ki}$  равна суммарному сигналу в узле  $k$  при возбуждении графа единичным источником, помещенным в узле  $i$ ) равна

$$T_{ki} = \frac{\sum_n P_n \cdot \Delta_n}{\Delta}, \quad (2.29)$$

где  $P_n$  – передача  $n$ -го разомкнутого пути, соединяющего узлы  $(k, i)$ ,  $\Delta_n$  – множитель, определяемый петлями, не соприкасающимися с разомкнутым путем. В общем случае

$$\Delta_n = 1 - \sum_m L_m^1 - \sum_m L_m^2 + \dots + \sum_m L_m^r, \quad (2.30)$$

где  $L_m^1$  – передача  $m$ -й петли графа 1-го порядка;  $L_m^2$  – произведение передач двух попарно взятых некасающихся петель;  $L_m^r$  – произведение передачи  $r$ -некасающихся петель (петли  $r$ -го порядка);  $\Delta$  – детерминант графа, вычисляемый по формуле, аналогичной (2.30) с той лишь разницей, что в  $\Delta_n$  не учитываются петли, касающиеся соответствующего пути.

Расчеты с использованием приведенных выше формул часто значительно упрощаются, так как с учетом практических значений модулей коэффициентов отражений многополюсника (элементов  $S_{ii}$ ) и реальных КСВН нагрузок, подключенных к портам передачи по петлям величины  $\rho_i S_{ii}$ , могут оказаться пренебрежимо малыми ( $\rho_i S_{ii} \ll 1$ ).

#### 2.4. Примеры использования расчетных методов применительно к волноводным (коаксиальным) трактам в технике БРК

В данном параграфе приведены примеры применения методов анализа и расчета СВЧ цепей, рассмотренных в параграфе 2.3, к инженерным задачам, встречающимся при проектировании и испытаниях БРК и поэтому имеющим самостоятельный интерес.

*Пример 1.* Рассмотрим волноводную или коаксиальную линию передачи длиной  $l$  (рис. 2.6) с концевыми нагрузками, имеющими коэффициенты отражения  $\rho_1$  и  $\rho_2$ .

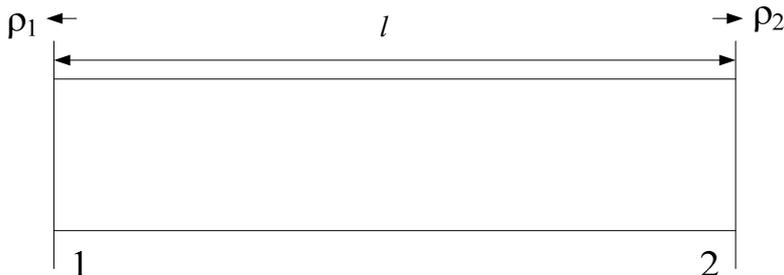


Рис. 2.6. Волноводная линия передачи с граничными коэффициентами  $\rho_1$  и  $\rho_2$

Часто возникает задача определения входного коэффициента отражения этой линии или КСВН с учетом граничных рассогласований. Такая задача является актуальной, например, для определения условия согласования выходного мультиплексора РТР с трактом АФУ, соединенным с РТР волноводной линией передачи. Другая задача, возникающая из инженерной практики, связана с оценкой влияния отрезка линии передачи, приведенной в примере, на АЧХ БРК. Эта за-

дача может встретиться как в процессе проектирования внутренних трактов БРК так и, например, при измерениях АЧХ РТР с подключением к выходным трактам БРК волноводных трактов контрольно-проверочной аппаратуры (КПА).

Применим к решению задач, рассмотренных в примере 1, метод направленных графов. Построенный граф представлен на рис. 2.7.

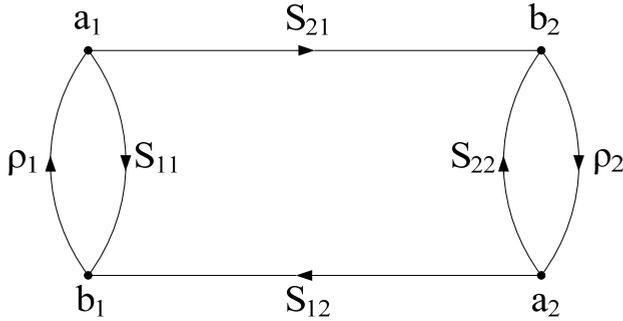


Рис. 2.7. Направленный граф для волноводной линии передачи, рассогласованной на концах

Отрезок волноводной линии описывается матрицей рассеяния  $S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}$ .

Граничные коэффициенты отражения  $\rho_1$  и  $\rho_2$  в произвольном сечении волновода являются комплексными величинами. Из условия взаимности следует, что  $S_{12} = S_{21}$ ,

кроме того, для рассмотренных линий передачи  $S_{12} = e^{-\alpha \cdot l} \cdot e^{j \frac{2 \cdot \pi \cdot l}{\lambda}}$ , где  $\alpha$  – погонные потери,  $2 \cdot \pi \cdot \frac{l}{\lambda}$  – электрическая длина в линии. Применяя правило Мезона к данному графу, получим, что для определения входного коэффициента отражения  $\rho_{\text{вх}}$  необходимо определить коэффициент  $K_m$  передачи графа  $\frac{b_1}{a_1}$ , для определения коэффициента передачи по мощности необходимо найти коэффициент передачи графа  $\frac{b_2}{a_1}$  и учесть при этом потери мощности на отражение в конечных нагрузках.

Если необходимо определить параметр КСВН на входе волновода, то он, как известно, зависит от  $|\rho_{\text{вх}}|$ . С учетом вышесказанного получим

Если необходимо определить параметр КСВН на входе волновода, то он, как известно, зависит от  $|\rho_{\text{вх}}|$ . С учетом вышесказанного получим

$$|\rho_{\text{вх}}| = \left| \frac{b_1}{a_1} \right| = \frac{|S_{12}|^2 \cdot |\rho_2|}{\sqrt{|1 - \rho_1 \cdot S_{11} - \rho_2 \cdot S_{22} - \rho_1 \cdot \rho_2 \cdot S_{12}^2|^2}}$$

$$|K_M| = \frac{|S_{12}|^2 \cdot (1 - |\rho_1|^2) \cdot (1 - |\rho_2|^2)}{|1 - \rho_1 \cdot S_{11} - \rho_2 \cdot S_{22} - \rho_1 \cdot \rho_2 \cdot S_{12}^2|^2}. \quad (2.31)$$

Обычно справедливы следующие ограничения:

$$|\rho_1^2| \ll 1, \quad |\rho_2^2| \ll 1, \quad |\rho_1 \cdot S_{11}| \ll 1, \quad |\rho_2 \cdot S_{22}| \ll 1. \quad (2.32)$$

С учетом этих ограничений выражения (2.31) будут иметь вид:

$$|\rho_{\text{вх}}| = \frac{|S_{12}|^2 \cdot |\rho_2|}{\sqrt{|1 - \rho_1 \cdot \rho_2 \cdot S_{12}^2|^2}},$$

$$|K_M| = \frac{|S_{12}|^2}{|1 - \rho_1 \cdot \rho_2 \cdot S_{12}^2|^2}. \quad (2.33)$$

Из структурных формул (2.33) видно определяющее влияние в них модуля комплексной функции  $\frac{1}{|1 - \rho_1 \cdot \rho_2 \cdot S_{12}^2|^2}$ .

Преобразуем эту функцию в соответствии с правилами получения модуля комплексной функции [6]:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{|1 - \rho_1 \cdot \rho_2 \cdot S_{12}^2|^2} = \\ & = \frac{1}{[1 - \operatorname{Re}(\rho_1 \cdot \rho_2 \cdot S_{12}^2)]^2 + \operatorname{Im}^2(\rho_1 \cdot \rho_2 \cdot S_{12}^2)} = \\ & = \frac{1}{1 - 2 \cdot |\rho_1| \cdot |\rho_2| \cdot |S_{12}|^2 \cdot \cos \varphi + |\rho_1|^2 \cdot |\rho_2|^2 \cdot |S_{12}|^4 \cdot \cos^2 \varphi + |\rho_1|^2 \cdot |\rho_2|^2 \cdot |S_{12}|^4 \cdot \sin^2 \varphi}. \end{aligned} \quad (2.34)$$

Re и Im – действительная и мнимая часть функции  $\rho_1 \cdot \rho_2 \cdot S_{12}^2$ ,  $\varphi$  – ее фазовый угол. Соответствующим выбором плоскостей отсчета  $\rho_1$  и  $\rho_2$  можно сделать действительными числами, и тогда фазовый угол будет равен электрической длине линии  $2 \cdot \pi \cdot \frac{l}{\lambda}$ . Знаменатель упростим с учетом следующих, справедливых на практике ограничений:  $|\rho_1|^2 \cdot |\rho_2|^2 \cdot |S_{12}|^4 \ll 1$ , тогда после преобразований (2.34) будет иметь вид

$$\frac{1}{|1 - \rho_1 \cdot \rho_2 \cdot S_{12}^2|^2} = \frac{1}{1 - 2 \cdot \rho_1 \cdot \rho_2 \cdot \exp(-2 \cdot \gamma \cdot l) \cdot \cos \frac{4 \cdot \pi \cdot l}{\lambda_g}}. \quad (2.35)$$

На практике случаях функцию (2.35) можно упростить, разлагая ее в степенной ряд и ограничиваясь 1-м членом разложения.

Проведя соответствующие преобразования, получим

$$|\rho_{\text{вх}}| = |\rho_2| \cdot \exp(-2 \cdot \gamma \cdot l) \cdot \left[ 1 + \rho_1 \cdot \rho_2 \cdot \exp(-2 \cdot \gamma \cdot l) \cdot \cos \frac{4 \cdot \pi \cdot l}{\lambda_g} \right], \quad (2.36)$$

$$K_M = \exp(-2 \cdot \gamma \cdot l) \cdot \left[ 1 + 2 \cdot \rho_1 \cdot \rho_2 \cdot \exp(-2 \cdot \gamma \cdot l) \cdot \cos \frac{4 \cdot \pi \cdot l}{\lambda_B} \right]. \quad (2.37)$$

Как видно из формул (2.36) и (2.37) они содержат осциллирующий член с затухающей по длине амплитудой. Рассмотрим некоторые следствия из (2.36) и (2.37). Если коэффициент отражения со стороны генератора  $\rho_1 = 0$ , то из (2.36) вытекает

$$\text{КСВН}_{\text{вх}} = \frac{1 + |\rho_{\text{вх}}|}{1 - |\rho_{\text{вх}}|} = \frac{(1 + \text{КСВН}_2) - (\text{КСВН}_2 - 1) \cdot \exp(-2 \cdot \gamma \cdot l)}{(1 + \text{КСВН}_2) + (\text{КСВН}_2 - 1) \cdot \exp(-2 \cdot \gamma \cdot l)}. \quad (2.38)$$

При больших потерях  $\gamma \cdot l \gg 1$ ,  $|\rho_{\text{вх}}| \rightarrow 0$ ,  $\text{КСВН}_{\text{вх}} \rightarrow 1$ , т.е. линия передачи является согласованной, как поглощающая нагрузка. Только в режиме малых потерь с отсутствием отражения от генератора ( $\rho_1 = 0$ ) КСВН нагруженной линии не зависит от длины, т.е. равен КСВН нагрузки. В условиях малых потерь  $\rho_{\text{вх}}$  будет зависеть от электрической длины линии.

$$|\rho_{\text{вх}}| = |\rho_2| \cdot \left[ 1 + \rho_1 \cdot \rho_2 \cdot \cos \frac{4 \cdot \pi \cdot l}{\lambda_g} \right] \quad (2.39)$$

Максимальное значение  $|\rho_{\text{вх}}|_{\text{max}} = |\rho_2| \cdot [1 + \rho_1 \cdot \rho_2]$ , минимальное значение  $|\rho_{\text{вх}}|_{\text{min}} = |\rho_2| \cdot [1 - \rho_1 \cdot \rho_2]$ .

Далее определим частотную зависимость коэффициента передачи по мощности  $K_M(\lambda)$  как функцию длины волны. В диапазоне частот изменение длины волны  $\Delta\lambda$  можно представить как

$$\Delta\lambda = \lambda_{\text{н}} - \lambda_{\text{в}}, \quad (2.40)$$

где  $\lambda_{\text{н}}$  – длина волны в нижней части диапазона,  $\lambda_{\text{в}}$  – длина волны в верхней части диапазона. В микроволновом диапазоне обычно  $\frac{\Delta\lambda}{\lambda} \ll 1$ , где  $\lambda$  – средняя частота диапазона.

Определяя приращения  $\Delta K_{\text{м}}$ , исходя из (2.37), получим

$$\begin{aligned} \Delta K_{\text{м}} &= 2 \cdot \rho_1 \cdot \rho_2 \cdot \exp(-2 \cdot \gamma \cdot l) \cdot \left[ \cos \frac{4 \cdot \pi \cdot l}{\lambda_{\text{н}}} - \cos \frac{4 \cdot \pi \cdot l}{\lambda_{\text{в}}} \right] = \\ &= 4 \cdot \rho_1 \cdot \rho_2 \cdot \exp(-2 \cdot \gamma \cdot l) \cdot \sin \frac{4 \cdot \pi \cdot l}{\lambda} \cdot \sin \frac{2 \cdot \pi \cdot l}{\lambda} \cdot \frac{\Delta\lambda}{\lambda}, \end{aligned} \quad (2.41)$$

где приняты следующие допущения:  $\frac{\lambda_{\text{в}} + \lambda_{\text{н}}}{\lambda_{\text{в}} \cdot \lambda_{\text{н}}} \approx \frac{2}{\lambda}$ ,  $\frac{\lambda_{\text{в}} - \lambda_{\text{н}}}{\lambda_{\text{в}} \cdot \lambda_{\text{н}}} \approx -\frac{1}{\lambda} \cdot \frac{\Delta\lambda}{\lambda}$ , справедливые обычно для трактов БРК в микроволновом диапазоне.

Как видно из (2.41), величина  $\Delta K(\lambda)$  зависит по периодическому закону от суммарных потерь в волноводе, его электрической длины и граничных условий согласования. При отсутствии отражений на любом конце ( $\rho_1$  и  $\rho_2 = 0$ )  $\Delta K_{\text{м}} = 0$ .

Максимальное значение  $\Delta K(\lambda)$  при небольших потерях

$$\Delta K(\lambda) = 4 \cdot |\rho_1| \cdot |\rho_2|, \quad (2.42)$$

при больших суммарных потерях  $\gamma \cdot l \gg 1$ ,  $\Delta K(\lambda) \rightarrow 0$ .

Для случаев граничных согласований волновода с КСВН  $\ll 1,5$ ,  $\rho_1$  и  $\rho_2 \approx 0,2$  и, следовательно, значение  $\Delta K_{\text{м}}$  достигает  $\approx 0,16$  ( $\approx 0,6$  дБ).

Этот пример подтверждает необходимость тщательного контроля условий согласования длинных волноводных трактов в конструкциях самого БРК и измерительных схемах при повышенных требованиях к АЧХ БРК (например,  $< 1,5 \div 2,0$  дБ).

*Пример 2.* Решение задач на согласование сложного волноводного тракта, составленного из  $N$  составных частей. Пусть составные части волновода имеют разную длину и характеризуются, по согласованию, своими частными КСВН. Как уже указывалось ранее, КСВН определяется модулем коэффициента отражения  $|\rho_i|$  и для  $|\rho_i| \ll 1$  может быть представлен в виде

$$\text{КСВН}_i = \frac{1 + |\rho_i|}{1 - |\rho_i|} \approx 1 + 2\rho_i \quad (2.43)$$

Для случаев, когда  $|\rho_i|^2 \ll 1$ , направленный граф составного волновода можно представить в виде, показанном на рис. 2.8, где  $\rho_i$  – входные коэффициенты отражения отдельных звеньев,  $\rho_2 = 0$  (на выходе согласованная нагрузка) и  $\rho_1 = 0$  (сопротивление генератора согласовано с волноводной линией передачи).

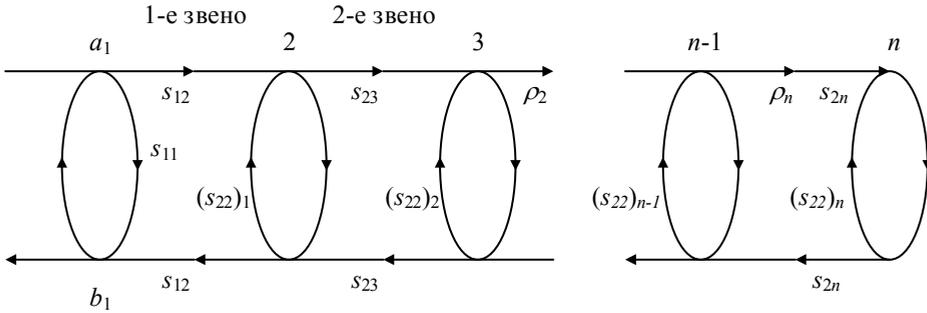


Рис. 2.8. Направленный граф составного волновода

При хорошем согласовании внутренних звеньев волноводов передачи по внутренним замкнутым петлям будут незначительны и входной коэффициент отражения (коэффициент передачи от узла  $a$  к узлу  $b_i$ ) будет определяться передачами разомкнутых путей, т.е.

$$\rho = \sum_i^n |\rho_k| \exp -j(2\beta l_k - \varphi_k), \quad (2.44)$$

где  $\rho_k$ ,  $l_k$ ,  $\varphi_k$  – соответственно коэффициенты отражения на входе отдельного звена волновода,  $\varphi_k$  – его фаза,  $\beta l_k$  – электрическая длина. Как показано в [2], модули коэффициентов отражения, являясь случайными величинами, в составе всего волновода распределены по закону Рэлея с плотностью вероятности

$$\omega(\rho) = \frac{\rho}{\sigma^2} \exp \frac{\rho^2}{2\sigma^2}, \quad (2.45)$$

где  $\sigma^2$  – дисперсия модуля коэффициента отражения.

Из (2.43) видно, что КСВН при принятых допущениях связан с модулем  $|\rho|$  линейной функцией. Известно [6], что если случайная величина  $y$  связана со случайной величиной  $x$  линейным соотношением  $y = ax + b$ , то закон распреде-

ления  $y$  соответствует закону распределения  $x$  со следующей функциональной зависимостью:

$$\varphi(y) = \frac{1}{|a|} \varphi_x\left(\frac{y-b}{a}\right), \quad (2.46)$$

при этом  $\sigma_y^2 = a^2 \sigma_x^2$ . В нашем случае  $a = 2$ ,  $b = 1$ , следовательно  $\sigma_{(\text{КСВН})}^2 = 4\sigma^2(\rho)$ .

Таким образом, закон распределения плотности вероятностей по КСВН

$$\phi(k) = \frac{k-1}{\sigma_{(k)}^2} \exp\left(-\frac{(k-1)^2}{2\sigma_{(k)}^2}\right), \quad (2.47)$$

где  $k$  – обозначение КСВН.

Знание функции распределения плотности вероятностей  $\varphi(k)$  позволяет решать такие важные для инженерной практики задачи для сложного составного волноводного тракта, как, например:

1. Определение наиболее вероятного значения КСВН на входе волновода.

Очевидно, оно будет соответствовать максимуму функции  $\varphi(k)$ . Максимум этой функции будет соответствовать условию  $\frac{d\varphi(k)}{dk} = 0$ . Прделав соответствующие операции с учетом формулы (2.47), получим

$$k = 1 + \sigma(k). \quad (2.48)$$

2. Другая задача – определение вероятности  $P$  того, что входной КСВН не превзойдет наперед заданного значения  $k_{\max}$ . Искомую вероятность можно представить в виде интеграла от функции распределения следующим образом:

$$P(k < k_{\max}) = \int_1^{k_{\max}-1} \varphi(k) dk, \quad (2.49)$$

Произведя соответствующее интегрирование, получим

$$P(k < k_{\max}) = 1 - \exp\left(-\frac{(k-1)_{\max}^2}{2\sigma_k^2}\right). \quad (2.50)$$

В частности, для вероятности 90%, исходя из (2.47), получим

$$k_{0,9} \approx 1 + 2,14\sigma(k). \quad (2.51)$$

Относительно формулы  $\varphi(k)$  и последующих ее применений необходимо сделать следующие замечания.

1. Строго говоря, она справедлива для одной частоты диапазона, но, как указано в [2], при относительной полосе частот  $\frac{\Delta f}{f_0} \leq 10\%$  и при среднем расстоянии между нерегулярностями (стыками волноводов)  $L_{\text{ср}}$ , составляющими (5–7)  $\lambda_b$ , достаточно сделать одну оценку только на центральной частоте  $f_0$ .

Если эти условия не выполняются, то следует, согласно рекомендациям, приведенным в [2], произвести расчеты на нескольких  $M$  частотах. Число необходимых попыток  $M$  определения КСВН на разных частотах дается эмпирической формулой

$$M = \frac{\Delta f}{f} \frac{2L_{\text{ср}}}{\lambda_b}, \quad (2.52)$$

где  $L_{\text{ср}}$  – средняя длина между стыками трактов.

При этом вероятность того, что КСВН на  $M$  частотах будет меньше величины  $k_{\text{max}}$ , с учетом статистической независимости оценок на отдельных частотах, будет равна

$$P_M(k < k_{\text{max}}) = \left[ 1 - \exp\left(-\frac{(k-1)_{\text{max}}^2}{2\sigma^2}\right) \right]^M. \quad (2.53)$$

Остановимся далее на определении фигурирующей в формуле  $\varphi(k)$  величины дисперсии  $\sigma^2(k)$ . Как видно из (2.44), коэффициент отражения на входе волноводного тракта представляет сумму некоррелированных случайных комплексных величин  $\rho$ . Как показано в [3], дисперсия модуля вектора  $\rho$  будет равна

$$\sigma^2(\rho) = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \sigma_i^2(\rho), \quad (2.54)$$

где  $i$  – номер отдельного звена,  $\sigma_i^2$  – дисперсия его коэффициента отражения.

$$\text{В нашем приближении } \sigma_i^2(\rho) = \frac{1}{4} \sigma_i^2(k). \quad (2.55)$$

$$\text{Отсюда } \sigma_k^2 = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N \sigma_i^2(k). \quad (2.56)$$

Разбросы КСВН отдельных звеньев связаны с разбросами технологического исполнения и метрологических измерений отдельных секций и характеризуются среднеквадратичным отклонением  $\sigma_k$ . Из формулы (2.55) следует

$$\sigma_k = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\sum_i^N \sigma_i^2(k)}. \quad (2.57)$$

Если волновод состоит из  $N$  звеньев, у которых среднеквадратичные отклонения  $\sigma_i$  одинаковы, то

$$\sigma_k = \sqrt{\frac{N}{2}} \sigma_i(k). \quad (2.58)$$

Для иллюстрации применения приведенных формул рассмотрим следующий практический пример.

Пусть волноводный тракт состоит из 10 одинаковых секций с КСВН отдельных секций 1,1 со среднеквадратичным отклонением КСВН 10%, т.е.

$\sigma_i(k) = 0,11$ . В соответствии с формулой (2.58)  $\sigma_k = \sqrt{\frac{10}{2}} \times 0,11 \approx 0,24$ . Тогда

наиболее вероятное значение входного КСВН согласно формуле (2.51) составит  $1+0,24 = 1,24$  и с вероятностью 0,9 КСВН не превысит значения  $1+2,14 \times 0,24 \approx 1,51$ .

Если будет стоять задача уменьшения входного КСВН, то из представленных выше формул следует, что

1) необходимо улучшать согласование составных частей (уменьшать их КСВН);

2) необходимо уменьшать дисперсионный разброс КСВН отдельных звеньев за счет увеличения точности изготовления, монтажа и измерений;

3) положительный эффект может дать также взаимная переконпоновка секций, которая, как следует из основополагающей формулы (2.44), может привести к более благоприятному сочетанию фаз коэффициентов отражений отдельных секций и привести в итоге к уменьшению входного КСВН.

## 2.5. Фильтры СВЧ

В многочастотных БРК с одним преобразованием частоты (с  $f_{пр}$  на  $f_{прд}$ ), как отмечалось ранее, усиление сигналов осуществляется в СВЧ диапазоне. При этом формирование частотных стволов транспондеров, сложение мощностей от УМ отдельных транспондеров на общую антенну, селекция нежелательных частот, возникающих в преобразователе частоты, осуществляется фильтровыми структурами СВЧ, на основе которых строятся такие важные структурные элементы БРК, как входные (ИМУХ) и выходные (ОМУХ) мультиплексоры, входные преселекторные фильтры на входе приемников.

Вообще говоря, фильтры СВЧ представляют пассивные четырехполюсники, состоящие из реактивных элементов, которые осуществляют передачу СВЧ

сигнала в согласованную нагрузку в соответствии с заданной частотной характеристикой. Важнейшей характеристикой фильтра является полоса частот пропускания, в которой задается на определенных частотах допустимое затухание  $L_d = -20 \lg |S_{21}|$  дБ. В рабочей полосе частот оно должно быть минимальным, вне этой полосы как можно больше, поскольку это и характеризует избирательность фильтра.

Наряду с амплитудно-частотными характеристиками на фильтры задаются ограничения на отклонение от линейного закона фазочастотной характеристики. Обычно в качестве такой характеристики выбирают групповое время запаздывания  $\tau_{гр} = \frac{d\varphi}{d\omega}$ , где  $\varphi$  – набег фазы в фильтре,  $\omega$  – текущая круговая частота.

Из всего многообразия фильтров СВЧ рассмотрим два: фильтры низких частот (ФНЧ) и полосно-пропускающие фильтры (ПФ). Эти типы фильтров чаще всего встречаются в оборудовании РТР БРК.

Характеристики ослабления указанных фильтров СВЧ представлены на рис. 2.9.

Теория фильтров вообще и СВЧ в частности, представляет самостоятельную сложную дисциплину, поэтому в дальнейшем будут рассматриваться только ее некоторые основные положения в основном применительно к технике БРК.

Фильтры СВЧ представляют каскадные соединения ряда отдельных звеньев, в основе которых лежат, как правило, СВЧ резонаторы или эквивалентные им структуры на основе отрезков линий передачи.

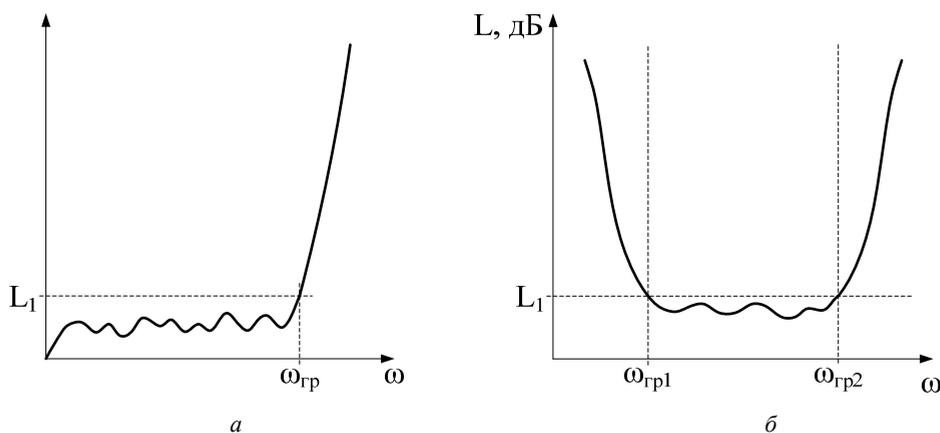


Рис. 2.9. Характеристики ослабления фильтров СВЧ для:  
*a* – фильтра низких частот; *б* – полосового фильтра;  
 $\omega_{гр}$  – граничные частоты рабочей полосы по уровню затухания  $L$

Металлический СВЧ резонатор представляет полый объем, охваченный металлической поверхностью с достаточной протяженностью. При возбуждении этого резонатора от генератора через элемент связи (электрической, магнитной) при определенных условиях, зависящих от размеров и частоты, в резонаторе будут возбуждаться электромагнитные колебания резонансного характера. Они будут зависеть от типа волн, вида колебаний и на частотах, близких к резонансным частотам, могут быть представлены эквивалентной схемой в виде параллельного резонансного или последовательного контуров с сосредоточенными постоянными, изображенной на рис. 2.10.

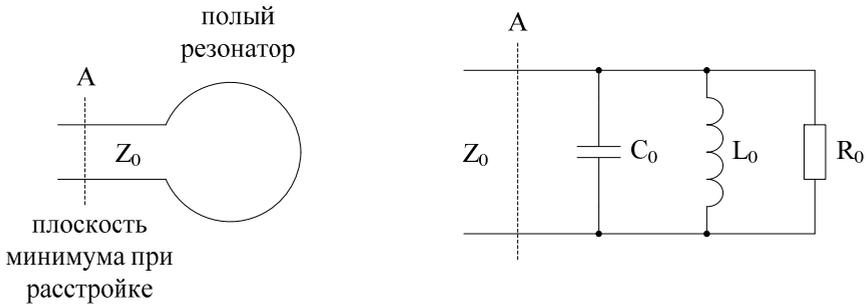


Рис. 2.10. Эквивалентная схема полого резонатора СВЧ в виде параллельного НЧ контура

Как известно из низкочастотной радиотехники [7], любой одиночный резонансный контур характеризуется такими параметрами, как добротность  $Q$  (отношение реактивной мощности на резонансной частоте к мощности активных потерь) и полоса пропускания. Известно, что для НЧ цепей  $Q = \frac{\omega_0 L}{R_0}$ ,  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ . Полоса частот по уровню ослабления мощности на 3дБ контура

$$\Delta f = \frac{\omega_0}{Q}. \quad (2.59)$$

Все эти понятия справедливы и для СВЧ резонаторов. При этом собственная ненагруженная добротность  $Q_0$  учитывает энергию, рассеиваемую в самом резонаторе на резонансной частоте, и равна

$$Q_0 = 2\pi \frac{\text{энергия накопленная в резонаторе}}{\text{энергия, рассеиваемая в резонаторе за период на резонансной частоте}}. \quad (2.60)$$

Для связанного с нагрузкой резонатора существует понятие внешней добротности  $Q_{\text{вн}}$ , при определении которой полагают, что вся энергия рассеивается в нагрузке.

Общая нагруженная добротность  $Q_n$  одновременно учитывает потери в самом резонаторе и во внешних нагрузках. Фундаментальное соотношение, связывающее эти виды добротности, следующее:

$$\frac{1}{Q_n} = \frac{1}{Q_{вн}} + \frac{1}{Q_0}. \quad (2.61)$$

Для обеспечения малых потерь в фильтрах стремятся  $Q_0 \gg Q_{вн}$ .

Важнейшим этапом в синтезе фильтров, в частности СВЧ, является выбор низкочастотного прототипа, в качестве которого выбирается ФНЧ с соответствующим числом звеньев и номиналов элементов, обеспечивающих необходимый вид АЧХ. Идеальная АЧХ ФНЧ фильтра должна иметь нулевое затухание в полосе пропускания и бесконечное за её пределами. Однако в теории цепей доказано, что такой вид АЧХ физически не реализуем и фактический вид АЧХ ФНЧ имеет вид, показанный на рис. 2.11, б, и зависит от числа элементов фильтра и метода полиномиальной аппроксимации характеристик ослабления фильтра  $L(\Omega)$ .

Наиболее распространены два вида аппроксимации  $L(\Omega)$ : максимальное плоское и равноколебательное, основанное на приближении  $L(\Omega)$  полиномами Чебышева [2, 6].

Максимально плоский ФНЧ имеет аналитическое представление в виде

$$L(\Omega) = 1 + \gamma^2 \Omega^{2n}, \quad (2.62)$$

где  $n = 1, 2, 3$  – количество звеньев. Уровень ослабления на границах полосы  $Q_{гр} = 1$  равен

$$L_1 = 10 \lg(1 + \gamma^2).$$

Таким образом,  $\gamma$  определяет допустимые потери ФНЧ в полосе пропускания. При увеличении  $\Omega$  (т.е. при расстройке по частоте от граничной частоты полосы пропускания) затухание быстро растет и скорость возрастания зависит от числа  $n$ . Если задана величина  $L_1 = 10 \lg L_n$  и  $L_2 = 10 \lg L_3$ , где  $L_n$  и  $L_3$  – заданные функции плоской  $L(\Omega)$  ослабления в полосе пропускания и вне её, то необходимое число звеньев  $n$  будет соответствовать неравенству  $n$ :

$$n \geq \frac{\lg \sqrt{(L_3 - 1) / (L_n - 1)}}{\lg(\Omega_2 / \Omega_1)}. \quad (2.63)$$

Фильтры с максимально плоской АЧХ обладают малой неравномерностью АЧХ в полосе пропускания и имеют хорошую линейность фазовых характеристик, но в полосе запираания не обладают достаточной избирательностью.

Чебышевская АЧХ ослабления ФНЧ представляется выражением

$$L(\Omega) = 1 + \gamma^2 T_n^2(\Omega) \quad n = 1, 2, 3 \dots n. \quad (2.64)$$

где  $\gamma$  – вещественный параметр, представляющий уровень ослабления в полосе пропускания,  $T_n(\Omega)$  полином Чебышева первого рода степени ( $n$ ).

Существует следующее рекуррентное соотношение для получения этих полиномов степени  $n$ :  $T_n = 2xT_{n-1} - T_{n-2}$ , при этом  $T_0(x) = 1$ ,  $T_1(x) = x$ . Полиномы Чебышева характеризуются осциллирующим поведением на интервале  $-1 \ll x \ll 1$ , где изменяют свое значение в пределах  $\pm 1$ . При  $|x| > 1$  абсолютные значения  $T(x)$  резко возрастают.

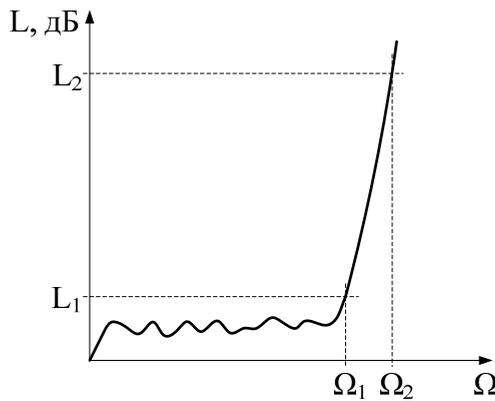
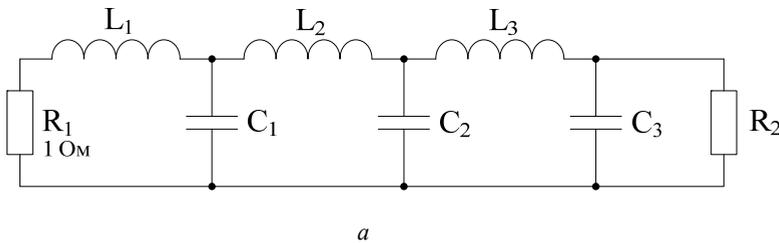


Рис. 2.11. Эквивалентная схема НЧ прототипа ФНЧ лестничного типа (а) и параметры, определяющие характеристики АЧХ ФНЧ (б)

Главная особенность (и преимущество) полиномов Чебышева состоит в том, что на интервале  $-1 \leq x \leq 1$  они являются наименее уклоняющимися от 0 полиномами степени  $n$ . Поэтому можно утверждать, что аппроксимация с использованием полиномов Чебышева обеспечивает наилучшее приближение к идеаль-

ной прямоугольной АЧХ при фиксированном  $n$ . В фильтре с чебышевской характеристикой формула, аналогичная (2.63), будет выглядеть

$$n \geq \frac{\operatorname{acch} \sqrt{(L_3 - 1)(L_n - 1)}}{\operatorname{arch}(\Omega_3 / \Omega)}. \quad (2.65)$$

Из сопоставлений оценок  $n$  по формулам (2.63) и (2.65) видно, что при одних и тех же требованиях к АЧХ для чебышевского фильтра необходимо меньшее число элементов.

Следует отметить, что после выбора вида АЧХ (максимально плоской или чебышевской) сам расчет лестничной схемы прототипа ФНЧ, т.е. расчет номиналов  $L_i C_i$  является громоздкой и сложной процедурой, выполняемой путем использования или специальных справочных таблиц, или расчетов на специальных программах ЭВМ.

Приводимые в справочных таблицах номиналы элементов  $L_i C_i$  в лестничной схеме ФНЧ нормализованы по отношению к граничной частоте  $\Omega_{\text{гр}} = 1$ . Переход к другим значениям граничной частоты или переход к полосовому фильтру осуществляется с помощью замены частотной переменной, которая осуществляется по следующим правилам: при изменении масштаба (границы) частоты  $\Omega = K_1 \omega$ , где  $K_1$  – вещественный коэффициент,  $\omega$  – фактическая частота. Поскольку частота в схемах со средоточенными постоянными входит во все формулы для цепей, где используется  $C$ ,  $L$ ,  $M$  (взаимоиндукция), то выбирая  $K_1 = \frac{1}{\omega_{\text{гр}}}$ , всегда можно получить нормализованную частоту  $\Omega_{\text{гр}} = 1$ , при этом

все реактивные элементы прототипа  $C$ ,  $L$ ,  $M$  должны быть умножены на действительную граничную частоту.

Если же найдена схема нормализованного НЧ прототипа с единичной граничной частотой, то этот прототип можно использовать на любой граничной частоте, деля номиналы реактивных элементов на  $\omega_{\text{гр}}$ .

Для полосовых фильтров замена частотной переменной имеет вид

$$\Omega = K_3 \omega_0 \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right), \quad (2.66)$$

где  $K_3$  и  $\omega_0$  – положительные постоянные.

Если в качестве функции  $L(\Omega)$  выбрана АЧХ ФНЧ, то в результате преобразования (2.65) получается частотная характеристика полосового фильтра. Граничные частоты полосового фильтра  $\omega_1$  и  $\omega_2$  связаны с граничной частотой НЧ фильтра прототипа с  $\theta_{\text{гр}} = 1$  следующим образом:

$$\omega_1 - \omega_2 = \Delta\omega = \frac{1}{K_3}, \quad \omega_1 \omega_2 = \omega_0^2.$$

При этом преобразовании любая индуктивность  $L$  НЧ прототипа превращается в последовательный колебательный контур с элементами  $L' = L\Delta\omega$  и  $C' = \Delta\omega/\omega_0^2 L$ . Любая емкость НЧ прототипа превращается в параллельный колебательный контур с элементами  $C = C/\Delta\omega$  и  $L'' = \Delta\omega/\omega^2 c$ . Соответствующая этому преобразованию схема прототипа представлена на рис. 2.12.

Задача реального создания фильтра СВЧ по известному низкочастотному прототипу сводится к реализации методами СВЧ техники сосредоточенных эквивалентных емкостей, индуктивностей, колебательных контуров. Часто эта задача при относительной полосе частот  $\leq 5\%$  решается с помощью отрезков линий передачи. Известно, что закороченная линия передачи имеет индуктивное или емкостное сопротивление вида  $jZ_0 \operatorname{tg} \beta l$ . Индуктивный или емкостной характер закороченной линии зависит от величины волнового сопротивления и электрической длины линии передачи.

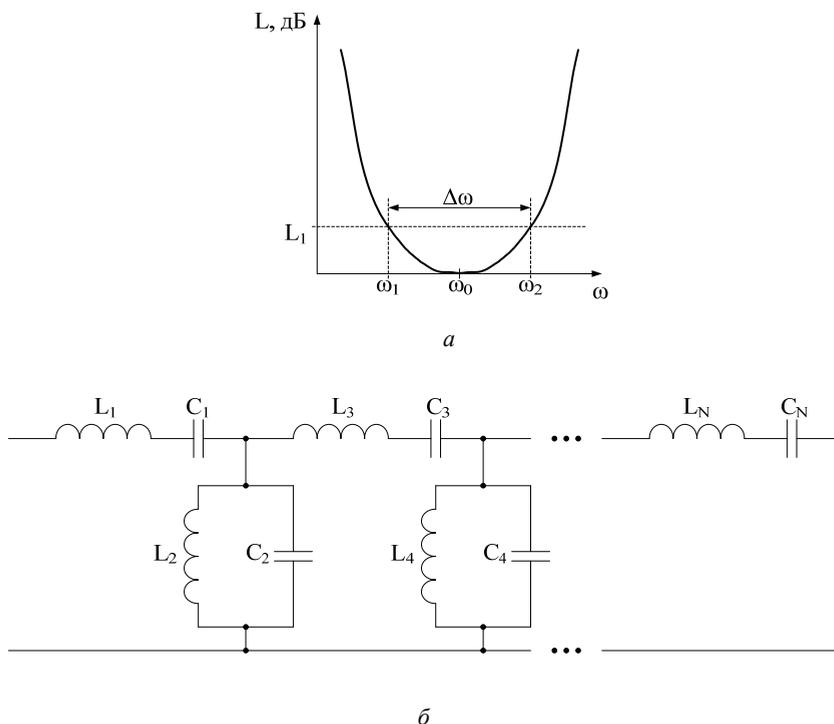


Рис. 2.12. АЧХ (а) и эквивалентная схема (б) ПФ после преобразования НЧ прототипа

На рис. 2.13 приведен пример реализации низкочастотного прототипа ПФ с помощью короткозамкнутых шлейфов на линиях передачи. При замене последовательных и параллельных контуров резонансными шлейфами необходимо как сохранение резонансных частот, так и внешних добротностей.

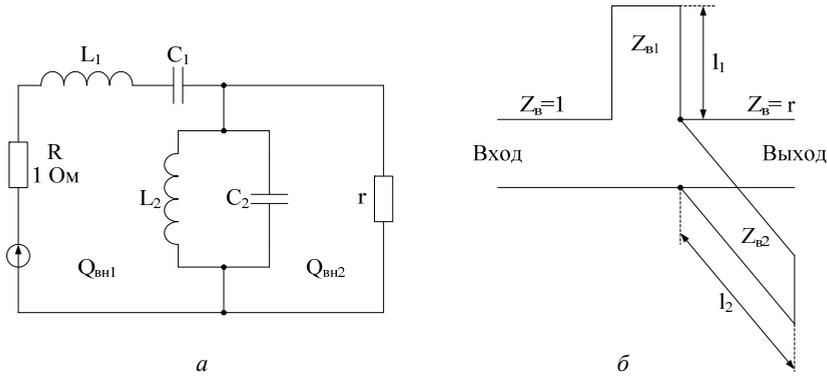


Рис. 2.13. Пример реализации полосового фильтра на короткозамкнутых отрезках (шлейфах) линии передачи:

*a* – эквивалентная схема НЧ прототипа; *б* – СВЧ реализация на шлейфах линий передач

Например, для схемы, представленной на рис. 2.13, входное сопротивление последовательного шлейфа равно

$$Z = (1 + r) + j Z_{в1} \operatorname{tg} 2\pi \frac{l_1}{\lambda_B}, \quad (2.67)$$

где  $Z_{в1}$  – волновое сопротивление линии передачи,  $\lambda_B$  – длина волны в линии.

В точках последовательного резонанса  $l_1 = k \frac{\lambda_B}{2}$ ,  $k = 1, 2, 3, \dots$ , соответствующая добротность может быть вычислена из выражения

$$Q_1 = \frac{\omega_0}{2(1+r)} \left. \frac{dx}{d\omega} \right|_{\omega = \omega_0} = \frac{k\pi Z_{в1}}{2(1+r)}. \quad (2.68).$$

Для параллельного шлейфа аналогичные формулы выглядят следующим образом: входная проводимость  $y_2 = (r+1)/r - j(1/Z_{в2}) \operatorname{ctg} \left( \frac{2\pi l_2}{\lambda_B} \right)$ , условия резонанса при длинах  $l_2 = (2m-1) \frac{\lambda_B}{4}$ ,  $m = 1, 2, 3$ .

Соответствующая добротность

$$Q_2 = \frac{\omega_0 r}{2(r+1)} \frac{db_2}{d\omega} \Big|_{\omega = \omega_0} = \frac{\pi r(2m-1)}{4(r+1)Z_{в2}}. \quad (2.69)$$

При поиске практических реализаций СВЧ фильтров для применения в БРК необходимо принимать во внимание следующие ограничения:

– по возможности избегать неоднородностей, включаемых в линию передачи с повышенной концентрацией электрического поля для предотвращения развития мультипакторных разрядов в вакууме;

– необходимо стремиться к реализациям, максимально снижающим размеры  $n$ -звенных фильтровых структур, для уменьшения габаритов и массы.

С этой точки зрения интерес представляют фильтровые структуры на базе проходных резонаторов, образуемых парой неоднородностей индуктивного типа (например, индуктивных диафрагм), размещенных в волноводе. Пример такой структуры представлен на рис. 2.14.

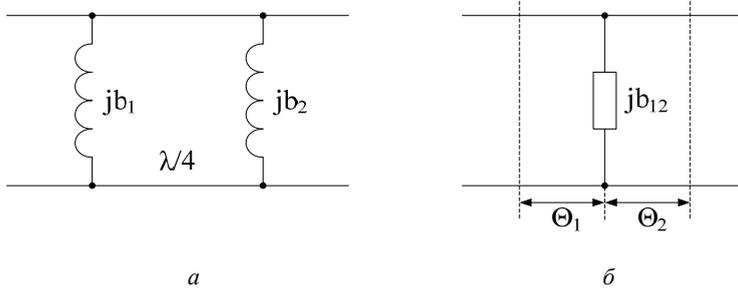


Рис. 2.14. Эквивалентная схема одного звена СВЧ фильтра с непосредственной связью между резонаторами на основе шунтирующей неоднородности индуктивного типа:  
*a* – прототип ПФ с четвертьволновыми связями;  
*б* – реализация ПФ с непосредственной связью

Как показано в [2], в окрестности резонансной частоты затухание  $L$  можно представить в виде

$$L \approx 1 + 4Q_{вн}^2 \left( \frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2, \quad (2.70)$$

Здесь внешняя добротность резонатора  $Q_{вн}$  составляет

$$Q_{вн} = \frac{b_0^2}{2} \sqrt{1 - \frac{b_0^2}{4}} \frac{b_0 l}{1 - \left( \frac{\omega_{кр}}{\omega_0} \right)^2}, \quad (2.71)$$

где  $b_0$  – величина шунтирующей линии проводимости на центральной частоте,  $\omega_{кр}$  – критическая частота волновода на данном виде колебаний.

Условия резонансных частот соответствуют трансцендентному уравнению

$$b(\omega_0) = 2\text{ctg}\left(\frac{\omega_0 l}{v_\phi}\right), \quad (2.72)$$

где  $v_\phi$  – фазовая скорость в линии.

Наименьшими габаритами будут обладать СВЧ фильтры с непосредственными связями между резонаторами. На рис. 2.15 представлена эквивалентная схема 3-звенного фильтра такого типа.

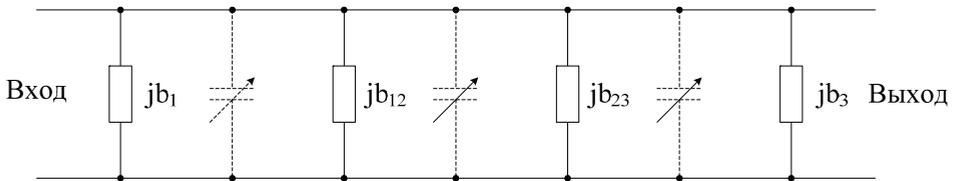


Рис. 2.15. Реализация 3-резонаторного фильтра с непосредственными связями

Как видно из этой схемы, межрезонаторные шунтирующие проводимости определяют не только границу отдельного звена (резонатора), фильтра, но и индуктивную связь между ними. Расчеты таких фильтров ведут с использованием специальных программных средств на ЭВМ.

Дальнейшего сокращения  $n$ -звенных структур СВЧ полосовых фильтров достигают путем использования СВЧ резонаторов на круглых волноводах и возбуждения в них на волне  $H_{11}$  2-ортогональных колебаний. Электромагнитная структура этой волны показана на рис. 2.16.

В круглом волноводе при соответствующем возбуждении могут существовать две волны, имеющие одинаковые критические частоты, но ортогональные поляризации (например, горизонтальную и вертикальную). Это означает, что в одном и том же объеме можно образовать в 2 раза большую по числу звеньев структуру СВЧ полосового фильтра или при фиксированном  $n$  сократить в 2 раза его размеры.

Наряду с рассмотренными выше фильтрами СВЧ на базе объемных резонаторов в технике современных БРК широко применяются фильтры на диэлектрических резонаторах, сочетающих малые потери, габаритные размеры и низкую стоимость.

Принцип действия диэлектрического резонатора как базового элемента для построения многозвенных структур основан на явлении резонанса электромагнитных волн внутри объема, заполненного диэлектриком с высокой диэлектрической проницаемостью. Накопление электромагнитной энергии происходит в результате ин-

терференции волн, многократно отражающихся от границы раздела диэлектрика и воздуха.

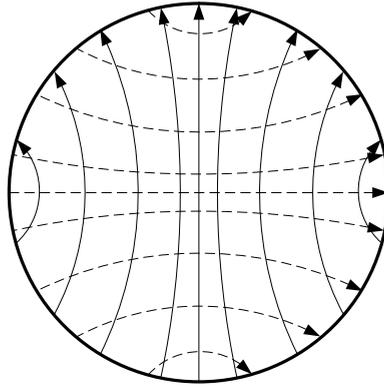


Рис. 2.16. Структура ортогональных электрических полей на волне  $H_{11}$  резонатора на круглом волноводе  $E$ -поля основного колебания ( $E$ -поле ортогонального колебания)

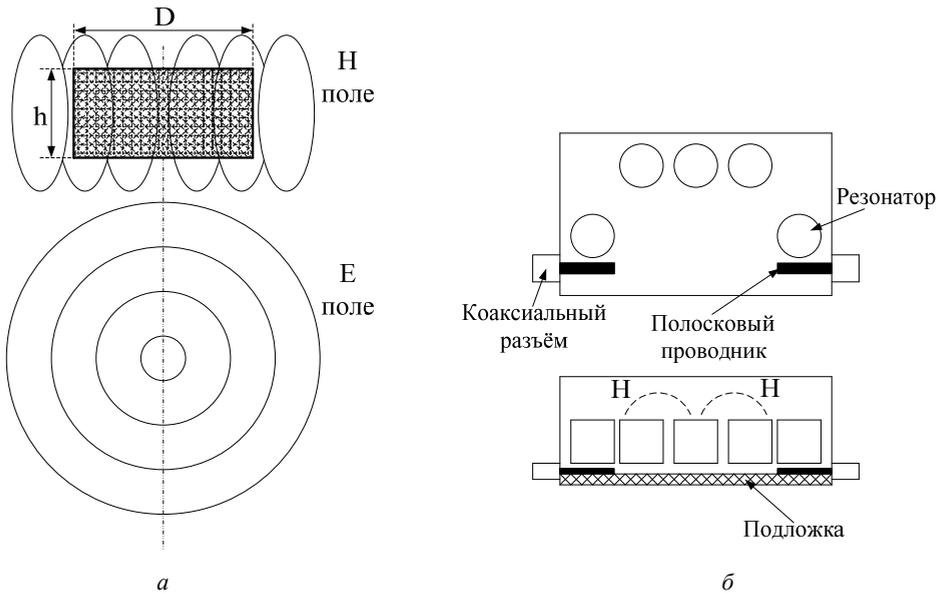


Рис. 2.17. СВЧ фильтр на дисковых диэлектрических резонаторах:  
*a* – электромагнитная структура колебаний;  
*б* – реализация фильтра в полосковом исполнении

Поскольку используемые диэлектрики характеризуются высокими проницаемостями  $\varepsilon = 10 \div 40$ , то коэффициент отражения электромагнитной волны от границ  $\approx 1$ , что и обеспечивает при использовании высококачественных диэлектриков высокие собственные добротности порядка  $5 \div 10 \cdot 10^3$  и малые размеры в диапазонах микроволновых волн вплоть до Ку. Обычно диэлектрические резонаторы имеют цилиндрическую форму с отношением высоты к диаметру  $0,3 \div 0,5$ . Структура электромагнитной волны в резонаторе представлена на рис. 2.17.

Практический пример 5-звенного полосового фильтра на диэлектрическом резонаторе показан на рис. 2.17. Здесь связи между резонаторами непосредственные по  $H$ -полю.

## ГЛАВА 3

# ШУМОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛИНЕЙНЫХ СВЧ УСТРОЙСТВ

Прохождение сигналов в трактах БРК происходит в присутствии собственного шумового сигнала (далее шума). Физическая природа шума разнообразна, но основными источниками являются диссипативные потери в трактах (тепловой шум), дробовой шум в полупроводниковых и электронных приборах, связанный с флуктуациями электронных токов, протекающих в них. Указанные выше шумы образуют в основном аддитивный по отношению к сигналу шумовой сигнал. Но при преобразовании частоты может образоваться мультипликативный шум при флуктуационных изменениях фазы гетеродина, вызываемый в основном теми же источниками, что определяют аддитивный шум.

Вообще говоря, шумовой сигнал имеет статистическую природу, и в рассматриваемых ниже случаях представляет стационарный эргодический процесс, который характеризуется в частотной области энергетическим спектром. При прохождении через линейные системы с коэффициентом передачи  $K(\omega)$  энергетический спектр шума преобразуется по простому закону – умножением спектра на входе на коэффициент усиления по мощности.

В данной главе будут рассмотрены только шумовые характеристики таких линейных систем, как СВЧ линейные многополосники, антенные системы. Мультиактивный шум гетеродинных источников сигнала будет рассмотрен в главе 4.

### 3.1. Шумовые характеристики двухполосников и четырехполосников

Из статической радиотехники и физики [8] известно, что любое сопротивление, любая поглощающая диссипативная среда, находящаяся при температуре  $T$ , будет отдавать в согласованную нагрузку мощность шума со спектральной плотностью  $kT$ , где  $T$  – абсолютная температура, а  $k$  – постоянная Больцмана, равная  $1,38 \cdot 10^{-23}$  Вт/Гц. В полосе  $\Delta f$  мощность шумового сигнала  $P_{ш} = kT \Delta f$ . Таким образом, температура  $T$  является энергетической мерой спектральной мощности шума. Если на выходе двухполосника шум создается другими сторонними источниками, например дробовым шумом или группой тепловых источников с другими температурами  $T_i$ , то суммарный шум двухполосника можно охарактеризовать температурой  $T_d$  так, чтобы максимальная мощность шума реального двухполосника была равна  $kT_d$ . Следует отметить, что  $T_d$ , вообще говоря, является функцией частоты ( $f$ ).

Рассмотренный подход можно распространить на линейные четырехполюсники, представляющие, с точки зрения СВЧ, 2-портовое устройство.

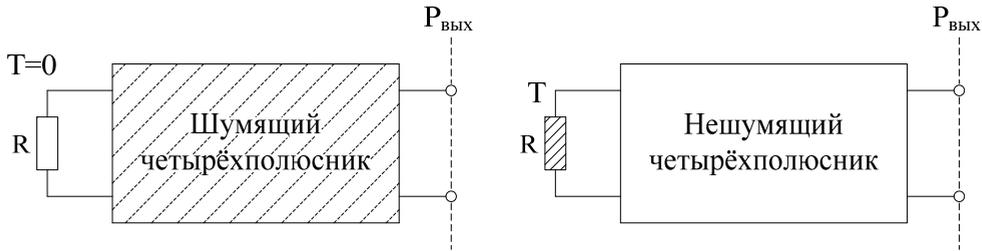


Рис. 3.1. К определению параметров шумящего четырехполюсника

На рис. 3.1 представлен 2-портовый шумящий четырехполюсник, нагруженный по входу сопротивлением  $R$  с температурой  $T = 0$ , по выходу – на согласованную нагрузку. На выходе четырехполюсника мощность шума составит на частоте  $f$   $P_{\text{вых}}(f)$ . Представим теперь, что все внутренние источники четырехполюсника обнулились, при этом передаточные характеристики остались прежними. Температуру входного сопротивления поднимем до такой величины, чтобы тепловой шум от него, равный  $kT_{\text{и}}$ , после прохождения четырехполюсника был равен  $P_{\text{вых}}$ . Температура  $T_{\text{и}}(f)$  и принимается мерой шума четырехполюсника. Иногда в качестве опорного шума для четырехполюсника берут тепловой шум источника с температурой  $T_0 = 300$  К.

Далее, считая такой четырехполюсник нешумящим, поднимем температуру источника до такой величины, чтобы получить на выходе ту же шумовую мощность  $P_{\text{ш}}$ . Относительное увеличение температуры источника в этом случае дает другую меру шума четырехполюсника – коэффициент шума  $F$ . Он может выражаться в дБ. Показано, что

$$T = (F - 1) \cdot T_0. \quad (3.1)$$

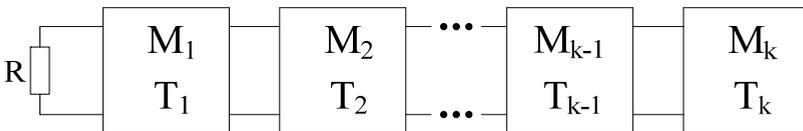


Рис. 3.2. К определению шумовой температуры каскадного четырехполюсника

Если имеется каскадное соединение из четырехполюсников (рис. 3.2), то суммарная  $T_c$  выражается формулой

$$T_c = T_1 + \frac{T_2}{M_1} + \frac{T_3}{M_1 M_2} + \dots + \frac{T_k}{M_1 \dots M_{k-1}}, \quad (3.2)$$

где  $T_1 \dots T_k$  – шумовые температуры составляющих четырехполюсников, отнесенные к выходному сопротивлению предыдущего четырехполюсника;  $M_1 \dots M_{k-1}$  – коэффициенты усиления по номинальной мощности четырехполюсников.

В СВЧ каскадных четырехполюсников обычно междупортовые соединения осуществляются линиями передачи с волновыми сопротивлениями  $Z_0$ . При этом как показано в [4] шумы СВЧ двухполюсника и выходные шумы четырехполюсника можно выразить через параметры рассогласования с линией передачи (например, через коэффициент отражения  $\rho_i$ ). В практических условиях согласования величины  $T$  и  $M$  можно относить к волновым сопротивлениям соединительных линий.

Пусть четырехполюсник имеет такую структуру, что в ней можно выделить диссипативную диэлектрическую среду с температурой  $T_1$  и другую среду с температурой  $T_2$ . Исходя из двух фундаментальных физических законов – принципа взаимности (закон электродинамики) и закона Кирхгофа о равенстве коэффициентов излучения и поглощения – можно показать, что выходная спектральная мощность шума  $\kappa T_{\text{вых}}$  будет равна

$$\kappa T_{\text{вых}} = \alpha_1 T_1 + \alpha_2 T_2, \quad (3.3)$$

где  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  – относительные коэффициенты поглощения мощности соответственно в средах 1 и 2, полученные путем возбуждения четырехполюсника с выходного порта сторонним источником.

Формула (3.3) позволяет рассчитывать шумовую температуру сложных четырехполюсников, соответствующих принципу взаимности (элементы матрицы рассеяния  $S_{12} = S_{21}$ ).

Как показано в [9], она может быть применена к четырехполюсникам с гиротропной магнитоэлектрической средой, не удовлетворяющим принципу взаимности, т.е.  $S_{12} \neq S_{21}$ . В этом случае можно определить собственные шумы четырехполюсника по относительному коэффициенту поглощения мощности вспомогательного источника на выходе в транспонируемой по отношению к исходной среде, для которой справедливо соотношение  $S_{21} = \tilde{S}_{12}$ , где знак  $\sim$  означает операцию транспонирования [9]. Физически транспонирование среды (и, соответственно, матрицы рассеяния) можно реализовать путем изменения внешнего статического магнитного поля на противоположное.

### 3.2. Шумовые характеристики СВЧ многополюсников

В технической практике БРК встречается много СВЧ устройств, относящихся к классу многопортовых многополюсников (например, ферритовые СВЧ циркуляторы – это пример не взаимного 3-портового шестиполюсника; гибридные устройства – примеры 3- и 4-портовых взаимных многополюсников). Неко-

торые из них имеют внутренние потери, другие не имеют потерь и, по существу, распределяют шумы подключенных к ним двухполюсников. Как показано в работе [4] для определения шумовых характеристик многополюсника нагруженного шумящими двухполюсниками, достаточно знания его матрицы рассеяния  $S$ .

Рассмотрим многополюсник, показанный на рис. 3.3.

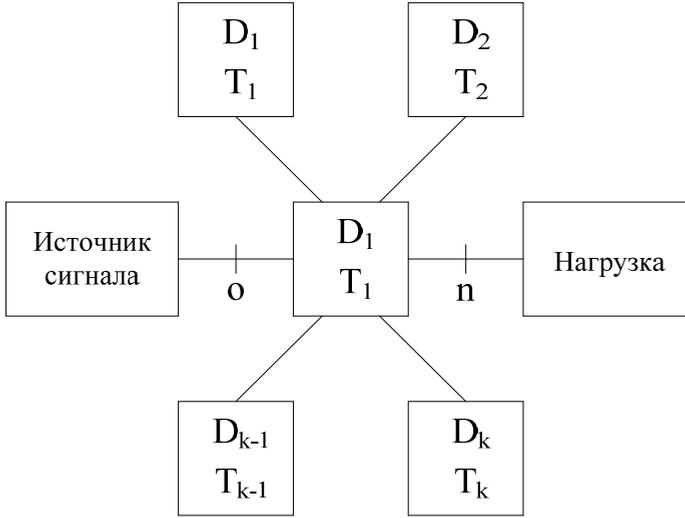


Рис. 3.3. К расчету шумов многополюсника

В общем случае он может быть невзаимным. Пусть многополюсник не имеет внутренних потерь, а источниками шумов являются нагружающие его порты двухполюсники  $D$  с температурой шума  $T_i$ . Матрица рассеяния многополюсника  $S$ , коэффициенты отражения двухполюсников  $\rho_i$ .

Схеме рис. 3.3 поставим в соответствие волновой граф, показанный на рис. 3.4. Выделим в этом графе два опорных порта – входной  $o$  и выходной  $n$ .

Шумовую температуру  $T$  многополюсника можно вычислить из этого графа по соотношению

$$\frac{T}{T_o} = \frac{\sum_i |b_n^i|^2}{|b_n^o|^2}, \quad (3.4)$$

где  $b_n^i$ ,  $b_n^o$  – амплитуды отраженных шумовых волн напряжения на выходе графа, возбужденных двухполюсниками  $D_i$  с температурой  $T_i$ , температура входного порта принята равной 300 К.

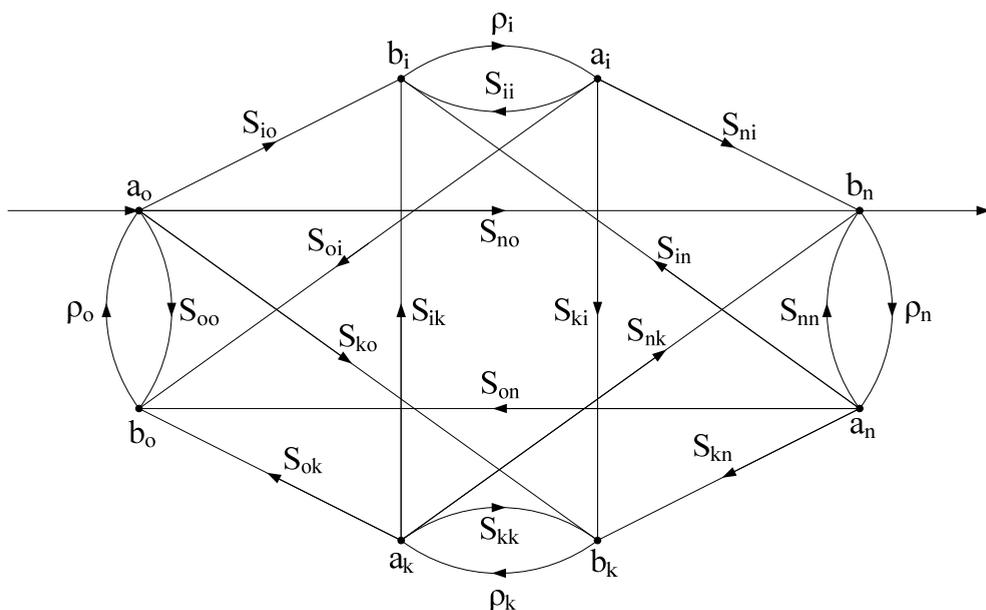


Рис. 3.4. Волновой граф для расчета шумов СВЧ многополюсника

Как показано в [10], для расчета температуры  $T$  можно использовать метод коэффициентов поглощения в транспонированном многополюснике. При этом  $T$  можно представить в следующем виде:

$$T = \sum \tilde{\alpha}_i T_i, \quad (3.5)$$

где величины  $\tilde{\alpha}_i = \frac{|\tilde{T}_{in}|^2 (1 - |\rho_i|^2)}{|\tilde{T}_{on}|^2 (1 - |\rho_o|^2)}$  имеют физический смысл относительных

коэффициентов поглощения мощности двухполюсниками  $D_i$ , соответствующих инверсному графу (при инверсии графа направления всех ветвей исходного графа меняются на противоположные). Инверсия графа равносильна транспонированию матрицы рассеяния, т.е. такому преобразованию, при котором  $S_{iK} = \tilde{S}_{Ki}$ .

### 3.3. Шумовые характеристики приемных антенн

Шумы, выносимые приемной антенной БРК, добавляются к шумам ретранслятора и определяют в итоге системную шумовую температуру БРК, необходимую для определения его важнейшей характеристики – добротности на прием.

Для определения шумов приемной антенны можно применить метод относительных коэффициентов поглощения, т.е. подать мощность от вспомогательного источника со входа и определить относительные коэффициенты поглощения (активные потери) мощности этого источника в составных частях АФУ. Очевидно, в соответствии с формулами (3.3)–(3.5), если активные потери (коэффициент поглощения) АФУ составляют  $\alpha$ , то они создадут на выходе шумовую температуру  $\alpha T_1$ , где  $T_1$  – физическая температура потерь. Если оставшаяся часть вспомогательного источника  $(1-\alpha)$  будет поглощена в дальней зоне средой с температурой  $T_2$ , то она создаст на выходе шумовую температуру  $(1-\alpha)T_2$ .

Если  $T_1 = T_2 = T_0$ , то суммарная температура шума на выходе антенны будет  $T_0$ .

Подобная ситуация имеет место для БРК с приемной антенной, имеющей ДН в зоне Земли. Обычно среднюю яркостную температуру Земли принимают равной 300 К, температуру потерь принимают близкой к нормальной, и тогда шум антенны будет составлять  $\approx 300$  К.

Если излучение антенны попадает на среду, состоящую из нескольких зон со своими яркостными температурами  $T_i$ , то общая температура будет равна сумме вкладов от каждого источника со своим весовым коэффициентом. В итоге мы придем к следующему выражению для температуры приемной антенны от излучения:

$$T_A = \frac{1}{4\pi} \oint_{\Omega \approx 4\pi} T(\theta, \varphi) G(\theta, \varphi) \alpha d\Omega, \quad (3.6)$$

где  $T(\theta, \varphi)$  – угловое распределение яркостной температуры среды,  $G(\theta, \varphi)$  – коэффициент усиления антенны по мощности, распределенный в телесном угле  $\Omega$ , в соответствии с ДН. Нетрудно видеть, что в формуле (3.6)  $\frac{G(\theta, \varphi) d\Omega}{4\pi}$  представляет не что иное, как дифференциальный коэффициент поглощения.

### 3.4. Примеры применения расчетных методов шумов к ферритовым СВЧ устройствам

В технике БРК, особенно РТР, ферритовые устройства СВЧ, такие как ферритовые циркуляторы и ферритовые вентили, широко используются для улучшения согласования трактов и как развязывающие устройства.

Типичный пример развязывающего устройства на базе ферритового циркулятора с поглощающей нагрузкой приведен на рис. 3.5.

Сам по себе ферритовый циркулятор представляет невзаимный трехпортовый СВЧ многополосник, в идеальном случае имеющий матрицу рассеяния следующего вида:

$$S = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{vmatrix}.$$

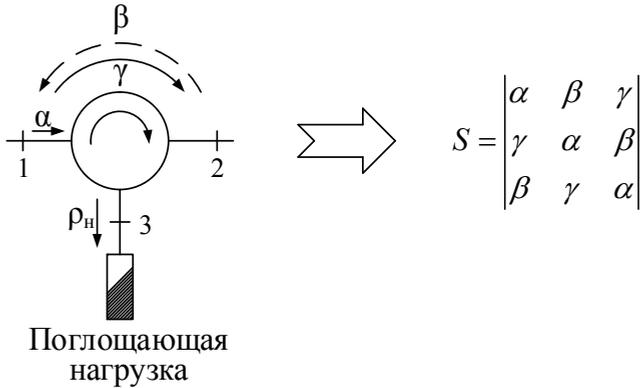


Рис. 3.5. Реализация развязывающего устройства на базе ферритового циркулятора

Из вида матрицы следует, что в идеальном циркуляторе входной КСВН со стороны портов  $i$  ( $|S_{ii}| = 0$ ), развязки в направлении, обратном направлению циркуляции  $\infty$  ( $20 \lg S_{12}, S_{23}, S_{31}$ ). Для реализации вентильных свойств (например, передачи сигнала от порта 1 к порту 2), порт 3 нагружают на согласованную нагрузку с достаточно высоким уровнем согласования ( $|\rho_n| \approx 0$ ). Очевидно, такой ферритовый циркулятор обеспечивает максимальную развязку, однако практически идеальный ферритовый циркулятор реализовать невозможно. Реальный ферритовый циркулятор имеет матрицу рассеяния (предполагаем его симметричную структуру) следующего вида

$$S = \begin{vmatrix} \alpha & \beta & \gamma \\ \gamma & \alpha & \beta \\ \beta & \gamma & \alpha \end{vmatrix}, \quad (3.7)$$

где  $\alpha$  определяет его КСВН по входу при нагружении остальных портов на согласованные нагрузки и для  $|\alpha|^2 \ll 1$  КСВН  $\approx 1 + 2|\alpha|$ , справедливо для КСВН  $\leq 1,2$ ;  $\beta$  определяет обратную развязку циркулятора, равную в дБ  $\approx 20 \lg |\beta|$ ;  $\gamma$  определяет прямые потери, равные примерно  $1 - |\gamma|$ .

Пусть на базе этого циркулятора с поглощающей нагрузкой, имеющей хорошее согласование с портом 3 ( $\rho_n \approx 0$ ), реализована входная цепь, показанная на рис. 3.6.

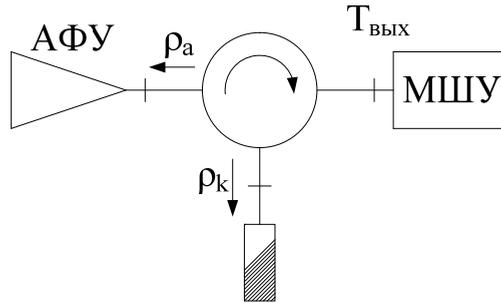


Рис. 3.6. Схема входного тракта БРК с развязывающим ферритовым циркулятором

Ферритовый циркулятор введен здесь для развязки МШУ приемного устройства от АФУ и создания гарантированной нагрузки для приемного АФУ. Определим дополнительный вклад в шумы БРК, вносимые ферритовым циркулятором, на входе МШУ. Для этого применим сформулированный выше метод определения шумовых температур по коэффициентам поглощения мощности шумящими двухполюсниками в транспонированной схеме. Транспонирование циркулятора (с учетом его симметрии) равносильно изменению направления циркуляции. Поэтому, исходя из формул (3.4), (3.5), можно записать для  $T_{\text{ВЫХ}}$  на выходе циркулятора

$$T_{\text{ВЫХ}} = (1 - |\rho_A|^2) T_A |\gamma|^2 + T_n |\rho_A|^2 |\gamma|^4 + |\rho|^2 T_n + (1 - |\gamma|) T_c, \quad (3.8)$$

где первые три члена определяют вклад шумов антенны и поглощающей нагрузки из-за включения циркулятора, последний член – собственные шумы циркулятора из-за потерь в нем.

Обычно в «хороших» циркуляторах  $\beta \approx 20$  дБ,  $T_n \approx T_c \approx 300$  К потери в прямом направлении  $\approx 0,1 \div 0,2$  дБ ( $\gamma \approx 1$ ) и для трактов АФУ с КСВН  $\approx 1,5$   $|\rho_A| \approx 0,2$ , поэтому при этих ограничениях  $T_{\text{ВЫХ}} \approx T_A$ , т.е. влияние ферритового циркулятора на фоне шумов антенны невелико, но функции развязки и согласования выполняются эффективно.

## ГЛАВА 4

# ТИПОВЫЕ СТРУКТУРНО-ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ЕДИНИЦЫ РТР (ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ И ПАРАМЕТРЫ)

В настоящей главе рассмотрены принципы работы и построения основных структурно-функциональных единиц РТР. В качестве базовых радиотехнических параметров этих устройств взяты данные из проектов БРК для КА «Ямал». Внешний вид рассмотренных устройств и их конструктивный облик приведены в главе 8.

Рассмотренные ниже устройства представляют высокоинтегрированные, как правило, конструктивно законченные единицы, отличающиеся, иногда незначительно, по составу. Но важнейшие принципиальные функции сохраняются неизменными.

### 4.1. Приемное устройство РТР

Приемное устройство РТР осуществляет прием входных сигналов, поступающих от приемного АФУ, усиление этих сигналов до необходимого уровня, преобразование частоты с  $f_{\text{пр}}$  на  $f_{\text{прд}}$ , формирование для преобразования частоты высокостабильного гетеродинного источника. Оно обеспечивает необходимую фильтрацию сигналов, связанную с преобразованием частоты приемного устройства, определяет шумовую температуру РТР, не зависящую от режимов последующих трактов РТР.

Структурно-функциональная схема приемного устройства представлена на рис. 4.1. Как видно из рисунка, в самом общем виде приемное устройство содержит МШУ, преобразователь частоты, источник гетеродина, входной преселектор, выходные фильтры после преобразователя, выходной усилитель, источник вторичного питания. В некоторых конструктивных исполнениях входной преселектор и МШУ выделяются в качестве самостоятельных функциональных единиц. В настоящее время, как правило, все указанные выше функции приемного устройств (за исключением входной преселекции) выполняются на базе СВЧ микроэлектронной технологии с использованием в качестве полупроводниковых компонентов высокоинтегрированных больших интегральных систем (БИС). Поэтому в дальнейшем будут рассматриваться не конкретные схемно-конструктивные реализации приемных устройств, а принципы и особенности их функционирования.

Важнейшим функциональным элементом приемного устройства является МШУ. Как показано в главе 3, из формул каскадного многополюсника следует, что шумовая температура и уровень усиления МШУ определяют шумовую

температуру всего приемного устройства, перекрывая шумы преобразователя частоты и выходного усилителя. Для его создания используется особый класс малошумящих транзисторов, обладающих пониженным уровнем теплового и дробового шумов. Прогресс в области создания этих транзисторов позволил исключить целое направление в СВЧ радиотехнике – создание МШУ на базе туннельных, параметрических, квантовых усилителей, обладающих, по сравнению с транзисторными, гораздо худшими габаритно-массовыми, надежностьвыми и эксплуатационными характеристиками.

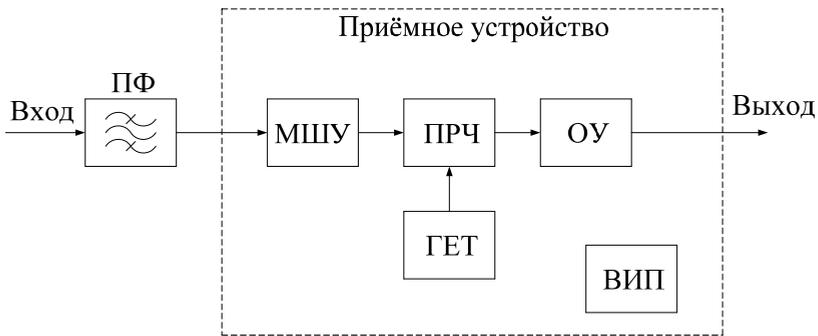


Рис. 4.1. Структурная схема входного приемного устройств РТР:

ПФ – полосовой фильтр, МШУ – малошумящий усилитель,  
 ПРЧ – преобразователь частоты, ГЕТ – гетеродин, ОУ – оконечный транзисторный усилитель,  
 ВИП – вторичный источник питания

Преобразователь частоты приемного устройства, как неоднократно указывалось выше, выполняет важную функцию преобразования приемных частот, принятых МШУ на частоты передачи  $f_{\text{пр}}$ . Преобразование частоты является известным фундаментальным в радиотехнике процессом, позволяющим строить радиоприемники супергетеродинного типа (осуществляющие основное усиление на преобразованной – промежуточной частоте) для всех направлений радиотехники – радиовещание, радиосвязь, радиолокация, радионавигация и т.д.

Преобразование частоты основано на процессах взаимодействия (смешения) приемных частот  $f_{\text{пр}}$  с частотой гетеродина (генератора сдвига)  $f_g$  на нелинейном переходе полупроводников. Известно, что при этом преобразовании образуется множество комбинационных частот типа  $\pm n f_{\text{пр}} \pm m f_g$ , где  $n, m$  – положительные числа (1, 2, 3...). В последующих цепях преобразователя выделяются полезные рабочие (называемые промежуточными) частоты. В нашем случае полезными частотами являются частоты передачи, лежащие в СВЧ диапазоне.

Соответственно, частота гетеродина будет равна  $f_{\text{пр}} - f_{\text{прд}}$  и, в частности, для используемых диапазонов в С и Ku будет составлять порядка 2÷3 ГГц. С одной стороны, это облегчает задачу создания для преобразователей высокостабильного гетеродинного источника. Но с другой стороны, видно, что на этих частотах

тах существует потенциальная опасность попадания гармоник гетеродина (2-й и 3-й) в тракт передачи.

Следует отметить, что спектр сигналов после преобразования обогащен большим количеством комбинационных частот  $\pm n f_{\text{пр}} \pm m f_{\text{г}}$ .

Часть из них, лежащая вне рабочей полосы транспондеров, обычно подавляется СВЧ полосовыми фильтрами на выходе преобразователя и фильтрами ИМУХ, но некоторые комбинации могут попадать в полосы транспондеров и будут проявляться как комбинационные помехи. Обычно уровень этих помех нормируют (они не должны превышать 40–50 дБ относительно определенного входного уровня сигнала). Уровни комбинационных сигналов определяются уровнем гармоник сигнала и гетеродина. Уровни входных внеполосных сигналов снижают с помощью полосовых входных фильтров-преселекторов, которые выделяют в приемном диапазоне полосу рабочих частот основных гармоник сигнала. Уровни гармоник гетеродина и связанные с ними продукты комбинационных преобразований подавляются специальными схемно-техническими решениями (например, балансные схемы преобразователей подавляют четные продукты) и выбором радиоэлементов (например, преобразователи с квадратичной вольтамперной характеристикой дадут только продукты основного преобразования). Наибольшую опасность из комбинационных частот представляет частота  $f_c \pm m f_{\text{г}}$ . Эта частота не подавляется преселектором и при появлении в полосе транспондера изменяется так же, как меняется уровень сигнала (дБ/дБ).

Следует отметить, что при преобразовании частот имеется класс частот, называемых зеркальными, которые производят на выходе ту же промежуточную частоту, что и основное преобразование. Действительно, пусть основное преобразование будет вида  $f_{\text{пр}} - f_{\text{г}} = f_{\text{пч}}$ . Очевидно, что входная частота  $f_{\text{пр}} - 2f_{\text{пч}}$  будет давать аналогичную по номиналу промежуточную частоту. Зеркальные частоты подавляются полосовыми входными преселекторами. Подавление зеркальных частот может представлять сложную техническую проблему для приемных устройств с низким значением  $f_{\text{пч}}$ .

Из вышеизложенного следует, что ПФ в приемном устройстве выполняет следующие функции:

- снижает уровень внеполосных помех на приемной частоте до усиления их в приемном устройстве;
- ослабляет на входе МШУ уровни сигналов на передачу, попадающих на МШУ от УМ транспондеров из-за конечных развязок в трактах АФУ;
- снижает уровень комбинационных частот от гармоник сигнала.

Поскольку активные потери в преселекторе снижают шумовую температуру РТР в соответствии с формулами (3.2) и (3.3), то, как правило, при изготовлении преселектора используются высокодобротные СВЧ резонаторы.

Следует также отметить, что при преобразовании частот в приемных устройствах уровень мощности гетеродина на порядок превышает уровни сигналов, что приводит к значительной линеаризации характеристик преобразователя частоты по сигналу, уменьшая тем самым количество опасных комбинационных частот.

Характеристики преобразованного сигнала, возникающие после преобразователя частоты, существенным образом зависят от параметров сигнала гетеродина (генератора сдвига).

Сигналы гетеродина в преобразователе частоты определяют стабильность частоты преобразованного сигнала, его фазовые флуктуации, спектральный состав.

В связи с этим схема формирования сигналов гетеродина имеет принципиальное значение.

Для удовлетворения требований по стабильности частоты в преобразователях частоты приемных устройств рассматриваемых РТР используются схемы формирования гетеродинов на основе генераторов, управляемых напряжением (ГУНов), на частоту сдвига. В колебательной системе ГУНов используются высокочастотные диэлектрические резонаторы.

Обычно требуемая стабильность частоты сдвига на весь срок активного существования (САС) КА в диапазоне температур составляет  $\approx 10^{-6}$ .

Обеспечить такую долговременную стабильность могут автогенераторы, охваченные кольцом фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), стабилизированные термостатированным кварцевым опорным генератором. Кварцевые опорные генераторы умеренной сложности и стоимости лежат в диапазоне 5÷10 МГц. Поэтому разработано большое число схемно-технических решений по реализации схем ФАПЧ, позволяющих довести относительную стабильность ГУНов до уровня опорных кварцев. Одна из таких возможных реализаций показана на рис. 4.2.

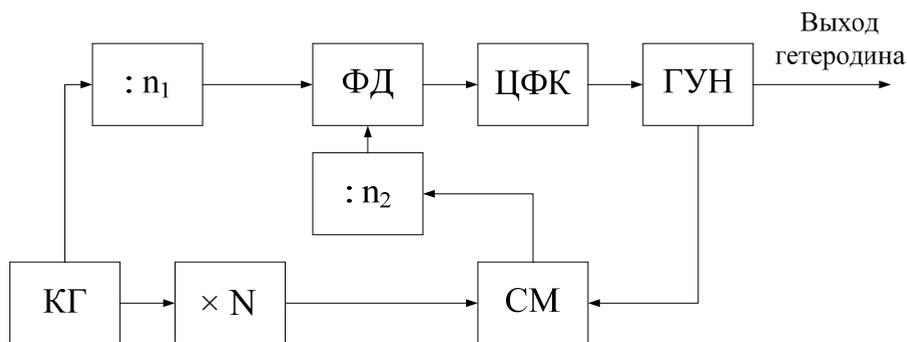


Рис. 4.2. Схема высокостабильного гетеродина с ФАПЧ:

ГУН – генератор, управляемый напряжением; ЦФК – цепь фильтрации и коррекции;

ФД – фазовый детектор; КГ – кварцевый генератор;

×N – множитель частоты на N; n – делитель частот

Согласно этой схеме коррекцию частоты ГУНа осуществляет сигнал ФД – фазового детектора, на котором происходит сравнение частоты ГУНа с частотой опорного генератора. Равенство сравниваемых частот обеспечивается делителями частоты и смесителем частот, обеспечивающим необходимый сдвиг ча-

стоты с помощью стабильного гетеродина, полученного путем умножения на  $N$  частоты опорного генератора. Следует отметить, что при реализации современных колец ФАПЧ широко используется цифровая техника в операциях деления, сравнения фаз, фильтрации и формирования управляющих сигналов в кольце ФАПЧ.

Теория функционирования автогенераторов с кольцом ФАПЧ хорошо разработана и изложена в различных литературных источниках (см., например, [11]). В них показано, что схема ФАПЧ обеспечивает сведение относительной стабильности частоты ГУНа к частоте опорного кварцевого генератора. При правильном выборе параметров ФАПЧ обладает фильтрующими свойствами, т.е. подавляет флуктуации фазы ГУНа, вызванные сторонними источниками, находящимися вне полосы кольца ФАПЧ. Таким образом, фазовый спектр «шума» гетеродина, то есть мультипликативный шум, определяющий дисперсию фазы преобразованного сигнала (наряду с влиянием аддитивного шума в полосе транспондера), сужается. Пределы снижения полосы ФАПЧ определяются динамическими характеристиками кольца ФАПЧ (устойчивостью работы, шириной полос захвата и удержания).

После преобразователя частоты в состав приемного устройства включают дополнительный транзисторный усилитель, который доводит общее усиление приемного устройства  $\geq 40 \div 50$  дБ. Такое усиление необходимо для гарантированного перекрытия шумов, возникающих от УМ ЛБВ и из-за потерь во входных мультиплексорах.

В состав интегрированного приемного устройства входит также источник вторичного питания, в котором осуществляется преобразование постоянного напряжения первичной цепи в переменное, последующее его выпрямление, фильтрация и стабилизация вторичных напряжений до уровня необходимого для функционирования составных частей приемного устройства.

Типовые электрические параметры приемных устройств, основывающихся на данных БРК для КА «Ямал», приведены в главах 4, 6.

## 4.2. Усилители мощности на ЛБВ

В современных многоствольных БРК микроволнового диапазона для КА связи коммерческого назначения в качестве выходного УМ практически всегда используются усилители ЛБВ. Широкое применение ЛБВ связано с тем, что она обеспечивает высокий к.п.д., широкую полосу пропускания, высокие ресурсные и надежность характеристики, высокую устойчивость к воздействию различных неблагоприятных эксплуатационных факторов на орбите, таких как радиация, механические и тепловые воздействия.

Поясним принцип работы усилителя на ЛБВ. Согласно рис. 4.3 ЛБВ представляет колбу (в современных приборах, изготовленную из металлокерамических материалов) небольшого диаметра, в одном конце которого размещена электронная пушка, предназначенная для образования узконаправленного элек-

тронного пучка. Она состоит из катода с подогревателем и системы управляющих анодов, электростатические потенциалы и форма которых создает систему электростатических линз, формирующих узкий электронный луч. Далее этот электронный поток ускоряется положительно заряженными электродами замедляющей системы и коллектора (или системы из нескольких коллекторов в современной ЛБВ), расположенного в конце лампы, эвакуирующего электронный поток.

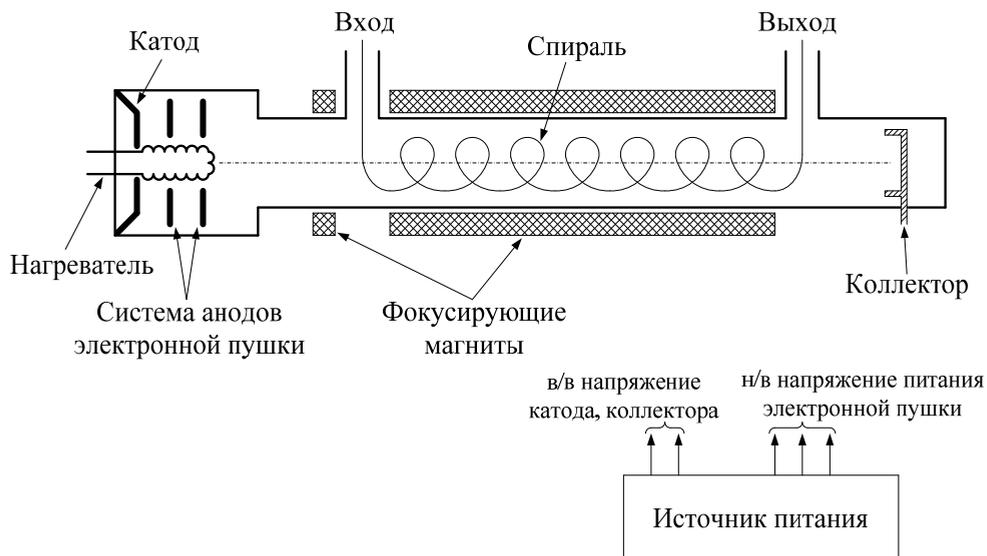


Рис. 4.3. Усилитель на ЛБВ

Принципиальным элементом ЛБВ является замедляющая система (выполненная в виде спирали или специальной СВЧ периодической структуры). Именно на замедляющую систему подается подлежащий усилению сигнал, фазовая скорость которого замедляется до величины скорости электронного потока  $v_e$ .

Благодаря этому синхронизму происходит пространственное взаимодействие замедленного электрического поля сигнала с электронным потоком, которое при правильно выбранных параметрах прибора обеспечивает отбор мощности полем сигнала от мощности электронного потока. Фокусировка электронного пучка вдоль лампы обеспечивается системой постоянных магнитных шайб, периодически расположенных вдоль колбы, создающих радиальное магнитное поле.

Механизм взаимодействия электронного потока с электрическим полем сложный и носит динамический характер. Тем не менее он к настоящему времени достаточно хорошо изучен, что позволило существенно улучшить важнейшие параметры применяемых ЛБВ, такие как к.п.д., выходную мощность, широкополосность, достижимые рабочие частоты.

Некоторые существенные параметры ЛБВ вытекают из вышеизложенных принципов работы. Так, выходная мощность

$$P_{\text{вых}} = 2cU_0I_0, \quad (4.1)$$

где  $c$  – некая константа;  $U_0$  – максимальное напряжение ускоряющего электростатического поля;  $I_0$  – средний коллекторный ток, определяющий мощность кинетической энергии электронного потока.

Для повышения ресурса и надежности ЛБВ необходимую мощность электронного потока стараются обеспечить за счет высоких напряжений  $U_0$ , которые достигают от нескольких единиц до десятка кВ. Благодаря уменьшенной величине электронного потока  $I_0$  (являющегося термоэлектронным по природе), в ЛБВ и обеспечивается потенциально высокий ресурс, в отличие от других электронных приборов (например, клистронов).

Что касается коэффициента усиления ЛБВ, то в [12] показано, что его можно представить в виде

$$k = AN - L, \quad (4.2)$$

где  $N = \frac{l}{\lambda_{\text{в}}}$  – количество длин волн, укладываемых по всей длине замедляющей системы;  $A$  – постоянная, связанная с параметрами электронного потока, частотой и величиной электромагнитной связи поля с потоком;  $L$  – потери сигнала в замедляющей системе, зависящие от активных потерь в ней и уровня согласования с подводимым фидером. Обычно  $N$  выбирается в пределах 10÷30.

Потери в замедляющей системе 5÷10 дБ, поэтому достигаемый коэффициент усиления ~40÷50 дБ. Такое значение коэффициента усиления ЛБВ недостаточно для многостольных РТР с одним преобразованием. Выходной усилитель мощности должен иметь усиление порядка 90 дБ. Поэтому в современных усилителях мощности перед усилителем на ЛБВ устанавливают транзисторный усилитель мощности, играющий роль драйвера. На этом усилителе реализуются дополнительные функции, требуемые для эффективного использования его при эксплуатации, а именно регулировка усиления, функции автоматизированной регулировки усиления (АРУ), линеаризация характеристик ЛБВ.

Следует отметить одну важную особенность ЛБВ, вытекающую из принципа ее работы: часть мощности усиленного сигнала может отражаться от конечной нагрузки из-за невозможности обеспечения хорошего согласования в диапазоне рабочих частот и затем попадать на вход в виде обратной волны, создавая сигнал обратной связи. Эта обратная связь при определенных условиях может стать положительной и даже привести к самовозбуждению ЛБВ. Так как число волн  $N = \frac{l}{\lambda_{\text{в}}}$  на участке усиления ЛБВ велико, то необходимые фазовые условия могут легко выполняться. Для предотвращения этого явления в конструк-

цию ЛБВ вводят специальные поглотители или сами спирали изготавливают из материалов с высокой удельной проводимостью. Кроме того, вводятся жесткие ограничения на согласование (КСВН) трактов, подключаемых к ЛБВ. Конечно, эти мероприятия снижают достижимый  $K_m$  и к.п.д. ЛБВ, но необходимы для устойчивого функционирования.

Относительно достижимого к.п.д., равного, по определению, отношению максимальной выходной мощности к мощности потребления, показано, что, вообще говоря, максимальный к.п.д. повышается с увеличением тока  $I_0$  и уменьшением напряжения  $U_0$  и составляет теоретически у реальных ЛБВ  $\sim 30\div 35\%$ . Однако в современных ЛБВ реальный к.п.д. составляет  $\geq 50\%$ , прежде всего, за счет режима рекуперации, при котором отбор электронного потока осуществляется несколькими коллекторами с напряжением ниже  $U_0$  (максимальное ускоряющее статическое напряжение – как правило, это положительное напряжение спирали по отношению к катоду). В таком режиме часть мощности постоянного тока, затраченная на ускорение электронов, возвращается при торможении электронов в электрическом поле коллектора. Кроме того, современные материалы позволяют уменьшить потери в замедляющих системах.

Из механизма усиления ЛБВ вытекают его широкополосные свойства, поскольку сами замедляющие системы – спирали и эквивалентные им периодические структуры – широкополосны по природе. Снижение коэффициентов усиления связано со следующими причинами:

- конечной широкополосностью согласующих устройств замедляющих систем с фидером;

- увеличением длины волны  $\lambda_v$  на нижних частотах и уменьшением в связи с этим величины  $N$ , что, согласно формуле (4.2), приводит к снижению коэффициента усиления;

- снижением уровня высокочастотного поля сигнала вблизи оси на высоких частотах, в связи с чем на этих частотах уменьшается взаимодействие электронного потока с волной сигнала.

Несмотря на это, ЛБВ являются весьма широкополосными приборами (относительная ширина полосы по уровню 3 дБ может достигать  $40\div 50\%$  по отношению к средней частоте диапазона).

Важную роль в получении высоких ресурсных, надежность характеристик и стабильности рассмотренных выше параметров в ЛБВ играют источники вторичного питания ЛБВ. Для обеспечения стабильности выходной мощности и коэффициента усиления в течение длительного срока службы, составляющего в современных РТР  $10\div 15$  лет, важно прежде всего сохранить постоянство коллекторного тока  $I_0$ , который по физической природе является термоэмиссионным и поэтому подвержен временной деградации. В ВИПах современных ЛБВ содержатся специальные устройства, осуществляющие мониторинг этого тока и поддержание его постоянства путем подстройки электростатических активных напряжений в электронной пушке. В источнике питания ЛБВ расположены спе-

циальные микропроцессорные схемы, осуществляющие особый порядок включения и выключения высоких напряжений, подаваемых на электроды ЛБВ с тем, чтобы мощный электронный пучок не вышел из границ допустимой траектории и не повредил замедляющую и другие подсистемы ЛБВ. Кроме того, ВИП осуществляет формирование всей номенклатуры низковольтных и высоковольтных напряжений ЛБВ, фильтрацию и защиту от помех первичной сети. Следует также иметь в виду, что в ВИПах ЛБВ осуществляется преобразование постоянного тока бортовой сети в переменный с помощью сильноточной транзисторной электроники (составляющей  $10 \div 15$  А) и к.п.д. должен составлять свыше 95% с тем, чтобы общий к.п.д. ЛБВ выдержать на уровне  $\geq 50\%$ .

При формировании высоковольтных цепей ЛБВ (от  $3 \div 10$  кВт), работающих в условиях открытой космической платформы, необходимо избегать незащищенных изоляцией высоковольтных цепей во избежание статических газовых разрядов. Поэтому все высоковольтные цепи тщательно заливаются особыми компаундами, обеспечивающими хорошую адгезию с металлическими конструктивными элементами отсеков.

Номинальные напряжения для каждой ЛБВ подстраиваются индивидуально, поэтому сам ЛБВ и его ВИП обычно образуют единый комплект.

С учетом вышеизложенного можно отметить следующие особенности ЛБВ, которые нужно иметь в виду при использовании в БРК КА связи:

1. При включении ЛБВ необходимо время порядка  $4 \div 5$  мин для разогрева катода и получения на выходе требуемой мощности.

2. В комплекте ЛБВ и ВИП и соединяющем их высоковольтном кабеле присутствуют высоковольтные напряжения от  $4 \div 5$  кВ, поэтому любое повреждение изоляции, нарушение инструкций монтажа, приводящее к повреждениям высоковольтных цепей, может стать причиной пробоя высоковольтных цепей в условиях вакуума. Необходимо тщательно выполнять требования по нижней границе низких давлений, при которых могут развиваться статические газовые разряды по закону Пашена. Обычно опасные диапазоны низких давлений составляют  $10^{-1} \div 10$  мм рт. ст. и многие производители не рекомендуют осуществлять включения на этих давлениях.

3. Внутри колбы ЛБВ вакуум должен составлять  $\approx 10^{-8}$  мм рт. ст. В процессе хранения или натеканий вакуум может достигнуть больших значений. При этом возникает внутренний газовый электростатический пробой. Как правило, он обнаруживается телеметрическими датчиками. Производитель дает алгоритм действий потребителю, исходя из допустимого количества таких пробоев, частоты их появления и т.д. Для обеспечения ресурсных и надежностных характеристик ЛБВ эти рекомендации должны тщательно выполняться.

4. Необходимо выполнять требования к параметрам согласования (КСВН) трактов, подключаемых на выходе ЛБВ. Превышение этих параметров может стать причиной того, что волна отражения повредит внутренние поглотители ЛБВ, что приведет к нарушению его устойчивости. Обычно для гарантирован-

ной защиты ЛБВ в комплект всего усилителя мощности вводят ферритовый циркулятор с поглощающей нагрузкой. Иногда его включают в комплект последующего устройства (например, ОМУХ).

5. Следует иметь в виду, что мощные высоконадежные спутниковые ЛБВ критичны к внезапным изменениям напряжений бортовой сети и обычно их ВИПы снабжены специальными защитными схемами. Тем не менее производители ЛБВ дают специальные алгоритмы по порядку повторных включений ЛБВ после внезапных аварийных снижений питания бортовой сети, которые должны тщательно соблюдаться.

6. Необходимо учитывать, что ЛБВ является нелинейным устройством РТР, имеющим нелинейную амплитудную и фазовую характеристику. Поэтому при использовании его в режимах многочастотной загрузки могут наблюдаться нежелательные эффекты. Они будут подробно рассмотрены в главе 6.

Типовые характеристики усилителя на ЛБВ, применительно к БРК «Ямал» в полной комплектации (ЛБВ, ВИП, согласующий ферритовый циркулятор, входной предусилитель) приведены в параграфе 4.6. Конструктивный вид приведен в главе 8.

### 4.3. Входные и выходные мультиплексоры

Входной мультиплексор РТР (ИМУХ) обеспечивает выделение частотных стволов из группового сигнала, принятого в диапазоне  $f_{\text{пр}}$  приемных АФУ и приемным устройством. Типовая структурная схема восьмиканального ИМУХа показана на рис. 4.4.

Согласно приведенной схеме принятый групповой сигнал разделяется гибридным устройством на две равные части. Далее каждая из этих частей поступает на свою ветвь. В одной ветви на базе ферритовых циркуляторов и полосовых фильтров выделяются четные стволы, в другой – нечетные. Ферритовые циркуляторы обеспечивают взаимную развязку полосовых фильтров. Фильтры являются многозвенными и создаются на базе диэлектрических резонаторов. Функции фильтров заключаются в обеспечении максимальной избирательности для подавления смежных стволов и минимальной неравномерности АЧХ в рабочей полосе частот транспондеров. Кроме того, необходимо обеспечить минимальную неравномерность в рабочей полосе группового времени запаздывания. Обычно приоритет отдается указанным выше характеристикам и, в меньшей мере, активным потерям в рабочей полосе сигнала. В результате суммарные активные потери в отдельных каналах ИМУХа могут достигать  $\approx 10$  дБ. Они складываются из потерь в гибридном устройстве, составляющем  $\geq 3$  дБ, потери в циркуляторах и самих фильтрах. Учитывая, что ИМУХ расположен за приемным устройством, тепловые шумы, вносимые самим ИМУХ, а также увеличенные шумы УМ за счет ослабления ИМУХом, при правильно выбранном коэффициенте усиления приемного устройства, не дают вклад в шумовую температуру устройства.

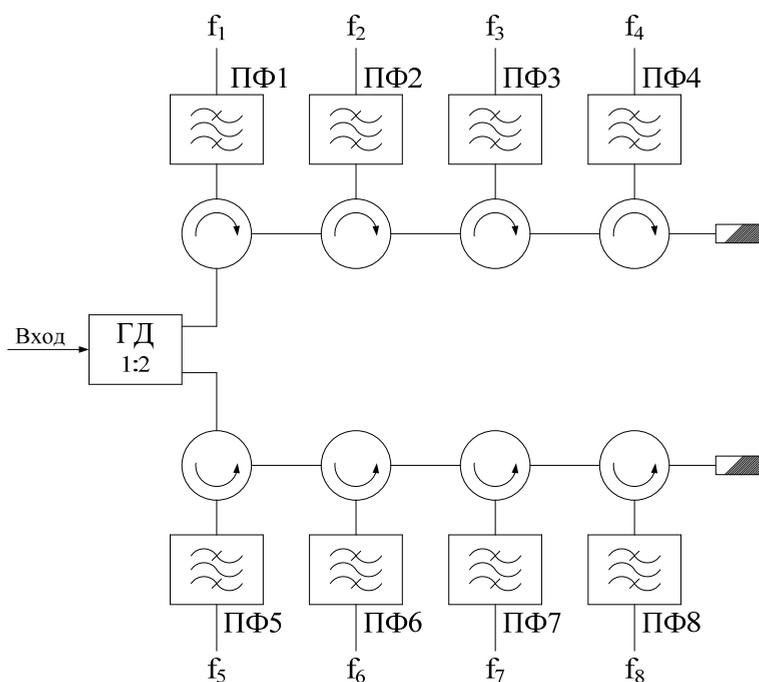


Рис. 4.4. Структурная схема 8-канального входного мультиплексора:  
 ГД – гибридный делитель 1:2, ФЦ – ферритовый циркулятор,  
 ПФ 1÷8 – полосовой фильтр

Следует отметить, что фильтровые устройства IMUX наряду с подавлением соседних стволов ослабляют внеполосные комбинационные помехи и гармоники гетеродина, возникающие в процессе преобразования. Типовые электрические характеристики IMUXа, использованные в БРК, приведены в параграфе 4.6, а внешний вид – в главе 8.

Выходной мультиплексор (OMUX), в противоположность IMUX, решает обратную задачу сложения сигналов отдельных усилителей мощности транспондеров в общий групповой сигнал, поступающий затем на передающее АФУ. В отличие от IMUX, работающих на малых сигналах (порядка единиц мВт), OMUX, по определению работают с мощными сигналами.

Так, если выходная мощность транспондера составляет около 100÷150 Вт, то в выходном тракте 8-канального OMUXа средняя мощность выходного сигнала будет составлять  $8 \times (100 \div 150) \approx 800 \div 1200$  Вт, а пиковая мощность будет достигать значений  $64 \times (100 \div 150) \approx 6 \div 10$  кВт. При таких мощностях из-за высоких напряженностей электрического поля в трактах OMUXа могут появляться особые нежелательные физические процессы (различного рода разряды, пассивные интермодуляционные комбинации). Более подробно они будут рассмотрены в

главе 6. Следует отметить, что, в отличие от ИМУХа, активные потери сигналов в рабочей полосе должны быть минимальными, так как они приводят к прямым потерям выходной мощности РТР.

Типовая структурная схема ОМУХа приведена на рис. 4.5.

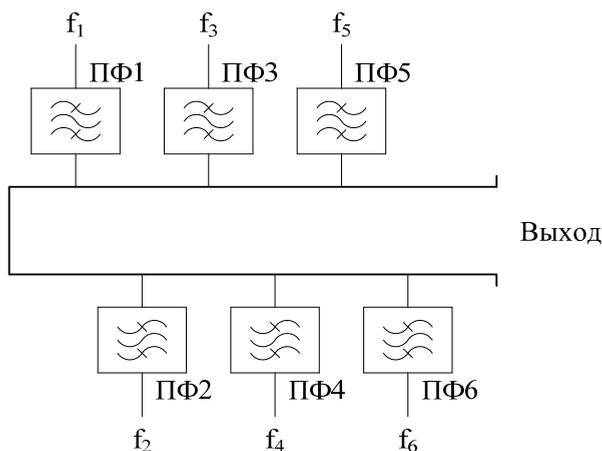


Рис. 4.5. Структурная схема 6-канального выходного мультиплексора

В соответствии с этой схемой сигнал каждого ствола РТР подается на свой полосовой фильтр. Все фильтры с помощью индуктивных диафрагм связываются с выходным короткозамкнутым волноводом (manifold). Расстояния между входами фильтров рассчитаны таким образом, чтобы они имели минимальную взаимную связь, максимальную развязку, обеспечивали на выходе ОМУХа режим бегущей волны (на своих частотах) с минимальными потерями на рабочих частотах стволов, а также минимальными неравномерностями АЧХ и ГВЗ на рабочих частотах стволов. На выходном конце суммирующего волновода устанавливается ФНЧ, в функции которого входит обеспечение минимальных потерь на частотах передачи и максимального ослабления на частотах приема. Наличие этого ФНЧ ослабляет паразитные сигналы на приемных частотах, могущие возникнуть в УМ на ЛБВ, а также РИМ на приемных частотах, возникающие в трактах ОМУХа.

В зависимости от уровня мощности и частот полосовые фильтры ОМУХа изготавливаются либо на базе высокодобротных диэлектрических резонаторов, либо на объемных резонаторах на волноводах круглого сечения с ортогональным типом колебаний, рассмотренных в главе 2.

ОМУХ является одним из критических устройств РТР, часто определяющих максимальное количество стволов транспондеров, которое можно подвести к передающей антенне.

Типовые электрические характеристики ОМУХа, использованные в БРК КА «Ямал», приведены в параграфе 4.6. Внешний вид – в главе 8.

#### 4.4. Специальные устройства СВЧ, используемые при построении РТР

При построении РТР широкое применение находит ряд специальных устройств, принципы работы и область применения которых будут рассмотрены ниже.

Ферритовые циркуляторы неоднократно упоминались ранее как пример невзаимных СВЧ многополюсников. Наибольшее распространение получили волноводные или полосковые циркуляторы, представляющие с точки зрения теории СВЧ цепей 3-портовый симметричный шестиполюсник. Как показано в главах 2 и 3, матрица рассеяния  $Y$ -циркулятора может быть представлена в виде

$$S = \begin{vmatrix} \alpha & \beta & \gamma \\ \gamma & \alpha & \beta \\ \beta & \gamma & \alpha \end{vmatrix},$$

где прямые потери  $\gamma$  и обратные потери  $\beta$  отличаются значительно на величину от 15 до 30 дБ.

В основе работы ферритовых циркуляторов лежат свойства гиротропных сред, каковыми являются ферриты, намагниченные постоянным магнитным полем. Из физики известно [13], что магнитная проницаемость гиротропной среды  $\mu_{ik}$  является тензором и, вообще говоря, обладает невзаимными свойствами  $\mu_{ik} \neq \mu_{ki}$ . В частности, она реагирует на направление вращения поляризации магнитной составляющей электромагнитного поля. Вследствие этого фазовая скорость волны, проходящей через ферритовый материал, находящийся в поле постоянного намагничивания  $H_0$ , с правой поляризацией будет отличаться от фазовой скорости волны с левой поляризацией. На этом основан принцип работы ферритового  $Y$ -циркулятора, волноводный вариант которого показан на рис. 4.6.

В центре волноводного тройника находится ферритовый диск, подмагниченный в поперечном направлении постоянным магнитным полем – дисковым магнитом. Пусть сигнал поступает с порта 1. В центре тройника поступающая волна сигнала расщепляется на две, каждая из которых огибает ферритовый диск с разных сторон. Направления вращения векторов поляризации магнитного поля  $H$  этих волн в теле феррита будут противоположными относительно направления постоянного поля  $H_0$ , поэтому магнитные проницаемости  $\mu_+$  и  $\mu_-$  для этих волн будут разными и соответственно разными будут фазовые скорости. Выбором размеров и параметров ферритовой вставки добиваются, что сигналы указанных волн складывались, скажем, в порте 3 в фазе, в порте 1 – в противофазе. Это, по существу, приводит к отличиям в элементах матрицы рассея-

ния. Так как  $Y$ -циркулятор обладает поворотной симметрией, то согласно разделу 2 матрица  $Y$ -циркулятора приобретает приведенный выше вид.

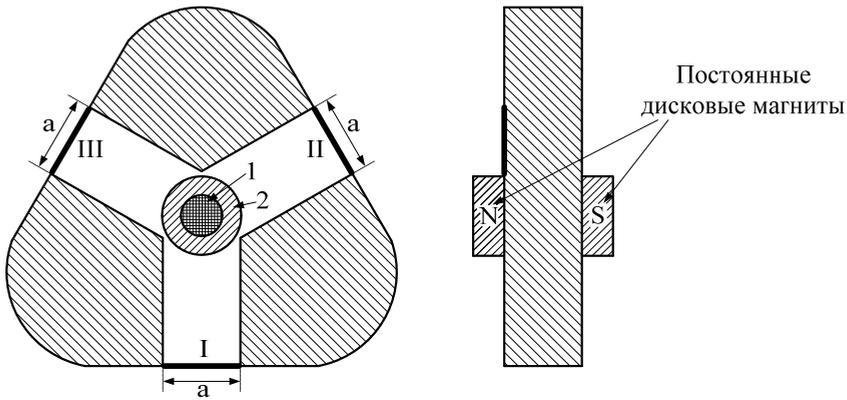


Рис. 4.6. Волноводный  $Y$ -циркулятор:  
*a* – вид сверху на широкую стенку в разрезе волноводного  $Y$ -тройника;  
*б* – вид вдоль узкой стенки волноводного  $Y$ -тройника

Аналогичный принцип работы лежит в основе полосковых  $Y$ -циркуляторов.

На базе ферритовых циркуляторов строятся входные мультиплексоры, согласующие ферритовые вентили (ферритовые циркуляторы, одно из плеч которых нагружено поглощающей нагрузкой). В главе 3 отмечалось, что ферритовые циркуляторы обладают свойством транспонирования, т.е. их матрица рассеяния  $s_{ik} = \tilde{s}_{ki}$ . Физически транспонирование можно осуществить изменением направления постоянного намагничивающего поля на противоположное.

В аппаратуре РТР широкое применение находит особый класс СВЧ-многополюсников, называемых гибридными соединениями. К ним относятся 3-децибельные мосты, направленные ответвители, делители и сумматоры сигналов. Этот класс многополюсников отвечает условию взаимности и, как правило, обладает одной или несколькими плоскостями симметрии. При их анализе (в частности, нахождении элементов матрицы рассеяния) широко используется метод синфазного и противофазного возбуждения, позволяющий произвести их декомпозиции на более простые структурные единицы. На рис. 4.7 приведен пример декомпозиции 4-портового восьмиполюсника на 2 более простых четырехполюсника.

При 1-й декомпозиции (рис. 4.7, *a*) исходный восьмиполюсник возбуждается синфазно с портов 1 и 2 падающими волнами  $a_1^+ = \frac{1}{2}$   $a_2^+ = \frac{1}{2}$ . В этом случае в продольной плоскости симметрии устанавливается чужность касательного электрического и нуль касательного магнитного полей. В результате плоскость симметрии расчленяет многополюсник на два несвязанных парциальных четырехполюсника с матрицей рассеяния  $s^+$ .

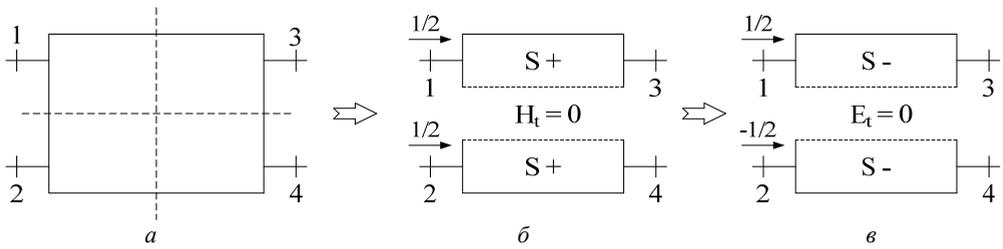


Рис. 4.7. Декомпозиция восьмиполусника (а) при синфазном (б) и противофазных (в) возбуждениях

При противофазном возбуждении (2-я декомпозиция, рис. 4.7, в) с портов 1 и 2  $a_1^- = \frac{1}{2}$ ,  $a_2^- = -\frac{1}{2}$  в плоскости симметрии устанавливаются нуль напряженности касательного электрического поля и пучность напряженности касательного магнитного поля и плоскость симметрии расчленяет исходный многополусник на два несвязанных парциальных четырехполусника с матрицей рассеяния каждого  $s^-$ .

Суперпозиция двух указанных возбуждений приводит к тому, что порт 1 возбуждается падающей волной  $a_1 = a_1^+ + a_1^- = 1$ , порт 2 —  $a_2 = a_2^+ - a_2^- = 0$ . Матрица рассеяния всего многополусника будет  $s = s^+ + s^-$ .

Наибольшее применение в технике БРК нашли гибридные соединения на базе двух электрически связанных линий передачи (волноводных или полосковых). Пример такого гибридного волноводного соединения показан на рис. 4.8.

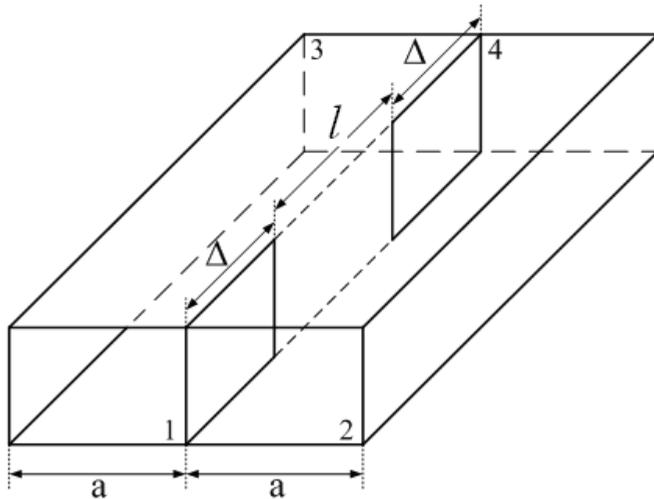


Рис. 4.8. Щелевой волноводный мост

Согласно рис. 4.8 это соединение представляет два связанных по узкой стенке волновода щелью длиной  $l$  с расстоянием от щели до начала разветвления  $\Delta$ . Применяя рассмотренный метод синфазного и противофазного возбуждения и проведя соответствующий анализ волноводов, полученных после декомпозиции его матрицы рассеяния  $S$  можно представить в виде

$$S = \begin{vmatrix} 0 & \vdots & T \\ - & - & - \\ T & \vdots & 0 \end{vmatrix}, \quad (4.3)$$

где  $T = e^{-j(\varphi - \delta\varphi/2)} \begin{vmatrix} \cos \delta\varphi/2 & -j \sin(\frac{\delta\varphi}{2}) \\ -j \sin \delta\varphi/2 & \cos \delta\varphi/2 \end{vmatrix}$ ,  $\delta\varphi = 2\pi l (\frac{1}{\lambda_b^+} - \frac{1}{\lambda_b^-})$ ,  $\lambda_b^-$  – длина волны в волноводе шириной  $l$  (соответствует декомпозиции в противофазном возбуждении),  $\lambda_b^+$  – длина волны  $H_{01}$  для волновода шириной  $2a$  (ширина волновода поперек щели).

Из структуры матрицы рассеяния видно, что при длине окна связи  $l$ , обеспечивающего дифференциальный фазовый сдвиг  $\delta\varphi = \frac{\pi}{2}$ , данное 4-портовое соединение превращается в щелевой 3-децибелный мост с квадратурным фазовым сдвигом. При других величинах щели связи (величине дифференциального фазового сдвига) восьмиполосник будет представлять направленный ответвитель с произвольным делением мощности между портами 3 и 4. Важно отметить, что при этом порты 1 и 2, 3 и 4 взаимно развязаны (см. рис. 4.8).

Пример направленного ответвителя, реализуемого обычно в полосковых и микрополосковых линиях передачи, показан на рис. 4.9.

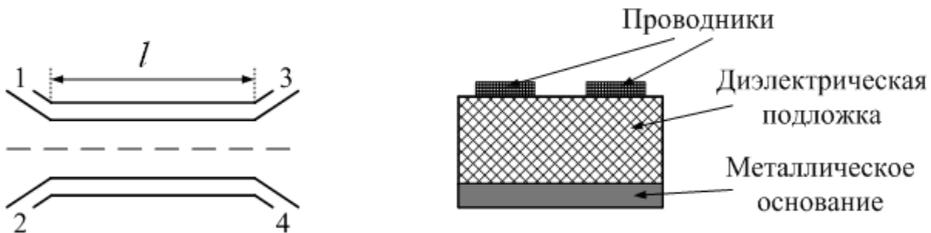


Рис. 4.9. Топология проводников полоскового направленного ответвителя на связанных линиях

Здесь электрическая связь зависит от расстояния между линиями и их волновыми сопротивлениями. Показано [2], что элементы матрицы рассеяния такого многополосника можно представить в виде

$$S_{21} = \frac{jM \sin \beta l}{\sqrt{1 - M^2} \cos \beta l + j \sin \beta l}, \quad (4.4)$$

$$S_{31} = \frac{\sqrt{1 - M^2}}{\sqrt{1 - M^2} \cos \beta l + j \sin \beta l},$$

где  $M = \frac{Z_B^+ - Z_B^-}{Z_B^+ - Z_B'}$ .

Параметр связи  $M$ , зависит от волновых сопротивлений связанных линий при синфазном ( $Z_B^+$ ) и противофазном ( $Z_B^-$ ) возбуждении.

На базе этих 8 полюсников путем выбора длины (чаще всего равной  $\lambda_b/4$ ), параметра  $M$  определяют волновые сопротивления  $Z_B^+$  и  $Z_B^-$  и рассчитывают топологию проводников.

Указанные восьмиполюсники позволяют реализовать целый ряд гибридных соединений:

- квадратурные мосты, направленные ответвители;
- распределители и сумматоры мощностей. Отличительные их особенности – миниатюрность, совместимость с микроэлектронными технологиями, наличие развязанных, согласованных портов.

В направленном ответвителе один порт подключается к согласованной нагрузке, в результате 4-портовый восьмиполюсник превращается в 3-портовый шестиполюсник с 3 рабочими портами.

В аппаратуре РТР часто в качестве делителей или сумматоров мощности используются согласованные 3-портовые шестиполюсники, один из вариантов которого показан на рис. 4.10.

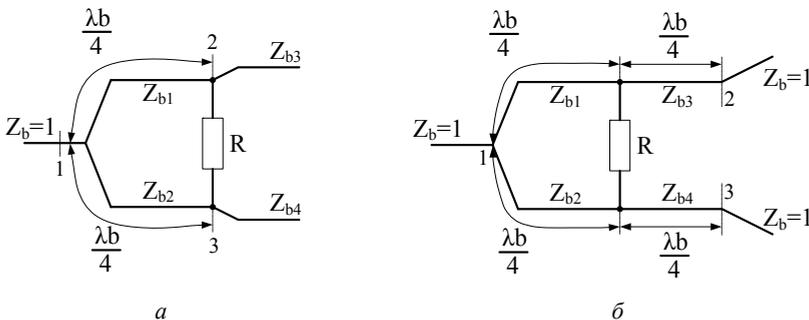


Рис. 4.10. Шестиполюсный (полосковый) делитель мощности с балансирующим сопротивлением и различными волновыми сопротивлениями (а) и согласующими трансформаторами (б)

Как правило, они выполняются на микрополосковых линиях передачи. Как видно из рисунка, в схеме этих устройств имеется балансирующая нагрузка  $R$ .

Проведенные расчеты (в том числе с использованием синфазного и противофазных возбуждений) показали, что в идеальных случаях элементы матрицы рассеяния имеют следующий вид:

$$s_{11} = s_{22} = s_{33} = 0; \quad s_{21} = -jt; \quad s_{31} = -j\sqrt{1-t^2},$$

где 
$$t = \sqrt{Z_{B3} / Z_{B1}}, \quad \sqrt{1-t^2} = \sqrt{Z_{B4} / Z_{B2}}, \quad R = Z_{B3} + Z_{B4} = Z_{B1}Z_{B2}, \quad (4.5)$$

$Z_i$  – волновые сопротивления линий.

Из приведенных формул видно, что на базе таких структур можно реализовать согласованные и развязанные между портами делители и сумматоры сигналов, 3-децибельные мосты и направленные ответвители.

Вообще говоря, количество схемотехнических и конструктивных решений гибридных соединений огромно, и здесь представлен только один (достаточно распространенный в аппаратуре БРК) класс на связанных линиях передачи. Его отличительные особенности – широкополосность, компактность, технологичность, наличие хорошо разработанных расчетных методик.

Важнейшим и распространенным радиокомпонентом при построении РТР являются СВЧ коммутаторы радиосигналов (switches). Они используются для реализации схем резервирования таких активных устройств РТР, как МШУ, приемные устройства, усилители мощности. На их основе построены различные многокомпонентные матрицы резервирования УМ, позволяющие реализовать скользящее резервирование этих устройств. Следует отметить, что надежность коммутаторов иногда предопределяет надежность всего РТР. СВЧ коммутаторы бывают коаксиального и волноводного типов. В коаксиальном исполнении возможны реализация коммутаций и соединений подводимых линий передачи, показанных на рис. 4.11. В волноводном исполнении реализация коммутации  $S$ -типа.

Вообще говоря, рассматриваемые СВЧ коммутаторы являются электро-механическими приборами, но в их принципе действия отсутствуют механически трущиеся контакты, что определяет их надежность. Вторая важная их особенность состоит в том, что переход из одного состояния в другое в них осуществляется импульсной командой, по истечении которой это другое состояние запоминается и поддерживается без подачи внешнего тока. Известно, что такой принцип используется в ферритовых СВЧ переключателях, но в этих коммутаторах он осуществляется с использованием гистерезисных явлений в намагниченных ферритах и, к сожалению, имеет тенденцию к временной деградации.

Рассматриваемые СВЧ коммутаторы содержат магнитный активатор, состоящий из неподвижной статорной и подвижной роторной частей. Статорная часть активатора, состоящая из многоканальной системы постоянных магнитов и возбуждающих обмоток при подаче импульсного напряжения команды, обра-

зует вращающиеся магнитные поля и разворачивает роторную часть, содержащую систему постоянных магнитов, на соответствующий угол поворота. В конструкции коммутатора есть важная деталь (reed), имеющая, с одной стороны, магнитную систему с полюсами противоположной полярности с ротором активатора, с другой – систему контактных площадок или зондов. В обесточенном состоянии эта деталь из-за взаимодействия постоянных магнитов ротора и reed прижимается к контактам коаксиального входа, обеспечивая необходимую связь с соединяемыми линиями и изолируя нежелательные соединения (например, путем замыкания их на заземленный контакт).

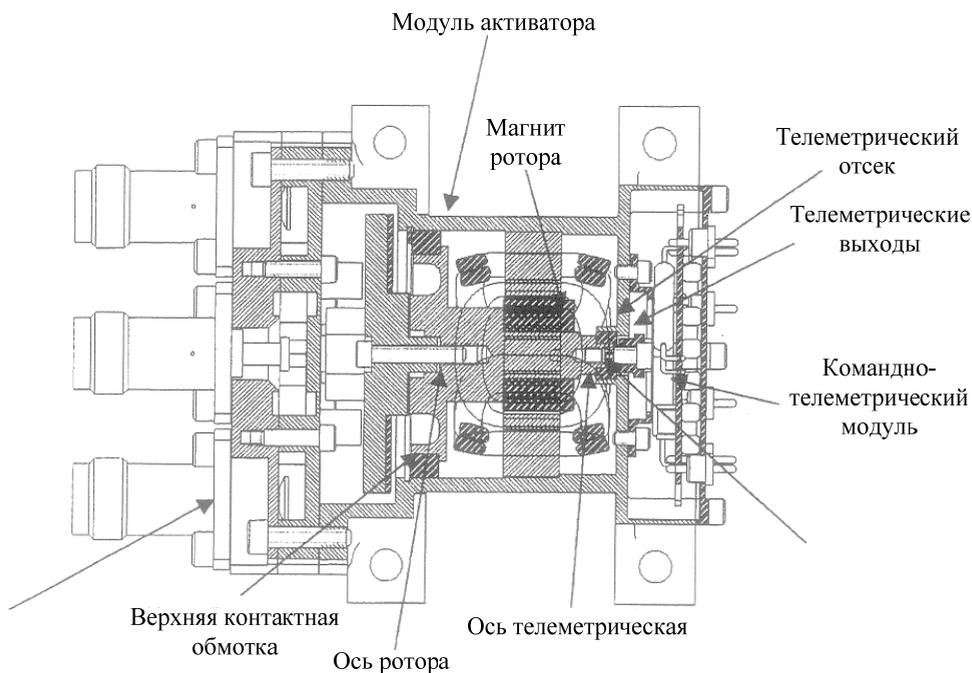


Рис. 4.11. Вид электромеханического СВЧ коммутатора

Во время действия командного импульса действуют электромагнитные силы, отрывающие подвижные детали от контактов связи, притягивающие ее к ротору и передвигающие, в соответствии с логикой коммутации, в новое положение, в котором опять осуществляется указанный выше механизм электрического соединения.

Из вышесказанного видно, что в рассматриваемом виде коммутатора отсутствует механизм трущихся контактов (имеется только механизм нажатия / отпускания) и также имеет место механизм запоминания состояния (обеспечиваемый постоянными магнитами) и коммутация осуществляется импульсными командами.

В настоящее время достигнуты большие успехи в области создания данных коммутаторов и их радиочастотных характеристик, таких как входные КСВН портов, уровни вносимых потерь, изоляция портов, пропускаемые мощности, габариты и надежность.

#### 4.5. Типовые значения параметров структурно-функциональных единиц РТР БРК КА «Ямал»

В данном параграфе приведены основные параметры ключевых структурных единиц РТР, рассмотренные выше, на примере проектируемого БРК-1 КА «Ямал-300К» (диапазон С) (табл. 4.1–4.4).

Таблица 4.1

Приемное устройство диапазона 6/4 ГГц

Параметр	Значения параметра
Диапазон входных частот, МГц	5 775–6 495
Диапазон выходных частот, МГц	3 450–6 495
Коэффициент шума, дБ	1,5
Частота гетеродина, МГц	2 325
Коэффициент усиления, дБ	57–60
Стабильность частоты в течение всего САС	$\pm 2 \cdot 10^{-6}$
Неравномерность АЧХ в любой полосе 36 МГц, дБ	0,3
Фазовый шум гетеродина дБ/Гц при расстройках от несущей частоты, Гц	10 /-48 10 <sup>3</sup> /-90 10 <sup>4</sup> и выше /-100
Энергопотребление, Вт	13,0
Масса, кг	1,2

Таблица 4.2

Усилитель мощности на ЛБВ

Параметр	Значения параметра
Диапазон рабочих частот, МГц	3 450–4 170 (перекрывается 5 опциями)
Выходная мощность в насыщении, Вт	110
Коэффициент усиления максимальный, дБ	90
Диапазон регулировки коэффициента усиления, дБ	32 (с шагом 1 дБ)
Неравномерность АЧХ в полосе 72 МГц, дБ	0,15
Выходная линеаризованная мощность при уровне IM – 23 дБ	–3 дБ (относительно максимальной)
Коэффициент АМ/ФМ преобразования при входном сигнале от 0 до –10 дБ относительно насыщения, град/дБ	7,5
Энергопотребление, Вт	202
Масса, кг	3,05
Состав: ЛБВ, предусилитель с линеаризатором, источник вторичного питания, ферритовый вентиль, соединительный в/ч кабель	

Таблица 4.3

**Входной мультиплексор (IMUX)**

Параметр	Значения параметра
Количество каналов (стволов)	9
Ширина полосы частот канала, МГц	72
Перекрываемый диапазон, МГц	3 492–4 130
Вносимые потери, дБ	10
Неравномерность АЧХ (при расстройках от центральной частоты канала $f_{ц}$ ), дБ	0,4 ( $f_{ц} \pm 20$ )
	0,75 ( $f_{ц} \pm 36$ )
Неравномерность ГВЗ (при расстройках от центральной частоты канала $f_{ц}$ ), нс	2,5 ( $f_{ц} \pm 12$ )
	12 ( $f_{ц} \pm 27$ )
	25 ( $f_{ц} \pm 36$ )
Избирательность (при расстройках от центральной частоты канала $f_{ц}$ ), дБ	30 ( $f_{ц} \pm 43$ )
	50 ( $f_{ц} \pm 100$ )
	50 (свыше 4 650)
Масса, кг	3

Таблица 4.4

**Выходной мультиплексор (OMUX)**

Параметр	Значения параметра
Количество каналов (стволов)	9
Ширина полосы частот канала, МГц	72
Перекрываемый диапазон, МГц	3 492–4 130
Вносимые потери на $f_{ц}$ канала, дБ	0,8
Неравномерность АЧХ (при расстройках от центральной частоты канала $f_{ц}$ ), дБ	0,3 ( $f_{ц} \pm 20$ )
	0,5 ( $f_{ц} \pm 27$ )
	1,2 ( $f_{ц} \pm 36$ )
Избирательность, дБ	12 ( $f_{ц} \pm 43$ )
	25 ( $f_{ц} \pm 60$ )
	80 ( $5725 \div 6225$ )
Неравномерность ГВЗ (при расстройках от центральной частоты канала $f_{ц}$ ), нс	2,5 ( $f_{ц} \pm 12$ )
	15 ( $f_{ц} \pm 27$ )
	50 ( $f_{ц} \pm 36$ )
Проходящая мощность на 1 канал, Вт	95
РІМ, дБ	-150
Масса, кг	6,2
Входные (выходные) соединительные линии	Коаксиальные

# ГЛАВА 5 АНТЕННЫЙ КОМПЛЕКС

## 5.1. Введение

В настоящей главе рассмотрены принципы построения и параметры второй важнейшей подсистемы БРК – антенного фидерного устройства АФУ. В современных БРК встречается большое количество разнообразных АФУ, зависящих от используемого диапазона, назначения, потребительских требований, конструкций платформ КА. Ниже будут рассматриваться вопросы построения АФУ применительно к БРК для спутников коммерческого назначения типа КА «Ямал». В АФУ этого типа используются, как правило, апертурные антенны – рупорные и зеркальные, обеспечивающие наиболее высокую направленность излучения, высокую устойчивость к воздействию внешних космических факторов в процессе орбитальной эксплуатации (механических, тепловых, радиационных, глубокого вакуума), хорошую адаптируемость к габаритно-массовым требованиям космической платформы.

В общем виде структурная схема таких АФУ представлена на рис. 5.1.

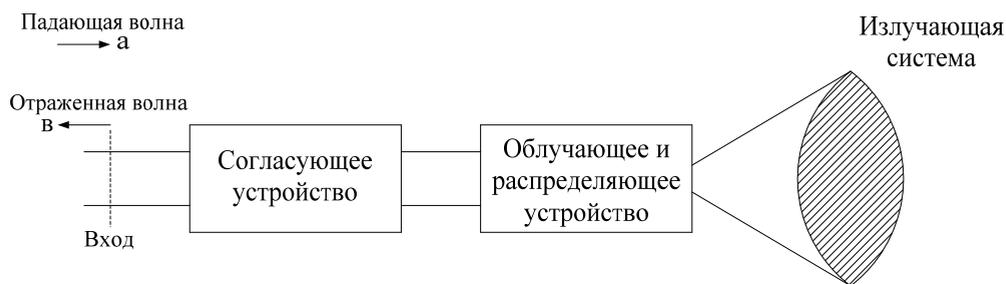


Рис. 5.1. Структурная схема АФУ

Согласно рисунку в АФУ можно выделить излучающую систему, которая представляет область пространства, в которой протекают токи, возбуждающие электромагнитные волны. Эти токи могут представлять как реальные электрические токи, текущие по металлическим поверхностям, так и эквивалентные фиктивные электрические и магнитные токи на замкнутых поверхностях, окружающих антенну, вводимые для расчетов электромагнитных полей излучения.

В состав АФУ, кроме собственно антенны, входят устройства, выполняющие ряд отдельных функциональных задач:

– согласующие устройства, обеспечивающие согласование антенны с фидерной линией передачи, подключенной к АФУ;

– распределительные и облучательные устройства, предназначенные для обеспечения нужного амплитудно-фазового распределения излучающих токов в раскрыве антенны, обеспечивающие формирование требуемой диаграммы направленности;

– устройства для формирования и разделения ортогональных поляризаций, излучаемых или принимаемых антенной.

В реальную конструкцию антенны входят устройства термозащиты (терморегулирования), позволяющие поддерживать температуру АФУ в определенных (допустимых) пределах при значительных перепадах внешних температур, характерных для условий орбитальной эксплуатации антенн. Кроме того, в состав АФУ входят устройства управления антенн (механизм расчеховки после выведения на орбиту и поворотный механизм для перенацеливаемых антенн).

## 5.2. Электродинамика излучающих систем в дальней и ближней зонах

Как уже указывалось в главе 2, решения основополагающих в электродинамике уравнений Максвелла для однородной изотропной среды приводят к волновым уравнениям. Путем введения векторных потенциалов электрических токов  $\vec{A}^э$  и магнитных токов  $\vec{A}^м$ , уравнения сводятся к неоднородным уравнениям Гельмгольца. В электродинамике показано, что решением этих уравнений для бесконечного пространства является следующее выражение для векторных потенциалов [2]:

$$\vec{A}^{э,м} = \frac{1}{4\pi} \int_V j^{э,м}(x', y', z') \frac{e^{-j\beta r}}{r} dv, \quad (5.1)$$

где  $j^{э,м}(x', y', z')$  – известное распределение электрических и магнитных токов,  $r = \sqrt{(x - x')^2 + (y - y')^2 + (z - z')^2}$  – расстояние между точкой наблюдения  $P$  и интегрирования  $Q$ ,  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ ,  $V$  – объем занимаемый излучающей системой.

Векторы электрического  $\vec{E}$  и магнитного  $\vec{H}$  полей можно определить с помощью указанных потенциалов по известным из электродинамики соотношениям

$$\begin{aligned} \vec{H} &= \text{rot} \vec{A}^э + j\omega \varepsilon \vec{A}^м + (1/j\omega\mu) \text{grad div} \vec{A}^м, \\ \vec{E} &= \text{rot} \vec{A}^м - j\omega\mu \vec{A}^э + (1/j\omega\varepsilon) \text{grad div} \vec{A}^э, \end{aligned} \quad (5.2)$$

В итоге можно записать, что векторы электрических полей можно представить в следующем виде

$$\begin{aligned}\vec{E} &= \hat{E}[\vec{j}^{3,M}(x', y', z')], \\ \vec{H} &= \hat{H}[\vec{j}^{3,M}(x', y', z')],\end{aligned}\tag{5.3}$$

где  $\hat{E}[\vec{j}^{3,M}(x', y', z')]$  и  $\hat{H}[\vec{j}^{3,M}(x', y', z')]$  – векторные интегродифференциальные операторы, ставящие в соответствие заданному распределению электрического тока распределение полей.

Сформулированный выше строгий подход является довольно сложным, поэтому практически прибегают к более упрощенным расчетным моделям, разбивая пространства на дальнюю, промежуточную и ближнюю зоны.

Для этого обратимся к рис. 5.2.

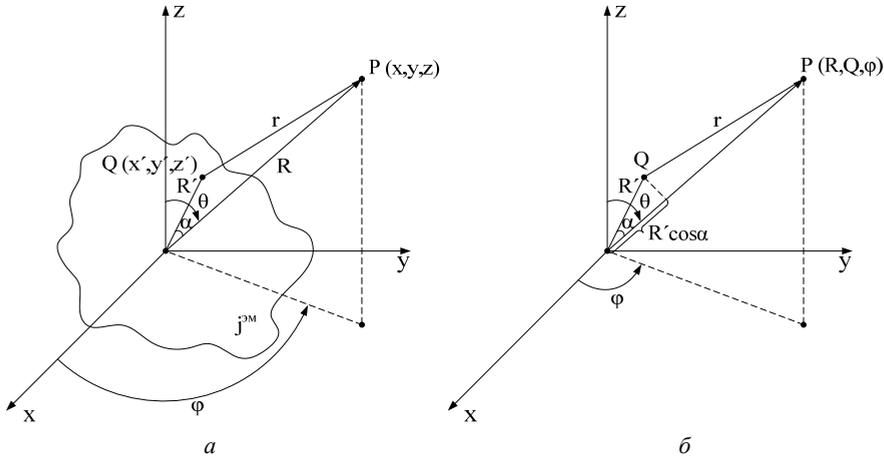


Рис. 5.2. Расчет электромагнитных полей:  
а – общий случай; б – дальняя зона

Пусть  $Q(x', y', z')$  и  $P(x, y, z)$  изображает соответственно точки текущего интегрирования и наблюдения. Тогда расстояние  $r$ , входящее в формулу (5.1), будет равно

$$r = \left( R^2 + R'^2 - 2RR' \cos \alpha \right)^{\frac{1}{2}},\tag{5.4}$$

где  $\alpha$  – угол между направлениями  $OQ$  и  $QP$ . Если точка  $R$  находится на достаточном удалении, то для  $R \gg R'$  можно, проведя соответствующие упрощения и преобразования, показать, что в дальней зоне

$$\vec{A}^{\varepsilon, \text{M}}(R, \theta, \varphi) = \frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R} \int_{\nu} \vec{j}^{\varepsilon, \text{M}} e^{j\beta R' \cos \alpha} d\nu. \quad (5.5)$$

Исходя из соотношений (5.2) и (5.5) можно показать, что для этой (дальней) зоны

$$E_{\theta} = \frac{-2\pi}{\lambda} [Z_c A_{\theta}^{\varepsilon} + A_{\varphi}^{\text{M}}] \quad \vec{H}_{\varphi} = \vec{E}_{\theta} / Z_c \quad (5.6)$$

$$E_{\varphi} = \frac{-j2\pi}{\lambda} [Z_c A_{\varphi}^{\varepsilon} - A_{\theta}^{\text{M}}] \quad \vec{H}_{\theta} = \vec{E}_{\varphi} / Z_c$$

$$E_R = 0, \quad H_R = 0,$$

где  $Z_c = (\mu / \varepsilon)^{\frac{1}{2}}$  – характеристическое сопротивление среды.

Сформулируем основные особенности электромагнитного поля излучений в дальней зоне:

1. Поле имеет поперечный характер, т.е. составляющие  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  в направлении распространения отсутствуют.

2. Поле в дальней зоне представляет плоскую волну, то есть соответствующие ортогональные компоненты  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  ( $E_{\theta}$ ,  $H_{\varphi}$  и  $E_{\varphi}$ ,  $H_{\theta}$ ) находятся в фазе и их отношение постоянно и равно характеристическому сопротивлению, определяемому параметрами среды.

3. Зависимость амплитуды напряженностей поля от расстояния отвечает закону  $\frac{1}{R}$ . Однако эквифазные поверхности не являются в общем случае сферическими с центром в начале координат, так как начало координат выбрано произвольно, а векторы  $\vec{E}_{\theta}$  и  $\vec{H}_{\varphi}$  – комплексные функции, зависящие от углов  $\theta$  и  $\varphi$ .

4. Угловое распределение составляющих вектора  $\vec{E}$  (как и  $\vec{H}$ ) не зависит от расстояния  $R$ , а только от угловых координат, их можно охарактеризовать функциями

$$\vec{F}_{\theta}(\theta, \varphi) = \frac{\vec{E}_{\theta}(\theta, \varphi)}{|\vec{E}_{\theta}^{\text{max}}(\theta_1, \varphi_1)|} \quad \vec{F}_{\varphi}(\theta, \varphi) = \frac{\vec{E}_{\varphi}(\theta, \varphi)}{|\vec{E}_{\varphi}^{\text{max}}(\theta_2, \varphi_2)|} \quad (5.7)$$

где  $\theta_1$ ,  $\varphi_1$  и  $\theta_2$ ,  $\varphi_2$  – направления максимального излучения. Функции  $\vec{F}_{\theta}(\theta, \varphi)$  и  $\vec{F}_{\varphi}(\theta, \varphi)$  есть нормированные ДН антенн.

5. Поток мощности излучения в дальней зоне всегда направлен радиально. Можно показать, что плотность потока мощности (по Пойтингу) составляет

$$P_R(\theta, \varphi) = (|\bar{E}_\theta(\theta, \varphi)|^2 + |\bar{E}_\varphi(\theta, \varphi)|^2) / 2Z_c. \quad (5.8)$$

Угловая зависимость распределения плотности мощности, равная

$$\frac{P_R(\theta, \varphi)}{P_R^{\max}(\theta, \varphi)} = F^2(\theta, \varphi) \quad (5.9)$$

называется диаграммой направленности по мощности.

Границу дальней зоны определяют величиной допустимой фазовой ошибки  $\frac{\pi}{8}$  из-за сделанных упрощений при выводе формулы (5.5). Показано, что она выражается формулой

$$R \geq 2 \frac{D^2}{\lambda}, \quad (5.10)$$

где  $D$  – наибольший размер излучающей системы.

При расстоянии  $R < 2 \frac{D^2}{\lambda}$  будем иметь промежуточную зону (зону Френеля). В этой зоне векторные потенциалы  $\bar{A}^{\text{э,м}}$  можно представить в виде

$$\bar{A}_{\text{Фр}}^{\text{э,м}}(R, \theta, f) = \frac{e^{-j\beta R}}{4\pi R},$$

$$\int_v \bar{j}^{\text{э,м}}(x', y', z') \exp j\beta [R' \cos \alpha - R^2(1 - \cos^2 \alpha) / 2R] dv. \quad (5.11)$$

Компоненты векторов поля  $\bar{E}$  и  $\bar{H}$  в этой зоне могут быть найдены по формулам, аналогичным (5.2), с заменой в них векторных потенциалов на векторные потенциалы  $\bar{A}_{\text{Фр}}^{\text{э,м}}$ .

В зоне Френеля сохраняется поперечный характер распределения поля. Однако зависимость напряженностей компонентов поля от расстояния  $R$ , в отличие от дальней зоны, имеет другой характер, а именно: на монотонное убывание напряженностей по закону  $\frac{1}{R}$  накладывается осциллирующее затухающее колебание. Кроме того, угловая зависимость компонентов поля  $\bar{E}$  и  $\bar{H}$  будет зависеть от расстояния  $R$ .

Показано, что для зоны Френеля расстояние от источников излучения должно находиться в следующих пределах:

$$\frac{D}{4} + \frac{D}{2} \left( \frac{D}{\lambda} \right)^{\frac{1}{3}} \leq R \leq \frac{2D^2}{\lambda}, \quad (5.12)$$

где  $D$  – максимальный размер излучающей системы.

Приведенные выше понятия и формулы для дальней и Френелевской зон антенн важны не только для расчетных целей, но также при экспериментальном определении параметров антенн с помощью эталонов, в условиях испытательных полигонов и безэховых камер (БЭК).

### 5.3. Поляризационные характеристики антенн

Электромагнитное поле любой антенны в дальней зоне можно представить в следующем виде:

$$\vec{E} = A \cdot \vec{F}(\theta, \varphi) \exp^{-j\beta R} / R, \quad (5.13)$$

где  $A$  – некая константа, зависящая от характеристического сопротивления среды, частоты, мощности, конфигурации антенны.

Величина  $\vec{F}(\theta, \varphi)$  является комплексной векторной нормализованной диаграммой направленности, характеризующей угловое распределение поля, поляризационные и фазовые характеристики. В общем виде  $\vec{F}(\theta, \varphi)$  можно представить следующим образом:

$$\vec{F}(\theta, \varphi) = F(\theta, \varphi) \vec{P}(\theta, \varphi) e^{j\Phi(\theta, \varphi)}, \quad (5.14)$$

где  $F(\theta, \varphi)$ ,  $\vec{P}(\theta, \varphi)$ ,  $\Phi(\theta, \varphi)$  – соответственно амплитудная, поляризационная и фазовая характеристики антенны.

Далее остановимся на наиболее употребляемых в технике рассматриваемых БРК характеристиках ДН – амплитудной и поляризационной.

Амплитудная ДН  $F(\theta, \varphi)$  представляет вещественную положительную функцию, нормируемую так, что  $\max F(\theta, \varphi) = 1$ . Квадрат  $F(\theta, \varphi)$  дает угловое распределение вектора Пойтинга. Существует множество различных форм ДН – от простых форм типа круговой или эллиптической до сложных, определенных каким-либо контуром. Амплитудная ДН изображается путем сечения в выбранных плоскостях. На рис. 5.3 изображены различные представления ДН в полярных, декартовых координатах и картографической форме.

Векторный множитель в (5.14) отображает поляризационную характеристику антенны. Ее можно представить в виде единичного вектора, разложенного по базисным ортам сферической системы координат в виде

$$P(\theta, \varphi) = \vec{i}_\theta \vec{P}_\theta(\theta, \varphi) + \vec{i}_\varphi \vec{P}_\varphi(\theta, \varphi). \quad (5.15)$$

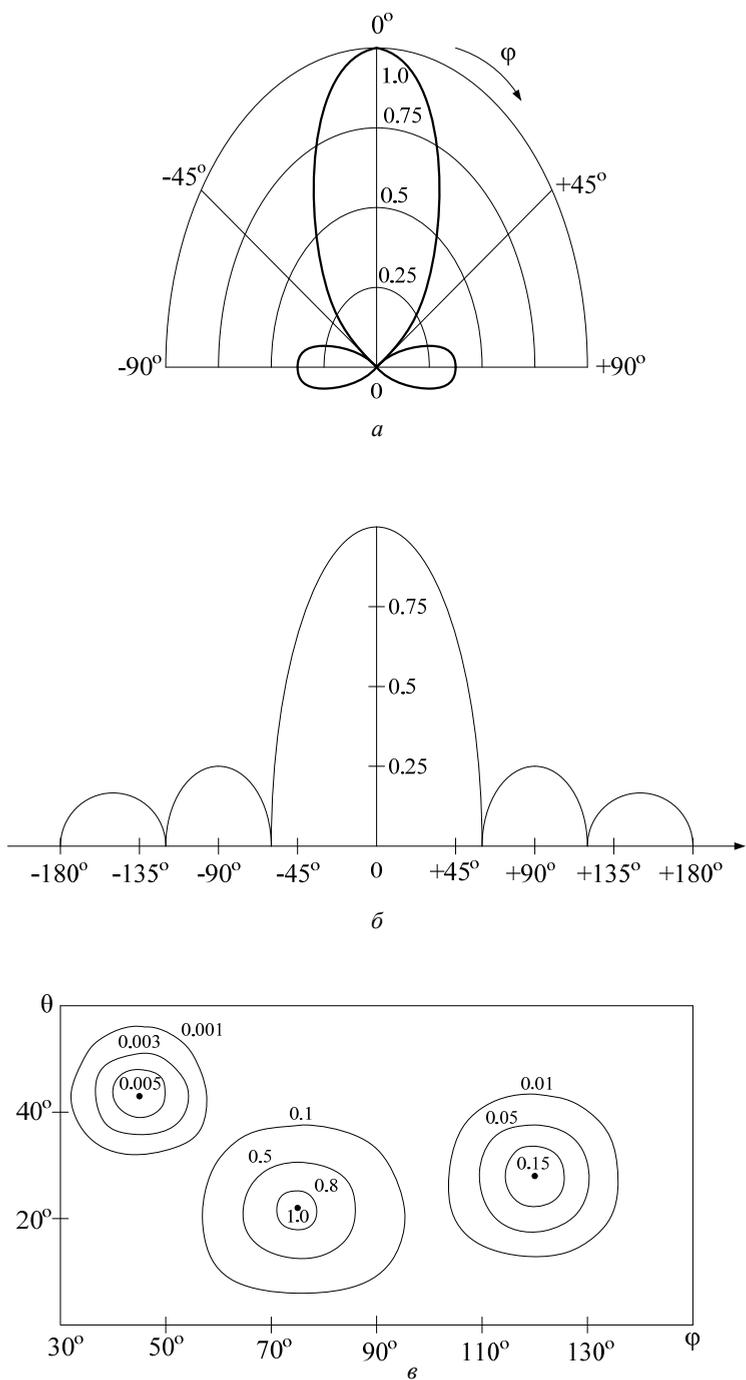


Рис. 5.3. Формы представления диаграмм антенн: *a* – полярная; *b* – декартова; *в* – картографическая

При этом

$$|\vec{P}(\theta, \varphi)| = 1, \quad |\vec{P}_\theta|^2 + |\vec{P}_\varphi|^2 = 1.$$

Полный вектор поляризации в плоскости, касательной сферическому фронту волны, совершает полный оборот за период колебаний несущей частоты. В общем случае траектория движения конца вектора поляризации представляет эллипс, частным случаем которого является прямая линия или окружность. В зависимости от траектории движения вектора говорят об эллиптической, круговой и линейной поляризациях. Вид поляризационного эллипса представлен на рис. 5.4.

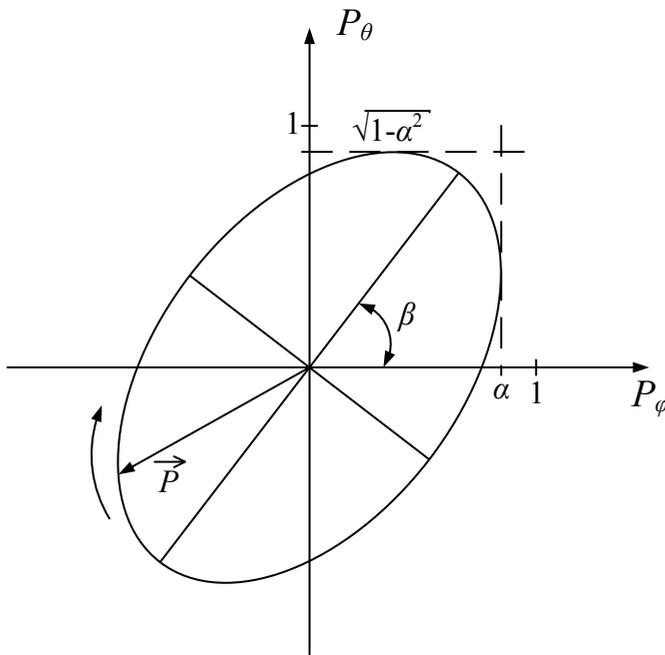


Рис. 5.4. Вид поляризационного эллипса

Для количественной характеристики поляризационного эллипса вводят следующие параметры:

- 1) коэффициент эллиптичности  $r$ , равный отношению малой оси эллипса к большой, очевидно  $r \leq 1$ ;
- 2) угол ориентации большой оси  $\beta$ .

Кроме того, должно быть определено направление вращения вектора поляризации (правое или левое). Как правило, его определяют по отношению к наблюдателю, смотрящему вслед уходящей волне.

В теории антенн показано, что поляризационный вектор можно раскладывать в различных ортогональных базисах. Это означает, что любая эллиптически поляризованная волна может быть представлена в виде суммы волн с линейной или круговой поляризацией.

Обычно один из компонентов (в общем случае комплексных) поляризационного вектора выбирается в качестве главного, при этом 2-й компонент будет представлять паразитную кроссполяризационную составляющую поляризации. В этом случае поляризационный вектор можно представить в следующем виде

$$\vec{P}(\theta, \varphi) = \vec{i}_{\text{гл}} \alpha(\theta, \varphi) + \vec{i}_{\text{пз}} \sqrt{1 - \alpha^2} e^{i\psi(\theta, \varphi)}, \quad (5.16)$$

где  $\vec{i}_{\text{гл}}$  – базисный орт главной поляризации;  $\alpha(\theta, \varphi)$  – вещественная положительная функция;  $\vec{i}_{\text{пз}}$  – базисный орт паразитной поляризации;  $\psi(\theta, \varphi)$  – фазовый угол между составляющими.

Очевидно, величина  $\alpha^2 \leq 1$  показывает долю плотности потока мощности в направлении главной поляризации, а величина  $1 - \alpha^2$  – долю плотности мощности паразитной модуляции.

#### 5.4. Вторичные параметры антенны

Степень концентрации излучения антенн в направлении максимума ДН характеризуется коэффициентом направленного действия (к.н.д). Как правило, в качестве такой величины берут отношение модуля вектора Пойтинга в направлении максимального излучения антенны на большом удалении  $R$  к модулю вектора Пойтинга от изотропной антенны на сферической поверхности того же радиуса, т.е.

$$D_{\text{max}} = \Pi_{\text{max}} / \Pi_{\text{изотр}} \text{ при } R \cdot \text{const} \rightarrow \infty. \quad (5.17)$$

Нетрудно показать, что

$$D_{\text{max}} = \frac{4\pi}{\oint_{\Omega=4\pi} F^2(\theta, \varphi) d\Omega}, \quad (5.18)$$

где  $\Omega$  – телесный угол,  $d\Omega = \sin\theta d\theta d\varphi$ .

Направленные свойства антенны можно оценивать также углом раствора главного лепестка ДН в выбранной плоскости по заданному уровню снижения относительной мощности. Этот угол называют шириной луча. В качестве уровня относительного изменения мощности часто используют величину 3 дБ (уровень 0,707 по полю или 0,5 по мощности).

Важным параметром антенн является уровень боковых лепестков. Его определяют, как правило, по отношению к значению главного лепестка.

По отношению к остронаправленным антеннам с игольчатой ДН можно получить из соотношения (5.18) много полезных для приложений формул. Так, можно показать, что общий к.н.д.  $D$  можно представить в виде

$$D = D'(1 - \beta_0), \quad (5.19)$$

где  $D$  представляет к.н.д. по главному лепестку ДН;

$$D' = 4\pi / \int_{\Omega_{\text{гн}}} F^2(\theta, \varphi) d\Omega \quad (5.20)$$

$\beta_0$  – коэффициент рассеяния, показывающий относительную мощность излучения, приходящуюся на задние и боковые лепестки;

$$\beta_0 = \int_{4\pi - \Omega} F^2(\theta, \varphi) d\Omega / \int_{4\pi} F^2(\theta, \varphi) d\Omega$$

В большинстве реальных антенн обычно уровень боковых лепестков быстро снижается. Для остронаправленных антенн с эффективностью главного лепестка, равного  $1 - \beta_0$ , составляющего не ниже 0,8, к.н.д. можно оценивать по простой инженерной формуле

$$D = \frac{32\,000 - 36\,000}{(\Delta\theta\Delta\varphi)} \quad (5.21)$$

где  $\Delta\theta$ ,  $\Delta\varphi$  – ширины главного лепестка антенны в градусах в каждой из двух ортогональных плоскостей по уровню половинной мощности.

Для антенны, работающей в режиме передачи вектору электрического поля  $\vec{E}$ , можно поставить в соответствие вектор интенсивности излучения  $\vec{e} = \frac{\vec{E}}{\sqrt{2Z_c}}$ , квадрат модуля которого точно равен модулю вектора Пойтинга.

Для вектора  $\vec{e}$  справедливо следующее соотношение:

$$\vec{e}(R, \theta, \varphi) = e^{-j\varphi_A} \sqrt{P_c D / 4\pi} \vec{F}(\theta, \varphi) \exp\left(-j\beta R / R\right), \quad (5.22)$$

где  $P_c$  – полная мощность излучения.

Вводя коэффициент полезного действия (к.п.д.)  $\eta$  через соотношение

$$\eta = \frac{P_c}{P_{\text{вх}}} = \frac{P_c}{P_c + P_{\text{пот}}}, \quad (5.23)$$

где  $P_{\text{вх}}$  – мощность на входе антенны;  $P_{\text{пот}}$  – мощность омических потерь,  $P_c$  – мощность излучения, преобразуем соотношение (5.23) к виду

$$\vec{e}(R, \theta, \varphi) = e^{-j\varphi_c} \sqrt{P_{\text{вх}}} \sqrt{\frac{D\eta}{4\pi}} \vec{F}(\theta, \varphi) \exp\left(-j\beta R \frac{\phantom{R}}{R}\right). \quad (5.24)$$

Произведение к.н.д. на к.п.д. называют коэффициентом усиления антенн  $G = D\eta$ . Очевидно, коэффициент усиления антенны показывает, во сколько должна быть увеличена входная мощность в выбранном сечении АФУ при замене реальной антенны на идеальную изотропную для сохранения в точке наблюдения модуля вектора Пойтинга.

Передающая антенна характеризуется также параметрами согласования в выбранном сечении с подводящей линией передачи – коэффициентом отражения  $\vec{\rho}$  или КСВН.

С учетом как омических, так и потерь на отражение мощности коэффициент усиления антенны можно представить в виде

$$G_{\text{эКВ}} = D \cdot \eta \cdot (1 - |\vec{\rho}|^2). \quad (5.25)$$

Передающие антенны характеризуются рабочей полосой частот, при которых ее параметры не выходят за границы заданных значений, а также предельной рабочей мощностью, при которой не возникает электрических пробоев или проявлений нежелательных нелинейных процессов.

Все антенные системы, при отсутствии в них намагниченных гиротропных средств, подчиняются фундаментальному закону электродинамики – принципу взаимности. Согласно этому принципу для описания приемной антенны пригодны параметры, определенные в режиме передачи, а именно комплексная ДН  $\vec{F}(\theta, \varphi)$ , коэффициент усиления  $G = D \cdot \eta$ , условия согласования.

Следует иметь в виду, что принимаемую мощность антенны в нагрузке с коэффициентом отражения  $\rho_n$  можно представить в виде

$$P_c = |\vec{e}|^2 \cdot S_{\text{эфф}} \cdot F^2(\theta, \varphi) \cdot \eta \cdot |\xi|^2 \cdot (1 - |\rho_n|^2), \quad (5.26)$$

где  $|\vec{e}|^2$  – модуль вектора Пойтинга падающей волны,  $\eta$  – к.п.д. приемного тракта,  $|\xi|^2$  – поляризационный коэффициент передачи по мощности, а величина

$$S_{\text{эфф}} = \frac{\lambda^2 \cdot D}{4 \cdot \pi} \quad (5.27)$$

называется эффективной поверхностью антенны.

Соотношение между эффективной поверхностью и к.н.д. является фундаментальным в теории антенн. Как будет показано для рассматриваемых далее апертурных антенн (зеркальных, рупорных), эффективная площадь антенны

связана с размерами раскрыва и обычно не превышает ее геометрической площади.

### 5.5. Энергетическое взаимодействие пространственно разнесенных антенн

Рассмотрим часто встречающуюся в космических радиоперелиниях связи задачу взаимодействия двух пространственно разнесенных антенн (например, взаимодействие антенн ЗС с антеннами БРК на линиях земля – КА, КА – земля). Условно это взаимодействие представлено на рис. 5.5.

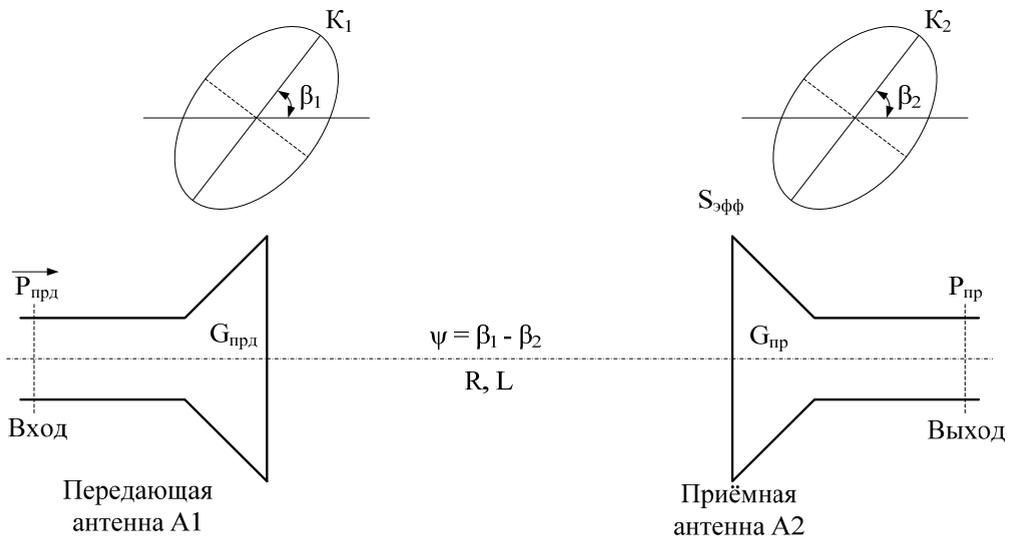


Рис. 5.5. Взаимодействие приемной и передающей антенн

На указанном рисунке антенна  $A_1$  работает в режиме передачи с коэффициентом усиления  $G_1$  на эллиптически-поляризованной волне, имеющей коэффициент эллиптичности  $K_1$ . Антенна возбуждается мощностью  $P_{\text{прд}}$ . Антенна  $A_2$  работает в режиме приема с коэффициентом усиления  $G_2$  и коэффициентом эллиптичности  $K_2$ . Расстояние между антеннами  $R(\text{м})$  соответствует дальней зоне, и обе антенны отъюстированы в направлениях максимального излучения. Определим уровень сигнала на выходе приемной антенны  $A_2$ .

Очевидно, передающая антенна создает в раскрыве антенны плотность потока мощности

$$\frac{P \cdot G_1}{4 \cdot \pi \cdot R^2} \quad (\text{Вт/м}^2) \quad (5.28)$$

Уровень принятого приемной антенной сигнала согласно (5.26) будет:

$$P_{\text{прм}} = \frac{P \cdot G_1}{4 \cdot \pi \cdot R^2} \cdot S_{\text{эфф}} \cdot |\xi|^2, \quad (5.29)$$

где  $S_{\text{эфф}}$  – эффективная площадь антенны, равная согласно (5.27)

$$S_{\text{эфф}} = \frac{\lambda^2 \cdot G_2}{4 \cdot \pi} \quad (5.30)$$

$|\xi|^2$  – поляризационный коэффициент передачи по мощности, связанный с несогласованностью поляризаций. Известно, что величина этого коэффициента между двумя антеннами с коэффициентами эллиптичности  $K_1$  и  $K_2$  и разностью углов поляризации  $\psi$  соответствует выражению

$$|\xi|^2 = \frac{1}{2} \cdot \left[ 1 - \frac{4 \cdot K_1 \cdot K_2}{(1 + K_1^2) \cdot (1 + K_2^2)} + \frac{(1 - K_1^2) \cdot (1 - K_2^2)}{(1 + K_1^2) \cdot (1 + K_2^2)} \cdot \cos(2 \cdot \psi) \right]. \quad (5.31)$$

Для случая антенн с точно согласованными линейными поляризациями  $K_1 = 0$ ,  $K_2 = 0$ ,  $\psi = 0$ ,  $|\xi|^2 = 1$ . Для антенн с почти круговыми поляризациями  $K_1 \approx 1$ ,  $K_2 \approx -1$  и  $|\xi|^2 = 1$ . Вообще говоря,  $|\xi|^2 = 1$  справедливо для любого случая точного совпадения поляризаций приемной антенны с поляризацией передающей антенны.

С учетом этого формулу (5.29) можно преобразовать к виду

$$P_{\text{прм}} = \frac{P \cdot G_1 \cdot G_2}{\left( \frac{4 \cdot \pi \cdot R}{\lambda} \right)^2}. \quad (5.32)$$

Иногда вводят понятия изотропной эффективной излучаемой мощности передающей антенны (EIRP), равной  $P \cdot G_1$ , и потери в свободном пространстве

$L_{\text{св}} = \left( \frac{4 \cdot \pi \cdot R}{\lambda} \right)^2$ , тогда (5.30) можно представить в логарифмическом масштабе

в виде

$$P_{\text{прм}}(\text{дБВт}) = \text{ЭИИМ}(\text{дБВт}) - L + G(\text{дБ}). \quad (5.33)$$

## 5.6. Антенны СВЧ, применяемые в БРК

В антенном комплексе БРК рассматриваемого типа в основном используются апертурные антенны, особенность которых состоит в том, что у них можно выделить плоскую поверхность раскрыва  $S$ , которая и формирует остронаправленное излучение. Среди апертурных антенн наиболее часто используются зеркальные и рупорные антенны. К.н.д. апертурных антенн можно представить следующей формулой:

$$D = \left( \frac{4 \cdot \pi \cdot S}{\lambda^2} \right) \cdot K_{\text{ин}}, \quad (5.35)$$

где  $S$  – геометрическая площадь поверхности раскрыва;  $\lambda$  – длина волны;  $K_{\text{ин}} \leq 1$  – коэффициент использования поверхности.

Ширина луча апертурной антенны по уровню 3 дБ в плоскости, параллельной поверхности раскрыва, дается формулой

$$\Delta\theta = \left( \frac{51^\circ \cdot \lambda}{L} \right) \cdot K_{\text{рл}}, \quad (5.36)$$

где  $L$  – максимальный линейный размер раскрыва;  $K_{\text{рл}}$  – коэффициент расширения луча, зависящий от формы раскрыва и вида амплитудно-фазового распределения в раскрыве.

Большое число апертурных антенн построено таким образом, что длина пути мощности возбуждения к каждому элементу раскрыва от общего входа антенны в приближении геометрической оптики одинакова, создавая, таким образом, в раскрыве синфазное возбуждение. Поэтому определяющим фактором в величине к.н.д. является амплитудное распределение возбуждения.

Однако в настоящее время при построении антенн БРК используются антенны с несинфазным возбуждением. Они дают возможность получения контурных ДН с более равномерным распределением к.н.д. внутри диаграммы. Впервые в России такие антенны на базе профилированных зеркал были использованы в БРК КА «Ямал-200».

## 5.7. Зеркальные параболические антенны

Зеркальная параболическая антенна, выполненная в виде параболоида вращения, показана на рис. 5.6. Параболоид вращения возбуждается слабонаправленным облучателем (в микроволновом диапазоне, как правило, рупором, который помещается в фокусе зеркала).

Благодаря геометрическим свойствам параболы лучи, исходящие из фокуса, после отражения параболическим зеркалом становятся параллельными оси и образуют в раскрыве параболы синфазную поверхность.

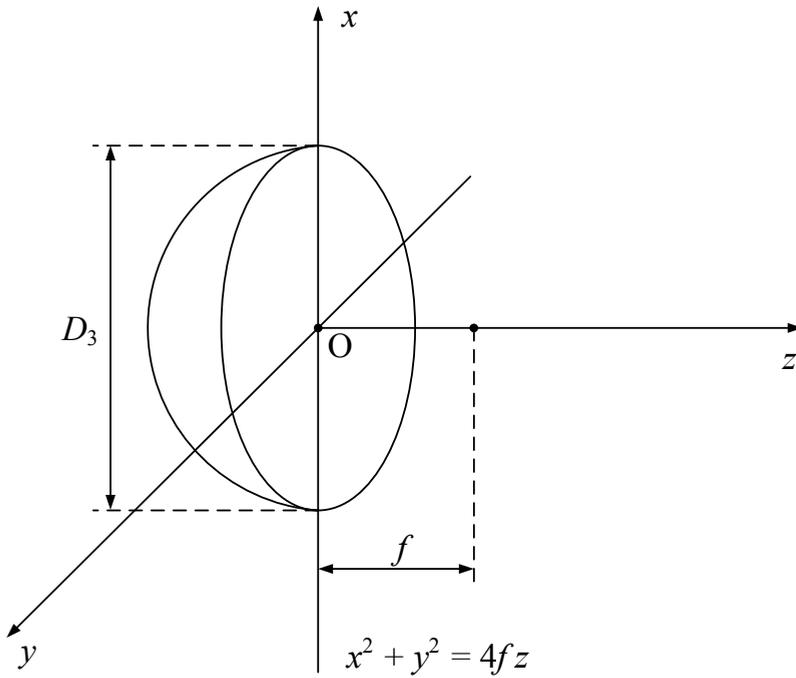


Рис. 5.6. Зеркальная параболическая антенна

Таким образом, длина пути от фокуса до параболы и затем до линии раскрыва одинакова и не зависит от угла  $\theta$ , под которым из фокуса виден профиль параболы. На рис. 5.7 более подробно показан профиль параболической антенны с симметричным возбуждением. Различают длиннофокусные и короткофокусные параболические антенны. В длиннофокусной антенне фокус находится за плоскостью раскрыва  $f > \frac{D_3}{4}$ , и угол раскрыва  $2 \cdot \theta_{\max} < \pi$ . В короткофокусной антенне фокус находится между зеркалом и плоскостью раскрыва и фокусное расстояние удовлетворяет условию  $f < \frac{D_3}{4}$  и  $2 \cdot \theta_{\max} > \pi$ .

Как показывает электродинамический анализ параболических антенн, их параметры зависят от относительного фокусного расстояния  $f/D_3$ . Зависимость КИП антенны от фокусного расстояния показана на рис. 5.8. Если  $f/D_3$  уменьшается по отношению к оптимальному значению, то ДН облучателя окажется меньше угла раскрыва зеркала и результирующий КИП уменьшится. Если, наоборот,  $f/D_3$  сильно возрастет, то часть мощности облучателя будет

«переливаться» за края антенны и поэтому не будет участвовать в формировании ДН антенны, в результате КИП антенны также упадет.

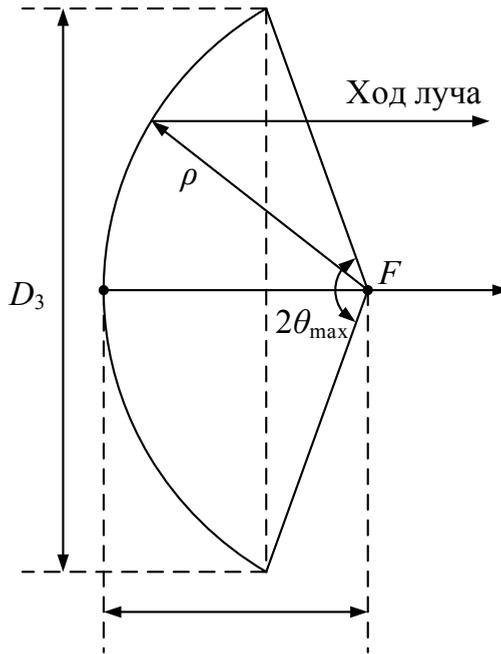


Рис. 5.7. Зеркальная параболическая антенна

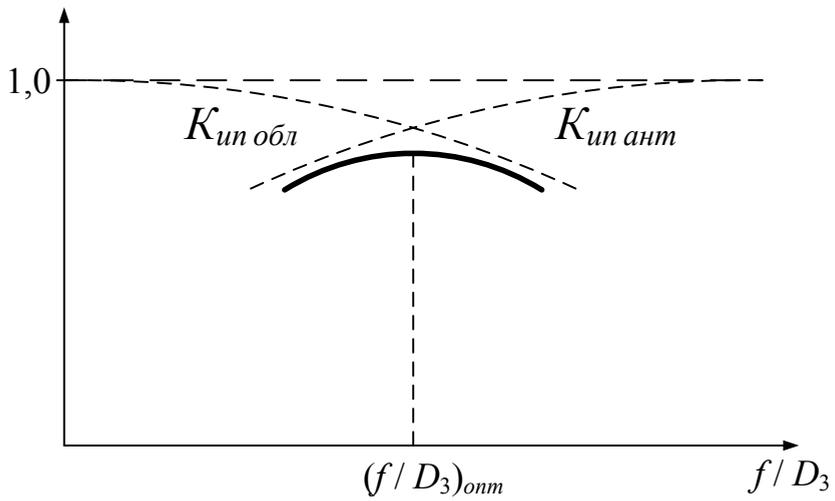


Рис. 5.8. Зависимость КИП антенны от фокусного расстояния

Расчетами установлено, что оптимальный уровень облучения краев зеркала облучателем должен составлять примерно  $-10$  дБ относительно середины раскрыва. Ширина луча (в градусах) при этом составляет

$$60 \div 70 \cdot \frac{\lambda}{D_3}, \quad (5.36)$$

а уровень первого бокового лепестка – примерно  $(-22; -24)$  дБ.

Если известно отношение  $f/D_3$  и требуемый спад амплитуды на краю антенны, то можно рассчитать ширину диаграммы облучателя по уровню 3 дБ. На рис. 5.9 приведены кривые ширины ДН облучателя в зависимости от  $f/D_3$  для параболического зеркала со спадом амплитудного распределения на краях на 10 и 20 дБ.

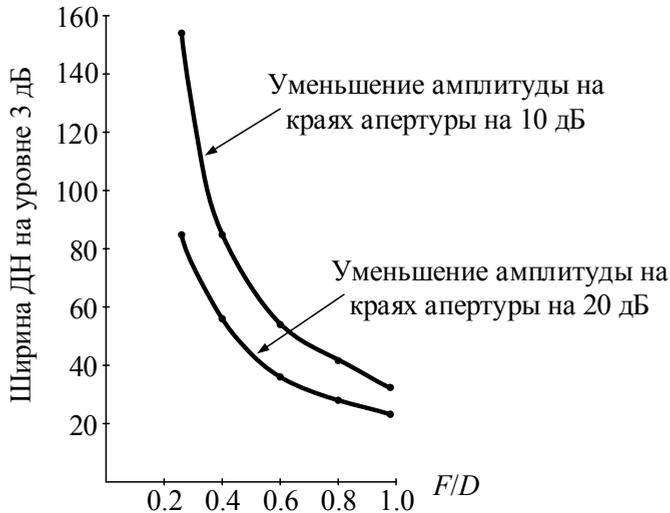


Рис. 5.9. Ширина ДН рупорного облучателя по уровню 3 дБ от отношения  $F/D$  для параболических зеркал с уменьшением амплитуды на краях апертуры на 10 и 20 дБ

Выбор типа ДН облучателя может диктоваться, помимо амплитудного распределения, и другими соображениями. Например, для многих приемных антенн условия максимального к.н.д. и отсутствие заметного «переливания» энергии облучателем может оказаться важнее, чем малые боковые лепестки. В этом случае может потребоваться, чтобы ДН облучателя давала более равномерное освещение апертуры и меньший спад амплитуды на краях.

Назовем наиболее важные факторы, влияющие на КИП антенны.

– вид амплитудного распределения в раскрыве, определяющий соответствующий вид КИПа;

– эффективность облучателя  $KIP_{обл}$  определяет долю мощности излучения, попадающего на зеркало. Его можно определить с помощью формулы:

$$KIP_{обл} = \int_0^{\theta_{max}} F^2(\theta) \cdot \sin(\theta) d\theta / \int_0^{\pi} F^2(\theta) \cdot \sin(\theta) d\theta, \quad (5.37)$$

где  $F(\theta)$  – амплитудная ДН облучателя, обладающая симметрией относительно оси вращения;

– затенение части поверхности раскрыва зеркала облучателем и его конструкцией. Величина затенения определяет  $KIP_{т} \approx \frac{S - S_{т}}{S}$ , где  $S$  – общая площадь раскрыва,  $S_{т}$  – площадь затенения;

– ответвление электрических токов на теневую поверхность зеркала. Соответствующий КИПдф рассчитывается методом теории дифракции;

– влияние кроссполяризации. Учитывается множителем КИПП;

– фазовые ошибки в распределении эквивалентных поверхностных токов в раскрыве, которые вызываются систематическими и случайными причинами. Систематические причины вызваны несферичностью фазовых характеристик ДН облучателя, неточностью установки в фокусе. Случайные ошибки вызываются неточностью изготовления профиля зеркала, температурными и временными деформациями зеркала;

– омические потери в отражающих поверхностях и неидеальных диэлектриках, влияющие на к.п.д. антенны  $\eta_a$ ;

В результате воздействия указанных факторов результирующий КИП параболических антенн составляет  $0,5 \div 0,65$  достигая в лучших образцах  $0,75$ .

Важным структурным элементом зеркальных антенн является облучатель. Он должен соответствовать следующим требованиям:

1. Его амплитудная ДН должна обеспечивать выбранное амплитудное распределение в раскрыве с минимальным побочным излучением.

2. Фазовая характеристика векторной ДН должна иметь фазовый центр, совпадающий с фокусом антенны.

3. В осесимметричных антеннах размер облучателя не должен давать большую площадь затенения раскрыва антенны.

4. Облучатель должен обладать достаточной электрической прочностью и линейностью в диапазоне подводимых мощностей.

5. Широкополосность облучателя должна соответствовать рабочей полосе антенной системы в целом.

Наибольшее распространение в антеннах БРК получили рупорные облучатели.

## 5.8. Рупорные антенны

Рупорные антенны в технике БРК широко применяются в качестве самостоятельных бортовых антенн, облучателей бортовых зеркальных антенн и антенн наземного контрольно-измерительного комплекса. На рис. 5.10 приведен пример конфигурации пирамидального рупора. В этом рупоре на выходе образуется сферическая волна с фазовой скоростью, приближающейся к скорости света. Вследствие этого отражение волны от открытого выхода незначительно и рупор как бы согласовывает возбуждающий прямоугольный волновод с открытым пространством. Для оптимизированного рупора с допустимым уровнем неравномерности амплитудного распределения и квадратичных фазовых искажений КИП составляет примерно 0,5. Наряду с рупорами с прямоугольным сечением широко используются рупоры с круглым сечением раскрыва (конические рупоры).

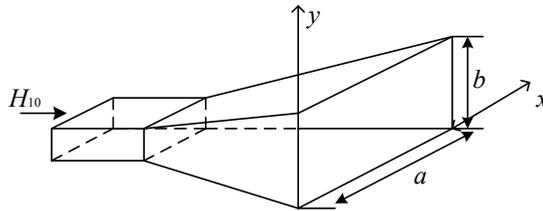


Рис. 5.10. Пирамидальный рупор

Конические рупоры, по существу, представляют расширение открытого конца круглого волновода, возбуждаемого волной  $H_{11}$ . Излучение конического рупора аналогично возбуждению пирамидального, он также имеет оптимальные размеры.

В качестве облучателей зеркальных антенн рупорные антенны с прямоугольным раскрывом используются редко, так как они не обеспечивают осесимметричные ДН и из-за искривленности силовых линий электрического и магнитного полей в раскрыве обладают значительными кроссполяризационными искажениями.

Наибольшее применение в качестве облучателей получили рупорные облучатели конического типа с внутренней гофрированной поверхностью (рис. 5.11). Кольцевые азимутальные канавки в нем имеют глубину  $\approx \frac{\lambda}{4}$  и шаг

не более  $0,1 \cdot \lambda$ . Электродинамический анализ показывает, что в такой структуре возбуждается волна  $H_{11}$ , силовые линии которой почти не искривляются в пространстве. Это обеспечивает симметричность ДН и отсутствие кроссполяризационных искажений. Частотные свойства гофрированного облучателя слабо зависят от внутреннего диаметра  $2 \cdot a$ . По данным расчетов и экспериментов, даже при 50%-ном изменении частоты ширина ДН рупора меняется примерно на  $3 \div 7$  %.

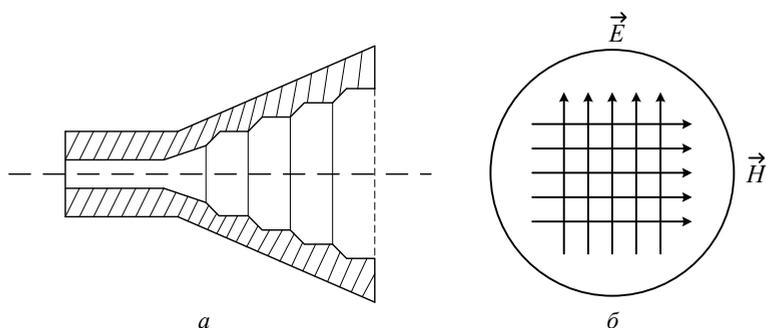


Рис. 5.11. Гофрированный рупорный облучатель: *a* – осевой разрез; *б* – распределение полей  $\vec{E}$  и  $\vec{H}$  в поперечном сечении

С использованием оптимизированного гофрированного рупора можно получить КИП зеркальной антенны до 0,9 и выше.

### 5.9. Типы применяемых зеркальных антенн

При создании антенных систем БРК стремятся максимально оптимизировать как электрические, так и конструктивные параметры антенн.

Для повышения КИП зеркальных антенн за счет уменьшения потерь на затенение основного рефлектора облучателем и его конструкцией используются антенны с облучателем, вынесенным из прожекторной части поля излучения рефлектора, – офсетные антенны. Оптическая схема однозеркальной офсетной антенны, выполненной на базе неосесимметричной вырезки из параболоида вращения, использованной в БРК «Ямал-300К» для АФУ С-диапазона, показана на рис. 5.12.

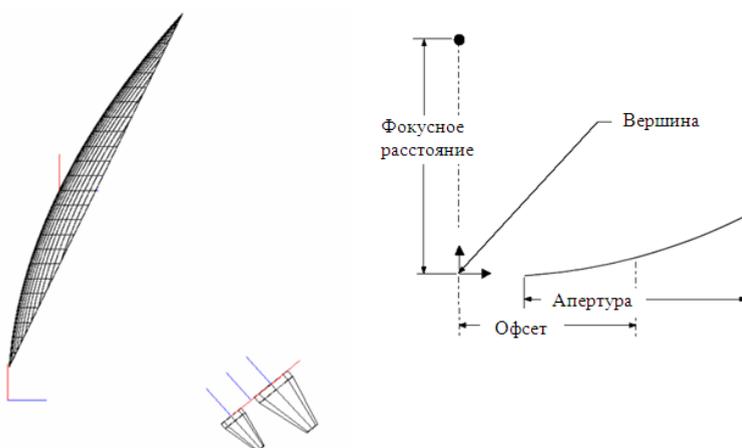


Рис. 5.12. Оптическая схема 2-фидерной офсетной однозеркальной антенны С-диапазона

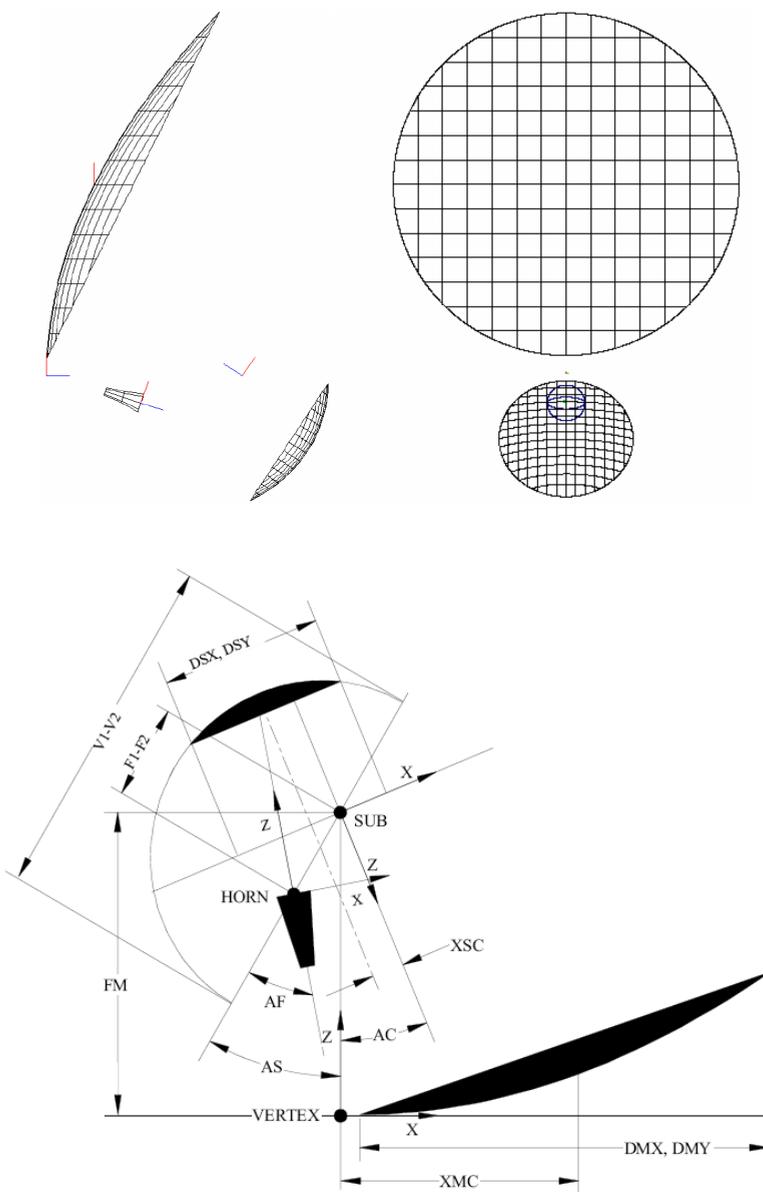


Рис. 5.13. Оптическая схема 2-зеркальной антенны

Для повышения эффективности излучения основным рефлектором антенны и уменьшения размеров в направлении фокуса широко используются 2-зеркальные антенны Грегори. В качестве примера на рис. 5.13 приведена оптическая схема антенн этого вида для приемопередающей антенны Ку-диапазона, использованная в БРК-1 КА «Ямал-300К» [22]. Как видно, в антеннах этого ти-

па облучатель освещает вспомогательное зеркало, а далее отраженные от этого зеркала лучи освещают зеркало основного параболического рефлектора, которое и формирует основное излучение. В оптимальных конфигурациях этой антенны облучатель и вспомогательное зеркало практически не затеняют поверхность главного рефлектора.

Для повышения эффективности распределения излучаемой мощности БРК по зоне обслуживания в настоящее время получили широкое распространение антенны с контурной ДН. Для формирования контурной ДН используются два принципа. Первый основан на применении зеркал с профилированной внутренней поверхностью. В этом случае на поверхности раскрыва создается не синфазное, а определенное амплитудно-фазовое распределение, которое и создает в дальней зоне ДН заданной конфигурации с допустимой пространственной неравномерностью коэффициентов усиления по зоне. Второй подход основан на формировании контурной ДН с помощью многолучевой антенны МЛА и подробнее будет рассмотрен в следующем разделе.

Следует отметить, что в настоящее время расчеты параметров вышеуказанных сложных антенных систем, оптимизация этих параметров проводятся на компьютерах с использованием специальных программных средств.

## 5.10. Зеркальные МЛА

В основе принципа действия зеркальных МЛА лежит возбуждение параболического зеркала решеткой отдельных (парциальных) облучателей, расположенных в фокальной плоскости антенны. Из геометрической оптики вытекает, что угловое смещение указанных облучателей от осевой линии на угол  $\alpha$  вызывает смещение отраженного луча на такой же угол.

В результате  $N$  парциальных облучателей создадут эквивалентную зону облучения, состоящую из  $N$  зон. Ширина парциального луча будет определяться

диаметром зеркала и длиной волны в соответствии с формулой  $\theta = 60 \cdot \frac{\lambda}{D}$ . Для

аддитивного сложения зон парциальных лучей необходима их ортогональность, которая обеспечивается либо присвоением каждому лучу своей частоты, поляризации, либо пространственным разнесением, при котором взаимодействие лучей сводится к допустимому минимальному уровню. Если решетка из  $N$  ортогональных лучей возбуждается когерентно с помощью диаграммообразующей схемы без потерь, то коэффициент усиления по зоне будет равен  $G_n - 10 \cdot \lg N$ , при некогерентном (раздельном) возбуждении лучей коэффициент усиления по зоне будет  $G_n$ , где  $G_n$  – парциальный коэффициент антенны, равный, согласно

(5.21),  $\frac{3200 - 36000}{\theta^2}$ . При большом количестве парциальных лучей зону мож-

но реконфигурировать путем выключения тех или иных лучей. При построении МЛА важнейшей проблемой является способ компактного размещения облучателей в решетке, создающих на выходе зону излучения без больших провалов. Дело в том, что для обеспечения оптимального облучения зеркала, как указывалось ранее, облучатель имеет определенные физические размеры апертуры и при создании необходимой конфигурации облучателей они могут накладываться друг на друга. В связи с этим в некоторых конструкциях МЛА разрежают решетки облучателей или разносят их на разные зеркала и требуемую зону излучения создают при совместной работе зеркал. Существуют и другие решения этой проблемы, превращая ее в предмет «ноу-хау».

В последнее время МЛА получают широкое распространение. В частности, они являются основой для создания подвижной и персональной связи, где используются малоэнергетические терминалы типа мобильных телефонов. Для работы с такими терминалами спутниковый БРК должен создавать ЭИИМ  $\geq 60$  дБВт в диапазоне подвижной связи  $\approx 1500$  МГц ( $\lambda = 20$  см). Максимальная мощность твердотельных УМ РТР в БРК подвижной связи составляет порядка 100 Вт ( $\approx 20$  дБВт). Для получения ЭИИМ  $\geq 60$  дБВт необходимо усиление в бортовой антенне не менее 40 дБ, что может обеспечить зеркальная МЛА в парциальном луче шириной порядка  $1^\circ$ . При этом диаметр антенны зеркал должен составлять  $D \approx 60 \cdot \lambda$ , примерно 12 м. Именно такие антенны со специальной разворачиваемой конструкцией используются в КА подвижной связи «Инмарсат-4», «Гаруда», «Турайя» и др.

В связи с широким использованием в коммерческих КА Ка-диапазона началось значительное применение МЛА для создания зональных зон излучения и высокоэнергетических БРК. Высокие частоты Ка-диапазона (30/20 ГГц) этому благоприятствуют. Так, при пользовании парциальных лучей шириной порядка  $1^\circ$  диаметр зеркала на передаче в Ка-диапазоне будет составлять  $D_3 \approx 60 \cdot \lambda \approx 60 \cdot 1,5 \approx 90$  см. Такие зеркала уместаются под обтекателем и расчековываются обычными механизмами. Поскольку УМ на ЛБВ в Ка-диапазоне имеют выходную мощность  $\approx 100 \div 150$  Вт, то, очевидно, в парциальных лучах МЛА можно создавать ЭИИМ  $60 \div 65$  дБВт, что было недостижимо для БРК в С и Ку. Этим и объясняется большой интерес к использованию МЛА в Ка диапазоне для коммерческих КА с высокой информационной емкостью.

### **5.11. Типовые параметры АФУ, реализованные в программах «Ямал»**

Ниже в качестве примера приведены типовые параметры АФУ БРК-1 КА «Ямал-300К» [22].

*Приемо-передающая зеркальная офсетная антенна С-диапазона.* Рефлектор профилированный. Оптическая схема приведена на рис. 5.12. Антенна имеет 2 независимых облучающих устройства для работы на прием и передачу.

Геометрические размеры антенны: диаметр рефлектора 2,2×2,6 м; фокусное расстояние 2,1 м; смещение апертуры основного рефлектора 1,3 м; масса антенны 55,4 кг.

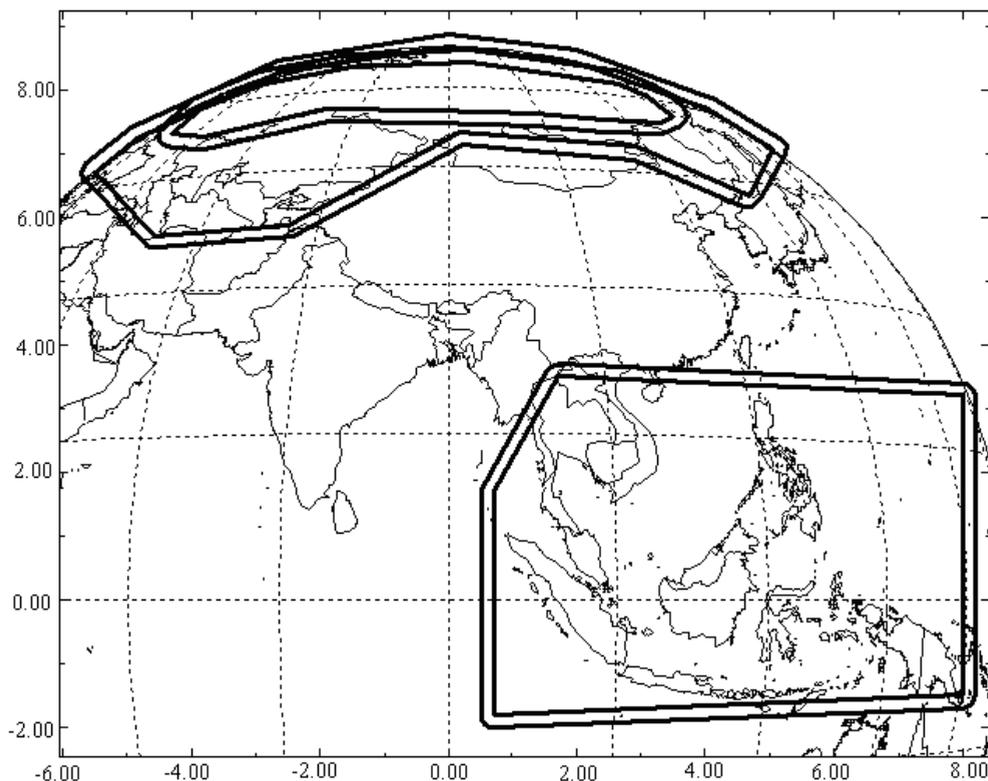


Рис. 5.15. Области А, В зоны обслуживания и регион ограничений

Электрические параметры антенны:

- поляризация – круговые ортогональные на прием и передачу;
- контурная зона обслуживания приведена на рис. 5.14.
- коэффициенты усиления антенны на передачу в диапазоне частот 3 490–4 170 МГц, 29–30,3 дБ;
- коэффициент усиления антенны на прием в диапазоне 5 815–6 455 МГц 30,3–31,2;
- кросполяризация на передачу  $\approx 29$  дБ;
- кросполяризация на прием  $\approx 29 - 32,6$  дБ;
- обратные потери на входных и выходных портах антенны 22–24,5 дБ;
- уровень РИМ 170 дБ относительно выходной мощности ствола.

*Приемопередающая антенна Ки-диапазона.* Антенна 2-зеркальная офсетная с профилированным основным рефлектором и контррефлектором и совмещенным на прием / передачу облучателем. Оптическая схема антенны приведена на рис. 5.13.

Геометрические размеры антенны: размер основного рефлектора 2,2×2 м; фокусное расстояние основного рефлектора 1,85 м; офсет 0,14 м; диаметр контррефлектора 0,729×0,716 м; фокусное расстояние контррефлектора 2,38 м; масса антенны 42 кг.

Электрические параметры антенны:

- поляризация на прием (вертикальная / горизонтальная), на передачу (горизонтальная / вертикальная);
- коэффициенты усиления антенны:
  - на прием (диапазон 14 000–14 500 МГц) 33,4–33,5 дБ;
  - на передачу (диапазон 10 950–11 660 МГц) 32,6–33,5 дБ;
- кросполяризационные развязки 30,7–32,1 дБ;
- контурная зона обслуживания приведена на рис. 5.16;
- обратные потери на входных и выходных портах антенны 24–25 дБ;
- уровень РИМ 170 дБ относительно выходной мощности ствола.

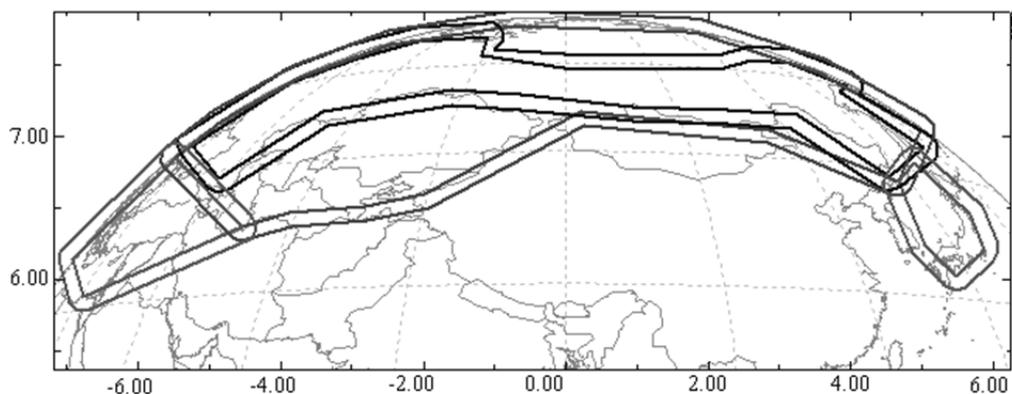


Рис. 5.15. Контурные зоны обслуживания

Общий вид конструктивного исполнения указанных антенн приведен в главе 8.

## ГЛАВА 6

### ОСОБЫЕ ФИЗИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ, ВОЗНИКАЮЩИЕ ПРИ ФУНКЦИОНИРОВАНИИ БРК

При функционировании многоствольных БРК с повышенной мощностью транспондеров в реальных физических условиях окружающей среды на орбите возникает ряд специфических физических процессов, которые могут оказать влияние на характеристики БРК и его надежность. Среди физических условий, могущих оказать влияние на надежное функционирование БРК в орбитальных условиях, следует отметить пониженное давление и вакуум.

Особый класс физических процессов вызывают высокие суммарные мощности сигналов в выходных трактах БРК, которые провоцируют нелинейные явления в устройствах РТР и БРК, создающие дополнительные помехи ретранслируемым сигналам.

Рассмотрению этих процессов посвящена настоящая глава.

#### 6.1. Статические и динамические газовые разряды

Аппаратура современных БРК работает в условиях негерметизированной открытой платформы КА. Поэтому по истечении времени, которое определяется конструктивно-технологическими особенностями каждого КА, вокруг устройств РТР и АФУ БРК устанавливается глубокий вакуум. В соответствии с современными подходами внутренние полости радиоэлектронных устройств связаны с внешней средой вентиляционными отверстиями. Благодаря им внутренняя среда, определяемая газовой выделением материалов и загрязнениями устройств, освобождается от неблагоприятной газовой среды, неизбежно накапливающейся при длительных сроках службы, что приводит в конечном итоге к повышению надежности и ресурса радиоэлектронных устройств (особенно в микроэлектронном исполнении).

Однако следует иметь в виду что размер отверстий и их количество ограничиваются требованиями электромагнитной совместимости (ЭМС). Из-за конечного размера отверстий процесс «откачки» внутренних объемов блоков, несмотря на высокий наружный вакуум, требует определенного (иногда даже значительного) времени. Вообще говоря, согласно [14] конечное давление внутри объема устройства (блока) составляет

$$P_{\infty} = \frac{Q_m \cdot A}{S_l}, \quad (6.1)$$

где  $Q_m$  – скорость газовыделения на единицу времени;  $A$  – площадь газовыделяющих поверхностей.  $S_l$  – скорость откачки вентилирующими отверстиями,  $P_\infty$  – установившееся равновесное давление после длительной «выдержки» в вакуумной камере или на орбите.

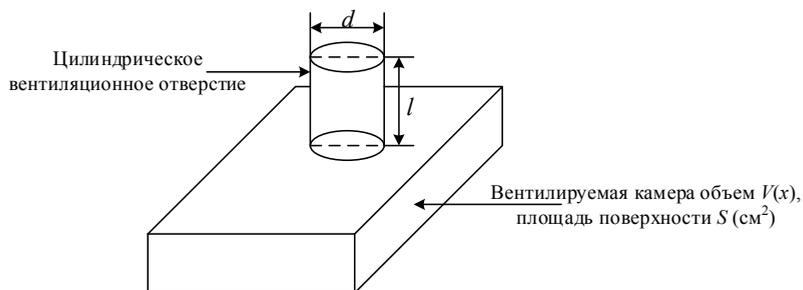


Рис. 6.1. Модель вентилируемого устройства:  $d$  – диаметр вентиляционного отверстия (см);  $l$  – диаметр вентиляционного отверстия

Для вентиляционного цилиндрического типа отверстия, показанного на рис. 6.1, в окружении глубокого вакуума  $S_l = u$ , где  $u$  – значение газодинамической проводимости:

$$u = \frac{12 \cdot l \cdot d^3}{(l + 4 \cdot d / 3)} (1/c). \quad (6.2)$$

Время, необходимое для откачки внутреннего объема  $V$  от начального давления  $P_1$  до давления  $P_2$  можно определить из соотношения

$$t = 2,3 \cdot \frac{V}{S_l} \cdot \log \left( \frac{P_1 - P_\infty}{P_2 - P_\infty} \right). \quad (6.3)$$

Из приведенных соотношений (6.1)–(6.3) вытекает важное значение параметра  $Q_m$ , зависящего от выбора материалов и чистоты поверхностей. Одним из путей уменьшения дегазации, широко применяемых в технологической практике, является операция нагревания, которая значительно уменьшает дегазацию внутренних поверхностей от адсорбированных газов.

При недостаточном времени выдержки давление внутри блоков может быть значительно выше наружного на  $2 \div 3$  порядка. При этом в устройствах РТР и АФУ, работающих в условиях высоких напряженностей электрического поля,

могут создаваться условия для газовых разрядов. Опасный диапазон давлений составляет  $10 \div 10^{-2}$  мм рт. ст.

Статический газовый разряд может возникнуть в в/в цепях ЛБВ при повреждениях изоляции в в/в кабеле, при монтажных работах или при некачественных заливках изолирующими компаундами в/в цепей источников питания ЛБВ (брак производителя).

Динамический газовый разряд вызывают электромагнитные электрические поля высокой напряженности, которые, как правило, возникают в резонаторах ОМУХа и в устройствах АФУ (поляризаторах, поляризационных фильтрах) или плохо вентилируемых выходных волноводных трактах. Динамический газовый разряд возникает при пониженных давлениях остаточной газовой среды, при которых электроны газовой среды имеют длину свободного пробега, достаточную для того, чтобы набрать энергию в электрическом поле, необходимую для ионизации газов. При определенных условиях, зависящих от величины давления, состава газа, температуры, напряженности электромагнитного поля, в области внутреннего объема развивается лавинообразный процесс газового разряда, который может нарушить функционирование аппаратуры и даже вызвать её деструктивные изменения. Газовые разряды обоих типов подчиняются закону Пашена, согласно которому они не развиваются ниже давлений  $10^{-3}$  мм рт. ст. и выше  $50 \div 100$  мм рт. ст.

## 6.2. Мультипакторный разряд в вакууме

Мультипакторный (в отечественной литературе иногда называемый резонансным) разряд, в отличие от газового, возникает при достаточно глубоком вакууме (порядка  $10^{-5}$  мм рт. ст. и ниже). Физическая природа этого разряда следующая: он возникает в небольших зазорах устройств между металлическими поверхностями, где под воздействием мощного электромагнитного поля сигнала из-за многократного отражения электромагнитных волн от металлических стенок создается сложная многомодовая структура распределения напряженностей переменного электрического поля (процессы, аналогичные происходящим в СВЧ резонаторах). При определенных условиях, в частности нечетном числе полуволн электрического поля, укладывающихся в промежутке между стенками зазора (полости), свободные электроны, имеющиеся в зазоре (полости), ускоряются электрическим полем, набирают необходимую энергию, соударяются с металлическими поверхностями стенок зазора (полости) и вызывают появление электронов вторичной электронной эмиссии. При выполнении определенных условий, прежде всего, при коэффициенте вторичной электронной эмиссии  $\sigma > 1$ , количество эмитированных электронов будет превышать количество падающих. Образовавшийся поток электронов при совпадении фазовых условий ускоряется переменным электрическим полем в обратном

направлении до соударения с другой стенкой зазора (полости), снова вызывая электронную эмиссию. При циклическом повторении этих процессов происходит лавинное размножение электронов, образующих мультипакторный разряд.

Хотя энергетика мультипакторного разряда значительно ниже энергетики газового разряда (на порядок и более), он может оказать неблагоприятное воздействие на функциональные параметры БРК и его срок службы, а именно:

- внести дополнительные потери мощности в трактах передачи;
- привести дополнительные шумы;
- привести к разрушению материалов внутренних покрытий в линиях передачи и СВЧ устройствах;
- спровоцировать за счет повышенного локального газовыделения более мощные и разрушительные газовые разряды.

В связи с этим американские и европейские стандарты, устанавливающие требования на космическое радиооборудование, требует обязательных испытаний летного оборудования на устойчивость к мультипакторным разрядам. Основные принципы этих требований и испытаний на соответствие этим требованиям обобщены в европейском стандарте ECSS-E-20-01A [14] и основываются на большом числе научно-экспериментальных работ, в частности [15, 16].

Как следует из этих работ, для случаев простейших геометрий зазора (полостей), а именно планарной и коаксиальной, на основании следующих характеристических параметров:  $f \cdot d$  (где  $f$  – частота сигнала, ГГц,  $d$  – величина зазора, мм) и известных материалов покрытий (серебро, золото, медь и т.д.), определяющих их физические свойства, по приведенным графикам можно определить предельно допустимое пиковое значение напряжения в зазоре, при превышении которого возможно развитие мультипакторного разряда.

Учитывая сложность математического описания реального развития мультипакторного разряда (влияние реальной геометрии, сложность механизмов взаимодействия электронных потоков с электромагнитным полем и поверхностями с учетом многомерной структуры стоячих волн в зазорах и полостях), американские и европейские стандарты требуют в полученные проектные оценки предельных напряжений вводить запас 6 дБ.

Как показали углубленные исследования мультипакторных разрядов, ограничение величины пиковых напряжений в зазорах должно учитывать форму амплитудной огибающей сложного (негармонического) сигнала. Оказалось, что важное значение для возникновения мультипакторного разряда имеет не только величина амплитудного выброса, но и его длительность. В «коротких» пиковых выбросах амплитуды сигнала активации мультипакторного разряда может не произойти.

В многостовольных БРК даже при загрузке каждого транспондера гармоническим сигналом выходной групповой сигнал на выходе ОМУХа является многочастотным (рис. 6.2). Суммарное напряжение такого сигнала, состоящего из  $N$  гармонических синфазных при  $t = 0$  сигналов, дается формулой [17]:

$$v(t) = v_0 \cdot \left[ \frac{N \cdot \sin\left(\frac{N \cdot \Delta\omega \cdot t}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\Delta\omega \cdot t}{2}\right)} \right] \cdot \exp j \cdot \left[ \left( \omega_0 + \frac{N-1}{2} \cdot \Delta\omega \right) \cdot t \right], \quad (6.4)$$

где  $v_0$  – амплитуда отдельного сигнала,  $\Delta\omega = 2 \cdot \pi \cdot \Delta f$  – разнос по частоте между отдельными сигналами.

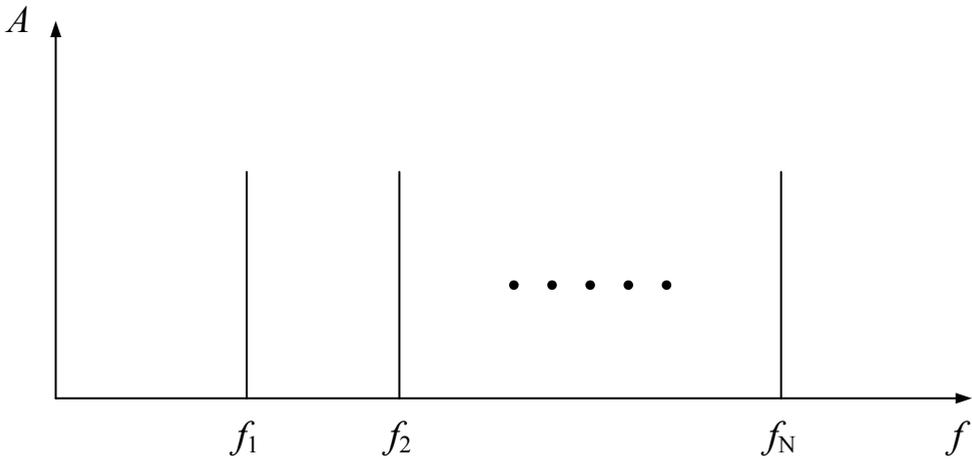


Рис. 6.2. Многочастотный сигнал на выходном мультиплексоре от транспондера 1, 2, ..., N;  $f_1 \dots f_N$  – средние выходные частоты транспондеров

Как следует из (6.4), суммарный сигнал можно представить в виде гармонической несущей с частотой, равной средней частоте ансамбля составных сигналов, модулированной по амплитуде огибающей, показанной в квадратных скобках. Амплитудная огибающая сигнала содержит пиковые выбросы сигнала величиной  $\approx V_0 \cdot N$ , разнесенные на время  $T_n = \frac{1}{\Delta f}$ . Максимальная пиковая

мощность в выбросах составляет  $N^2 \cdot P$ , средняя  $N \cdot P$ , где  $P$  – средняя мощность отдельного сигнала. При большом числе стволів  $N$  и высокой выходной мощности транспондеров пиковые значения мощностей выходного многочастотного сигнала могут достигать десятки кВт, что может значительно превышать допустимую расчетную величину напряжения в зазоре. С другой стороны, длительность пиковых выбросов мощности будет достаточно короткой. В связи с этим на основании научных и экспериментальных работ упомянутый европейский стандарт [14] применительно к многочастотному сигналу сформулировал критерий предотвращения мультипакторного разряда путем ограничения пико-

вой мощности  $P_{20}$  максимальных выбросов сигнала с длительностью, не превышающей величины  $T_{20}$ . Величина  $T_{20}$  соответствует 20-кратному пересечению электронами разрядного зазора. Она получена эмпирическим путем из моделирования физических процессов образования мультипакторных разрядов при многочастотном воздействии. Показано, что эта величина может быть рассчитана по формуле

$$T_{20} = 20 \cdot \frac{m}{2} \cdot f_{\text{cp}}, \quad (6.5)$$

где  $m$  – порядок моды электромагнитного поля в зазоре, который можно получить из таблиц, приведенных в [14] по известному параметру  $f \cdot d$  и материалу покрытия;  $f_{\text{cp}}$  – средняя частота группировки сигналов, образующих многочастотный сигнал.

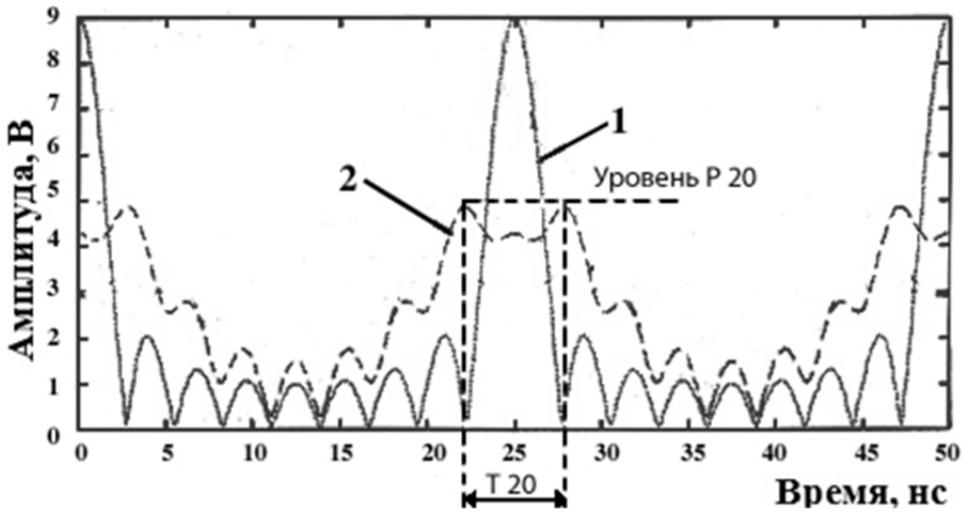
Следует отметить, что указанный в формуле (6.4) вид огибающей суммарного сигнала соответствует случаю начального нулевого фазового рассогласования. При другом распределении фаз пики огибающей размываются (их длительность увеличивается, амплитуда уменьшается). На рис. 6.3. показан пример огибающей для нулевого и произвольного рассогласования фаз.

При известной частотной расстановке сигналов с помощью специальных моделирующих программ на ЭВМ можно определить наиболее неблагоприятный разнос фаз между несущими, при которых длительность выбросов огибающей будет  $\geq T_{20}$ . Пиковая мощность этих выбросов  $P_{20}$ , согласно указанному выше критерию европейского стандарта, для предотвращения мультипакторного разряда не должна превышать с запасом в 6 дБ допустимого критического значения пиковой мощности в зазоре (полости), порядок оценки которого был приведен ранее.

В работе [17] получены предельные оценки снижения пикового напряжения  $F_v$  многочастотного сигнала, состоящего из  $N$  несущих, при использовании критерия  $T_{20}$ . Оно описывается следующей формулой:

$$F_v = -(\sqrt{N} - 1) \cdot \ln\left(\frac{T_{20}}{T_n}\right) + \sqrt{N}, \quad (6.6)$$

где  $T_n$  – длительность пиковых выбросов многочастотного сигнала с равномерной расстановкой частот, разнесенных на частоту  $\Delta f$ .



————— сплошная кривая для несущих с нулевым фазовым рассогласованием  
 - - - - - пунктирная кривая для огибающей с рассогласованными фазами, оптимизированными для времени  $T_{20}$

Рис. 6.3. Вид огибающей для многочастотного сигнала из 9 несущих с амплитудой 1 В

Формула (6.6) справедлива для  $\sqrt{N} \leq F_v \leq N$ . Если вычисленное значение  $F_v < \sqrt{N}$ , тогда  $F_v = \sqrt{N}$ . Если  $F_v > N$ , тогда следует брать  $F_v = N$ . Очевидно, ограничение по мощностям  $F_p = (F_v)^2$ .

Формула (6.6) позволяет провести оценку электрической прочности зазоров (полостей) на отсутствие мультиспектрального разряда при реальной суммарной мощности многочастотного сигнала. Хотя следует подчеркнуть, что она будет давать несколько завышенные результаты, более точные оценки могут быть получены на математической модели.

### 6.3. Нелинейные процессы в тракте БРК

Радиоборудование БРК проектируется на определенный динамический диапазон принимаемых сигналов. При превышении этого диапазона нелинейные свойства могут проявиться уже в приемных устройствах РТР. Даже в пределах динамического диапазона амплитудная характеристика РТР (зависимость  $P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}}$ ) может быть существенно нелинейной из нелинейности амплитудной и фазовой характеристик ЛБВ. Типичный вид нормализованных характеристик ЛБВ показан на рис. 6.4.

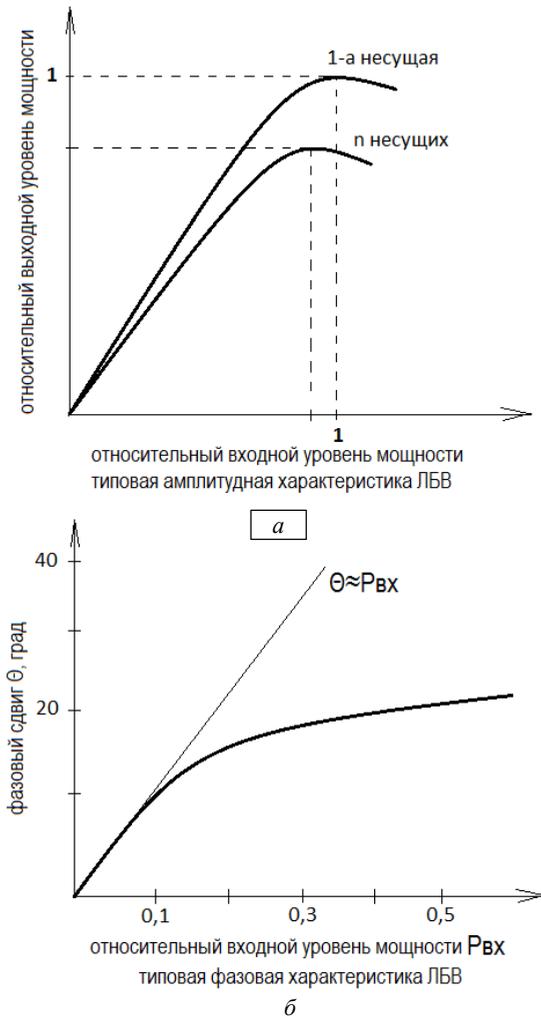


Рис. 6.4. Вид нормализованных характеристик ЛБВ:  
 а – типовая нормализованная амплитудная характеристика ЛБВ;  
 б – типовая фазовая характеристика ЛБВ

Из-за нелинейности характера амплитудных характеристик ЛБВ могут иметь место следующие явления:

1) максимальная мощность на выходе УМ на ЛБВ при загрузке многочастотным сигналом отличается от максимальной мощности при загрузке одним гармоническим сигналом. В спецификациях (или ТУ) на УМ ЛБВ обычно указывается максимальная мощность при односигнальной загрузке. В зависимости от количества несущих с разными частотами максимальная суммарная выходная мощность

при загрузке многочастотным сигналом может отличаться от специфицированной мощности по загрузке одним гармоническим сигналом на  $1 \div 2$  дБ. Понижение мощности при многочастотной загрузке связано с образованием интермодуляционных частот, процесс образования которых будет рассмотрен ниже;

2) измеренные в полосе транспондера отношения сигнал / помеха в режиме насыщения ЛБВ и линейном режиме будут отличаться на величину порядка  $5 \div 6$  дБ. Это явление связано с известным в радиотехнике подавлением в ограничителях слабых сигналов сильными. Сигналы гауссова типа (например, шумовые или многочастотные с большим числом несущих) будут подавляться сильным сигналом на величину порядка 3 дБ;

3) из-за присущего ЛБВ нелинейного АМ/ФМ преобразования при прохождении через УМ фазомодулированных сигналов будет иметь место перекрестный обмен модуляциями, т.е. дополнительные помехи в сигналах при ретрансляции.

Одним из проявлений нелинейных процессов в трактах БРК при прохождении многочастотных сигналов является появление интермодуляционных частот, которые будут рассмотрены в следующих разделах.

#### 6.4. Интермодуляционные частоты в активных приборах РТР

Активными приборами РТР являются приемное устройство и усилители мощности на ЛБВ. Именно в этих приборах при прохождении многочастотного сигнала, состоящего из  $N$  разделенных по частоте несущих, начиная с определенных уровней сигнала, проявляется нелинейная зависимость амплитуды (мощности) выходного сигнала от входного, что приводит к появлению в выходном спектре сигнала специфических выходных частот, называемых интермодуляционными. Как указывалось ранее, в ЛБВ, кроме амплитудной нелинейности, имеется нелинейная фазовая характеристика, что также будет вызывать интермодуляционные искажения сигнала.

Остановимся на интермодуляции, вызванной нелинейностью амплитудной характеристики. Амплитудную характеристику любого электронного прибора для процесса интермодуляции в рассматриваемых активных приборах можно представить в виде степенного ряда Тейлора следующим образом:

$$v_0 = a_1 \cdot v_i + a_3 \cdot v_i^3 + a_5 \cdot v_i^5 + \dots, \quad (6.7)$$

где  $v_0$  – выходное напряжение сигнала,  $v_i$  – суммарное входное напряжение,  $a_i$  – константы, имеющие положительный или отрицательный знак.

Пусть многочастотный сигнал будет состоять из  $n$  несущих равной амплитуды  $A$ . Тогда

$$v_i = \sum_{i=1}^n A \cdot \cos(\omega_i \cdot t + \theta_i). \quad (6.8)$$

$$\text{Суммарная мощность несущих } P_{ii} = \frac{n \cdot A^2}{2}, \quad A = \sqrt{\frac{2 \cdot P_{ii}}{n}}. \quad (6.9)$$

С учетом (6.8) и (6.7)  $v_0$  можно представить после соответствующих тригонометрических преобразований в следующем виде

$$v_0 = \sum_{i=1}^n B_n \cdot \cos(\omega_i \cdot t + \varphi_i(t)) + \text{ИМ} + H, \quad (6.10)$$

где  $H$  будет состоять из гармоник сигналов  $k \cdot \omega_i$  и будет отфильтровано фильтрами ИМУХ для приемного устройства и ОМУХ для УМ. Составляющие ИМ, представляющие собственно интермодуляционный продукт, имеют комбинационные частоты вида  $\pm n \cdot f_1 \pm m \cdot f_2 \pm \dots \pm k \cdot f_i$ , в частности для 3-го порядка  $2 \cdot \omega_i - \omega_{i+1}$ ,  $\omega_i + \omega_{i+1} - \omega_{i+2}$ . Они могут попадать в полосы транспондеров, образуя ИМ помехи. Амплитуда  $B_n$  индивидуального сигнала, как показано в [18], будет равна

$$\begin{aligned} B_n = & a_1 \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot P_i}{n}} \cdot \left\{ 1 + \frac{3 \cdot a_3}{a_1} \cdot \left( \frac{P_{ii}}{n} \right) \cdot \left( n - \frac{1}{2} \right) + \right. \\ & + 15 \cdot \frac{a_5}{a_1} \cdot \left( \frac{P_{ii}}{n} \right)^2 \cdot \left( \frac{1}{6} + (n-1) \cdot (n-2) + \frac{3}{2} \cdot (n-1) \right) + \\ & + 105 \cdot \frac{a_7}{a_1} \cdot \left( \frac{P_{ii}}{n} \right)^3 \cdot \\ & \cdot \left. \left( (n-1) \cdot (n-2) \cdot (n-3) + 3 \cdot (n-1) \cdot (n-2) + \frac{34}{24} \cdot (n-1) + \frac{1}{24} \right) + \dots \right\}. \end{aligned} \quad (6.11)$$

Здесь первый член имеет физический смысл линейного усиления, а члены внутри скобок – компрессию усиления, связанную с нелинейностью амплитудной характеристики. Наибольшую мощность имеют ИМ 3-го порядка, существенно превосходя уровень следующего 5-го порядка. Действительно, показано, что для рассматриваемого многочастотного сигнала соответствующие ИМ составляющие равны

$$\begin{aligned}
v_{21} &= \frac{3}{4} \cdot a_3 \cdot \left( \frac{2 \cdot P_{ii}}{n} \right)^{\frac{3}{2}} \cdot \left\{ 1 + \frac{2 \cdot a_5}{3 \cdot a_3} \cdot \left( \frac{P_{ii}}{n} \right) \cdot [12,5 + 15 \cdot (n-2)] + \right. \\
&+ 105 \cdot \frac{a_7}{a_3} \cdot \left( \frac{P_{ii}}{n} \right)^2 \cdot \left( (n-2) \cdot (n-3) + \frac{13}{6} \cdot (n-2) + \frac{7}{12} \right) + \dots \left. \right\}, \\
v_{111} &= \frac{3}{2} \cdot \left( \frac{2 \cdot P_{ii}}{n} \right)^{\frac{3}{2}} \cdot \left\{ 1 + 10 \cdot \frac{a_5}{a_3} \cdot \left( \frac{P_{ii}}{n} \right) \cdot \left( \frac{3}{2} + (n-3) \right) + \right. \\
&+ 210 \cdot \frac{a_7}{a_3} \cdot \left( \frac{P_{ii}}{n} \right)^2 \cdot \left( 1 + \frac{7}{4} \cdot (n-3) + \frac{1}{2} \cdot (n-3) \cdot (n-4) \right) + \dots \left. \right\}, \\
v_{32} &= \frac{5}{8} \cdot a_5 \cdot \left( \frac{2 \cdot P_{ii}}{n} \right)^{\frac{5}{2}} \cdot \left\{ 1 + \frac{49 \cdot a_7}{4 \cdot a_5} \cdot \left( \frac{P_{ii}}{n} \right) \cdot \left( 1 + \frac{12}{7} \cdot (n-2) \right) + \dots \right\}.
\end{aligned} \tag{6.12}$$

Из представленных выражений вытекает несколько следствий:

1) ИМ 3-го порядка вида  $\omega_i + \omega_{i+1} - \omega_{i+2}$  по уровню на 3 дБ выше, чем типа  $2 \cdot \omega_i - \omega_{i+1}$ ;

2) любая ИМ комбинация  $m$ -го порядка определяется по уровню не только членом полинома разложения амплитудной характеристики степени  $m$ , но и более высокого порядка  $k > m$ . Например, уровни амплитуд напряжения 3-го порядка зависят главным образом от коэффициента полинома  $a_3$ , но имеется вклад и от коэффициентов полинома  $a_5$ ,  $a_7$ . Хотя, как правило,  $a_5 \ll a_3$ , поэтому этот вклад быстро уменьшается с увеличением  $n$ ;

3) уровни ИМ 3-го порядка зависят от изменения величины суммарной мощности  $\Delta P$  (дБ) по следующему закону:

$$\Delta \text{ИМ(дБ)} = 3 \cdot \Delta P. \tag{6.13}$$

Этот закон справедлив также для ИМ  $m$ -го порядка, полученного из представления амплитудной характеристики степенным рядом Тейлора, т.е.

$$\Delta \text{ИМ(дБ)} = m \cdot \Delta P. \tag{6.14}$$

Как видно из формул (6.11) и (6.12), для вычисления  $B_n$  и  $v_{111}$ ,  $v_{21}$  необходимо знание коэффициентов степенного ряда  $a_i$  для многочастотного воздействия. Имеются методики (в частности, приведенные в [18]), по которым можно вычислить эти коэффициенты из амплитудной характеристики, полученной из измерений амплитудной характеристики на одной частоте.

При заданном расположении несущих частот многочастотного сигнала ИМ комбинационных составляющих и их порядок легко просчитываются на ЭВМ существующими программными средствами.

По результатам этих расчетов можно выделить опасные ИМ, попадающие в полосы транспондеров, могущие создавать комбинационные помехи. Следует отметить, что число комбинационных помех при увеличении числа несущих сильно возрастает, причем по разным законам. Например, для комбинаций 3-го порядка для сигнала, состоящего из  $N$  равномерно расставленных несущих, количество комбинаций вида  $2 \cdot \omega_i - \omega_k$  равно  $N \cdot (N - 1)$ , а несущих типа  $\omega_i - \omega_k + \omega_l$  равно  $N \cdot (N - 1) \cdot (N - 2) / 2$ .

Например, для числа несущих 8 это количество будет составлять по ИМ 3-го порядка типа  $2 \cdot \omega_i - \omega_k$  на каждой частотной позиции по 3 (всего 24), а для комбинации  $\omega_i - \omega_k + \omega_l$  общее число ИМ комбинаций будет 168, причем распределены они будут неравномерно по частотным позициям, примерно по 15 на центральных частотах и 9 по краям. Законы изменения числа ИМ в зависимости от вида комбинаций будут наблюдаться и по ИМ других порядков, т.е. всегда будут преобладать определенные доминантные комбинации по количеству и, соответственно, несущие основную мощность.

Как показано в статической радиотехнике [19], при большом количестве несущих многочастотный сигнал приближается по статическим характеристикам к гауссову процессу (типа шума с равномерным распределением мощности в полосе). Воздействие такой модели сигнала хорошо изучено на классе устройств с предельными характеристиками, которыми можно аппроксимировать рассмотренные выше активные приборы РТР. Например, УМ на ЛБВ в транспондере в режиме насыщения с полосовым фильтром на выходе можно аппроксимировать предельным полосовым ограничителем, в линейном режиме (реализуемом, например, путем снижения мощности возбуждения на 3 дБ) – мягким полосовым ограничителем. Характеристики этих ограничителей показаны на рис. 6.5.

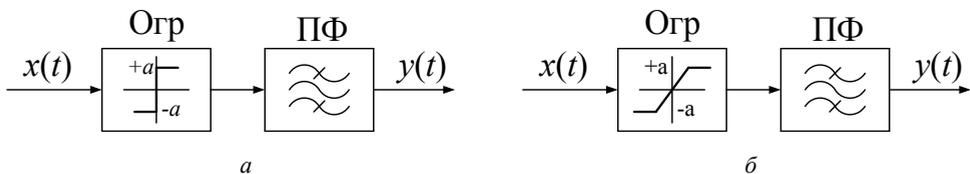


Рис. 6.5. Модели полосовых ограничителей:

$a$  – жесткого на уровне  $\pm a$ ;  $b$  – мягкого кусочно-линейного на уровне  $\pm a$ .  
 $x(t)$  – стационарный ограниченный по спектру сигнал;  $y(t)$  – выходной сигнал;  
 ПФ – полосовой фильтр; Огр – ограничитель

Для УМ на ЛБВ все ИМ продукты сосредоточены внутри ствола транспондера и по модели жесткого ограничителя составляют по мощности  $\approx 11,5\%$  и на другие рабочие полосы не могут попасть, благодаря фильтрации ОМУХом. При модели воздействия шумом (или многочастотным сигналом с большим числом несущих  $N \gg 1$ ) как показано в [1] относительная мощность ИМ продуктов  $m$ -го порядка  $P_m$  по отношению к мощности сигнала составляет

$$\frac{P_m}{P} = \frac{1}{m^2}. \quad (6.15)$$

Эта мощность распределена по всей полосе, занимаемой ИМ продуктом, и не вся может попасть в полосу частот входного сигнала. Общая мощность всех комбинационных ИМ продуктов до 15-го порядка составляет примерно 20% от мощности сигнала. Поскольку в режиме насыщения УМ ЛБВ, как и следовало ожидать, уровень ИМ достаточно велик, то УМ использует линеаризованные режимы. Простейшей реализацией его является снижение уровня выходной мощности относительно уровня насыщения на определенную величину. При этом мощность ИМ продуктов значительно снижается и может быть оценена по модели мягкого ограничителя из следующего соотношения:

$$P_m = \frac{P}{m^2 \cdot B_0^{m-1}}, \quad (6.16)$$

где  $B_0$  – коэффициент снижения выходной мощности.

Исходя из (6.16), например, для комбинаций 3-го порядка  $P_3$  получим:

$$\frac{P_c}{P_3} = m^2 \cdot B^2, \text{ или } \frac{P_c}{P_3} \approx 9,54 + 2 \cdot B_0 \text{ (дБ)}. \quad (6.17)$$

Таким образом при снижении выходной мощности на 3 дБ уровень ИМ комбинаций 3-го порядка составит  $\approx 15,5$  дБ, а при снижении выходной мощности на 5 дБ  $ИМ_3 \approx 20$  дБ.

Отсюда видно, что для обычно задаваемого в спецификациях на транспондер допустимого уровня комбинаций порядка 21–22 дБ уровень снижения выходной мощности ЛБВ должен составлять  $(5 \div 7)$  дБ, т.е. выходная мощность в линейном режиме транспондера, необходимая для работ в системах связи с ЧРК, является достаточно низкой. Выше рассматривалась только амплитудная нелинейность ЛБВ. С учетом нелинейности фазовой характеристики эти показатели только ухудшаются. Суммарное влияние амплитудной и фазовой нелинейностей в УМ ЛБВ можно оценить путем следующего подхода.

Запишем выходной сигнал  $y(t)$  в следующем виде, учитывающем амплитудную и фазовую нелинейности:

$$y(t) = g[A(t)] \cdot \cos(\omega_0 \cdot t - \theta[A(t)] + \varphi). \quad (6.18)$$

При входном сигнале  $x(t) = A(t) \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi)$  выходной сигнал  $y(t)$  может быть разложен на 2 квадратурные составляющие – синфазную и квадратурную – следующим образом:

$$\begin{aligned} y_{\text{сн}}(t) &= g_{\text{сн}}[A(t)] \cdot \cos(\omega_0 \cdot t + \varphi), \\ y_{\text{кв}}(t) &= g_{\text{кв}}[A(t)] \cdot \sin(\omega_0 \cdot t + \varphi). \end{aligned} \quad (6.19)$$

При этом

$$\begin{aligned} g_{\text{сн}}(A) &= g(A) \cdot \cos \theta, \\ g_{\text{кв}}(A) &= g(A) \cdot \sin \theta. \end{aligned} \quad (6.20)$$

Это разложение будет соответствовать структурной схеме, показанной на рис. 6.6.

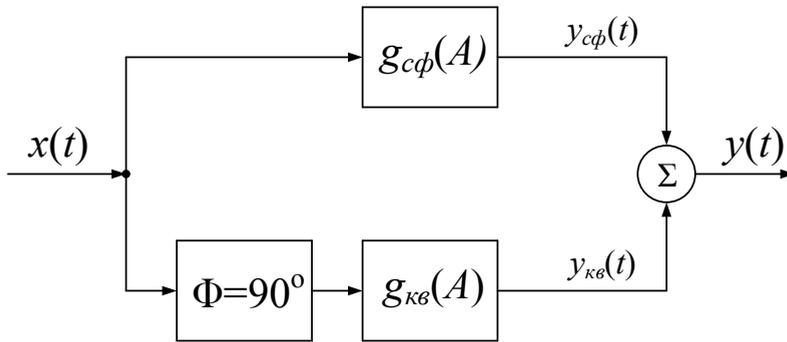


Рис. 6.6. Структурная схема синфазно-квadrатичного разложения нелинейности в основной полосе

Данное разложение позволяет получить средство для выполнения предсказывающей компенсации, позволяющей линеаризовать нелинейность амплитудной и АМ / ФМ характеристик ЛБВ. Как видно из рис. 6.6, сигналы двух квадратурных каналов линейно независимы и, таким образом, спектры всех продуктов нелинейности являются суммой спектров отдельных каналов. Также, в связи с тем что нелинейности отдельных каналов только амплитудные (без фазовых искажений), мгновенная передаточная функция амплитуды сигнала и мгновенная передаточная функция огибающей в синфазном канале связаны преобразованием Чебышева

$$g_{\text{сн}}(A) = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{2\pi} G_{\text{сн}}(A \cos \theta) \cdot \cos \theta d\theta, \quad (6.21)$$

где  $G_{\text{сн}}$  – безинерционная амплитудная (синфазная) нелинейность.

При малых искажениях АМ/ФМ преобразования все влияние фазовой нелинейности сосредоточено в квадратурном канале и примерно составляет  $g_{\text{кв}}(A) = g(A) \cdot \theta(A)$ .

В диапазоне СВЧ квадратурное разделение сигналов легко осуществляется гибридными соединениями. Путем разработки соответствующих схем и настройки их на реальные характеристики нелинейности в каналах стало возможно построить эффективные линейризаторы на входе ЛБВ и таким образом существенно поднять величину линейной мощности УМ ЛБВ при специфицированном уровне ИМ помех.

Эффект от применения специальных линейризаторов в УМ на ЛБВ можно показать на примере БРК КА Ямал-200. Здесь на УМ ЛБВ, работающих в С- и Ку-диапазонах с мощностями порядка 100 и 150 Вт соответственно, были получены ИМ 3-го порядка с уровнем 22 дБ при снижении выходной мощности на 3 дБ. При отсутствии линейризаторов такого уровня ИМ можно было достигнуть при снижении выходной мощности более чем на  $6 \div 7$  дБ.

Рассмотрим ИМ процессы в приемном устройстве. В БРК (с одним преобразованием) в приемном устройстве взаимодействуют одновременно сигналы всех транспондеров, модель загрузки сигналами представлена на рис. 6.7.

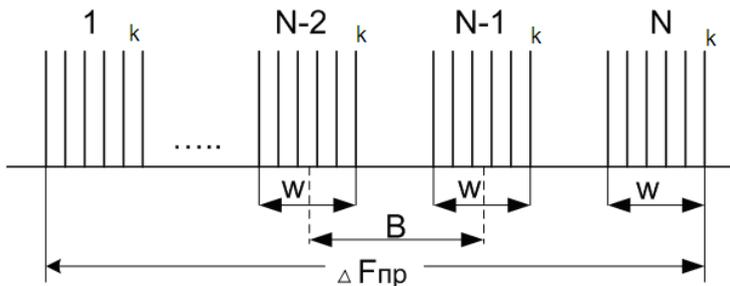


Рис. 6.7. Модель загрузки сигналами несущих приемного устройства РТР:  
 $W$  – полоса транспондера;  $B$  – частотный разнос между центральными частотами;  $\Delta F$  – общая полоса приемного устройства;  $N$  – число транспондеров;  $k$  – число несущих в транспондере

Данная модель состоит из  $N$  групп сигналов, равных числу транспондеров и числу  $K$  несущих в каждом транспондере. Такая модель рассмотрена в [1], где применительно к модели жесткого ограничителя показано изменение общей мощности продуктов искажений в центральной группе каналов (наиболее неблагоприятной) в функции от суммарной мощности  $NK$ . Соответствующий график приведен на рис. 6.8, из которого видно, что при плотной расстановке стволов  $B/W = 1$  мощность ИМ продуктов в центре частотного ствола центрального канала почти на 10 дБ ниже уровня загрузки и затем она спадает к краям стволов почти на 4 дБ. Применительно к приемному устройству более корректной

является модель мягкого ограничителя с характеристиками в виде функций ошибки  $\text{erf}$ . Характеристика порога ограничения, эквивалентная мощности насыщения ЛБВ, в приемном устройстве соответствует уровню «бланкирования» приемника и должна находиться не меньше  $10 \div 15$  дБ от максимального входного уровня сигнала. Используя (6.16), получим, что максимальная мощность продуктов ИМ искажений 3-го порядка в полосе приемного устройства составит порядка 30–40 дБ. При этом следует иметь ввиду, что не вся эта мощность попадет в полосу собственного и других транспондеров, так как будет эффективно фильтроваться ИМУХом. При снижении уровней загрузки сигналом уровень ИМ помех будет уменьшаться в соответствии с ранее приведенным правилом (формула (6.13)). Следует отметить, что для приемных устройств характерна только амплитудная нелинейность.

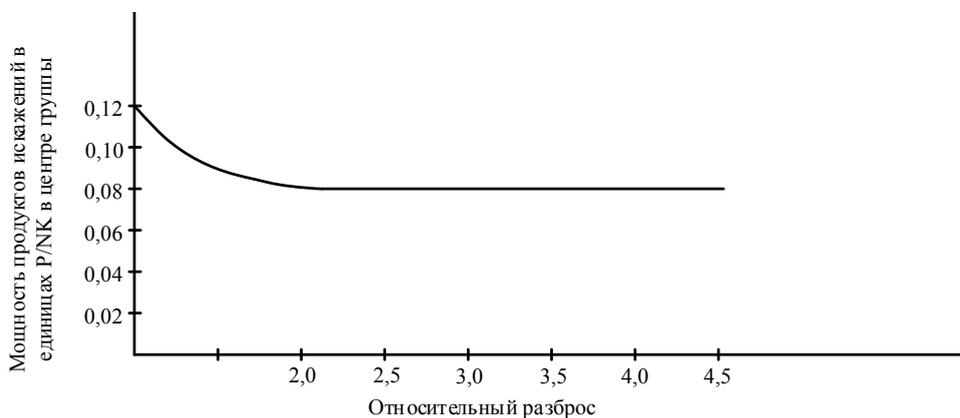


Рис. 6.8. Распределение мощности продуктов ИМ искажений в центральном канале для предельного ограничителя

Как видно из вышеизложенного, ИМ помехи в приемном устройстве должны учитываться, но не являются таким проблемным фактором, как в УМ ЛБВ.

## 6.5. Пассивные интермодуляционные помехи

В многоствольных БРК (свыше 8–10 стволов) с высокой выходной мощностью транспондеров (100–150 Вт) суммарная выходная мощность от всех транспондеров после сложения в ОМУХе, поступающая через соединительные волноводные тракты в АФУ БРК, может составлять 800–1500 Вт, а пиковая – десятки кВт. При таких мощностях многие пассивные устройства (выходные тракты ОМУХ РТР, волноводные тракты, облучатели антенн, средства их термозащиты) могут проявлять нелинейные свойства, выражающиеся в нелинейной зависимости их амплитудных передаточных характеристик от вели-

чины проходящей мощности. Физическая причина нелинейности связана главным образом с нелинейной зависимостью электронных поверхностных токов, возбуждаемых проходящими электромагнитными полями высокой напряженности. Обычно нелинейность проявляется в местах расположения стыков в волноводных линиях, неоднородностях, загрязняющих пленках. Характер этих нелинейностей практически не поддается регулярной оценке, но условия появления в значительной мере зависят от соблюдения определенных правил проектирования и производственной гигиены.

При появлении амплитудной нелинейности многочастотный сигнал образует в соответствии с процессами, рассмотренными в параграфе 6.5, применительно к нелинейностям, аппроксимируемым спектральным рядом Тейлора,  $IM$  продукты нечетного порядка и гармоники четного порядка. Эти виды интермодуляционных частот называются пассивными интермодуляционными (PIM). PIM, возникающие в выходных трактах БРК, существенно ниже (на порядки) уровня IM, возникающих в активных приборах РТР (как указывалось в параграфе 6.5, допустимый уровень  $IM$  помех относительно сигнала в ЛБВ 20–25 дБ, в приемном устройстве – 40–50 дБ). Опасность PIM помех состоит в том, что они возникают за фильтровыми устройствами РТР (IMUX, OMUX), поэтому имеют расширенный, нефильтрованный спектр, могущий попасть в приемный тракт.

При этом PIM продукты, лежащие в приемном диапазоне частот через передающую и приемную антенны БРК (в случае отдельных антенн) или через электрические связи в тракте АФУ при совмещенной на прием (передачу) антенне, могут попасть на высокочувствительный вход МШУ приемного устройства РТР и вызвать крайне неблагоприятные последствия для функционирования БРК: ухудшение добротности  $G/T$ , ухудшение спектральных характеристик и даже возбуждение БРК.

Как следует из вышесказанного, уровень ограничения PIM помех будет зависеть от предельной чувствительности транспондеров (т.е. минимального уровня сигнала загрузки) и реализованной между трактами передачи и приема развязки на частотах приема. Пусть предельная чувствительность составит –130 дБВт, развязка между приемными и передающими трактами  $\approx 40$  дБ, тогда уровень PIM помехи, сопоставимой с предельной чувствительностью, составит –90 дБВт. Для БРК, содержащего, например, 8 стволов с выходной мощностью транспондера 140 Вт, суммарная мощность выходного сигнала составит +30 дБВт. Пусть уровень PIM помех не будет превышать уровень IM помех в УМ ЛБВ (т.е. быть порядка –20–25 дБ). Отсюда видно, что PIM помехи должны быть ослаблены по отношению к суммарной мощности УМ на величину порядка 140–150 дБ, т.е. почти более чем на 10 порядков ниже уровня IM, возникающих в полосах транспондеров от активных приборов.

Как и для всяких IM, наибольшую суммарную мощность имеют PIM более низких порядков (3, 5, 7). При загрузке БРК центральными частотами стволов порядок комбинационных частот легко просчитывается, и если имеется возмож-

ность, например при выборе частотного плана, целесообразнее избегать попадания РИМ частот 3-го и 5-го порядков в приемный диапазон частот (желательно располагать их вне рабочей полосы преселектора приемного устройства).

Следует также иметь ввиду, что, как было установлено в параграфе 6.5, увеличение числа несущих в стволах транспондера будет размывать спектр РИМ  $m$ -го порядка по диапазону частот, занимаемых соответствующими ИМ комбинациями с наибольшим распределением мощности спектрального продукта в диапазоне частот передачи (а они в силу малости РИМ на этих частотах не являются опасными) и уменьшением мощности на «хвостах», на которых и будут располагаться опасные диапазоны приемных частот.

Необходимо также иметь ввиду, что в реальных системах связи транспондеры загружаются модулированными несущими. Модель выходного сигнала БРК можно представить в следующем виде:

$$\sum_{i=1}^N A_i(t) \cdot \cos(\omega_i \cdot t + \theta_i(t)), \quad (6.22)$$

где  $v_i(t) = A_i(t) \cdot \cos(\omega_i \cdot t + \theta_i)$  – амплитуда сигнала транспондера со случайной амплитудой  $A_i(t)$ , случайной фазой  $\theta_i$  и средней частотой частотного ствола транспондера. Здесь модель сигнала отдельного транспондера представлена в виде узкополосного шумового сигнала [19]. При действии амплитудной нелинейности на такой сигнал при комбинационном взаимодействии образуется РИМ  $m$ -го порядка с распределенным спектром. Порядок опасных РИМ помех можно просчитать по средним частотам. Спектральная плотность этих РИМ помех должна быть на входе приемного устройства порядка его предельной чувствительности, что в итоге приводит к оценкам допустимых уровней РИМ, полученным для дискретных помех.

Одним из типичных мест образования РИМ являются волноводные фланцевые стыки в трактах АФУ и РТР. На фланцевых соединениях волноводов при недостаточной проводимости покрытий стенок фланцев при повреждении их при операциях стыковки (расстыковки) и образовавшихся в местах стыков металлических окислов металлов происходит значительное изменение или даже прерывание токов проводимости, текущих по стенкам. Сопротивление этим токам проводимости из-за естественной микрошероховатости поперечной стенки фланца будет зависеть от качества его механической обработки, распределения механических давлений при сочленении фланцев. При этом линии электронных токов проводимости будут иметь «плавающий» характер, зависящий от распределения шероховатости и локальных механических давлений. Кроме того, при больших мощностях и неоднородном распределении плотностей электрических токов могут иметь место локальные термические перегрузки, приводящие к спеканию или разрушению отдельных мостиков проводимостей. Все это в конечном итоге приводит к нелинейным вольтамперным

характеристикам контактных электронных токов проводимости, в результате чего появляются РИМ при многочастотных сигналах.

Вообще говоря, механизм переноса энергии в волноводах, как указывалось в главе 2, полевой, определяемой плотностью электромагнитного поля, поэтому даже в случае наличия между поверхностями стыкуемых фланцев тонкой изолирующей пленки перенос энергии будет осуществляться с плотностью энергии, соответствующей формуле Пойтинга, приведенной в главе 2, без прохождения омических электронных токов, ответственных за появление РИМ. Однако, как показали углубленные исследования контактных явлений в волноводах [20], даже через тонкую изолирующую пленку между фланцами, благодаря квантомеханическому туннельному эффекту, возникают электронные токи. Вольтамперная характеристика этих токов нелинейна, они также порождают РИМ.

В настоящее время для уменьшения РИМ во фланцах волноводов существуют следующие рекомендации:

- использовать для сочленения передающих волноводов фланцев специальной конструкции (типа high pressure), обеспечивающих высокие равномерные давления по контактной площади;

- применять на стыкуемых фланцах поверхности, хорошо механически обработанные, чистые, имеющие стабильное покрытие из проводящего металла (лучшие результаты дают серебряные покрытия);

- ограниченные во время производства и испытаний числа стыков / расстыковок фланцев.

Следует отметить, что РИМ помехи могут появляться не только в трактах самого БРК, но и при облучении электромагнитными полями высоких напряженностей (излучаемыми антеннами БРК) окружающих конструкций других подсистем КА, например солнечных батарей, радиаторов СОТР, элементов конструкции платформы. При этом наводимые на элементах конструкций этих подсистем (особенно в области штырей, изломов конструкции, контактных соединений конструкций) поверхностные токи могут стать источниками вторичного излучения радиоволн с возникновением РИМ. Вот почему зарубежные проектанты сложных КА программу борьбы с РИМ помехами вывели на уровень проектирования КА в целом [35].

На основании вышеизложенного вытекает, что при проектировании и производстве мощных многоствольных БРК следует принимать во внимание возможность появления РИМ. Их уменьшению способствует выполнение следующих мероприятий:

- обеспечение максимальной развязки между приемными и передающими трактами путем соответствующего построения АФУ;

- тщательный выбор и анализ существующего частотного плана с целью уточнения порядка РИМ помех, поражающих приемный диапазон;

- исключение (по возможности) использования в выходных трактах БРК ферритовых согласующих устройств, являющихся повышенным источником РИМ помех;

– использование в выходных волноводных трактах для сочленения фланцев типа high pressure с прочным поверхностным покрытием, максимальное уменьшение стыковок / расстыковок фланцев;

– тщательный контроль за чистотой выходных трактов, зеркал антенн, средств термозащиты, обеспечение чистоты зеркал антенн от воздействия загрязнения со стороны плазменных струй СПД при орбитальной эксплуатации КА;

– введение в спецификации на составные части выходных трактов РТР и АФУ жестких норм на уровень РИМ с подтверждением их наземными испытаниями;

– разработка конструкций КА, с учетом максимального снижения возможного появления РИМ, например, путем исключения в полях излучения передающих антенн, штырей, изломов конструкции, плохих контактных соединений;

– обязательный контроль РИМ при комплексных испытаниях БРК в БЭК с раскрытыми антеннами и полной выходной мощностью транспондеров.

## ГЛАВА 7

### ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ БРК

В настоящей главе будет рассмотрен ряд важнейших характеристик БРК, таких как электрические параметры, надежность функционирования, ЭМС, некоторые особенности при летной эксплуатации. Все эти характеристики являются результатом взаимодействия составных частей, которые рассматривались в предыдущих главах. Проектирование и создание БРК заключается в корректном распределении параметров отдельных устройств и уменьшении взаимных паразитных влияний их друг на друга в процессе интеграции. Очевидно, конечные характеристики БРК определяют его коммерческую эффективность.

#### 7.1. Электрические характеристики составных частей БРК – РТР и АФУ

Перечень электрических параметров РТР, обычно подтверждаемых наземными испытаниями, приведен в табл. 7.1. Перечень типовых параметров АФУ приведен в табл. 7.2. В качестве примера порядки величин параметров взяты из проектируемых БРК КА «Ямал».

Таблица 7.1

**Перечень основных радиотехнических параметров РТР**

Параметр	Значения параметра
Выходная мощность в режиме насыщения, Вт	80÷150
Центральная частота стволов транспондеров	В соответствии с частотным планом
Ширина рабочей полосы частот транспондера, МГц	36÷100
Динамический диапазон сигналов по уровню плотности потока мощности, дБВт/м <sup>2</sup>	-70÷-90
Уровень линейности по интермодуляциям 3-го порядка	-20–25 дБ при уровне выходной мощности -3 дБ относительно насыщения
Относительная стабильность частоты сдвига	1÷3·10 <sup>-6</sup>
Неравномерность АЧХ в полосе рабочих частот, дБ	1÷2
Неравномерность ГВЗ в полосе рабочих частот, нсек	5÷75
Избирательность	При расстройках от центральной частоты согласно ТЗ или спецификации, более 90 дБ на приемных частотах
Входная шумовая температура, град	400÷600
Относительный уровень РИМ на выходе по уровню ИМ 3-го порядка при 2-сигнальной загрузке, дБ	-140–150 относительно мощности загрузки
Уровень паразитных спектральных помех в полосе транспондера, дБ	40–50 относительно уровня насыщения

Перечень основных радиотехнических параметров АФУ

Параметр	Значения параметра
Диаграмма направленности в картографических координатах, Вт	Согласно спецификации
Коэффициент усиления на частотах стволов	— " —
Поляризационная развязка на ортогональных поляризациях, дБ	30÷40...
Обратные потери на отражение входных / выходных портах, дБ	20÷25
Неравномерность КУ по диапазону и по ЗО, дБ	0,5
Уровень РИМ, дБ	-160÷-170

## 7.2. Характеристики БРК

Важнейшими энергетическими характеристиками БРК являются: по выходу – эффективная изотропно излучаемая мощность (ЭИИМ), равная  $P \cdot G$ , где  $P$  – мощность РТР в выбранном сечении выходного волноводного тракта;  $G$  – коэффициент усиления антенны, приведенный к выбранному сечению; по входу – добротность на прием, равная  $\frac{G}{T}$ , где  $G$  – коэффициент усиления антенны в выбранном сечении,  $T$  – шумовая температура БРК, приведенная к этому сечению. Температура шума БРК равна

$$T_{\text{БРК}} = T_A + T_{\text{пр}}, \quad (7.1)$$

где  $T_A$  – температура антенны в выбранном сечении;  $T_{\text{пр}}$  – шумовая температура приемного устройства, приведенная к выбранному сечению.

Выбор указанных параметров БРК вытекает из уравнений линии радиосвязи на участках Земля – КА и КА – Земля. Действительно, как показано в главе 5, сигнал от земной станции с ЭИИМ<sub>з</sub> создает на входе РТР (в выбранном сечении) сигнал с мощностью

$$\frac{\text{ЭИИМ}_z \cdot G_6}{L}, \quad (7.2)$$

где  $G_6$  – коэффициент усиления бортовой антенны;  $L$  – затухание в радиолинии на участке Земля – КА, равная затуханию в свободном пространстве  $L_{\text{св}} = \frac{4\pi R^2}{\lambda^2}$  и дополнительным потерям  $L_d$ , зависящим в основном от потерь в атмосфере.

Отношение этого сигнала к спектральной мощности входного шума БРК будет

$$\frac{\text{ЭИИМ}_z \cdot G_6}{L \cdot kT}, \quad (7.3)$$

где  $k$  – постоянная Больцмана, равная  $1,38 \cdot 10^{-23}$  Вт/Гц;  $T$  – шумовая температура входного тракта БРК в выбранном сечении. Она определяется, очевидно, шумами приемного устройства и потерями во входном фидере. Из формулы (7.3) видно важное значение параметра  $\frac{G}{T}$  для оценки энергетического потенциала радиолинии Земля – КА.

Таким же образом можно показать, что по нисходящей радиолинии КА – Земля отношение входного сигнала БРК к спектральной плотности мощности шума земной станции можно представить в виде

$$\frac{(PG)_6 G_3}{L kT_3} \quad (7.4)$$

Из формулы (7.4) видна функция и значение параметра  $(PG)_6$  для нисходящей радиолинии КА – Земля.

Значения параметров  $PG$  и  $\frac{G}{T}$  не зависят от выбора сечения во входном и выходном фидерах. Покажем это. На рис. 7.1 и 7.2 представлены фрагменты входного и выходного трактов БРК.

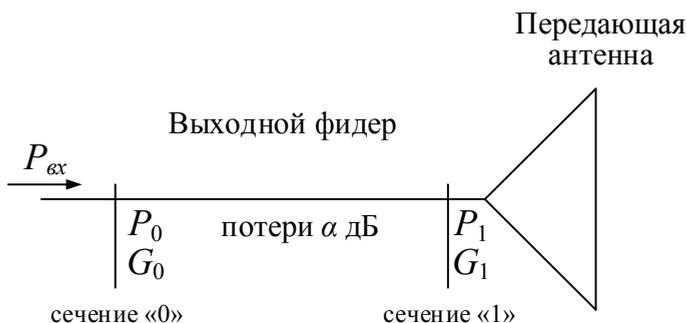


Рис. 7.1. Фрагмент волноводного тракта БРК

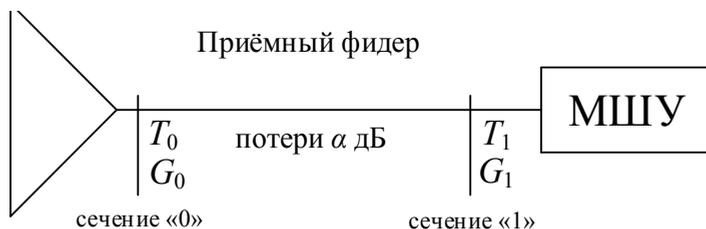


Рис. 7.2. Фрагмент приемного тракта БРК

Пусть в сечении «0» ЭИИМ выходного тракта будет  $P_0G_0$ . При переходе в сечение «1» фидера выходная приведенная мощность РТР уменьшится на величину  $\Delta\alpha$ , т.е.  $P_1 = P_0 - \Delta\alpha$  (дБ), очевидно, при переходе к этому сечению возрастет коэффициент усиления антенны на величину потерь, т.е.  $G_1 = G_0 + \Delta\alpha$  (дБ). В итоге  $P_1G_1 = P_0G_0$ , т.е. ЭИИМ сохраняется при изменении сечения в фидере с потерями. Сохраняется также и величина добротности  $\frac{G}{T}$ . Пусть начальное сечение в фидере было выбрано на входе приемного устройства. Между выходом антенны «0» и входом приемного устройства «1» находится участок фидера с затуханием  $\alpha$ . В сечении (1) очевидно

$$\frac{G_1}{T_1} = \frac{G_0\alpha}{T_\alpha\alpha + (1-\alpha)T_0 + T_{\text{МШУ}}}, \quad (7.5)$$

где величина  $(1-\alpha)T_0$  показывает увеличение шума антенны  $T_a$  в сечении «1» за счет потерь в фидере.

Определим добротность  $\frac{G_0}{T_0}$  в сечении «0» – сечении антенны.

Очевидно,

$$\frac{G_0}{T_0} = \frac{G_0}{T_\alpha + \frac{T_{\text{МШУ}}}{\alpha} + \left(\frac{1-\alpha}{\alpha}\right)T_0}. \quad (7.6)$$

В (7.6) два члена в знаменателе дают величину пересчитанной шумовой температуры приемного устройства к сечению «0» и дополнительный шум из-за потерь фидера.

Сравнение (7.5) и (7.6) показывает, что, действительно, величины добротности не меняются от выбора сечения (при условии, что соответствующие значения  $G$  и  $T$  приводятся к одному и тому же выбранному сечению).

К другим важным характеристикам БРК относятся спектральные характеристики всех стволов. Хотя спектральные характеристики всех транспондеров контролируются на уровне РТР, наличие раскрытых антенн в комплексе БРК и пространственная связь между передающими и приемными АФУ могут усилить некоторые паразитные излучения в трактах РТР и АФУ. Особенно опасно попадание паразитных помех (включая РИМ) на высокочувствительный вход приемного устройства РТР. Поэтому в составе комплекса БРК должно контролироваться отсутствие РИМ помех при полной загрузке всех транспондеров сигналами. При этом следует иметь в виду, что опасные помехи могут возникнуть из-за перекрестного взаимодействия на приемных антеннах излучаемых сигналов от передающих антенн БРК различных диапазонов.

Общий энергетический потенциал БРК определяют его структурная схема и частотно-поляризационный план. Структурная схема БРК определяет количество АФУ, количество и распределение транспондеров по различным АФУ, что в конечном итоге, в сочетании с параметрами РТР и АФУ, определяет потенциальную информационную пропускную способность БРК в системах связи. Рассмотрим в качестве примера пропускную способность БРК в наиболее распространенных в настоящее время цифровых системах связи.

Пусть БРК содержит  $N$  транспондеров с выходной мощностью каждого  $P$  (Вт) и все транспондеры подключены к общей (например, контурной) антенне с коэффициентом усиления  $G$  (дБ). Очевидно, ЭИИМ каждого транспондера составит  $P \cdot G$  (дБВт). Вообще говоря, пропускная способность БРК зависит от многих факторов, основными из которых являются: метод многостанционного доступа земных станций к спутниковому ресурсу, метод модуляции в цифровых каналах, частотный диапазон, имеющийся частотный ресурс транспондеров, энергетический потенциал ЗС.

Известно, что главным параметром в цифровой связи при гауссовой модели шумовых помех в канале, определяющим вероятность ошибки при приеме бита информации, является отношение энергии сигнала на длительности бита  $E_6$  к спектральной плотности мощности шума  $N_0$ . Очевидно, справедливы следующие соотношения:

$$\frac{E_6}{N_0} = \left( \frac{S}{N_0} \right) \cdot T_6 = \left( \frac{S}{N_0} \right) \cdot \frac{1}{R}, \quad (7.7)$$

где  $\left( \frac{S}{N_0} \right)$  – отношение мощности несущей сигнала к спектральной плотности мощности шума,  $R$  – скорость передачи информации бит/с. Положим, что цифровая информация от ЗС передается в транспондере с помощью  $n$  одинаковых несущих на отдельных частотах (метод многостанционного доступа ЧРК). Обычно для фиксированной связи суммарный входной сигнал от ЗС  $\sum P_i$  на входе БРК значительно превышает суммарный уровень входного шума, т.е.  $\sum P_i \gg N_{\text{вх}}$ . В этом случае определяющее влияние на пропускную способность БРК будет оказывать радиопуть КА – Земля.

Исходя из формул (7.2) и (7.4) можно показать, что для каждой отдельной станции, проходящей в стволе транспондера, будет справедливо соотношение

$$\left( \frac{S}{N_0} \right)_i = (P \cdot G)_6 - B_0 - 10 \cdot \lg n + \left( \frac{G}{T} \right)_3 - k - L_{\text{св}} - L_{\text{д}}. \quad (7.8)$$

Здесь  $(P \cdot G)_6$  – максимальное значение ЭИИМ транспондера (дБВт);  $B_0$  дБ – уровень снижения максимальной выходной мощности транспондера, необхо-

димый для линеаризации режима;  $-10 \cdot \lg n$  – уровень деления средней линейной мощности транспондера между отдельными несущими (предполагается, что она полностью делится между несущими);  $\left(\frac{G}{T}\right)_3$  – добротность на прием земной

станции;  $-L_{\text{св}} = 20 \cdot \lg \frac{4 \cdot \pi \cdot R}{\lambda}$  – потери на распространение сигнала в свободном пространстве, зависящие от наклонной дальности ЗС от КА, т.е. от угла места  $\varphi$ . Для стационарного КА  $L_{\text{св}}$  составляют:

$$\text{для } \varphi = 90^\circ \quad L_{\text{св}} = 183,5 + 20 \cdot \lg f;$$

$$\varphi = 45^\circ \quad L_{\text{св}} = 184 + 20 \cdot \lg f;$$

$$\varphi = 0^\circ \quad L_{\text{св}} = 184,8 + 20 \cdot \lg f, \text{ где } f \text{ – частота в ГГц;}$$

$-L_{\text{д}}$  (дБ) – дополнительные потери на распространение сигнала, учитывающие потери в дожде, неточности наведения антенн и т.д.;  $k$  – постоянная Больцмана, равная  $-229,6$  дБ/град·Гц.

Требуемое минимальное отношение  $\left(\frac{S}{N_0}\right)$  можно выразить следующим образом [1]:

$$\left(\frac{S}{N_0}\right)_{\text{тр}} = \frac{E_{\text{в}}}{N_0} + 10 \cdot \lg R + M, \quad (7.9)$$

где  $M$  представляет рабочий энергетический запас в радиолинии на случай чрезмерных потерь (например, в дожде). Обычно  $M$  выбирают  $\approx 4$  дБ для С-диапазона, 6 дБ – для Х-, значительно выше для Ku- и особенно для Ka-диапазона из-за больших потерь в дожде.

Применительно к С-диапазону для  $\frac{E_{\text{в}}}{N_0} \approx 6$  дБ, получаем:

$$\left(\frac{S}{N_0}\right)_{\text{тр}} = 10 + 10 \cdot \lg R. \quad (7.10)$$

Как указывалось в главе 4, для транспондеров, содержащих УМ на ЛБВ с линеаризаторами,  $B_0$  составляет  $\approx 3$  дБ.

Таким образом, для отдельной несущей в С-диапазоне без учета потерь ( $L_{\text{г}} = 0$ ):

$$10 \cdot \lg R = (P \cdot G)_6 + \left(\frac{G}{T}\right)_3 - 10 \cdot \lg n + 20. \quad (7.11)$$

Очевидно, общая пропускная информационная способность транспондера будет составлять  $n \cdot R$  бит/с.

Формула (7.11) дает общую энергетическую оценку скорости цифровых потоков на отдельной несущей. Как видно, она зависит от энергетического потенциала ЗС-добротности  $\left(\frac{G}{T}\right)$  и количества передаваемых несущих  $n$ . Если априори зафиксирована необходимая скорость передачи информации на отдельной несущей  $R$ , то полоса радиочастот, необходимая для передачи этого цифрового потока, будет зависеть от выбранного метода модуляции, от которого также зависит и величина  $\frac{E_6}{N_0}$ . Известно, что наиболее экономичными с точки зрения использования частотного ресурса являются методы многофазной фазовой манипуляции. Например, для часто применяемой в системах цифровой спутниковой связи 4-фазной манипуляции QPSK при скорости цифрового потока  $R$  бит/с необходимая полоса радиочастот составляет  $\approx \frac{1}{R}$  Гц.

Таким образом, при рабочей полосе транспондера  $\Delta f$  МГц максимальное количество модулированных QPSK сигналов не может превышать

$$n \leq \Delta f \cdot \frac{1}{R} = R \cdot \Delta f. \quad (7.12)$$

С другой стороны, из формулы энергетического баланса (7.11) следует, что

$$10 \cdot \lg n = (P \cdot G)_6 + \left(\frac{G}{T}\right)_3 - 10 \cdot \lg R + 20. \quad (7.13)$$

Формулы (7.12) и (7.13) позволяют оценить количество информационных несущих, пропускаемых транспондером в зависимости от того, какой ресурс – энергетический или частотный – окажется лимитирующим.

Следует отметить, что формулы (7.11) и (7.13) дают завышенные оценки, поскольку в них предполагалось, что дополнительные потери  $L_d = 0$ . Конечно, применительно к диапазонам Ku и Ka их необходимо корректировать с учетом повышенного (а в Ka-диапазоне значительного) влияния погодных условий.

Использование Ka-диапазона позволяет существенно повысить пропускную способность транспондеров при применении в качестве антенн  $m$ -лучевой МЛА, так как при подключении каждого транспондера к парциальному лучу его ЭИИМ будет составлять  $P \cdot G_n$ , тогда как в контурной антенне, рассмотренной выше, ЭИИМ транспондера будет равен  $\approx P \cdot (G_n - 10 \cdot \lg m)$ . Как неоднократно отмечалось ранее, повышенные потери в дожде и необходимость в по-

вышенных энергетических запасах в радиолинии снижают потенциально имеющийся выигрыш. Тем не менее использование Ка-диапазона для повышения пропускной способности дает в целом положительный эффект и является перспективным направлением для спутниковой связи в микроволновом диапазоне.

### 7.3. Надежность БРК

Надежность БРК в течение заданного срока функционирования является его важнейшей характеристикой. Следует отметить, что в последние годы в направлении улучшения этих характеристик достигнуты большие успехи, позволившие довести ресурс многоствольных БРК до 15 лет и выше. Этому способствовали, прежде всего, улучшение ресурсных и надежности характеристик радиоэлектронных компонентов, усовершенствование схемотехники БРК и его составных частей, а также разработка и внедрение специальной методологии проектирования, производства и наземных испытаний высоконадежных составных компонентов РТР и АФУ, предназначенных для долговременной эксплуатации в орбитальных условиях.

Для рассматриваемого класса многоствольных БРК общая концепция получения необходимых ресурсных и надежности характеристик основана на следующих принципах:

1. В качестве базовой схемы построения РТР выбрана схема с одним преобразованием частоты, поскольку она уменьшает количество «активных» (содержащих активные электронные компоненты) элементов.

2. Основные структурные единицы БРК – РТР, АФУ – представляют высокоинтегрированные функционально законченные радиоэлектронные устройства, которые подвергаются усиленным (но обоснованным по интенсивности) наземным испытаниям на воздействие механических, климатических, вакуумных и других факторов, имеющих место в условиях запуска КА и его орбитальной эксплуатации.

3. Все «активные» радиоэлектронные устройства РТР (приемные устройства, УМ) комплектуются радиоэлементами из специальных перечней, разработанных на соответствие жестким американским (MilStandart) и европейским стандартам, предназначенным для использования в высоконадежной космической аппаратуре. Коэффициенты нагрузки этих элементов (электрической и тепловой) также выбраны в соответствии с рекомендациями этих стандартов.

4. Все радиоэлектронные устройства РТР и АФУ на проектной стадии подвергаются тщательному анализу на математических моделях на предмет выявления опасных локальных механических, термических и радиационных перегрузок.

5. Применяемые устройства должны иметь прямой или близкий эквивалент, подтверждающий их предшествующую летную квалификацию.

6. В целом все работы по надежности и испытаниям регламентируются обязательными сквозными программами ПОН (программа обеспечения надежности) и КПЭО (программа комплексной экспериментальной отработки).

Важнейшее значение имеет расчетная оценка надежности БРК, которая должна подтверждать соответствие надежности заданным в ТЗ или спецификациях требованиям. При расчете надежности БРК и его составных частей в качестве параметра надёжности выбирают вероятность безотказной работы в течение времени  $t$  – срока службы или срока активного существования, предполагая отказы оборудования в течение этого срока случайными и соответствующими экспоненциальному закону распределения вероятностей отказов, т.е.

$$p(t) = \exp(-\lambda T), \quad (7.14)$$

где  $\lambda$  – интенсивность отказов.

При этом среднее время на отказ  $T_{\text{ср}}$  будет составлять

$$T_{\text{ср}} = \int_0^{\infty} -tp(t) = \frac{1}{\lambda}. \quad (7.15)$$

Для группы из  $n$  каскадно соединенных устройств с вероятностями  $p(t)$  вероятность отказа всей группы будет равна произведению вероятностей отказов отдельных устройств:

$$p_c = p_1(t)p_2(t)\dots p_n(t) = \exp\left(-\sum_{i=1}^n \lambda_i t\right). \quad (7.16)$$

Когда группа состоит из  $n$  устройств, соединенных параллельно, то в целом эта система будет работать до тех пор, пока функционирует хотя бы одно из устройств. Показано, что для этого случая

$$p_c = 1 - \prod_{i=1}^n [1 - p_i(t)] = \sum_{i=1}^n (-1)^{i+1} \binom{n}{i} \exp(-i\lambda t), \quad (7.17)$$

где  $\binom{n}{i} = \frac{n!}{(n-i)!i!}$  – число сочетаний из  $n$  по  $i$ .

Сравнение интенсивностей отказов отдельных структурных единиц БРК – РТР и АФУ – показывает, что наименьшей интенсивностью отказов, как и следовало ожидать, обладают пассивные устройства: входные и выходные мультиплексоры, соединительные коаксиальные и волноводные тракты, электромагнитные СВЧ переключатели, гибридные соединения, АФУ. Поэтому к ним не применяют «холодное резервирование», а используют его для повышения надежности только активных устройств РТР, таких как МШУ, приемные устройства, УМ ЛБВ.

Для примера в табл. 7.3 приведены значения интенсивностей отказов для устройств БРК КА «Ямал-300К» для диапазона С.

Таблица 7.3

## Значения интенсивностей отказов от устройств БРК КА «Ямал-300К»

Наименование устройства	Количество в схеме, шт.	Интенсивность отказа $\lambda \cdot 10^6 \frac{1}{ч}$
Входной фильтр-преселектор	2	0,00100
Направленный ответвитель	4	0,00219
СВЧ переключатель	46	0,00300
Приемное устройство	3	0,37600
Входной мультиплексор (ИМУХ)	2	0,04095
Усилитель мощности (УМ ЛБВ)	11	0,89200
Выходной мультиплексор (ОМУХ)	2	0,01235
Волноводы, ВЧ кабели	129	0,00015
Антенна приемопередающая	1	Вероятность безотказной работы 0,9982830

Расчеты ВБР обычно производятся на основании структурной схемы надежности, которая составляется по структурной схеме БРК.

На рис. 7.3 приведена структурная схема надежности БРК С-диапазона КА «Ямал-300К» [23], соответствующая его структурно-функциональной схеме, приведенной на рис. 9.6.

Как видно из приведенных схем, при построении РТР использованы схемы «скользящего» резервирования, когда количество резервных устройств существенно меньше рабочих. Эти схемы резервирования широко используются в современных многоствольных БРК, и их применение стало возможным благодаря разработке высоконадежных электромеханических СВЧ переключателей, на базе которых строятся многомерные матрицы резервирования.

Используя формулы (7.16) и (7.17), данные интенсивностей отказа (типа показанных в табл. 7.3) и структурную схему (типа приведенной на рис. 7.3), можно произвести расчеты вероятности безотказной работы БРК для любого времени в течение срока службы. Пример таких расчетов для упомянутого БРК С-диапазона КА «Ямал-300К» приведен в табл. 7.4.

Таблица 7.4

## Расчётные значения БРК С-диапазона КА «Ямал-300К»

Наименование группы устройств	ВБР в течение 14–25 лет
Приемные устройства	0,9984381
Входные мультиплексоры	0,9999740
Матрицы резервирования	0,9999706
УМ ЛБВ	0,9869915
Выходной мультиплексор	0,9999967
Волноводные и коаксиальные кабели	0,9975874
Антенна приемопередающая	0,9982830
БРК в целом	0,95762

Полученное итоговое ВБР БРК соответствует требованиям ТЗ по допустимому количеству отказов транспондеров в течение всего срока службы. Как и следовало ожидать из физических соображений, наибольший вклад в значения надежности вносят УМ ЛБВ РТР.

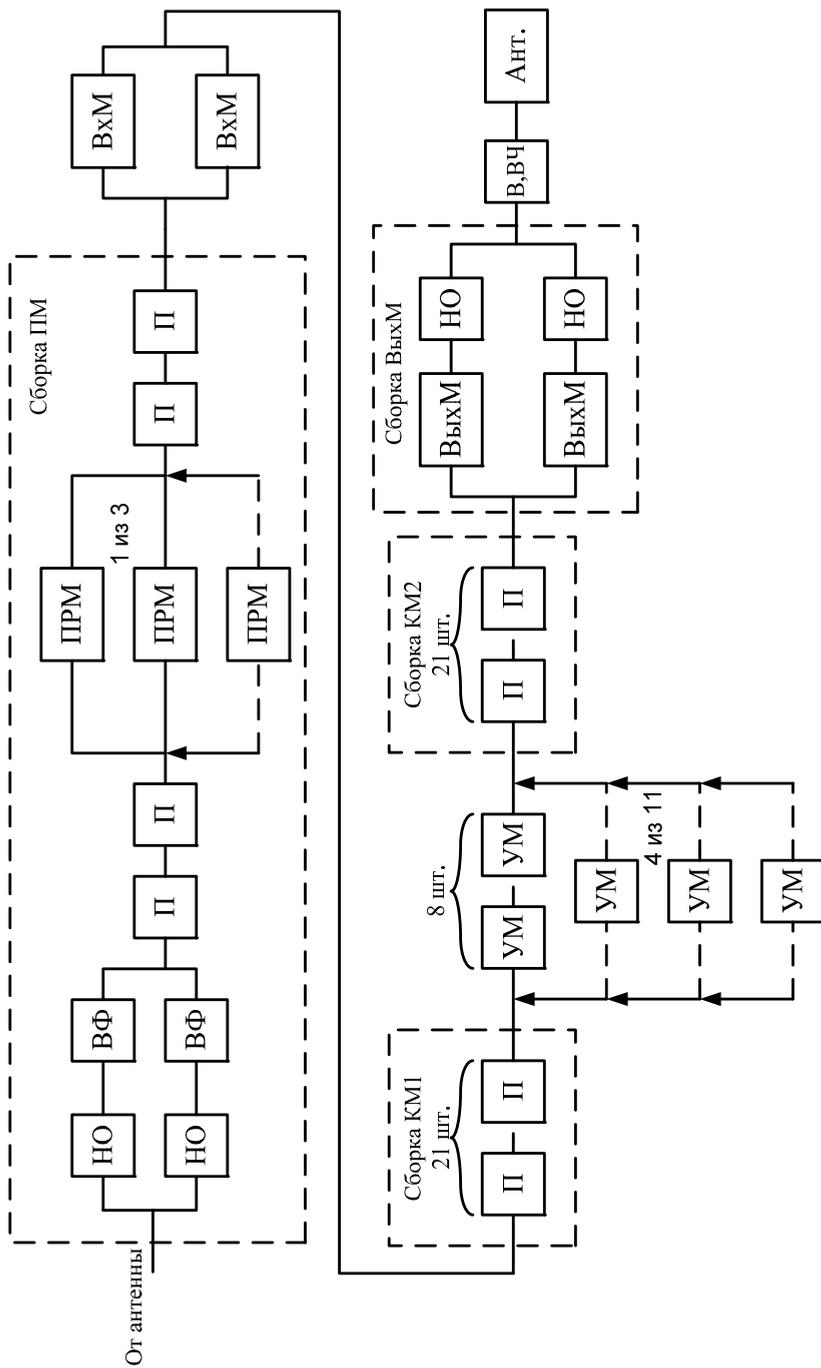


Рис. 7.3. Структурная схема надежности БРК-1 С-диапазона

## 7.4. Электромагнитная совместимость БРК

В данном разделе будут рассмотрены вопросы обеспечения внутренней ЭМС БРК. Проблемы обеспечения ЭМС с другими подсистемами КА должны рассматриваться в рамках проектирования КА в целом.

Рассмотрим вначале ЭМС по радиочастотам.

В процессе функционирования РТР создается большое количество разнообразных частот различного происхождения. Некоторые из них могут попадать в полосы транспондеров через паразитные излучения радиочастот в устройствах (например, через оплетки кабелей, через соединители в линиях передач, через соединения в конструкциях корпусов и т.д.). Поэтому в конструкциях РТР и АФУ принимают все меры для подавления паразитных утечек сигнальных трактов до предельно возможного уровня (70÷100 дБ). Одним из путей появления повышенных утечек могут стать вентиляционные отверстия в блоках, о необходимости которых отмечалось в главе 6. Согласно электромагнитной модели вентиляционное цилиндрическое отверстие представляет отрезок круглого волновода, размеры которого должны выбираться таким образом, чтобы опасные, с точки зрения ЭМС, частоты находились ниже критической частоты отсечки волновода, подвергаясь сильному затуханию при распространении вдоль отверстия. Наиболее опасными (с повышенной восприимчивостью к радиопомехам) являются приемные тракты БРК. Поэтому одной из важнейших характеристик БРК при раскрытых антеннах является автосовместимость, заключающаяся в том, чтобы при максимальном усилении в транспондерах РТР усиленные собственные шумы и паразитные сигналы через конечную развязку между приемной и передающей антеннами не создали сигнал, сопоставимый с входным уровнем шума. При нарушении этого условия на входе РТР могут создаваться сигналы положительной обратной связи с крайне нежелательными последствиями, такими как самовозбуждение или паразитные искажения передаточных характеристик. Для обеспечения внутренней радиоэлектромагнитной совместимости важное значение имеют тщательный анализ частотного плана с целью выявления критических частот на паразитных частотах (типа РИМ и комбинационных), правильное распределение усиления между устройствами, правильное распределение внеполосных затуханий в фильтровых устройствах, а также взаимная компоновка приемных и передающих устройств и антенн.

Следует отметить, что все входящие устройства РТР и БРК в ходе квалификационных наземных испытаний проходят тщательную проверку на радиоэлектромагнитной совместимости. Как правило, эти испытания проводятся на соответствие требований и по методикам американского стандарта [24].

Помимо ЭМС по радиочастотам существуют требования по обеспечению проводной ЭМС. В этом случае имеются ввиду следующие явления: РТР БРК может воспринимать радиопомехи, поступающие по бортовой сети и также сам являться источником радиопомех. Основным источником радиопомех по бортовой сети являются частоты преобразователей постоянного тока бортовой сети

в переменный, которые используются практически во всех радиосистемах КА. В самом РТР БРК ВИПы приемных устройств имеют для уменьшения габаритов частоты преобразования свыше 100 кГц, в сильноточных ВИПах УМ ЛБВ для повышения к.п.д. используются более низкие частоты преобразований – до нескольких десятков кГц. Пульсации в ВИПах на частотах преобразования приводят к пульсациям амплитуд сигналов, ретранслируемых транспондерами, и далее через механизм АМ/ФМ преобразований в ЛБВ транспондеров приводят неизбежно к случайным фазовым «джиттерам» сигналов, образующих помехи для обычно используемых в спутниковых каналах сигналов с фазовой манипуляцией (BSK, QBSK и др.). В результате биений частот разных преобразователей, которые несинхронизированы, частотный спектр образующихся помех по шинам питания достаточно широк – от десятков герц до единиц МГц. Высоко-частотные составляющие помех по шине будут эффективно подавляться фильтрами, которые всегда устанавливаются на выходе выпрямителей переменного тока преобразователей.

Наибольшую сложность и опасность представляют радиочастотные помехи и пульсации с частотами <50 Гц. Обычные методы фильтрации таких помех с помощью ФНЧ из емкостей и дросселей непригодны из-за больших габаритов. Благодаря прогрессу в создании специальных транзисторов на входе современных ВИПов, включая ВИПы для ЛБВ, устанавливаются линейные стабилизаторы с высоким к.п.д., которые подавляют указанные виды помех.

Следует отметить, что в любых спецификациях или ТЗ на БРК, как правило, оговаривается уровень помех, наводимый на гармоническую несущую в результате воздействия пульсаций ВИПа УМ.

## 7.5. Принципы измерения параметров БРК

Параметры БРК измеряются на установках, включающих приборы для стандартных измерений параметров сигналов, такие как мощмеры, анализаторы спектра, синтезаторы-генераторы частот, частотомеры. Как правило, все эти приборы komponуются в составе единой контрольно-проверочной аппаратуры (КПА), в состав которой входят также средства управления РТР. В целом КПА с помощью входящих в состав компьютеров обеспечивает автоматизированные измерения характеристик.

Характеристики БРК проверяют в специально оборудованных БЭК для создания для антенны режимов дальней зоны. Ряд производителей БРК, имеющих соответствующее оснащение рабочих мест, проверяют ЭИИМ БРК с помощью техники малых полигонов или измерителей ближнего поля. Но чаще всего такие характеристики БРК, как  $G/T$  и ЭИИМ получают расчетным путем из температуры входного шума и выходной мощности РТР, получаемых экспериментальным путем при испытаниях РТР, и коэффициентов усиления АФУ, полученных при приёмодаточных испытаниях (ПСИ) антенн.

В ходе летных испытаний БРК обычно проводятся измерения  $G/T$  и ЭИИМ БРК. Для этих измерений используется специально аттестованная ЗС с диаметром антенны не менее 12÷15 м, оснащенная необходимой измерительной аппаратурой. ЭИИМ рассчитывается на основании измерений плотности потока в раскрыве антенны ЗС.

Как было показано ранее, ЭИИМ<sub>6</sub> можно вычислить по формуле

$$\text{ЭИИМ}_6 = \Pi + L, \quad (7.18)$$

где  $\Pi$  – плотность потока в раскрыве ЗС, вычисляется по уровню принятого сигнала;  $L$  – общее затухание сигнала на линии КА – Земля, связанное с потерями на распространение и дополнительными потерями в среде. Измерения ЭИИМ проводятся в режиме насыщения ЛБВ.

Добротность на прием  $G/T$  вычисляется из измеренного отношения мощности сигнала к мощности шума в выбранной полосе  $\Delta f$ .

В соответствии с формулой (7.3) она может быть рассчитана из соотношения

$$\frac{G_3}{T} = \text{ЭИИМ}_3 - L - 10 \lg k - 10 \lg \Delta f, \quad (7.19)$$

где ЭИИМ<sub>3</sub> – эффективная излучаемая мощность земной измерительной станции;  $L$  – затухание на трассе ЗС – КА;  $k$  – постоянная Больцмана;  $\Delta f$  – выбранная полоса частот. При измерениях  $G/T$  транспондер должен находиться в линейном режиме.

Как видно из (7.18) и (7.19), точность измерения параметров БРК ЭИИМ и добротности существенно зависит от точности калибровки наземной измерительной станции и погодных условий на трассе распространения. Наиболее точные данные будут получены в условиях так называемого чистого неба. С учетом реально достигаемых точностей калибровки ЗС и погодных условий точность измерения  $G/T$  и ЭИИМ составляет  $\approx 1,5 \div 2,5$  дБ.

Обычно для того чтобы не допустить перегрузки УМ РТР в ходе летных испытаний, вначале снимают амплитудную характеристику транспондера до уровня насыщения ЛБВ и далее используют ее как опорный уровень (например, при измерениях в линейном режиме  $G/T$  уровень загрузки входным сигналом берут ниже уровня насыщения 6÷7 дБ).

Следует отметить, что ЭИИМ БРК измеряют обычно на уровне насыщения,  $G/T$  – в линейном режиме. В линейном режиме измеряются также спектральные характеристики стволов транспондеров, АЧХ, поляризационные развязки сигналов.

## 7.6. Эксплуатационные особенности БРК в летных условиях

Из принципов построения и работы устройств БРК вытекает ряд особенностей, которые необходимо иметь в виду для сохранения его функциональных и ресурсных характеристик.

При выводе на орбиту необходима длительная выдержка до включения приборов РТР с целью дегазации внутренних полостей приборов. Во избежание газовых и мультипакторных разрядов в УМ ЛБВ, выходных мультиплексорах, выходных волноводных трактах и АФУ вакуум во внутренних полостях, согласно рекомендации европейских стандартов, должен быть порядка  $10^{-5}$  мм рт. ст. Согласно некоторым исследованиям такое значение равновесного давления достигается при внешнем давлении около окружающих приборов не менее  $10^{-6}$  мм рт. ст.

Включение УМ ЛБВ целесообразнее производить поствольным, поскольку многоканальные выходные мультиплексоры требуют достаточно равномерного распределения выделяемой тепловой мощности из-за собственных внутренних потерь (а они могут достигать в некоторых стволах до 25% проходящей мощности).

Перестройка матриц резервирования для подключения резерва должна производиться аккуратно с обязательным контролем телеметрии состояния коммутаторов. Неправильный порядок подачи команд на переключение СВЧ коммутаторов может привести к «встречному включению», когда УМ одного транспондера коммутируется на соседний УМ, что может привести к повреждению поглощающей нагрузки в ферритовом циркуляторе, входящем в состав УМ.

Для обеспечения надежной работы УМ следует выполнять следующие рекомендации производителя:

- не допускать перегрузки большими сигналами, уводящими выходную мощность ЛБВ значительно выше области насыщения;
- соблюдать алгоритмы производителя по повторному включению при внутренних электростатических пробоях и резкому снижению напряжения бортовой сети.

Следует также иметь в виду, что из-за необходимости разогрева катода УМ ЛБВ готовность его к работе после включения составляет 3÷5 мин.

Необходимо отметить, что наиболее сложным режимом для выходных трактов многоствольных БРК является многочастотный (при одновременной работе всех транспондеров), поскольку пиковые мощности группового сигнала в этом случае в  $N$  раз (количество транспондеров) будут превышать среднюю выходную мощность транспондеров. Поэтому именно на начальных этапах эксплуатации в устройствах, где не достигнут необходимый равновесный вакуум или присутствуют локальные загрязнения, возможно проявление деструктивных процессов (мультипакторные разряды, повышенный уровень РИМ), описанных в главе 6.

Функционирование РТР БРК зависит от условий согласования с АФУ. Поэтому любые нарушения параметров согласования АФУ, вызванные проблемами раскрытия или систем терморегулирования, вызовут изменение характеристик РТР.

## 7.7. Командно-телеметрические характеристики БРК

Для управления устройствами и приборами многоствольных БРК требуется достаточно большое количество команд и контрольных телеметрических цепей. Наибольшее количество команд и телеметрии требуется для управления и контроля РТР. Типовыми командами для управления приборами РТР являются:

- 1) команды включения (выключения) приборов (устройств);
- 2) команды для управления режимами транспондеров, такими как включение / выключение режима АРУ; команды управления электронными аттенуаторами для установки необходимого коэффициента усиления; команды запираания ЛБВ, позволяющие оборвать прохождение электронного пучка к коллектору ЛБВ без отключения накала, и ряд других команд;
- 3) команды на переключение СВЧ электромеханических переключателей в схемах резервирования и перекоммутации транспондеров на различные антенны.

Обычно для активации исполнительных элементов внутри приборов и устройств РТР используют импульсные команды напряжением порядка 27 В. Формирование этих команд от управляющей вычислительной системы КА осуществляется через специальное интерфейсное логическое устройство, которое с управляющим вычислительным комплексом КА связано специальной шиной управления, по которой передаются команды управления в кодовом виде. На выходе этого блока возникают необходимые проводные команды соответствующего вида, которые распределяются по блокам устройством.

Что касается контрольной телеметрии, то она формируется в блоках и устройствах от 3 видов телеметрических датчиков:

- 1) аналоговых датчиков, которые выдают сигнал в виде аналогового напряжения от 0 до 6 В. Обычно так контролируются уровни сигнала в трактах транспондера, где мощность сигнала достаточна для амплитудного детектирования уровня тока (например, контроль тока спирали в ЛБВ);
- 2) датчиков типа электронных ключей. Они используются для передачи дискретных состояний оборудования (например, вкл. / выкл. электронных устройств, отображение положения электронных аттенуаторов);
- 3) датчика релейного типа («сухой контакт»), который используется для контроля положения электромеханических переключателей или исполнительных элементов релейного типа.

Все эти датчики подводятся проводным путем к указанному выше цифровому логическому блоку и далее по шине передаются в управляющий вычислительный комплекс КА.

Приведем в качестве примера объем команд и телеметрии для БРК КА «Ямал-300К». Здесь общее количество транспондеров в нем 11 в С-диапазоне, 16 в Ки-диапазоне:

Общее количество команд управления БРК.....	354
Количество телеметрических датчиков .....	448
Из них аналоговых .....	128
Типа электронных ключей.....	100
Типа сухих ключей.....	210

Кодовое управление от вычислительного комплекса КА осуществляется по шине 1553В.

Для управления АФУ необходимо существенно меньшее количество команд и телеметрии: обычно это команды для подрыва пиропатронов, необходимые для срабатывания механизмов чековки / расчековки, а в случае использования перенацеливаемых антенн – команды управления механизмами антенн.

## ГЛАВА 8

### КОНСТРУКТИВНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЕ ИСПОЛНЕНИЕ УСТРОЙСТВ БРК

В настоящей главе приведены примеры конструктивного выполнения отдельных устройств (приборов) РТР и АФУ и конструктивного размещения устройств РТР как наиболее насыщенной конструктивными элементами составной части БРК. Приведенные данные взяты из эскизных проектов в части РТР по КА «Ямал-401», по АФУ «Ямал-300К» [25].

#### 8.1. Особенности конструктивного выполнения устройств РТР

Конструктивное исполнение отдельных устройств РТР носит конкретный характер, зависящий от конструктивных возможностей платформы КА, количества размещаемых устройств, условий теплосъемов и т.д.

Общей особенностью твердотельных электронных приборов РТР, несмотря на широкое применение микроэлектронной технологии, является наличие металлических корпусов, внутри которых заключена функциональная электроника. Корпуса блоков выполняют важные функции, а именно:

- обеспечивают механическую прочность при установке на платформе при воздействии повышенных механических, статических и динамических нагрузок при запуске КА;

- обеспечивают защиту внутренних электронных устройств от воздействия электростатических разрядов ESD;

- вместе с проводящими экранированными кабелями и проводами корпуса образуют «клетку Фарадея», защищающую полупроводниковые устройства от непосредственного воздействия электростатических разрядов;

- обеспечивают электромагнитную защиту высокочувствительных приемных устройств от паразитных излучений передающих трактов как главных факторов радио ЭМС;

- обеспечивают радиационную защиту полупроводниковых элементов от кумулятивного (дозового) радиационного воздействия при длительной эксплуатации на орбите;

- обеспечивают тепловой режим внутренних электронных устройств с помощью контактной передачи тепла с корпуса блоков на термостабилизированную приборную панель БРК.

Следует также отметить, что корпуса микро- и электронных блоков обеспечивают более стабильное состояние внутренней среды, очень важной для современной микроэлектроники, так как имеют минимальную связь с внешней средой (только через небольшие вентиляционные отверстия).

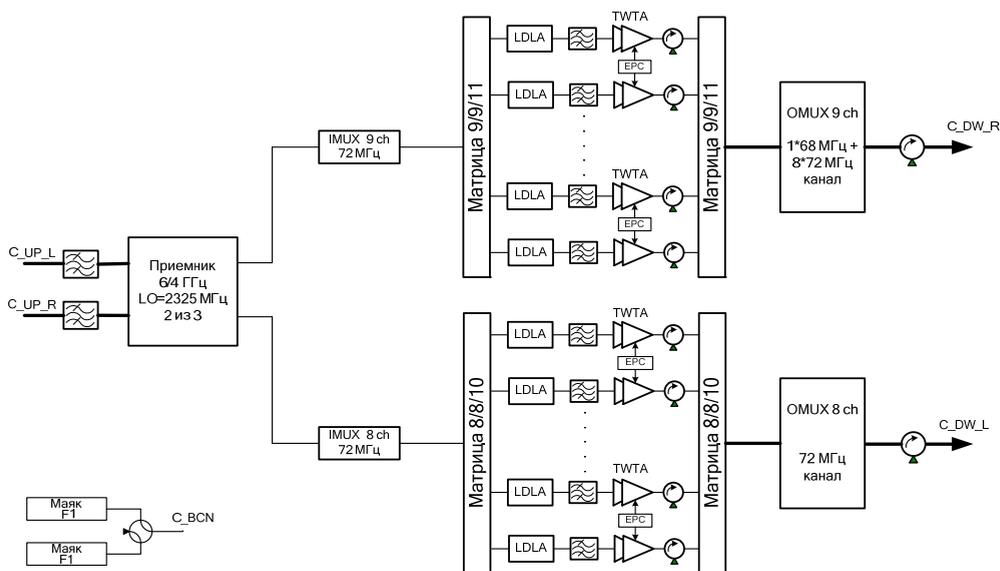
Фильтровые устройства РТР, IMUX и OMUX имеют, как правило, общее несущее основание (baseplate), чтобы сохранить стабильность настройки (иногда достаточно критичной) входящих СВЧ резонаторов, а в случае OMUXов – обеспечить также более равномерное распределение тепла, вызванного потерями сигнала.

Конструктивной особенностью усилителей мощности на ЛБВ является то, что они поставляются комплектно, при этом УЛБВ и ВИП конструктивно связаны в/в кабелем (по условиям регулировки), другие составные части, как например, линеаризованный транзисторный предусилитель или выходной ферритовый циркулятор, – в виде отдельных блоков, которые желательно при компоновке располагать поблизости от УЛБВ. В некоторых исполнениях УМ ферритовый циркулятор вводят в состав OMUXа.

## 8.2. Примеры конструктивного вида устройств РТР

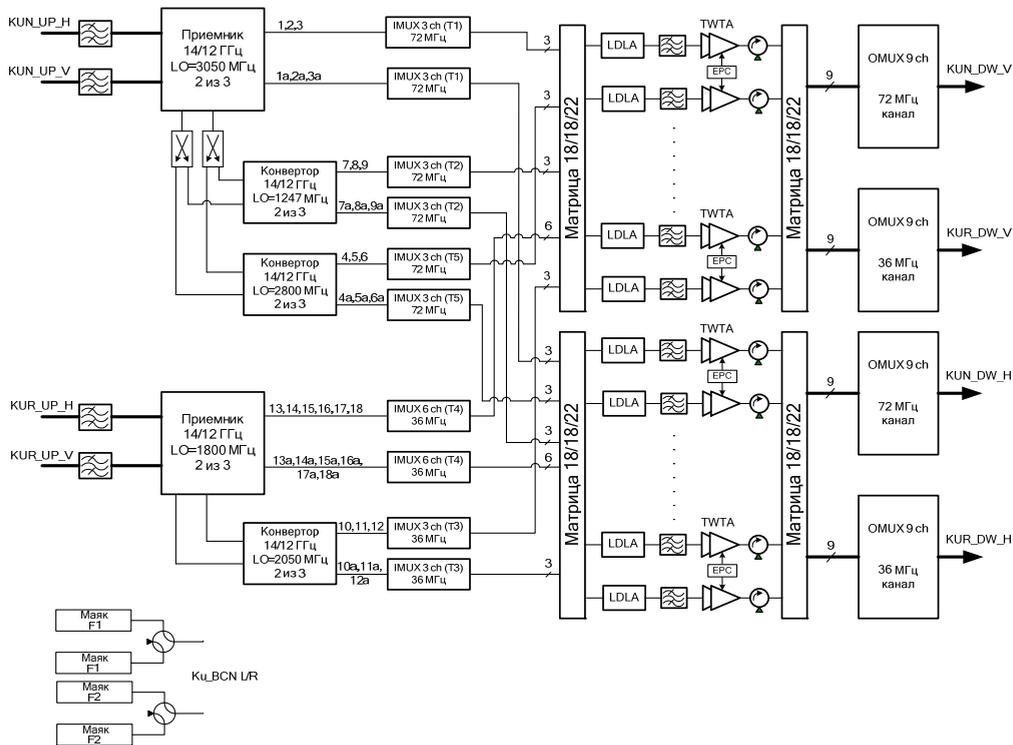
В данном параграфе в качестве примеров приведены конструктивные виды ряда устройств РТР для БРК «Ямал-401» для С- и Ку-диапазонов.

На рис. 8.1а, 8.1б приведены структурно-функциональные схема этих РТР соответственно С- и Ку-диапазонов.



C\_UP\_L, C\_UP\_R, C\_DW\_R, C\_DW\_L, C\_BCН – обозначение входов и выходов РТР

Рис. 8.1а. Структурно-функциональные схемы РТР С- и Ку-диапазонов



KUN\_UP\_H, KUN\_UP\_V, KUR\_UP\_H, KUR\_UP\_V, KUN\_DW\_V, KUR\_DW\_V, KUN\_DW\_H, KUR\_DW\_H, Ku\_BCN L/R – обозначение входов и выходов PTP

Рис. 8.16. Структурно-функциональные схемы PTP C- и Ku-диапазонов

На рис. 8.2, а, б приведены конструктивные виды приемника С-диапазона и приемника Ku-диапазона для этих PTP.

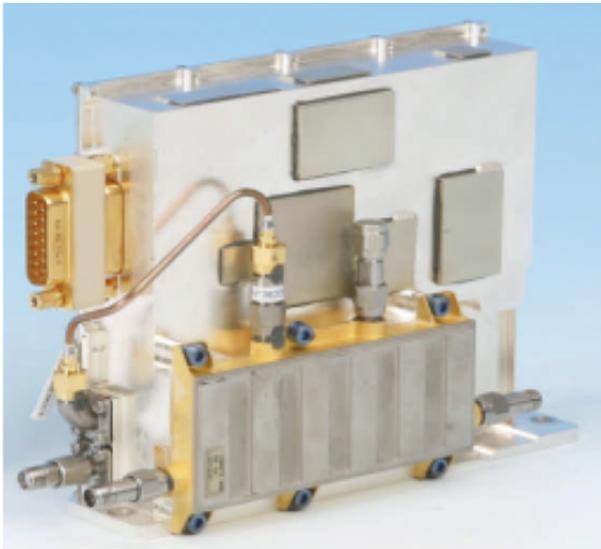
На рис. 8.3 приведен конструктивный вид входных мультиплексоров С- и Ku-диапазонов (IMUX С, IMUX Ku).

На рис. 8.4 приведен конструктивный вид выходных мультиплексоров С- и Ku-диапазонов (OMUX С, OМУХ Ku).

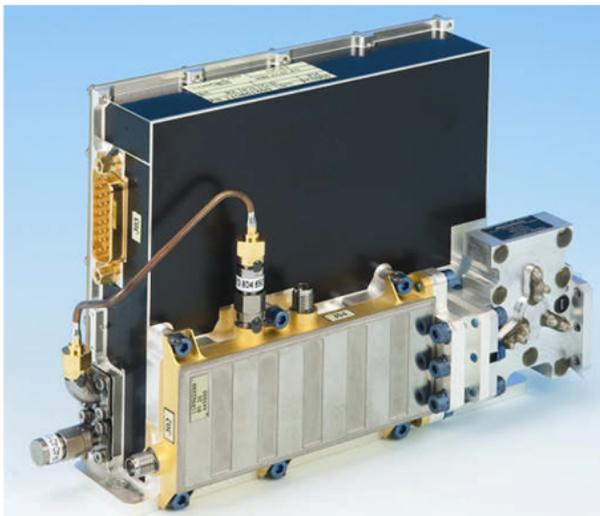
На рис. 8.5 показаны сборка усилителей на ЛБВ С- и Ku-диапазонов.

Образцы соответствующих транзисторных предусилителей для УМ ЛБВ представлены на рис. 8.6.

На рис. 8.7 приведены конструктивные примеры выносных входных фильтров-преселекторов приемных устройств С- и Ku-диапазонов.

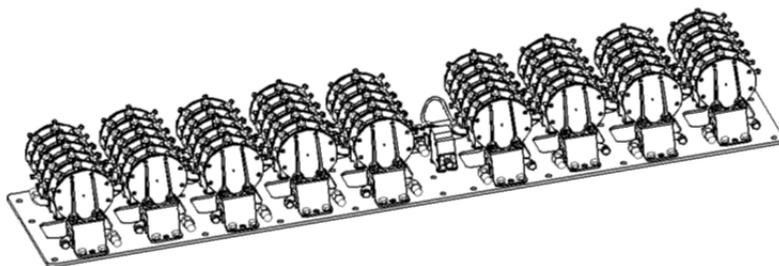
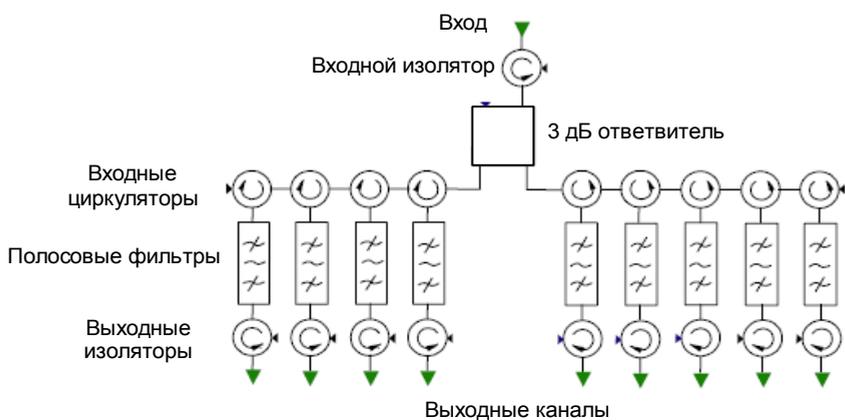


*a*

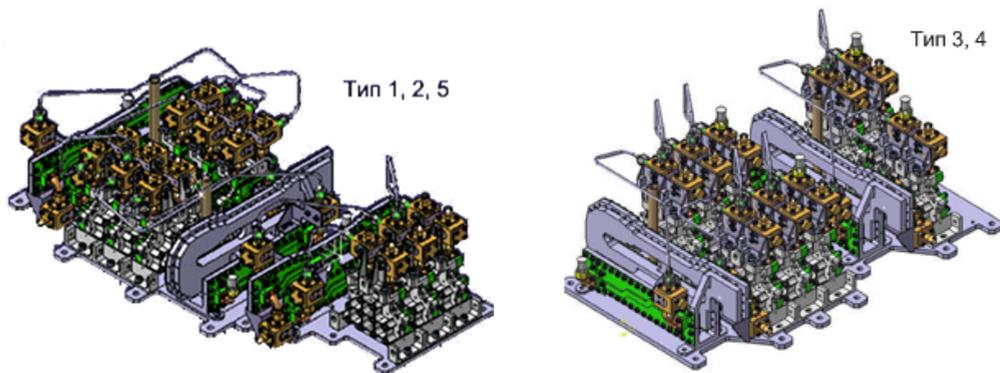


*б*

Рис. 8.2. Приемники С- и Ku-диапазонов для РТР

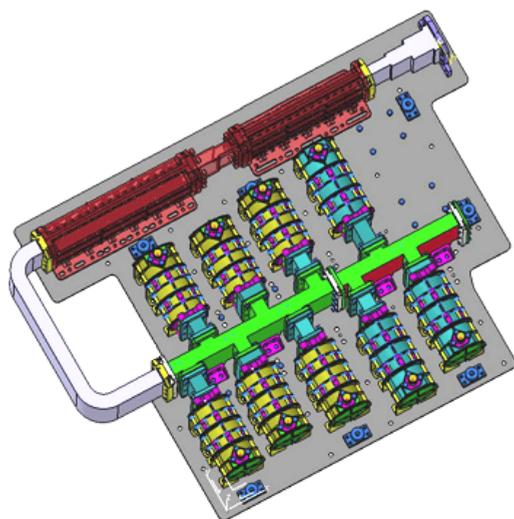


IMUX C-диапазона

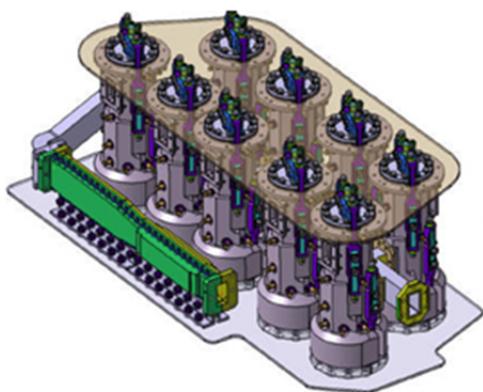


IMUX Ku-диапазона

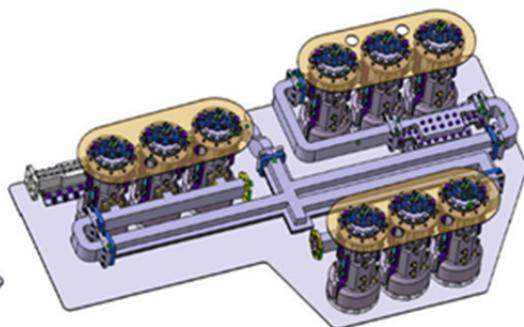
Рис. 8.3. Входные мультиплексоры C- и Ku-диапазонов



OMUX C-диапазона



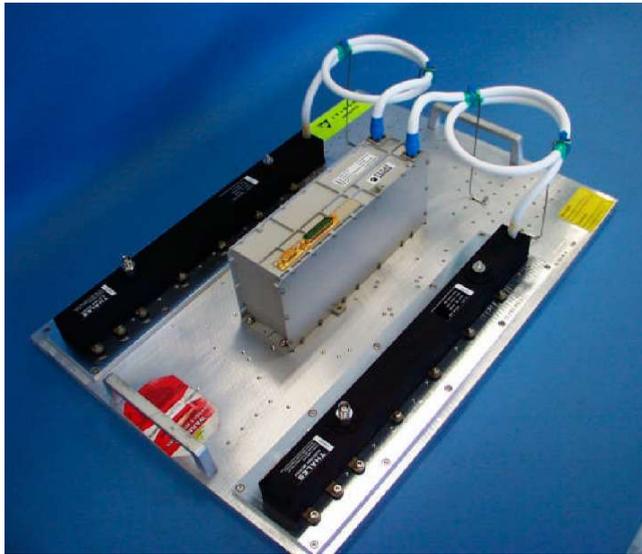
Тип 2



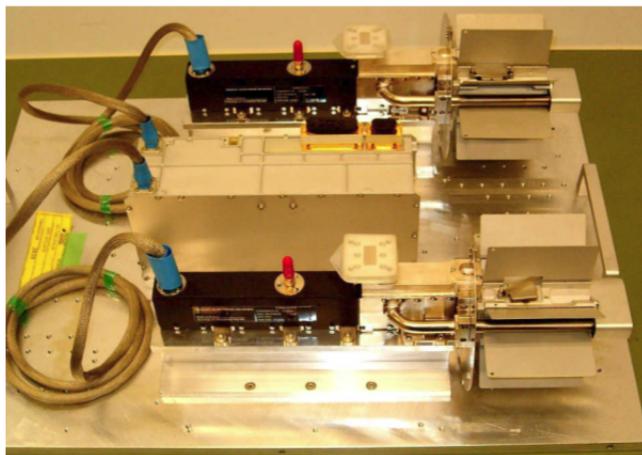
Тип 1

OMUX Ku-диапазона

Рис. 8.4. Выходные мультиплексоры C- и Ku-диапазонов

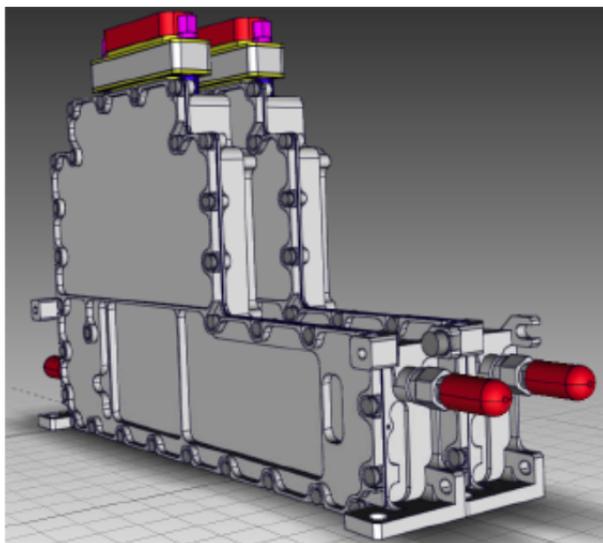


Сборка TWTA С-диапазона



Сдвоенный УМ TWTA Ку-диапазона

Рис. 8.5. Сборка усилителей на ЛБВ С- и Ку-диапазонов



Усилитель LDLA

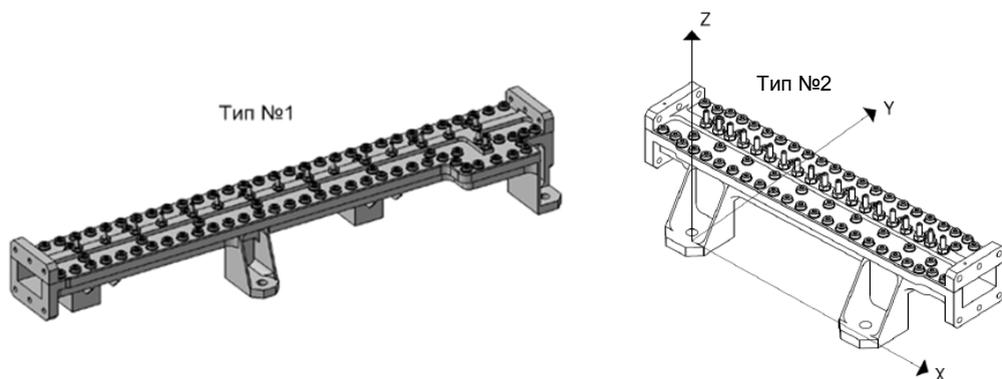


Усилитель LDLA Ku-диапазона

Рис. 8.6. Транзисторные предусилители для УМ ЛБВ



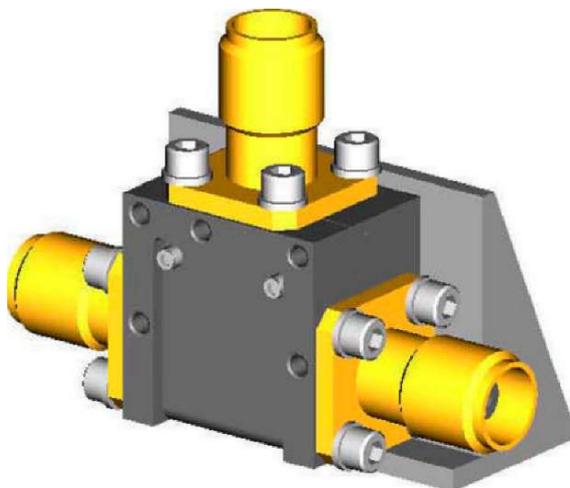
Входной фильтр С-диапазона



Входные фильтры Ku-диапазона

Рис. 8.7. Выносные входные фильтры-преселекторы приемных устройств С- и Ku-диапазонов

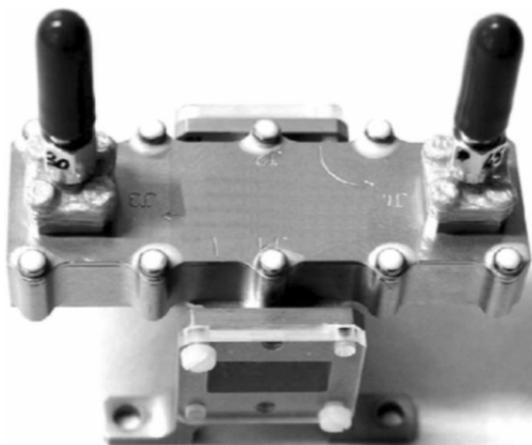
Конструктивный вид ряда пассивных устройств, упоминавшихся в главе 4, приведен на рис. 8.8: ферритовый циркулятор С-диапазона, электромеханический переключатель, волноводный направленный ответвитель Ku-диапазона.



Циркулятор С-диапазона



Переключатель TNC



Входной направленный ответвитель Ku-диапазона

Рис. 8.8. Ферритовый циркулятор С-диапазона, электромеханический переключатель, волноводный направленный ответвитель Ku-диапазона

### 8.3. Примеры конструктивного исполнения антенн

Конструкция зеркальных АФУ БРК отличается большим разнообразием и зависит от размеров зеркала, оптической схемы, состава, механического интерфейса с платформой. В настоящем параграфе приведены примеры конструктив-

ного исполнения АФУ БРК КА «Ямал-300К» с техническими параметрами, приведенными в главе 5.

На рис. 8.9 представлен общий вид контурной однозеркальной офсетной антенны с двумя фидерами на прием и передачу.

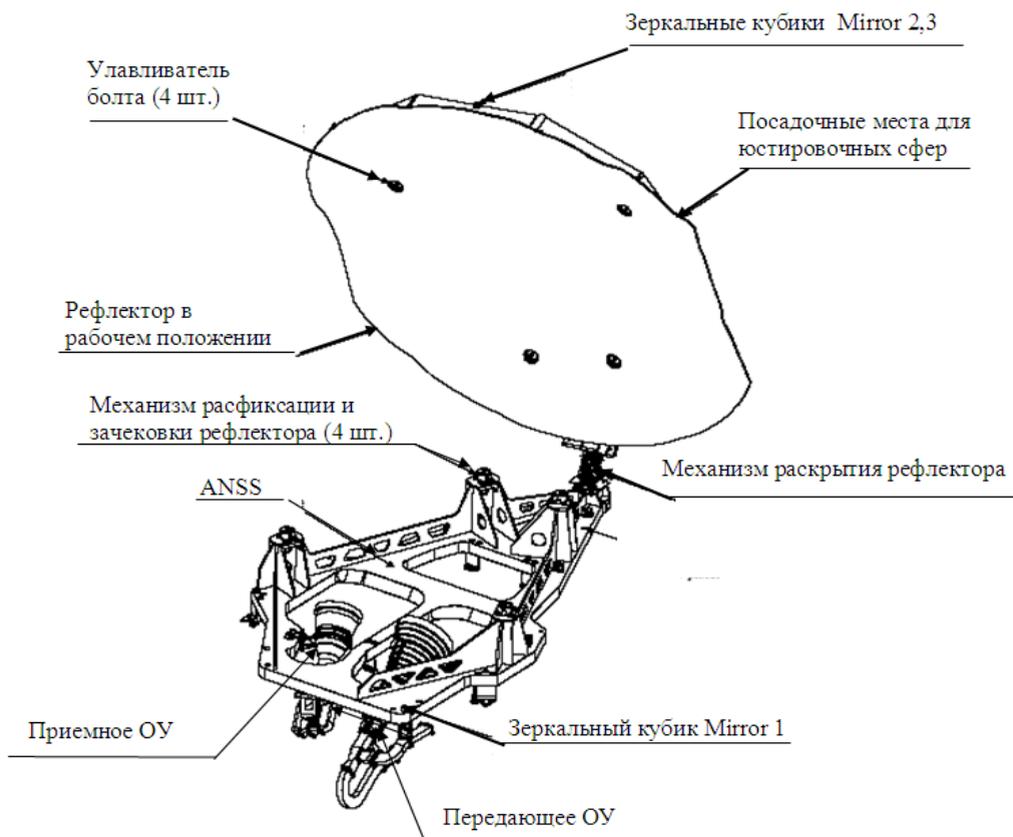


Рис. 8.9. Общий вид антенны в рабочем положении

На рис. 8.10 показан общий вид контурной антенны Ку-диапазона с совмещенным на прием/передачу фидером в рабочем положении с открытым рефлектором (без установленных ЭВТИ).

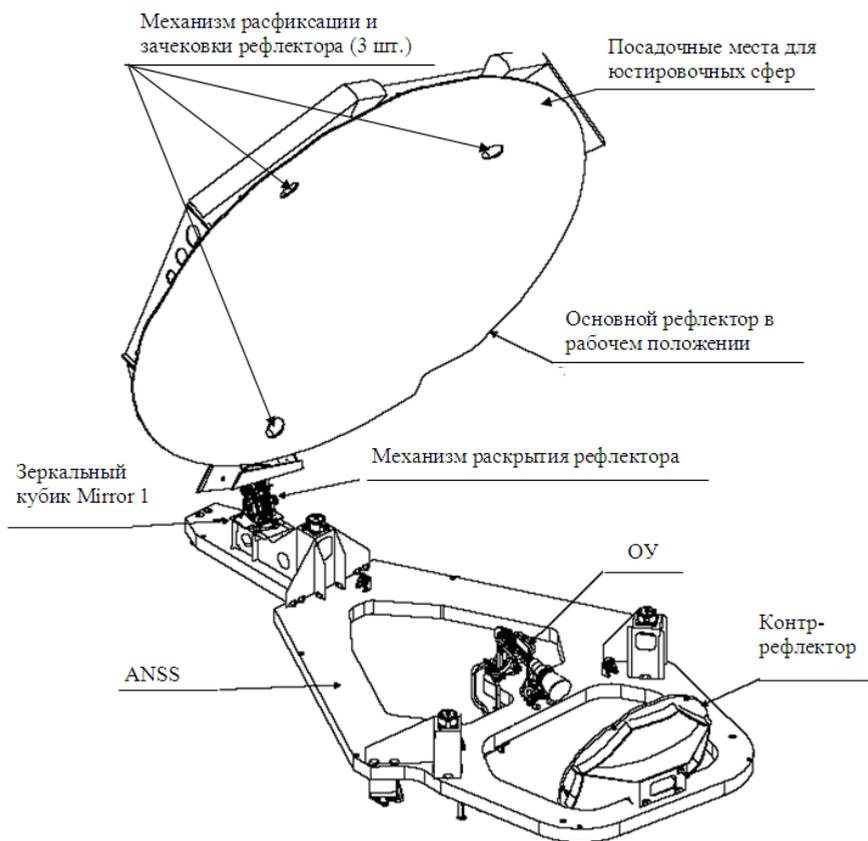


Рис. 8.10. Общий вид антенны Ку-диапазона БРК-1 в рабочем положении

Данные антенны разработаны и изготовлены фирмой MDA (Канада).

#### 8.4. Примеры размещения аппаратуры РТР на панелях КА

Размещение аппаратуры РТР многоствольного БРК на платформе КА представляет сложную конструктивную задачу. При этом руководствуются следующими общими принципами:

- обеспечение теплового режима приборов;
- минимизация длин соединительных линий передачи (коаксиальных и, особенно, волноводных, для последних важна также оптимизация конфигурации с целью уменьшения количества изгибов, волноводных стыков, гибких секций);
- обеспечение радиоэлектромагнитной совместимости (в этой части необходимо добиваться максимального разнеса высокочувствительного приемного оборудования от мощного передающего и тщательной стыковки волноводных фланцев).

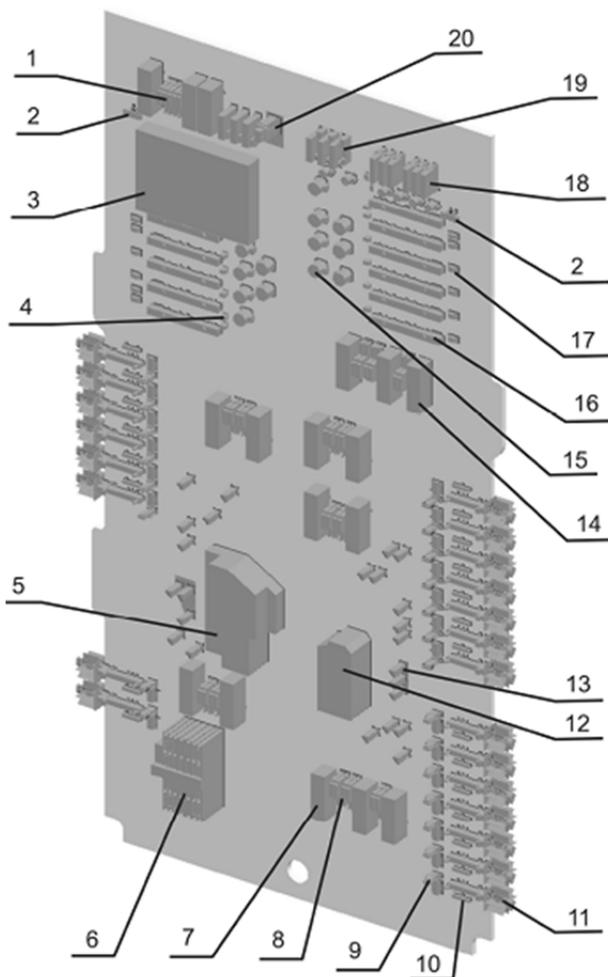


Рис. 8.11. Размещение оборудования С- и Ку-диапазонов на панели «Север»:  
 1 – усилители LDLA С-диапазона; 2 – выходные направленные ответвители Ку-диапазона;  
 3 – выходной мультиплексор OMUX С-диапазона; 4 – циркулятор SMA С-диапазона;  
 5 – выходной мультиплексор OMUX Ку-диапазона (тип 1); 6 – блок управления PLDIU-1553;  
 7 – источник питания ЛБВ EPC Ку-диапазона; 8 – усилители LDLA Ку-диапазона;  
 9 – изолятор НРІ Ку-диапазона; 10 – Фильтр NRF Ку-диапазона; 11 – ЛБВ (TWT) Ку-диапазона;  
 12 – выходной мультиплексор OMUX Ку-диапазона (тип 2);  
 13 – волноводные переключатели T-switch; 14 – источник питания ЛБВ EPC С-диапазона;  
 15 – переключатели TNC С-диапазона; 16 – ЛБВ (TWT) С-диапазона;  
 17 – нагрузка НРL С-диапазона; 18 – конверторы Ку-диапазона;  
 19 – приёмники Ку-диапазона; 20 – выходной волноводный циркулятор С-диапазона

Тепловыделяющее оборудование (УЛБВ, OMUX) размещают на панелях «Север», «Юг», оборудование без тепловыделения (входные фильтры, направленные ответвители) могут размещаться на торцевых панелях.

Примеры размещения оборудования РТР БРК «Ямал-401» приведены на рис. 8.11, 8.12 и 8.13.

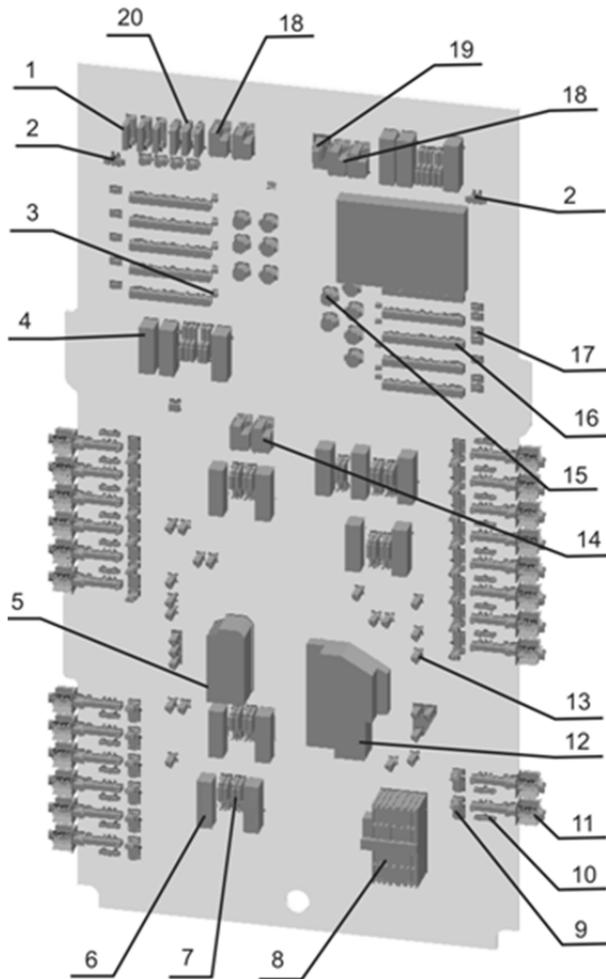


Рис. 8.12. Размещение оборудования С- и Ку-диапазонов на панели «Юг»:  
 1 – приёмники Ку-диапазона; 2 – выходные направленные ответвители Ку-диапазона;  
 3 – циркулятор SMA С-диапазона; 4 – источник питания ЛБВ ЕРС С-диапазона;  
 5 – выходной мультиплексор ОМУХ Ку-диапазона (тип 2);  
 6 – источник питания ЛБВ ЕРС Ку-диапазона; 7 – усилители LDЛА Ку-диапазона;  
 8 – блок управления PLDIU-1553; 9 – изолятор НРI Ку-диапазона;  
 10 – фильтр NRF Ку-диапазона; 11 – ЛБВ (ТWТ) Ку-диапазона;  
 12 – выходной мультиплексор ОМУХ Ку-диапазона (тип 1);  
 13 – волноводные переключатели Т-switch; 14 – маяки С-диапазона;  
 15 – переключатели ТNС С-диапазона; 16 – ЛБВ (ТWТ) С-диапазона;  
 17 – нагрузка НРL С-диапазона; 18 – маяки Ку-диапазона;  
 19 – выходной волноводный циркулятор С-диапазона; 20 – конверторы Ку-диапазона

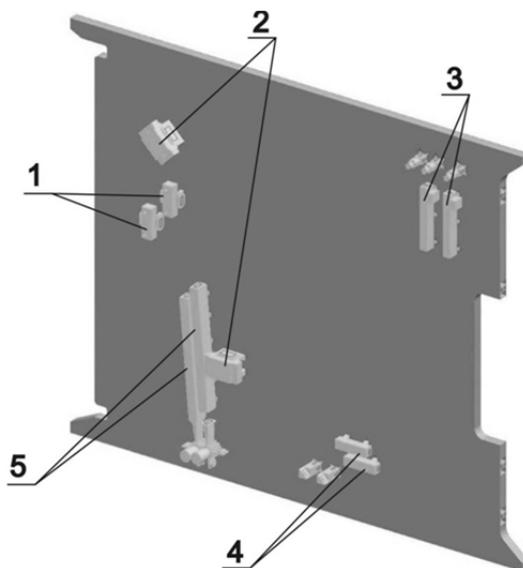


Рис. 8.13. Размещение оборудования РТР С-диапазона на панели «Земля»:  
 1 – входные направленные ответвители С-диапазона;  
 2 – выходные направленные ответвители С-диапазона;  
 3 – входные фильтры Ku-диапазона (тип 1);  
 4 – входные фильтры Ku-диапазона (тип 2); 5 – входные фильтры С-диапазона

Напомним, что этот РТР содержит 17 транспондеров с С-диапазоне и 27 транспондеров в Ku-диапазоне.

## **ГЛАВА 9**

### **БРК РОССИЙСКОГО ПРОИЗВОДСТВА**

#### **9.1. Создание бортового ретрансляционного комплекса для КА «Ямал-100» – прорывной этап в развитии промышленного производства отечественных спутников связи**

Создание бортового ретрансляционного комплекса (БРК) для КА «Ямал-100» происходило в 1990-е гг. и совпало с крайне неблагоприятным периодом в истории производства спутников связи в отечественной промышленности.

Во-первых, в эти годы практически полностью «рухнуло» производство важных радиоэлектронных компонентов, необходимых для создания полезных нагрузок КА связи.

Во-вторых, развалились предприятия и работавшие в них научно-технические коллективы, занимавшиеся проектированием и производством полезных нагрузок.

В-третьих, произошла череда катастрофических отказов БРК, разработанных отечественными предприятиями (отказы БРК на двух КА «Экспресс», отказ БРК «Купон», разработанного зеленоградскими предприятиями по заказу Центробанка).

Все это создало крайне неблагоприятную атмосферу, стало причиной неведения в возможности отечественных специалистов производить подобную технику. Именно в этот период ряд головных производителей спутников связи приняли решение переориентироваться на закупку полезных нагрузок, целиком изготовленных зарубежными производителями (проекты ОАО ИСС, КБ им. М.В. Хруничева).

Следует также отметить, что к моменту создания БРК «Ямал-100» сложившиеся в России методологические подходы к проектированию и производству полезных нагрузок гражданского назначения, особенно с учетом рыночных условий, устарели и не соответствовали передовым зарубежным тенденциям.

Устаревшие подходы имели место в схемно-техническом построении, выборе компонентов, обеспечения надежности, концепции испытаний, создании кооперации с передовыми зарубежными фирмами.

Далее более подробно рассмотрено, как впервые в отечественной практике решались эти вопросы при создании БРК «Ямал-100» [30].

### 9.1.1. Схемно-техническое построение БРК «Ямал-100»

Схемно-техническое построение промышленных образцов БРК для отечественных КА связи, предназначенных для информационного обеспечения гражданских пользователей (главным образом телевидения, телефонии и СПД), сложилось при создании первого отечественного промышленного КА связи «Молния-3» и далее с не принципиальными изменениями использовалось в полезных нагрузках стационарных КА «Радуга», «Горизонт» и др.

Схемно-техническое построение основной структурной единицы ствола (транспондера) таких БРК показано на рис. 9.1.

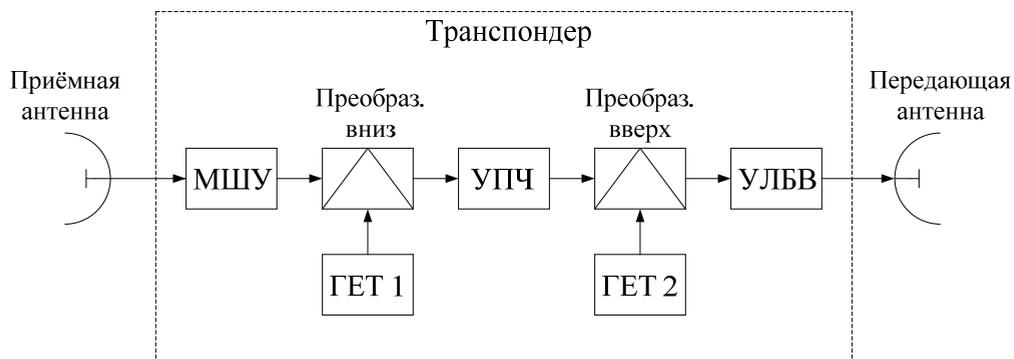


Рис. 9.1. Блок-схема одного транспондера (ствола) с двумя преобразованиями

Принципиальные моменты этой схемы: наличие своего приемного устройства в каждом транспондере, наличие двух преобразователей частоты (одного вниз для преобразования СВЧ приемного сигнала на промежуточную частоту (ПЧ), другого для преобразования вверх усиленного сигнала ПЧ на СВЧ частоту сигнала передачи), наличие широкополосного тракта ПЧ (частоты 70–100 МГц) с большим усилением и полосовыми фильтрами. В качестве усилителя мощности использовались ЛБВ с автономным источником питания. Для коммутации резервов с ВЧ цепей использовались ферритовые переключатели на два положения. Указанная схема на тот момент соответствовала уровню развития отечественной СВЧ техники и была проще в реализации. Её недостатком являются: большой объём приемного и маломощного оборудования, сопоставимого или даже превышающего объём передающего оборудования, что приводило к значительному расходу массы, габаритов и энергетики на эту составную часть РТР БРК. Сложность состояла и в получении высококачественных функциональных характеристик (АЧХ, ГВЗ, избирательности), которые, в свою очередь, определяются характеристиками фильтров ПЧ, а они в транспондерах с рабочей полосой пропускания 40 МГц являются широкополосными по отноше-

нию к центральной полосе ПЧ (относительная полоса составляет 60–70%), что затрудняет получение их высококачественных характеристик. Для таких транспондеров также характерна высокая нестабильность частоты при ретрансляции сигнала, равная при автономных гетеродинах сумме нестабильностей гетеродинов обоих преобразователей. Имеет место также повышенный расход активных радиоэлементов в расчете на транспондер, что снижает его надежность.

Учитывая вышесказанное, при создании БРК «Ямал-100» была выбрана принципиально новая схема построения БРК, показанная на рис. 9.2

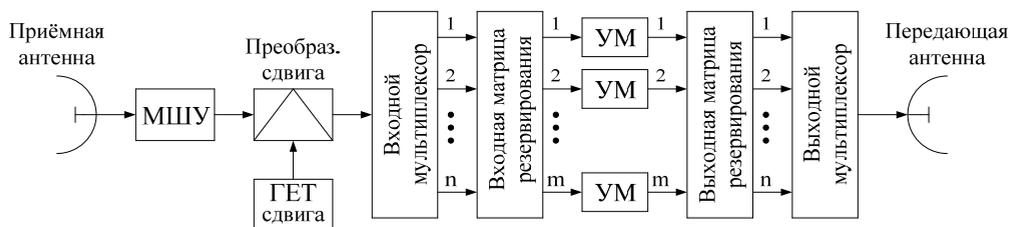


Рис. 9.2. Блок-схема БРК с  $n$ -стволами (транспондерами) с одним преобразованием со скользящим резервированием УМ ( $m:n$ )

Особенностями этой схемы являются использование общего (одного на несколько), в зависимости от частотного плана, приемного устройства, содержащего МШУ, и один преобразователь на разностную частоту сдвига между частотами приема и передачи. Формирование частотных стволов осуществляется фильтровыми СВЧ мультиплексорами: входными для частотного разделения стволов и выходными с целью их объединения для подачи в общий антенно-фидерный тракт. Важно отметить, что само приемное устройство получается при этом функционально проще, так как частоты гетеродинов для БРК С- и Ku-диапазонов лежат в диапазоне 2–3 Гц и реализация гетеродинных трактов проще, чем в схемах БРК с преобразованием на ПЧ, где необходимо было иметь два гетеродинных тракта с более высокими выходными частотами, почти равными входным и выходным частотам.

Практически в С- и Ku-диапазонах переход на схему с одним преобразованием дает колоссальный эффект: выигрыш по массам, габаритам, стабильности частоты, улучшение функциональных характеристик (неравномерности АЧХ, линейности фазовых характеристик, избирательности, фазовой стабильности гетеродинов). В ней также снижено количество активных элементов на транспондер. Неслучайно поэтому указанная схема используется практически во всех современных многоствольных БРК со сквозной ретрансляцией.

### **9.1.2. Выбор компонентов**

Выбор радиоэлектронных компонентов при разработке БРК является одной из важнейших задач, определяющих возможность реализации требуемых функциональных характеристик и надежности. Следует отметить, что даже в «лучшие» времена, когда создавались отечественные КА связи «Молния-3», «Радуга», «Горизонт» и другие, адекватная отечественная элементная база, соответствующая повышенным ресурсным требованиям (свыше 5 лет), не была создана. Хотя, справедливости ради, надо сказать, что попытки решить эту задачу предпринимались на высоком правительственном уровне.

При создании БРК «Ямал-100» была поставлена задача доведения ресурса до 10 лет с вероятностью отказа на ствол до 0,95.

Поэтому ставка была сделана на использование импортных комплектующих, но не в виде отдельных компонентов (микросхем, чипов, транзисторов и т.д.), а в виде функционально законченных, с высоким уровнем интеграции устройств, блоков, приборов. Такой подход позволил обеспечить единство характеристик элементов и адекватных им технологий, что особенно важно для микроэлектроники; сократить номенклатуру компонентов для интеграции; обеспечить высокие требования к электрическим характеристикам и их устойчивости к различным воздействиям среды на оборудование БРК в ходе наземной отработки и эксплуатации (механические, тепловые, радиационные, электромагнитные воздействия).

Следует отметить, что при создании БРК «Ямал-100» впервые в отечественной практике была решена задача обеспечения функционирования всего оборудования в условиях негерметизированной платформы. В предшествующих отечественных КА эта задача решалась либо частично (например, в УМ КА «Молния-3»), либо весь РТР размещался в гермоконтейнере (КА «Радуга», «Горизонт»).

При создании БРК «Ямал-100» для реализации описанной выше структурной схемы впервые были применены широко используемые и сегодня новые СВЧ компоненты: входные и выходные многоканальные СВЧ мультиплексоры, электромеханические СВЧ коммутаторы, специальные СВЧ циркуляторы и поглощающие нагрузки.

Особо следует остановиться на выборе ключевого элемента БРК – усилителе мощности. Известно, что в современных многоствольных БРК с высокими энергетическими характеристиками используются выходные усилители мощности на ЛБВ. Использовались они и в упоминавшихся ранее БРК отечественных КА связи («Молния-3», «Радуга», «Горизонт»). Однако к моменту создания БРК «Ямал-100» УЛБВ с повышенными ресурсными характеристиками (10 лет и выше) только были разработаны и, по существу, проходили либо летную квалификацию, либо опытную эксплуатацию в рамках продвинутых зарубежных программ «Intelsat», «Eutelsat» и др. Кроме того, УЛБВ принципиально содержат высоковольтные цепи и требуют тщательного контроля в зоне размещения на платформе КА остаточного давления газовой среды, материалов и технологии монтажа. Учитывая новизну и оригинальность платформы КА «Ямал-100», в качестве УМ для БРК

«Ямал-100» были выбраны твердотельные усилители, разработанные и производимые японской фирмой NEC. Преимущества этих усилителей: отсутствие высоковольтного питания, как следствие, безопасность в условиях любых пониженных давлений, окружающих материалов и неотработанных технологий, существенно меньшие массы и габариты (важные для создания проектных запасов), повышенная гарантированная линейность, 10-летний ресурс с высокой надежностью и имевшаяся на момент поставки положительная летная квалификация.

### *9.1.3. Надежность*

Известно, что в области обеспечения надежности и ресурса отечественные КА связи существенно уступали зарубежным. Более того, аппаратура БРК считалась самой слабой и ненадежной из подсистем КА.

Поэтому при создании БРК КА «Ямал-100» этому уделялось первостепенное внимание. Надежностные и ресурсные характеристики обеспечивались реализацией следующих мероприятий:

- выбранная схемотехника привела к сокращению количества используемых, особенно активных компонентов;

- выбранные электронные компоненты комплектовались радиоэлементами, соответствующими космическим требованиям Mil или Space стандартов;

- компоненты поставлялись в виде функционально и конструктивно законченных единиц, которые подвергались при наземной квалификации всесторонним повышенным испытаниям на электрические, механические, тепловые требования;

- все компоненты прошли квалификацию по подобию, т.е. их летные аналоги должны были иметь не только наземную, но и летную квалификацию;

- все этапы проектирования и изготовления поставляемого зарубежными фирмами оборудования (EQSR, CDR, TRR и т.д.) принимались заказчиком с участием разработчиков;

- монтаж оборудования на платформе или промежуточных конструктивах (сборках) проводился в соответствии с конструкторско-технологической документацией разработчика, составленной на основании инструкций по эксплуатации – user(ов) – изготовителя и поставщика оборудования.

Впервые в отечественной практике в аппаратуре РТР БРК были разработаны эффективные методы «скользящего» резервирования усилителей мощности на базе высоконадежных СВЧ переключателей, дающие значительный выигрыш по массе и надежности. Ранее в отечественных БРК использовалось только резервирование 1:1 на базе ферритовых переключателей на два положения. В БРК «Ямал» применено резервирование 5:1, т.е. на 10 активных УМ использовано 2 резервных.

#### **9.1.4. Проведение работ по изучению процессов работы БРК в условиях платформы КА «Ямал»**

Для создания БРК «Ямал-100» с повышенными функциональными характеристиками, в частности входными шумами РТР и увеличенным ресурсом, был проведен ряд исследований, направленных на углубленное изучение и уточнение процессов работы БРК в составе новой платформы КА «Ямал-100». Среди них следующие:

а) оценка влияния работы плазмы двигателей СПД на работу РТР. Было известно, что плазменная струя таких двигателей может являться при неблагоприятном расположении источником внешнего шума и ухудшить входной шум РТР до недопустимого уровня. Данная работа проводилась с участием ученых филиала АН СССР (Фрязино), кафедр МФТИ, МАИ. В ходе исследований было показано, что для исключения появления дополнительного шума необходимо соблюдать определенные требования к режиму СПД и его источников питания, а также взаимную геометрию расположения СПД и антенн БРК. Выработанные рекомендации были реализованы в практической конструкции и компоновке БРК;

б) при разработке БРК «Ямал-100» были глубоко изучены вопросы возникновения и влияния так называемых мультипакторных (по отечественной терминологии резонансных) разрядов, возникающих в вакууме в устройствах с высокими напряжениями электрических полей (таких как СВЧ резонаторы, тракты АФУ). Эти разряды возникают из взаимодействия электронов вторичной электронной эмиссии с электромагнитными полями. Их появление может резко ухудшить функциональные характеристики БРК (внести дополнительные потери и шумы), вызвать деструктивные изменения в материалах трактов (например, ухудшить качество покрытий) и даже спровоцировать, из-за дополнительного газовыделения, газовые разряды. Зарубежные производители радиооборудования, работающего на высоких мощностях (таких как выходные мультиплексоры, тракты АФУ, усилители мощности) обязательно квалифицируют его на отсутствие данных разрядов. При создании БРК «Ямал-100» были разработаны собственные специальные установки и методики, с помощью которых проводились исследования и испытания в вакуумных камерах ЦНИИмаш трактов АФУ, разработанных РКК «Энергия», и были показаны их устойчивость и наличие необходимых запасов по этому фактору;

в) проектирование БРК «Ямал» велось с учетом влияния пассивной интермодуляции. Пассивная интермодуляция (ПИМ) как физическое явление характерна для многоствольных ретрансляторов, когда суммарная мощность многочастотного сигнала проходит через общий тракт (например, выходных трактов мультиплексоров, трактов АФУ, соединительных линий передачи, связывающих выходные тракты РТР и АФУ). При этом, особенно в пиках напряженностей электрического многочастотного сигнала, могут возникать нелинейные процессы в местах контактных соединений в трактах, в паразитных загрязняющих пленках и т.д. Из-за нелинейного взаимодействия сигналов возникают интермодуляционные продукты, могущие

попасть через приемную антенну БРК в приемное устройство РТР БРК и существенно ухудшить спектральные характеристики БРК или даже, в предельном случае, заблокировать приемник РТР. Зарубежные производители БРК (особенно американские) давно столкнулись с этим явлением и тщательно обрабатывают его на этапах проектирования, конструирования и производства. К сожалению, наши разработчики БРК это практически не учитывали, по-видимому, благодаря малоствольности и невысокой суммарной мощности, благоприятному частотному плану, недостаточно высоким требованиям к спектральной частоте стволов катастрофических проявлений влияния РИМ в отечественных КА не было. Однако из-за увеличения многоствольности и мощности выходных сигналов и повышенных требований к шумам и спектральным характеристикам возможность появления РИМ в БРК «Ямал-100» нельзя было игнорировать. Для уменьшения влияния РИМ в БРК «Ямал-100» было использовано: разделение антенн на приемную и передающую, обеспечение производственной чистоты трактов передачи и зеркал АФУ, строгое нормирование пространственной развязки между антеннами, установка в выходных мультиплексорах специальных фильтров низких частот, тщательный контроль выходных спектров сигналов при наземных испытаниях БРК в БЭК;

d) влияние пониженных давлений: поскольку оборудование БРК «Ямал-100» впервые в полном объеме функционировало в негерметичных условиях, вопросы влияния вакуумной космической среды тщательно изучались, в том числе с учетом зарубежного опыта. Во всех блоках и устройствах предусматривались вакуумные отверстия, совместимые с требованиями ЭМС. В устройствах высокой мощности это делалось для ускорения откачки остаточной среды и предотвращения газовых разрядов, в маломощных устройствах (например, приемных устройствах РТР) – для откачки вредной агрессивной среды, которая создается в замкнутых объемах блоков и может вызвать преждевременные отказы оборудования.

Наличие вентиляции в аппаратуре БРК предъявляло жесткие требования к внешней среде в условиях производства и испытаний по чистоте помещений и влажности, что было необычным и нехарактерным даже для отечественной производственной практики.

### ***9.1.5. Построение антенной системы***

Антенная система БРК «Ямал-100» была разработана и изготовлена предприятием РКК «Энергия» и является оригинальной. Антенны (приемная и передающая (рис. 9.3)) формируют квазиконтурную ДН. Такая конфигурация ДН осуществлялась на зеркалах с помощью многолучевого облучателя (использовалось 7 парциальных лучей) и диаграммообразующей схемы.

По существу это прообраз зеркальных МЛА с реконфигурируемыми диаграммами направленности, широко используемыми и в настоящее время в продвинутых зарубежных связных КА для систем мобильной связи (Inmarsat, Garuda, Turaya), а также в КА для систем фиксированной связи в Ка-диапазоне (КА Spaceway, Kizuna, Anic).

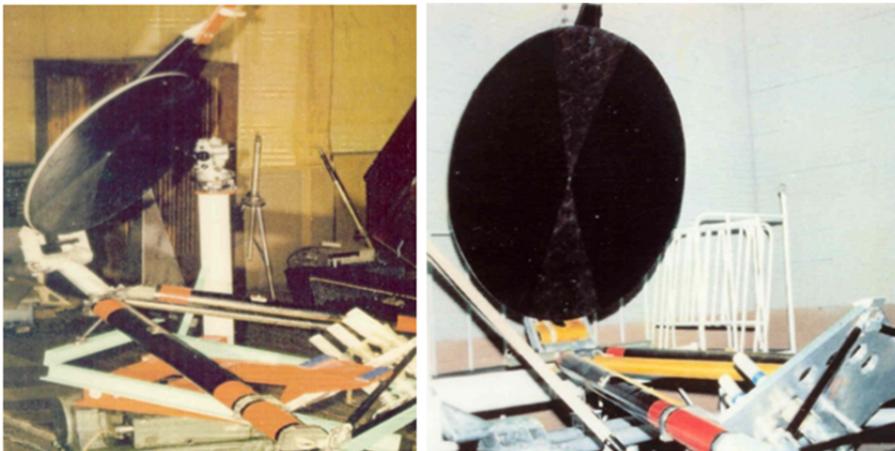


Рис. 9.3. Приемная и передающая антенны КА «Ямал-100»

Разработанная антенная система обеспечивала высокие КУ и характеристики поляризации по зоне обслуживания, что позволило обеспечить высокие энергетические характеристики БРК (ЭИИМ,  $G/T$ ) и возможность введения поляризационного уплотнения стволы.

#### ***9.1.6. Обеспечение международной кооперации***

При разработке БРК КА «Ямал-100» впервые в отечественной практике было налажено эффективное взаимодействие с передовыми зарубежными фирмами (Space System Loral – США, NEC – Япония и др.). При этом необходимо было освоить систему стандартов, принципов испытаний, контроля качества, принятых за рубежом при создании радиоэлектронной космической техники. Тогда впервые в инженерно-технический лексикон и практику создания БРК были введены ставшие сейчас рабочими понятия: спецификация, квалификационные испытания, протолетные испытания, проектные этапы (EQSR, CDR, TRR), сквозная система качества (Assurance Plan), система контроля производства заказчиком (MIP) и т.д. Творческое освоение и практическое внедрение опыта передовых зарубежных стран способствовало не только успешному завершению конкретной программы «Ямал-100», но и дальнейшему ее развитию на базе других КА по программе «Ямал», а также широкому использованию специалистами других предприятий страны.

#### ***9.1.7. Заключение***

Исходя из вышесказанного, можно уверенно утверждать, что создание БРК «Ямал-100» представляет прорывной этап в отечественном производстве полезных нагрузок КА связи для народно-хозяйственных целей, поскольку:

1) впервые в России был создан для коммерческого использования многоствольный (10 стволов) БРК с ресурсом 10 лет с функционированием вне гермоконтейнера;

2) впервые отработана новая схемотехника, принципы использования импортной комплектации, новые подходы к обеспечению ресурса и надежности, новые принципы наземной обработки;

3) полученные функциональные характеристики (частотные, фазовые, линейности, стабильности частот, фазовой стабильности гетеродинов, паразитных шумов и т.д.) соответствовали мировым стандартам;

4) впервые в отечественную инженерную практику введены и реализованы специальные требования к оборудованию по устойчивости к мультиакторным разрядам, пассивной интермодуляции, повсеместной вентиляции всех трактов БРК;

5) впервые на принципах МЛА реализована ДН, максимально приближенная к зоне обслуживания, впервые жестко специфицирован линейный режим усилителей;

6) впервые освоена и применена в отечественной практике система мировых стандартов по проектированию, производству, контролю качества полезных нагрузок КА, которая сейчас широко используется в практике «Газпром космические системы» и на других предприятиях России.

Успешный опыт создания БРК «Ямал-100» подтвержден положительным результатом летных испытаний и эксплуатации КА «Ямал-100», а сформулированные правила применительно к разным аспектам проектирования, интеграции, испытаний, порядка работы с зарубежной кооперацией оказали благотворное влияние на работу космической отрасли в целом по этому направлению на всех предприятиях России.

В заключение следует отметить, что летные испытания и опытная эксплуатация БРК «Ямал-100» в течение 10 лет полностью подтвердили его функциональные и надежность характеристики.

## **9.2. «Ямал-200» – промышленный образец БРК с повышенным частотно-энергетическим ресурсом на платформе КА «Ямал»**

### ***9.2.1. Отечественные инновационные технологии в БРК первых советских КА связи серии «Молния»***

Исходя из оценки нынешнего состояния по обеспечению информационных потребностей народного хозяйства страны спутниками связи, соответствующими по техническим характеристикам и надежности современным требованиям, многие могут сделать вывод, что наши инженерные, производственные кадры, работавшие в этой области, не стремились к инновационному развитию. Однако это не так. Практические работы по использованию спутников связи начались в СССР с созданием спутников связи «Молния-1», «Молния-2» с использованием

эллиптической орбиты. КА «Молния-1» функционировал в ДЦВ диапазоне с одноствольным БРК и, по существу, показал возможность реализации и преимущества спутниковой связи для передачи ТВ и многоканальной телефонии центра с удаленными районами страны. Спутник «Молния-2» уже имел 2-ствольный БРК в С-диапазоне, но скорее подтвердил возможности спутниковой связи в этом диапазоне и являлся переходным этапом к созданию подлинного первого промышленного спутника связи «Молния-3», функционирующего также на эллиптической орбите в С-диапазоне. Этот спутник был принят в эксплуатацию в 1975 г. и использовался в интересах различных систем связи в течение 25–30 лет.

На базе этого спутника был создан ряд систем, имеющих важное народнохозяйственное и оборонное значение. Среди них следует отметить:

- создание системы «Орбита» для приема внутри нашей страны и дружественных стран центрального телевидения в цветном формате, многоканальной телефонной и телекодовой информации;

- создание «горячей» линии прямой связи Москва – Вашингтон между высшими руководителями СССР и США;

- создание мобильной малоканальной связи в интересах оборонных ведомств.

Живучесть и востребованность КА «Молния-3» объясняется не только уникальностью её орбиты, но и многими техническими решениями по построению БРК, которые с полным основанием можно назвать инновационными. Остановимся на этом подробнее.

РТР БРК этого спутника содержат три ствола (транспондера), построенных по схеме с двумя преобразованиями. УМ построена на отечественных ЛБВ типа «Шунт». Два ствола имели выходную мощность 40 Вт, один ствол – 80 Вт. РТР «Молния-3» имел следующие отличительные особенности, обусловившие тогда даже его превосходство над зарубежными (американскими) аналогами:

1. Высокая выходная мощность стволов: 40 и 80 Вт (спутники «Интелсат» того времени имели выходную мощность ~ 4 Вт). Это позволило развернуть отечественную сеть «Орбита» на базе приемных антенн диаметром 12 м (наземные станции «Интелсат» требовали 25–30 м).

2. Высокое общее усиление транспондера (порядка 120–130 дБ). Это дало возможность реализовать малоканальную связь в интересах Минобороны на базе терминалов с антеннами диаметром 2–2,5 м.

3. Наличие АРУ, что позволило в условиях нестационарной эллиптической орбиты существенно упростить эксплуатацию ЗС в части поддержания оптимальной загрузки УМ.

4. Обеспечение линейного режима УМ на ЛБВ путем регулировки загрузки ЛБВ с помощью входящего в состав РТР и регулируемого по командам с Земли аттенюатора.

5. Размещение УМ на ЛБВ вне контейнера, что дало возможность решить ряд сложных конструкторских вопросов по компоновке оборудования и привело к снижению потерь мощности в тракте РТР АФУ.

6. Использование следящих направленных (с глобальной ДН) антенн с сохранением постоянной ориентации антенн на землю независимо от положения на орбите КА. Последнее означает, что уже на этом этапе развития отечественные разработчики стремились согласовать ДН бортовых антенн с зоной обслуживания.

Следует подчеркнуть, что БРК КА «Молния-3» является «прародителем» последующих поколений БРК отечественных КА связи гражданского назначения (КА «Радуга», КА «Горизонт» и т.д.). Эти последующие БРК размещались на стационарных КА, но по существу представляли модифицированные варианты этого первого промышленного образца и уже не несли новых инновационных идей, а некоторые из-за упоминавшихся выше инновационных направлений, использованных в КА «Молния-3», были потеряны (например, размещение оборудования вне гермоконтейнера, использование бортовых средств линейаризации УМ, максимальная оптимизация ДН с ЗО).

### ***9.2.2. Инновационные технологии, использованные при создании БРК для КА «Ямал-200»***

Настоящий инновационный прорыв в промышленном создании БРК для отечественных спутников связи произошел при разработке и создании по инициативе и в интересах ОАО «Газком» спутников связи «Ямал-100» и находящихся сейчас в эксплуатации КА «Ямал-200». На примере этих спутников можно проследить пути совершенствования технических и потребительских характеристик полезных нагрузок отечественных КА связи с учетом произошедших промышленных новаций.

Прежде всего, следует отметить, что при создании КА «Ямал» был сделан акцент на коммерческую эффективность спутников связи, поэтому значение и характеристики БРК как подсистемы КА, обеспечивающей товарный продукт, уточнялись исходя из этих положений. Поскольку товарным продуктом БРК (со сквозной ретрансляцией) является частотно-энергетический ресурс, то приоритетными задачами при создании БРК для КА «Ямал-200» были максимальное размещение стволов (транспондеров), наилучшее использование частотного диапазона, достижение наивысшего к.п.д. по использованию энергетики КА, выделенной для ПН, повышение выходной мощности, повышение эффективности пространственного распределения излучаемой выходной мощности как в максимальном режиме насыщения, так и в линейаризованном режиме. При этом подлежали улучшению системные требования к сквозным характеристикам БРК (амплитудным, частотным, фазовым, шумовым, спектральным), необходимым для высококачественной ретрансляции сигналов.

Для реализации вышеупомянутых требований при проектировании БРК КА «Ямал» были использованы нетрадиционные решения, некоторые из которых были отработаны при создании БРК КА «Ямал-100», но в наибольшей степени реализованы в БРК КА «Ямал-200» [31]. Отметим эти решения.

Переход от сложившихся на РТР для КА «Молния-3» и последующих КА этого класса на новые схемотехнические решения, а именно на схемы с одним преобразованием частоты и общим (групповым) приемным устройством. Это позволило перераспределить бюджет масс в пользу УМ, количество которых определяет реализуемое число стволов (транспондеров).

Выбор в качестве усилителя мощности в БРК КА «Ямал-200» усилителей на ЛБВ. Этот тип усилителей, казалось бы, являлся традиционным для российских БРК, начиная с «Молнии-3», однако к моменту создания КА «Ямал-200» они были значительно усовершенствованы по следующим направлениям:

- к.п.д. поднят до 50% (на ранних отечественных РТР составлял 25–30%);
- ресурс доведен до 10–15 лет. Это было осуществлено не только за счет усовершенствования электровакуумной системы ЛБВ, но и за счет внедрения в источники вторичного питания микропроцессорной техники, обеспечивающей оптимальные взаимодействия электронного пучка ЛБВ с электромагнитным полем сигнала и оптимизацию режимов;
- введение твердотельных усилителей на входе УЛБВ, позволивших получить совокупное усиление до 70–80 дБ (сам усилитель на ЛБВ давал усиление порядка 40 дБ). Введение твердотельных усилителей дало возможность получить ряд дополнительных, чрезвычайно полезных характеристик, таких как регулировка коэффициента усиления на 20–30 дБ, которую можно осуществлять по командам с Земли. Благодаря твердотельным усилителям удалось на СВЧ частотах (которые характерны для схемы с одним преобразованием) реализовать сквозные усиления в РТР порядка 125–130 дБ, которые, как отмечалось применительно к «Молнии-3», необходимы для работы с земными терминалами с антеннами диаметром 2–1,5 м;
- в состав твердотельных усилителей были введены специальные устройства для линеаризации амплитудных и фазовых характеристик ЛБВ, что позволило существенно поднять выходную мощность УМ в линейном режиме, используемую в системах спутниковой связи с частотным разделением. Ранее в отечественных РТР, начиная с РТР «Молния-3», линеаризация УМ осуществлялась уменьшением входного и, следовательно, выходного сигналов УМ. К примеру, с помощью управляемого бортового аттенюатора на РТР «Молния-3» уменьшением выходной мощности на 6–7 дБ ниже уровня насыщения можно было достигнуть уровня интермодуляционных составляющих 3-го порядка около 17 дБ, тогда как на УМ ЛБВ «Ямал-200» уровень интермодуляционных составляющих 3-го порядка в 22 дБ можно было получить при выходной мощности на 3 дБ меньше максимума в насыщении, т.е. в 2 раза больше выходной мощности при меньшем в 3 раза уровне помех;
- продолжая отечественные традиции (начиная с КА «Молния-3»), все транспондеры «Ямал-200» имели высокую максимальную выходную мощность до 60–70 Вт в С-диапазоне и порядка 140 Вт в Ku-диапазоне «Ямал-200». Следует подчеркнуть при этом, что все усилители на ЛБВ «Ямал-200» совместно с источниками высоковольтного питания функционируют вне гермоконтейнера в

условиях пониженных давлений, потенциально опасных из-за возможности статических газовых разрядов. Напомним, что только отечественный промышленный РТР «Молния-3» имел вынесенные за гермоконтейнер УМ на ЛБВ (источники высоковольтного питания при этом находились в гермоконтейнере).

Рассмотрим другую важную характеристику коммерческой полезной нагрузки – используемый частотный ресурс. Здесь в рамках создания БРК «Ямал-200» выполнены следующие мероприятия:

– увеличен общий используемый диапазон частот в С, на КА «Ямал-200» введен новый диапазон частот Ku;

– увеличены полосы пропускания ствола транспондера до 72 МГц (в предшествующих БРК они составляли 36–40 МГц);

– в С-диапазоне использованы поляризационные уплотнения, т.е. 2-кратное использование одних и тех же частот на ортогональных поляризациях;

– использованы многоканальные входные и выходные мультиплексоры с уменьшенными защитными полосами (в отечественных РТР класса «Молния-3» мультиплексирование проводилось через ствол, т.е. защитный интервал в мультиплексоре был равен примерно 60 МГц, на КА «Ямал-200», в многоканальных мультиплексорах РТР С-диапазона защитная полоса составляла 4 МГц).

Реализация указанных выше мероприятий стала возможной благодаря внедрению новых аппаратурных решений:

1) широкополосных приемных устройств в С-диапазоне фирмы Alcatel (с полосой пропускания ~500 МГц), впервые внедренных на РТР «Ямал-200»;

2) выходных мультиплексоров С-диапазона на 8 каналов с полосой 72 МГц;

3) 4 портовых приемных и передающих антенн в С-диапазоне с высокими поляризационными развязками;

4) фильтровых устройств, используемых в мультиплексорах, на повышенную полосу пропускания 72 МГц с высокими функциональными характеристиками (АЧХ, ГВЗ, селективность).

Энергетический потенциал БРК определяется как выходной мощностью УМ транспондера, так и эффективностью распределения излучаемой мощности по зоне обслуживания антенной системой БРК, зависящей от таких параметров антенной системы, как ДН, коэффициент усиления, поляризационные характеристики.

В традициях отечественной практики проектирования связных КА – стремление максимально сопрячь ДН с ЗО. Для этого, как ранее в «Молнии-3», использовались следящие антенны, на стационарных КА направленные антенны, жестко связанные с платформой КА, стабилизированного по трем координатным осям. Наиболее усовершенствованные антенны применены на КА «Ямал-200», где впервые в отечественной практике использованы контурные антенны на профилированных зеркалах, что позволило получить оптимальное сочетание формы ДН, коэффициента усиления и поляризационных характеристик. На рис. 9.4 представлена антенная система КА «Ямал-200».

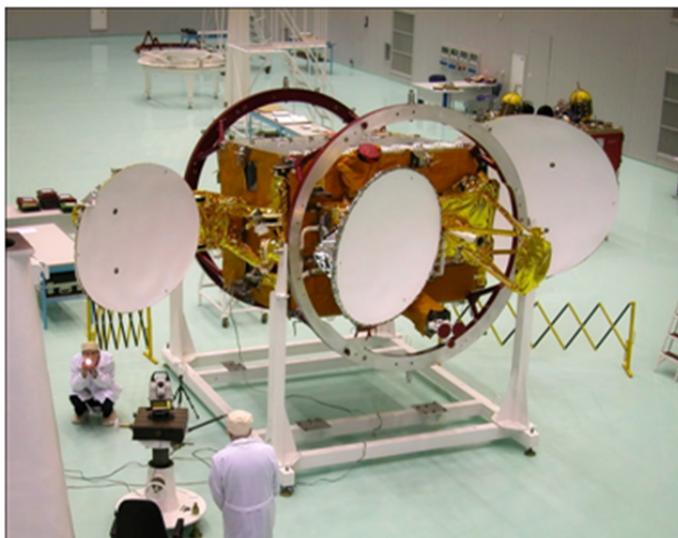


Рис. 9.4. Антенная система КА «Ямал-201»

При создании БРК КА «Ямал-200», учитывая его коммерческую направленность, приоритетное значение придавалось обеспечению надежностных и ресурсных характеристик. Здесь в полном объеме реализованы подходы, выработанные при создании БРК КА «Ямал-100»: комплектование только квалифицированными по результатам летных испытаний импортными компонентами, поставляемыми лучшими мировыми производителями (США, Европы, Японии), контроль качества поставляемой документации и продукции на всех этапах создания, строгое соблюдение производственной чистоты на этапах производства и испытаний, тщательные наземные автономные и комплексные испытания по программе КПЭО, принципы скользящего резервирования с помощью высоконадежных электромеханических СВЧ переключателей фирмы Comdev (Канада).

При создании БРК КА «Ямал-200» была продолжена и усилена кооперация с известными зарубежными фирмами на принципах, разработанных при создании БРК «Ямал-100». Поставка комплектующих РТР осуществлялась фирмой Alcatel (Франция). Антенные системы разработаны и поставлены фирмой Alenia Space (Италия). В поставках некоторых специализированных компонентов участвовали фирмы: ЛБВ для УМ – TESAT (Германия), СВЧ переключатели и ферритовые изделия – Comdev (Канада), ряд электронных компонентов – фирма NEC (Япония), волноводные тракты сложных конфигураций – фирма Narer (Канада) и др.

Учитывая повышенную суммарную мощность многочастотных сигналов в трактах БРК (от 500–1000 Вт средней мощности, от 5–10 кВт пиковой мощности), все оборудование, работающее на высоких мощностях и напряжениях, было квалифицировано на мультипакторные разряды и РИМ.

### **9.2.3. Итоговые результаты развития инновационных технологий при создании БРК для КА серии «Ямал» и их премественность с БРК серии «Молния»**

Подытоживая вышеизложенное, можно отметить, что уже при создании первого промышленного отечественного образца БРК для КА «Молния-3» отечественные разработчики приняли ряд инновационных решений, которые на тот момент превосходили зарубежные аналоги (повышенные выходные мощности на ствол 40–80 Вт, повышенное усиление 125–130 Вт, принципы линейаризации УМ бортовыми средствами, оптимизация антенных систем для повышения ЭИИМ, размещение УМ на ЛБВ вне гермоконтейнера и обеспечение устойчивости их высоковольтных цепей в условиях окружающей среды). К сожалению, не все из этих принципов были использованы в дальнейших разработках БРК для отечественных связных КА народнохозяйственного значения и можно говорить о некотором периоде «застоя» в подходе к созданию полезных нагрузок коммерческого назначения для отечественных спутников связи.

Подлинный инновационный прорыв в этой области связан с созданием по инициативе, при участии и в интересах ОАО «Газком» (сейчас «Газпром космические системы») спутников связи «Ямал-100» и «Ямал-200».

На этапе создания КА «Ямал-100» были разработаны новые схемотехнические принципы реализации многоствольных БРК, принципы выбора и поставки высоконадежных импортных компонентов, новые подходы к реализации ресурсов и надежности, новый порядок сквозного контроля качества продукции у поставщика и в составе интегрированного комплекса, отработан порядок работы с зарубежной кооперацией.

В результате был создан 1-й отечественный промышленный образец коммерческого БРК в С-диапазоне с количеством стволов 10, ресурсом 10 лет, с твердотельными УМ, обеспечивающими максимум мощности на ствол ~30 Вт (в линейаризованном режиме 20 Вт), с антенной системой на базе зеркальной 7-лучевой МЛА, оптимизированной по ДН с зоной обслуживания.

Дальнейшее развитие инновационного подхода имело место при создании БРК для КА «Ямал-200». Здесь были сохранены все новации, опробованные на КА «Ямал-100» в области схемотехники, выбора компонентов, обеспечения надежности и ресурса, контроля качества принципов наземной отработки, работы с зарубежной кооперацией. За счет использования новых компонентов (усилителей на ЛБВ с встроенными линейаризаторами, многоканальных СВЧ мультиплекторов, широкополосных МШУ, зеркальных антенн с контурными ДН) были значительно улучшены ключевые характеристики БРК для эффективного коммерческого использования: к.п.д., частотный ресурс, выходные мощности транспондера, функциональные передаточные характеристики (АЧХ, ГВЗ, избирательность), выходные энергетические параметры БРК (ЭИИМ, добротность).

Наглядное представление об эволюционном улучшении рассмотренных выше параметров промышленных образцов БРК отечественных КА связи, исполь-

зуемых в интересах народного хозяйства и коммерческой деятельности в течение последних 10–15 лет дано в табл. 9.1.

Таблица 9.1

Параметры промышленных образцов БРК отечественных КА связи

Параметры БРК	Тип КА			
	«Молния-3»	«Ямал-100»	«Ямал-201»	«Ямал-202»
Год запуска	1974	1999	2003	2003
Диапазон частот	С	С	С, Ku	С
Количество стволов (транспондеров)	3	10	15: 9 С +6 Ku	18
Рабочая полоса транспондера	40	36	72	72
Повторное использование частот, %	–		30	100
Тип усилителя мощности к.п.д., %	ЛБВ 25	Твердотельный 33	ЛБВ 50	ЛБВ 50
Выходная мощность усилителя мощности в режиме насыщения	2×40 1×80	30	55 (С) 120 (Ku)	55
Выходная мощность УМ в линейном режиме (Вт)	5÷7	20	27 (С) 60 (Ku)	27
Суммарная выходная мощность РТР	116	250	700	650
Энергопотребление (Вт)	900	1 300	2 000	2 000
Максимальный коэффициент усиления РТР, дБ	125	130	135	135
Вносимая нестабильность частоты, кГц	10	2	2	2
ЭИИМ (макс.)	30	41	44 (С) 50 (Ku)	44
<i>G/T</i>	–17	+1	+2 (С) +4 (Ku)	+2
Ресурс, лет	3	10	12	12
Тип антенн	Рупорная следящая с глобальной ДН	Зеркальная многолучевая МЛА с ДОС	Зеркальная профилированная с контурной ДН	Зеркальная профилированная с контурной ДН
Особенности размещения	РТР – внутри гермоконтейнера УМ – вне гермоконтейнера	Негерметизированная платформа КА	Негерметизированная платформа КА	Негерметизированная платформа КА
Состояние с эксплуатацией	Вывод из эксплуатации в 2006 г.; всего с 1974 г. осуществлено около 30 запусков	Вывод из эксплуатации в 2010 г.	Находится в эксплуатации с 2003 г.	Находится в эксплуатации с 2003 г.

### **9.3. «Ямал-300К» – промышленный образец коммерческого БРК на платформе с повышенными энергомассовыми характеристиками**

С созданием БРК «Ямал-200» возможности для дальнейшего наращивания частотно-энергетического ресурса БРК, являющегося, как неоднократно указывалось ранее, главным товарным продуктом коммерческого КА связи, на среднеразмерной платформе КА «Ямал» были практически исчерпаны. Поэтому для увеличения указанного ресурса и экономической эффективности руководство ОАО «Газпром космические системы» приняло решение о переходе на использование КА с более мощными по энергетике платформами. Первым образцом из серии более мощных КА по программе «Ямал» является КА «Ямал-300К» (рис. 9.5), платформа которого разработана известным отечественным предприятием – ОАО «ИСС» им. академика М.Ф. Решетнёва.



Рис. 9.5. Антенная система КА «Ямал-300К»

Ниже приведены основные особенности построения и характеристики БРК для этого КА [26, 27]

#### ***9.3.1. Основные особенности построения и характеристики***

При создании БРК «Ямал-300К» использованы основные принципы схемно-технического построения РТР, подход к подбору компонентов, квалификации бортового оборудования, обеспечения надёжности, порядку взаимодействия с иными фирмами, разработанные и успешно апробированные в ходе разработки БРК «Ямал-100» и «Ямал-200».

Это хорошо видно из приведённых на рис 9.6–9.8 структурно-функциональных схем БРК «Ямал-300К».







Как видно из этих схем, БРК «Ямал-300К» структурно состоит из двух частей: БРК-1, содержащий 8 активных стволов С-диапазона и 6 активных стволов Ку-диапазона, и БРК-2, содержащий 12 активных стволов Ку-диапазона.

Следует отметить, что БРК-1 практически аналогичен по составу БРК, установленному на КА «Ямал-200», отличаясь несколько изменённым частотным планом и повышенными энергетическими параметрами. При схемно-техническом построении БРК «Ямал-300К» для удобства эксплуатации наземных сетей «Ямал» предусмотрена возможность перехода на частотный план БРК «Ямал-200».

Частотно-поляризационные планы БРК «Ямал-300К» приведены соответственно в табл. 9.2–9.5.

Антенный комплекс БРК «Ямал-300К» содержит 7 антенн, из них 2 антенны с глобальной ДН принадлежат маякам С и Ку диапазонов, остальные – антенны связи.

При этом БРК-1 имеет в С-диапазоне 2 антенны: одну совмещённую на приём / передачу 2-фидерную с профилированным зеркалом, обеспечивающую контурную ДН, другую – приёмно-передающую однофидерную зеркальную антенну также с контурной ДН в диапазоне Ку.

Таблица 9.2

**Частотно-поляризационный план стволов БРК-1 С-диапазона (основные частоты)**

№ ствола	Центральная частота ствола, МГц		Ширина полосы частот, МГц	Поляризация	
	на приём	на передачу		на приём	на передачу
1	5 817	3 492	68	Левая круговая	Правая круговая
3	5 975	3 650	72	Левая круговая	Правая круговая
6	6 215	3 890	72	Левая круговая	Правая круговая
7	6 295	3 970	72	Левая круговая	Правая круговая
9	6 455	4 130	72	Левая круговая	Правая круговая
5a	6 135	3 810	72	Правая круговая	Левая круговая
8a	6 375	4 050	72	Правая круговая	Левая круговая
9a	6 455	4 130	72	Правая круговая	Левая круговая
Радиомаяк	–	3 780	–	–	Горизонтальная

Таблица 9.3

**Частотно-поляризационный план БРК-1 стволов Ку-диапазона**

№ ствола	Центральная частота ствола, МГц		Ширина полосы частот, МГц	Поляризация	
	на приём	на передачу		на приём	на передачу
1a	14 040	10 990	72	Вертикальная	Горизонтальная
2a	14 125	11 075	72	Вертикальная	Горизонтальная
3a	14 210	11 160	72	Вертикальная	Горизонтальная
4a	14 300	11 500	72	Вертикальная	Горизонтальная
5a	14 380	11 580	72	Вертикальная	Горизонтальная
6a	14 460	11 660	72	Вертикальная	Горизонтальная
Радиомаяк	–	11 451	–	–	Горизонтальная

Таблица 9.4

**Частотно-поляризационный план стволов Ку-диапазона, БРК-2 «Северный луч 2»**

№ ствола	Центральная частота ствола, МГц		Ширина полосы частот, МГц	Поляризация	
	на приём	на передачу		на приём	на передачу
4	14300	11500	72	Горизонтальная	Вертикальная
5	14380	11580	72	Горизонтальная	Вертикальная
6	14460	11660	72	Горизонтальная	Вертикальная
7	13800	12550	72	Горизонтальная	Вертикальная
8	13880	12630	72	Горизонтальная	Вертикальная
9	13960	12710	72	Горизонтальная	Вертикальная
4а	14300	11500	72	Вертикальная	Горизонтальная
5а	14380	11580	72	Вертикальная	Горизонтальная
6а	14460	11660	72	Вертикальная	Горизонтальная
7а	13800	12550	72	Вертикальная	Горизонтальная
8а	13880	12630	72	Вертикальная	Горизонтальная
9а	13960	12710	72	Вертикальная	Горизонтальная
Маяк 2	–	11459,5	–	–	Правая круговая

*Примечания.* Усилители мощности стволов № 4а, 5а, 6а в «Северном луче 2» и в «Перенацеливаемом луче» одновременно не работают. Стволы № 4а, 5а, 6а БРК-2 в «Северном луче 2» и стволы № 4а, 5а, 6а БРК-1 в «Северном луче 1» одновременно не работают.

Таблица 9.5

**Частотно-поляризационный план стволов Ку-диапазона, БРК-2 «Перенацеливаемый луч»**

№ ствола	Центральная частота ствола, МГц		Ширина полосы частот, МГц	Поляризация	
	на приём	на передачу		на приём	на передачу
4а	14 300	11 500	72	Вертикальная	Горизонтальная
5а	14 380	11 580	72	Вертикальная	Горизонтальная
6а	14 460	11 660	72	Вертикальная	Горизонтальная

БРК-2 содержит: одну приёмную зеркальную антенну, одну передающую зеркальную антенну и одну перенацеливаемую зеркальную антенну. Указанный состав антенн позволяет обеспечить более гибкое распределение излучаемой БРК мощности по зонам обслуживания и минимизировать влияние РИМ помех, вероятность появления которых в аппаратуре БРК «Ямал-300К» значительно возросла из-за повышения суммарных мощностей в РТР и расширения диапазона рабочих частот.

Отметим основные новации, применённые при создании БРК «Ямал-300К» (по сравнению с БРК «Ямал-200К»):

1. Повышение выходной мощности УЛБВ транспондеров РТР до 100 Вт в диапазоне С и до 150 Вт в диапазоне Ку.

2. Применение оригинальных высокоэффективных антенных систем разработки фирмы MDA (Канада), а именно:

– 2-х фидерной зеркальной контурной антенны С-диапазона;

– перенацеливаемой зеркальной профилированной антенны в Ку-диапазоне.

3. Разветвлённая межствольная коммутация, повышающая гибкость в использовании частотно-энергетического ресурса.

4. Достаточно «плотная» конструктивная упаковка компонентов РТР, волноводных и коаксиальных соединительных трактов непосредственно на панелях платформы (без промежуточных переходных конструкций).

5. Повышение выходных энергетических характеристик БРК (ЭИИМ,  $G/T$ ), а также его срока службы и надёжности функционирования.

6. Создание и поддержание более широкой международной кооперации по разработке и поставкам комплектующих компонентов БРК, а именно:

– оригинальных антенных систем и волноводных антенно-фидерных трактов – фирма MDA (Канада);

– усилителей мощности на ЛБВ С- и Ku-диапазонов, входных и выходных мультиплексоров СВЧ – фирмы TESAT (Германия), THALES (Франция);

– приёмных устройств С- и Ku-диапазонов и передатчиков маяков – фирма NEC (Япония).

Установка компонентов БРК на платформе, а также комплексное проектирование и испытания КА осуществлялись известным российским предприятием по производству КА ОАО «ИСС» им. академика М.Ф. Решетнева.

При этом ОАО «Газпром космические системы» являлся головным заказчиком КА, а также разработчиком и головным исполнителем БРК. Достигнутый прогресс при разработке БРК «Ямал-300К» представлен в табл. 9.6, в которой приведены сравнительные характеристики БРК «Ямал-200» и размещённого в той же точке ГСО КА «Ямал-300К» с учётом результатов, приведенных в [28].

Таблица 9.6

**Сравнительные характеристики БРК КА «Ямал-200» и «Ямал-300К»,  
размещённых на ГСО в точке 90**

Параметры БРК	«Ямал-200»	«Ямал-300К»
Год запуска	2003	2012
Производитель платформы	РКК «Энергия»	ОАО «ИСС»
Диапазон частот	С Ku	С Ku
Кол-во стволов (транспондеров)	Всего 15: С – 9, Ku – 6	Всего 26: С – 8, Ku – 18
Рабочая полоса транспондера, МГц	72	72
Выходная мощность УЛБВ в транспондере, Вт	С – 55, Ku – 120	С – 100, Ku – 140
Суммарная выходная мощность РТР, Вт	700	3 300
Энергопотребление БРК, Вт	2 000	5 300
Эффективная изотропно излучаемая мощность (ЭИИМ), дБВт	С – 44, Ku – 49	С – 47, Ku – 51
Добротность ( $G/T$ ), дБ/градус К	С – +2, Ku – +4	С – +2,5, Ku – +5
Кол-во антенн, шт.	С – 2, Ku – 1	С – 1, Ku – 4 Маяки С и Ku – 2
Срок службы на орбите, лет	12	14,5
Суммарный частотно энергетический ресурс, ВтМГц	756 000	6 177 600

Как видно из табл. 9.6, БРК «Ямал-300К» по частотно энергетическому ресурсу, являющемуся важнейшим параметром коммерческого КА связи, почти в 8 раз превосходит БРК «Ямал-200» при улучшении остальных потребительских характеристик.

# ГЛАВА 10

## НОВЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ В РАЗРАБОТКЕ БРК КА СВЯЗИ

### 10.1. Введение

В последние десятилетия наблюдался значительный рост числа КА на СТО с БРК, работающих главным образом в диапазонах С и Ku и построенных на принципах прямой ретрансляции сигналов, описанных в предыдущих главах. Высокую «заселенность» ГСО КА связи иллюстрирует табл. 10.1, показывающая распределение точек стояния на ГСО различных КА связи только в Восточном полушарии по состоянию на конец 2013 г.

Таблица 10.1

**Размещение КА связи на ГСО (Восточное полушарие)**

Точка стояния на ГСО	Название КА
180,0°E	Intelsat 18, 701
169,0°E	Intelsat 5
166,0°E	Intelsat 8 (бывш. PAS-8)
148,0°E	MeaSat-2
140,0°E	Express-AM3
132,0°E	Vinasat 1
122,0°E	AsiaSat 4
120,0°E	AsiaSat 2
110,5°E	ChinaSat 10
108,0°E	SES 3
105,5°E	AsiaSat 3S
103,0°E	«Экспресс-А2» бывший «Экспресс 6А» с 80,0°E (наклонная орбита)
100,5°E	AsiaSat 5, 7
96,5°E	«Экспресс-AM33»
95,0°E	NSS-6
94,8°E	«Луч-5А»
93,5°E	Insat 3A, 4B
92,2°E	ChinaSat 9
91,5°E	MeaSat 3, MeaSat-3A
90,0°E	Yamal-201
88,0°E	ST 2
87,5°E	Chinasat 5A
86,5°E	КазСат-2
85,2°E	Intelsat 15 (Intelsat) (заменил Intelsat 709 в этой точке 30 ноября 2009 г.)
85,0°E	Horizons 2 (Intelsat)
85,0°E	Intelsat 15 (Intelsat)
83,3°E	G-Sat 12
83,0°E	Insat 2E, 4A

Продолжение табл. 10.1

Точка стояния на ГСО	Название КА
80,0°E	«Экспресс-AM2» (аварийный)
80,0°E	«Экспресс-МД1»
78,5°E	Thaicom 5
76,5°E	Apstar 2R
76,0°E	«Электро-Л»
75,0°E	ABS 1A (Koreasat 2) (наклонная орбита)
75,0°E	ABS 1 (LMI 1)
74,0°E	Insat 4CR
72,1°E	Intelsat 709
70,5°E	Eutelsat W5
68,5°E	Intelsat 7, 10 (Intelsat 7/10)
66,0°E	Intelsat 17
64,2°E	Intelsat 906
62,0°E	Intelsat 902
60,0°E	Intelsat 904
57,0°E	NSS-12
56,0°E	Bonum 1
55,0°E	G-Sat 8
55,0°E	Astra 1F
54,9°E	«Ямал-402»
53,0°E	«Экспресс AM22» («Экспресс-AM22/SESAT 2»)
52,5°E	Yahsat-1A
50,0°E	Intelsat 26 (наклонная орбита)
49,0°E	Ямал-202
48,0°E	Eutelsat W48 (наклонная орбита), Eutelsat W2M
47,5°E	Intelsat 702
45,1°E	Galaxy 27
45,0°E	Intelsat 12 (IS-12)
42,0°E	Türksat 2A, 3A
40,0°E	«Экспресс-AM1» (наклонная орбита)
39,0°E	HellasSat 2
38,0°E	Paksat 1R
36,0°E	Eutelsat W4, Eutelsat 36B (бывший Eutelsat-W7)
34,5°E	AMC-14 (наклонная орбита)
33,2°E	EuroBird™ 3
32,9°E	Intelsat New Dawn (Intelsat)
31,5°E	Astra 1G
31,0°E	Intelsat 24 (Intelsat) (наклонная орбита)
30,5°E	ArabSat 5A
28,2°E	EuroBird 1
28,2°E	Astra 1N, 2A, 2B, 2D
26,0°E	Badr 4, 5, 6
25,5°E	EuroBird 2
23,5°E	Astra 3A, 3B
23,5°E	Thor 2 (наклонная орбита)
21,6°E	Eutelsat W6 (Eutelsat)

Точка стояния на ГСО	Название КА
20,0°E	ArabSat 5C
19,2°E	Astra 1H, KR, L, M, 2C
17,0°E	Amos 5
16,0°E	Eutelsat W3C, Eutelsat Sesat 1 (Eutelsat)
15,8°E	Eurobird 16 (бывший Atlantic Bird 4, ранее Hot Bird 4) (наклонная орбита)
13,0°E	Hot Bird 6, 8, 9
12,0°E	«Радуга-1»
10,0°E	Eutelsat 10A (бывший Eutelsat W2A) (Eutelsat)
9,0°E	Eurobird 9A (бывший Hot Bird 7A), Eutelsat Ka-Sat
7,0°E	Eutelsat W3A
5,0°E	AMC-2
4,8°E	Astra 4A (бывший «Сириус 4»)
4,0°E	Eurobird 4A (бывший Eutelsat W1)
3,1°E	Eutelsat 3C
2,8°E	Rascom QAF 1R

Большая плотность размещения КА на ГСО, безусловно, связана с её высокой эффективностью при организации экономичных массовых наземных сетей связи. В связи со своей уникальностью ГСО является достоянием всего человечества и объектом регулирования международных организаций в части распределения точек стояния КА, рабочих частот, уровней излучения мощности и других характеристик БРК КА. Такая регламентация позволяет обеспечить ЭМС различных КА, размещенных на ГСО, на допустимом уровне. Однако регламентация параметров БРК приводит к ограничению пропускной способности БРК, что не может не повлиять на темпы развития космической связи.

Для дальнейшего расширения космической связи в области создания информационных сетей массового обслуживания в последнее время интенсивно развиваются новые направления в построении БРК, такие как:

- создание БРК в более высоком (коротковолновом) диапазоне: 30 ГГц – приемный диапазон, 20 ГГц – передающий диапазон;

- использование высокоскоростной цифровой электроники, вычислительных алгоритмов и монолитной СВЧ микроэлектроники при создании БРК.

Рассмотрению указанных направлений посвящены следующие параграфы настоящей главы.

## **10.2. Варианты построения адаптивного БРК, использующего цифровые технологии**

Описываемая ниже концепция построения БРК основана на работах, выполненных американской фирмой TRW в рамках проекта Gen\*Star [32].

Как следует из предшествующих разделов, энергетический потенциал БРК в наиболее используемых сейчас диапазонах С и Ku ограничен характеристиками

антенн. Их размер составляет  $\approx 2 \div 3$  м и ограничен размерами обтекателей КА. Даже с оптимальным построением (с контурной ДН) зеркальные антенны С- и Ku-диапазона с указанным ограничением раскрытов при максимальных мощностях ЛБВ транспондеров (100÷150 Вт) могут обеспечить ЭИИМ порядка 30÷40 дБВт в диапазоне С и 40÷50 дБВт в диапазоне Ku. Кроме того, контурные антенны БРК имеют достаточно высокий уровень внезоновых боковых излучений, что увеличивает возможность взаимовлияний разных КА. Оптимизировать характеристики антенн можно, переходя к многолучевой конфигурации. При этом необходимо увеличивать диаметр антенны, исходя из угловой ДН парциального луча (подробно это рассмотрено в главе 5). Из-за ограничений размеров обтекателя КА размеры зеркальных антенн БРК более 3 м можно реализовать только на сеточных рефлекторах, раскрываемых в космосе. Пока такие антенны, созданные фирмой TRW Astro Aerospace, успешно эксплуатируются в L-диапазоне на спутниках Thuraga (12,25 м) и Inmarsat-4, используемых в системах подвижной связи. Согласно данным цитируемого источника [32] аналогичные конструкции раскрываемых антенн уже разработаны для С- и Ku-диапазонов.

На базе созданной антенной структуры МЛА (рефлектора и адекватной решётки облучателей), в принципе, можно создать любую контурную ДН с помощью управляемой диаграммообразующей схемы (ДОС). Конфигурации схем (ДОС), состоящие из СВЧ делителей, сумматоров мощности и фазовращателей, известны, однако в аналоговом исполнении они громоздки, нестабильны, трудны в управлении и реализации.

Поэтому в перспективе их реализация возможна при использовании цифровых технологий, и в этом случае БРК должен иметь другую конфигурацию, характерной особенностью которой является то, что антенны и РТР превращаются в единый аналого-цифровой БРК. Такой БРК обладает большими адаптационными возможностями как в части оптимизации ДН антенны к ЗО и, следовательно, повышения его энергетического ресурса, так и в части использования имеющегося частотного ресурса.

Вариант построения аналого-цифрового БРК представлен на рис. 10.1.

Согласно приведенной структурной схеме БРК включает совмещенную на прием-передачу зеркальную МЛА из  $n$  парциальных лучей. В каждый облучатель МЛА входит встроенный приемный модуль, состоящий из МШУ, преобразователя частоты вниз (смесителя), осуществляющего сдвиг принимаемых частот с диапазона СВЧ в диапазон промежуточных частот ( $\sim 100 \div 200$  МГц). Указанные модули выполнены по технологии МММС (миллиметровые / СВЧ интегральные микросхемы).

В составе приемной системы, входящей в подсистему РТР БРК, осуществляется усиление сигнала каждого парциального тракта МЛА на частотах УПЧ. Также в приемном тракте формируются от единого стандарта частоты гетеродина для приемных смесителей (преобразователей частоты).

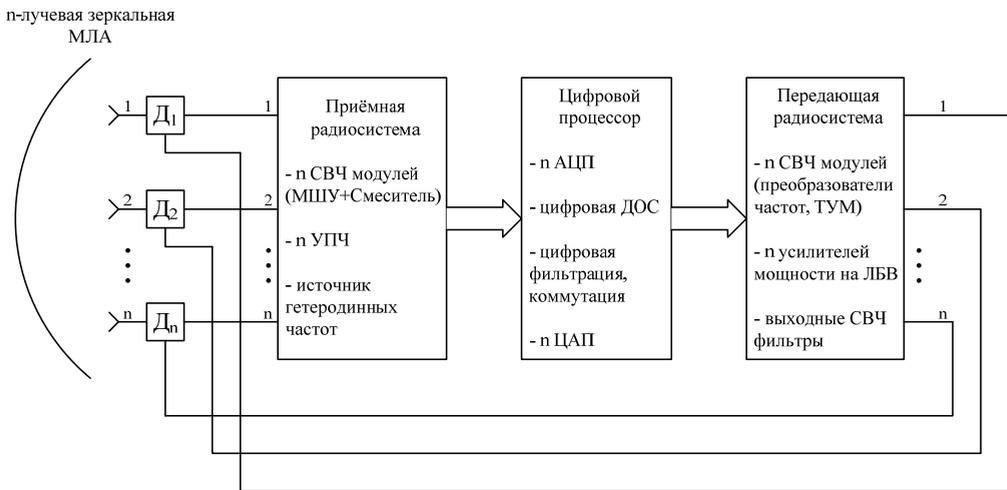


Рис. 10.1. Вариант структурной схемы цифрового БРК с совмещенной на прием / передачу МЛА в диапазонах С и Ku

Усиленные сигналы УПЧ в количестве  $n$  поступают на цифровой процессор РТР, где с помощью  $n$  (по количеству портов МЛА) АЦП преобразовываются из аналоговой в цифровую форму. В процессоре на цифровом уровне производится синтез контурной ДН антенны с помощью специальных алгоритмов, осуществляющих амплитудное взвешивание сигналов отдельных парциальных лучей, фазирование, суммирование. При этом могут быть синтезированы как односвязные, так и многосвязные ДН. Кроме того, с помощью соответствующих алгоритмов может быть произведена оптимизация ДН антенн по боковым излучениям. В случае многосвязных зонных ДН (в пределах зонных, соответствующих зоне парциального луча) в процессоре может осуществляться коммутация сообщений (информации) из зоны в зону. Наличие цифрового процессора позволяет осуществить важную функцию, выполняемую в РТР БРК аналоговыми устройствами – фильтрами ПЧ, или мультиплексорами СВЧ, – формирование частотных стволов. Взамен указанных аналоговых устройств могут быть использованы цифровые фильтры, которые позволяют поднять их избирательность, с улучшением при этом таких характеристик фильтров, как АЧХ, ГВЗ. Известно, что в аналоговой реализации фильтрующих устройств характеристики избирательности АЧХ и ГВЗ являются взаимно противоречивыми. В цифровом процессоре осуществляются также операции цифроаналогового преобразования цифровых сигналов в аналоговые сигналы передачи.

Аналоговые сигналы с процессора поступают в передающую систему, где усиливаются на ПЧ, преобразуются в СВЧ и затем усиливаются УМ на ЛБВ и далее через дуплексеры поступают на облучатели МЛА. Следует отметить, что наличие цифрового процессора с помощью специальных алгоритмов позволяет ввести предискажения в характеристики тракта передачи сигнала до УЛБВ и

таким образом линеаризовать амплитудную и фазовые характеристики ЛБВ, необходимые для качественной ретрансляции сигналов.

Выше рассмотрена структура цифрового БРК, осуществляющего прямую ретрансляцию сигналов, но возможны и более глубокие операции с сигналами, например их демодуляция, декодирование, преобразование их формата передачи в форму, допускающую их передачу в режиме насыщения ЛБВ (TDM, TDMA). В этом случае к.п.д. передачи может быть повышен на 30–50%.

Несмотря на кажущуюся сложность приведенной структуры цифрового БРК, уже в настоящее время имеются примеры успешного использования цифровых технологий на КА для подвижной и мобильной связи, например в системе Inmarsat (БРК спутников Inmarsat) и даже в спутниках связи Ка-диапазона (Spaceway – США, Winds – Япония). В этих спутниках антенная система построена на базе гибридной антенны, использующей зеркальный рефлектор и активную антенную решетку в качестве облучателей, на которой с помощью цифровой процессорной техники реализованы алгоритмы многолучевой МЛА, в цифровом процессоре БРК также реализованы алгоритмы межлучевой коммутации, селективного разбиения общей рабочей полосы частот на ряд парциальных каналов с предоставлением этих каналов по требованию.

Не вызывает сомнения, что наблюдающийся прогресс в области цифровой электроники, ее удешевление, а также прогресс в микроэлектронике СВЧ (особенно ММІС технологии) приведет к более массовому использованию цифровых технологий при построении БРК коммерческих спутников связи в традиционных диапазонах С и Ku и позволит повысить их пропускную способность.

### **10.3. БРК Ка-диапазона**

#### ***10.3.1. Преимущества и недостатки Ка-диапазона***

Расширение рабочих частот КА связи за счет освоения Ка-диапазона является естественным результатом развития космической связи, так как возможности наращивания частотного ресурса используемых диапазонов С и Ku были практически исчерпаны. Из-за международных регламентных ограничений были ограничены и энергетические ресурсы БРК.

В связи с этим проявился интерес к использованию Ка-диапазона в космических аппаратах коммерческого назначения для создания сетей космической связи массового обслуживания на базе технологий VSAT, особенно эффективной при создании систем ШПД (широкополосного доступа) в Интернет [33].

Основное преимущество Ка-диапазона, по сравнению с диапазонами С и Ku, в которых сейчас развернуты коммерческие сети спутниковой связи, состоит, прежде всего, в более широкой полосе радиочастот.

Далее в диапазоне Ка легче в БРК реализуется МЛА, поскольку для угловых зон парциального луча от 1 до 0,25° размеры антенного рефлектора МЛА (как показано в главе 5) не превышают за размеры обтекателя, т.е. не требуется рас-

крываемых антенных рефлекторов. Наличие запасов по частотному ресурсу также облегчает и создание МЛА для зонального обслуживания сетей связи, так как позволяет реализовать «ортогонализацию» парциальных лучей путем присвоения смежным лучам разных частот. При этом зона обслуживания получается путем аддитивного сложения зон парциальных лучей. Для реконфигурации таких зон обслуживания достаточно подключения или выключения парциальных лучей.

Подключение к каждому парциальному лучу МЛА МШУ на прием и УЛБВ на передачу позволяет значительно – на порядки – увеличивать энергетический потенциал БРК ( $G/T$  на прием, ЭИИМ на передачу). В результате пропускная способность БРК в сетях VSAT резко возрастает. Так согласно данным [33], частотный ресурс «среднего» спутника С- и Ku-диапазона составляет  $\approx 1$  ГГц, частотный ресурс спутника Ka-диапазона с МЛА достигает примерно 40 ГГц. При этом за счет МЛА энергетика в локальных зонах в Ka-сетях на  $8\div 10$  дБ выше.

В результате на некоторых спутниках Ka-диапазона уже достигнута пропускная способность до 70 Гбит/с и в перспективе планируется довести ее до  $200\div 300$  Гбит/с. Эти данные совершенно недостижимы для КА связи в диапазонах С и Ku.

К недостаткам Ka-диапазона следует отнести:

- более высокую сложность и стоимость БРК (это будет показано на примере реализации его структурного построения в следующих разделах);

- более высокие потери в радиолинии за счет затухания в атмосфере. По данным [33], по сравнению с близким к Ka-диапазонам Ku, потери на затухание в Ka выше примерно на 6 дБ;

- более высокая техническая сложность и стоимость основных СВЧ компонентов БРК (МШУ, УЛБВ, СВЧ элементов, фильтров, СВЧ-переключателей).

Тем не менее, приборная реализация основных компонентов БРК освоена, что позволяет выполнять схемы ретрансляции с одним преобразованием частоты.

Производство МЛА с парциальными лучами в  $1; 0,5; 0,25^\circ$  также имеется. Мировой опыт применения Ka диапазона насчитывает более 20 лет. К настоящему времени создано более 60 КА связи и вещания, содержащих БРК Ka-диапазона. Перечень их представлен в работе [33].

В табл. 10.2 приведены данные, взятые из указанной работы, по спутникам Ka и некоторым характеристикам его БРК, имеющие оригинальные технические решения (даты запуска 2012–2013 гг.).

**Спутники связи и вещания гражданского назначения на ГСО с БРК  
Ka-диапазона, запущенные в период 2010–2013 гг.**

Спутник (орбитальная позиция)	Параметры спутника (платформы)	Год запуска, срок службы	Диапазон	Параметры БРК
Amos 4 (65E)	Космическая платформа Amos HP Bus	2013, 12–15 лет	Ku, Ka	Перенацеливаемые лучи, 4 ствола по 218 МГц
Arabsat 5B (26E)	Космическая платформа Eurostar 3000	2010, 15 лет	S, C, X, Ku, Ka	Перенацеливаемый луч в Ka, ЭИИМ-60 дБВт, G/T-8-9 дБ/К
Arabsat 5C (20E)	Космическая платформа Eurostar 3000, 10 кВт	2011, 15 лет	C, Ka	10 абонентских лучей с ЭИИМ 60 дБВт, 2 луча на ЦЗС
Astra 3B (23,5E)	Космическая платформа Eurostar 3000, 12 кВт	2010, 15 лет	Ku, Ka	2 контурных луча Ku/Ka ЭИИМ 49- 51 дБВт, G/T-8-9 дБ/К
Direct TV14 (99W)	Космическая платформа LS-1300, 20 кВт	2014, 15 лет	Ka	24 луча ЭИИМ 51-59 дБВт, контурный луч США ЭИИМ 49-52 дБВт
Echostar 17 (107,1W)	Космическая платформа LS-1300, 16 кВт	2012, 15 лет	Ka	60 абонентских лучей ЭИИМ 65 дБВт, 20 лучей ЦЗС
Express AM5 (53E)	Космическая платформа Express 2000	2013, 15 лет	L, C, Ku, Ka	10 абонентских лучей 0,7; 2 луча ЦЗС, max ЭИИМ 65 дБВт, G/T-17 дБ/К
Eutelsat 3B (3E)	Космическая платформа Eurostar 3000, 14 кВт	2014, 15 лет	C, Ku, Ka	Перенацеливаемые лучи Ka
Hispasat A61	Космическая платформа Smallgeo Luxor Bus	2014, 15 лет	Ku, Ka	16 приемных и передающих лучей Ka 0,6° с обработкой информации, коммутационные реконфигурируемые антенны
Hylas-1 (33,5W)	Космическая платформа 1-2K 3,5 кВт	2010, 15 лет	Ku, Ka	8 лучей Ka, 6 стволов с перераспределением мощности и полосы в лучах, стволах
Hylas-2 (34W)	Космическая платформа Geostar-2	2012, 15 лет	Ka	24 абонентских и 6 лучей ЦЗС, ЭИИМ 61,5 дБВт, G/T 14 дБ/к, двойного применения
Inmarsat-5	Космическая платформа 1399-702, 14 кВт	2014–2015, 15 лет	Ka	89 лучей 0,6°. 60 активных УМ, 48 резервных, 6 перенацеливаемых лучей, 3 ЦЗС на KA

Спутник (орбитальная позиция)	Параметры спутника (платформы)	Год запуска, срок службы	Диапазон	Параметры БРК
Inmarsat-5	Космическая платформа 1399-702, 14 кВт	2014–2015, 15 лет	Ka	89 лучей 0,6°, 60 активных УМ, 48 резервных, 6 перенацеливаемых лучей, 3 ЦЗС на КА
Ka-sat	Космическая платформа Eurostar 3000, 14 кВт	2012, 15 лет	Ka	82 абонентских луча, масса БРК 1000 кг, 370 кг антенная система
Kizuna (143E)	Космическая платформа с сухой массой 2 400 кг, 8 кВт	2007, 5 лет	Ka	2-е МЛА (прием / передача) 10 лучей 0,4°, отдельные АФАР с перенацеливаемым 1° лучом. Обработка. Коммутация на борту
Koreasets (75E)	Космическая платформа LS-1300	2013, 15 лет	C, Ku, Ka	8 стволов Ka (4 коммерческих и 4 военных), контурный луч, ЭИИМ-48-49 дБВт, $G/T = 8$ дБ/К
Nileat 201 (7W)	Космическая платформа 4000 B2, 6 кВт	2010, 15 лет	Ku, Ka	Контурный луч с ЭИИМ 50-51 дБВт, $G/T = 7$ дБ/К для государственных задач в странах Северной Африки
Space Way 3 (140 E)	Космическая платформа 1355-702, 13 кВт	2007, 12 лет	Ka	112 лучей приема, 24 быстро перенацеливаемых на передачу, выполнен на базе АФАР. Полная обработка информации

### 10.3.2. Принципы построения БРК Ka-диапазона

Из материалов параграфа 10.3.1 следует, что преимущества Ka-диапазона в сетях космической связи с VSAT реализуются при использовании в БРК МЛА. При этом возникает проблема обеспечения связности в зонах обслуживания, образованных ансамблем парциальных лучей. Эта проблема (межлучевая коммутация) может быть решена с использованием ЦЗС или бортовых коммутаторов (процессоров). По существу второе решение на современном этапе соответствует использованию цифровых технологий обработки информации.

В настоящее время имеются примеры построения БРК с применением обоих методов обеспечения межлучевой коммутации.

Простейшими для реализации, более надежными и с меньшими экономическими затратами являются принципы построения БРК Ka-диапазона с использованием ЦЗС для межлучевой коммутации.

На рис. 10.2 приведен пример структурного построения такого БРК.

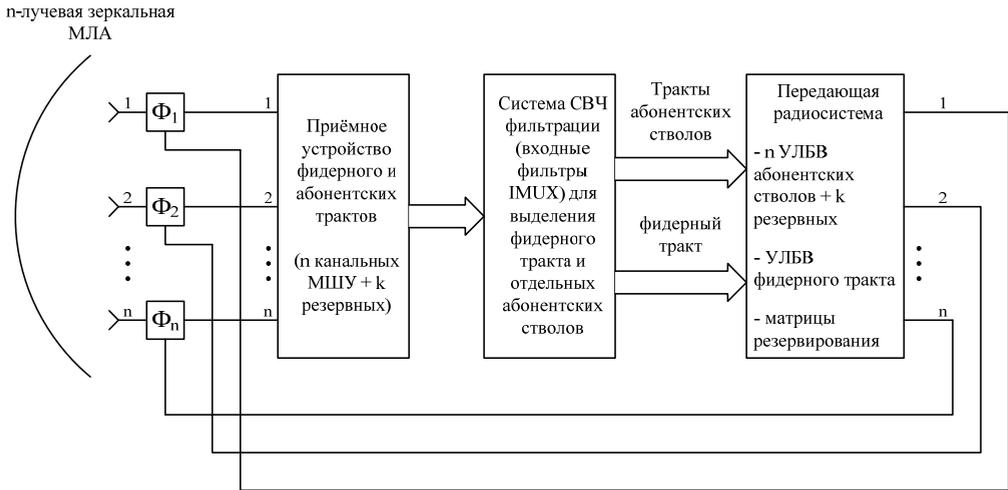


Рис. 10.2. Вариант структурной схемы БРК Ka-диапазона с совмещенной на прием / передачу МЛА, частотно-поляризационной развязкой приемных / передающих частот, с фидерным трактом в КА-диапазоне

Наиболее простая реализация этой схемы получается, когда каждый парциальный луч соответствует своему частотному стволу. При этом рабочий диапазон разбивается на  $m$ -частотных стволов, перекрывающимся лучам присваиваются разные частоты. Благодаря этому достигается многократное использование рабочих частот, эквивалентных увеличению частотного ресурса в кратное число раз, и упоминавшаяся в параграфе 10.3.1 «ортогонализация» парциальных лучей.

К каждому парциальному лучу на прием подсоединяется свой МШУ с защитным преселектором. Должны быть предусмотрены резервные МШУ со схемой скользящего резервирования.

Приемные тракты МЛА принимают сигналы абонентских станций, приходящие от каждого зонального парциального луча, а также сигналы одной или группы ЦЗС, поступающих из соответствующих парциальных лучей, в зоне которых находятся ЦЗС.

Система фильтров и мультиплексов выделяет сигналы группы абонентских станций и после соответствующего преобразования частоты направляет на свои групповые УЛБВ с последующей ретрансляцией через соответствующие парциальные лучи, находящиеся в зоне расположения ЦЗС. Поскольку групповые УЛБВ для ретрансляции абонентских станций работают в многочастотном режиме, они должны обладать высокой линейностью.

Сигналы ЦЗС, выделенные системой входных мультиплексоров после своих преобразований частоты через систему фильтрующих и распределительных устройств поступают на отдельные УЛБВ, подключённые к порциям лучам (по принципу: каждому лучу – свое ЛБВ). При этом количество УЛБВ, безусловно, должно превышать количество парциальных лучей на величину резервных. Включение резервных УЛБВ осуществляется матрицами резервирования.

В данной реализации БРК межствольная коммутация осуществляется на ЦЗС путем повторной ретрансляции. Например, необходимо обмениваться дуплексной информацией между лучами А и В. При этом сигналы лучей принимаются ЦЗС, здесь осуществляется обмен информацией и далее они ретранслируются по фидерным стволам БРК.

При такой межлучевой (ствольной) коммутации, конечно, имеются дополнительная задержка в передаче информации (за счет двойной ретрансляции) и дополнительный расход частотного ресурса.

К недостаткам указанного построения БРК следует отнести также «замороженность» энергетического ресурса БРК. Действительно, к каждому парциальному лучу на передачу привязан свой УМ. Поэтому при формировании зонального обслуживания не представляется возможность перераспределить мощности остальных парциальных УЛБВ в конкретную зону, необходимую для повышения трафика или компенсации повышенного затухания.

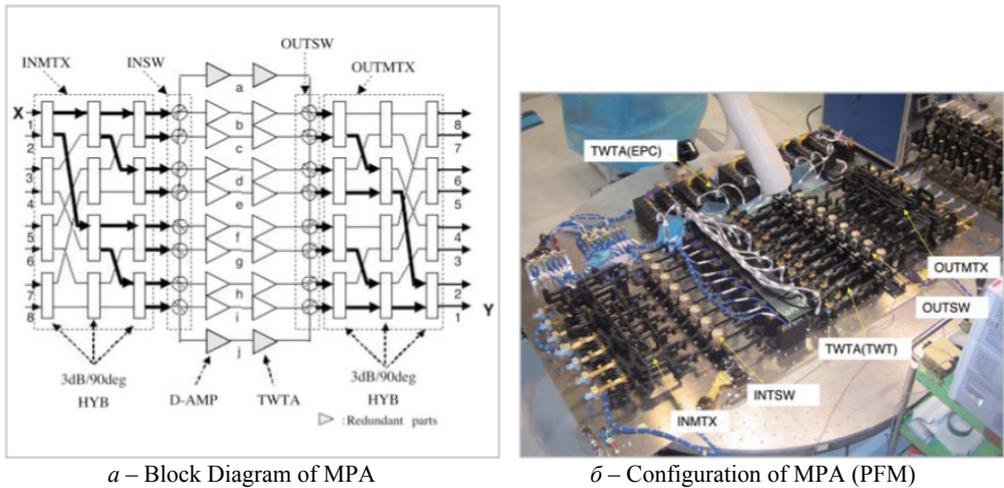
Следует также обратить внимание, что при многолучевом построении БРК, характерном для Ка-диапазона, значительно возрастает количество таких структурных компонентов БРК, как фильтры, входные мультиплексоры, входные приемные устройства, волноводные соединительные тракты. Конечно, это увеличивает схемно-техническую и конструктивную сложность БРК, а также его себестоимость. Тем не менее она по-прежнему является наиболее надежной, простой в реализации и экономически эффективной. Поэтому она была принята в качестве базовой при создании БРК Ка-диапазона в проектах «Газпром космические системы», что будет рассмотрено в параграфе 10.3.3.

При создании БРК Ка-диапазона, находящихся в летной эксплуатации, найден ряд оригинальных решений в области построения как БРК в целом, так и отдельных его фрагментов.

Так, в проекте японского КА Winds, запущенного в 2007 г., предложен вариант многопортового усилителя мощности на ЛБВ [34]. Его структурная схема представлена на рис. 10.3.

Используя особые СВЧ структуры – матрицы Батлера – в усилителе объединены 8 действующих и 2 резервных ЛБВ, образуя 8-портовый единый комплекс УЛБВ, позволяющий приходящий на вход сигнал распределить равномерно по 8-выходным портам или в любой из 8 портов путем регулирования фаз составных УЛБВ. Таким образом, данный многопортовый усилитель позволяет перераспределять или концентрировать сигналы входящих парциальных лучей между портами выходных лучей в следующих пропорциях: 1 : 2; 1 : 4; 1 : 8. Это позволяет более гибко использовать энергетический ресурс БРК. К сожалению,

практическая реализация его сложна, стоимость высокая и пока он не нашел широкого применения.



*a* – Block Diagram of MPA

*б* – Configuration of MPA (PFM)

Рис. 10.3. Блок схема (*a*) и вид конструкции (*б*)

японского многопортового усилителя на ЛБВ [34]: INMTX – входная 8-портовая матрица Батлера; OUTMTX – выходная 8-портовая матрица Батлера; 3 дБ/90° – 3-децибельные гибридные соединения; Д-АМР – твердотельный предусилитель УЛБВ; TWTA – ЛБВ; INTSW, OUTSW – входные и выходные СВЧ переключатели; Redundant parts – резервные тракты

Интересная реализация БРК в Ка-диапазоне на базе современных достижений в области твердотельной СВЧ электроники и цифровых технологий осуществлена в проекте KA Space Way (США). Принцип реализации этого БРК основан на работах американских фирм, выполненных при создании военных спутников Milstar. В спутниках Space Way приемопередающая часть БРК выполнена на базе гибридной антенны, состоящей из рефлектора, формирующего парциальный луч; облучатели антенны представляют активные фазированные решетки, соответственно на прием и передачу.

Для передачи применяется АФАР из 1 500 активных элементов. Используя цифровые технологии и вычислительные алгоритмы, на базе такой антенной структуры синтезируется многолучевая МЛА с 24 быстро перенацеливаемыми лучами. Эта антенна позволяет реализовать различные ДН как в виде одиночных парциальных лучей, которые могут занять любую из 784 позиций, так и зонную структуру любой конфигурации. В БРК осуществляется полная обработка информации при пакетной передаче цифровой информации. Коммутация каналов осуществляется быстродействующей матрицей размерностью 224×256 входов / выходов.

Успешный запуск и эксплуатация этого спутника показывают, что за цифровыми технологиями в построении БРК для коммерческого использования, по мере удешевления компонентов, большие перспективы.

### **10.3.3. БРК Ka-диапазона в проектах ОАО «Газпром космические системы»**

Россия приступила к использованию Ka-диапазона в КА связи коммерческого направления с опозданием, что видно из обзорной таблицы, приведенной в [33], а также табл. 10.2. Это произошло в основном по следующим причинам.

1. Сказался общий промышленный спад в России, начавшийся в 1990-х гг. и коснувшийся также космической отрасли.

2. Отсутствие собственной элементной базы, промышленное производство которой «рухнуло» в упомянутые 90-е гг. и не соответствовало по многим позициям мировому уровню даже в последние годы существования СССР.

3. Недоступность зарубежной элементной базы Ka-диапазона для российских разработчиков БРК из-за ее «засекреченности» в связи с тем, что основные ее производители (европейские, японские, американские фирмы) строго контролировались правительством США в части поставок в СССР и Россию. Это было вызвано тем, что именно в Ka-диапазоне были созданы спутники военной связи США Milstar для обеспечения стратегической и тактической связи.

4. Значительное отставание российских военных программ в части освоения Ka-диапазона и, соответственно, отсутствие конверсионных потоков передачи достижений из военной техники в гражданскую сферу.

Как видно из табл. 10.2, благодаря изменившейся международной обстановке и новой внешней политике России в области научно-технического сотрудничества, в государственной группировке российских КА «Экспресс» уже появились или запланированы БРК Ka-диапазона.

Естественно, в программах ОАО «Газпром космические системы», являющегося вторым (после ГПКС) по значимости оператором космической связи России, предусмотрены КА связи с БРК Ka-диапазона, например, в проекте «Ямал-600».

Исходя из технико-экономических соображений, которые были указаны в параграфе 10.3.2, в основу построения БРК положены следующие принципы: использование многолучевой антенной системы, использование ЦЗС для управления межствольной коммутацией, частотно-пространственное разделение парциальных лучей для формирования ЗО, жесткая привязка парциальных лучей МЛА к своим УЛБВ, частотное разделение трактов ЦЗС→АС и АС→ЦЗС, построение транспондеров БРК по схеме с одним преобразованием, сквозная ретрансляция принимаемых сигналов.

Многолучевая антенная система рассматриваемого БРК формирует зону обслуживания 20 парциальными лучами (рис. 10.4).

С целью получения оптимальных антенных характеристик МЛА (КУ парциального луча, снижения взаимовлияния лучей в решетке облучателей), антенная система состоит из трех физических антенн, которые имеют более разреженную решетку облучателей, повышая, таким образом, их пространственную развязку и антенные параметры.

На рис. 10.5 представлена структурная схема РТР БРК для трактов передачи ЦЗС→АС. По системным соображениям используется четыре ЦЗС.

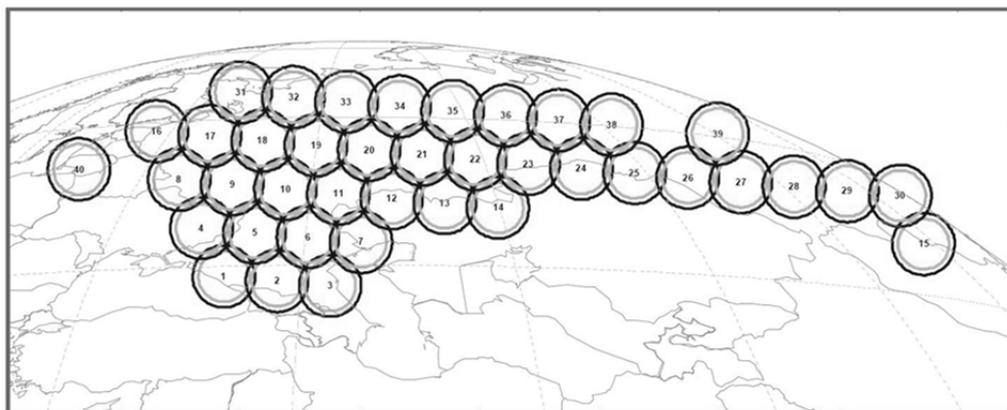


Рис. 10.4. Зона покрытия МЛА БРК «Ямал-601»

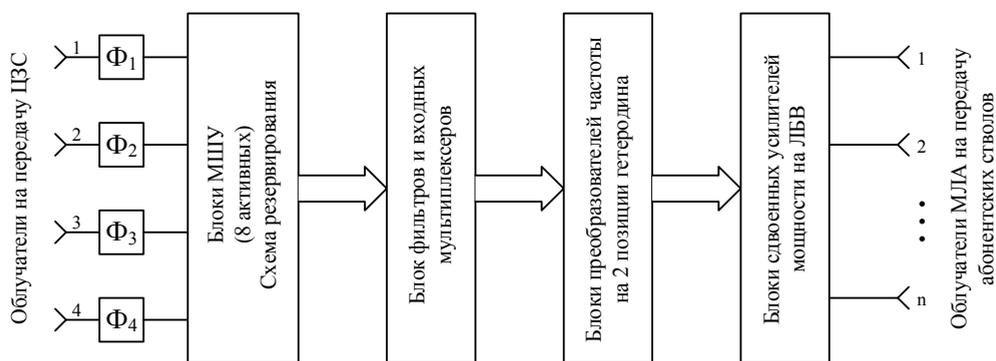


Рис. 10.5. Структурная схема фидерного тракта ЦЗС→АС БРК «Ямал-601»

Пройдя стандартные для транспондеров с одним сдвигом частоты преобразования, а именно прием МШУ, фильтрацию с выделением ствола, преобразование частоты, каждый абонентский ствол (парциальный луч) поступает на свой индивидуальный УЛБВ, привязанный строго к своему лучу (возможны модификации с распределением на 2–3 луча с помощью выходных мультиплексоров).

На рис. 10.6 приведена структурная схем стволов АС→ЦЗС БРК «Ямал-601».

Как указывалось в параграфе 10.3.2, после выделения частотными фильтрами и мультиплексорами, преобразования частоты эти сигналы поступают на общие УЛБВ ЦЗС, работающие в глубоком линейном режиме (–5–7 дБ ниже уровня ОВО) для исключения взаимных интермодуляционных помех.

На рис. 10.7 и 10.8 представлены соответствующие частотные планы прямого (от ЦЗС) и абонентских каналов, оптимизированные таким образом, чтобы снизить количество применяемых преобразователей частоты.

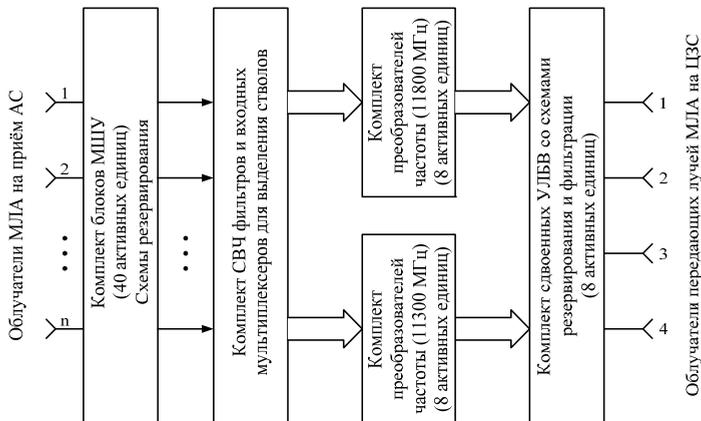


Рис. 10.6. Структурная схема абонентских стволов АС→ЦЗС БРК «Ямал-601»

Как видно из показанных структурных схем БРК, транспондеры БРК Ка-диапазона состоят из тех же структурных единиц, что ранее рассмотренные транспондеры многоствольных БРК традиционных диапазонов С и Ku, а некоторые функциональные элементы, например входные и выходные мультиплексоры, имеют меньшую размерность (2÷3 канала в Ка-диапазоне, 8÷9 – в С-диапазоне) и, следовательно, проще в реализации.

Однако при этом не следует забывать, что реализация однотипных функциональных элементов (МШУ, УЛБВ, ферритовые изделия, коммутационные СВЧ элементы) в Ка-диапазоне из-за коротких длин волн (на приемных частотах 30 Гц длина волны составляет 1 см) значительно сложнее, требования к точностям и неоднородностям объемных трактов значительно выше. Поэтому реализация этих компонентов стала возможна только после выполнения целого ряда научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ.

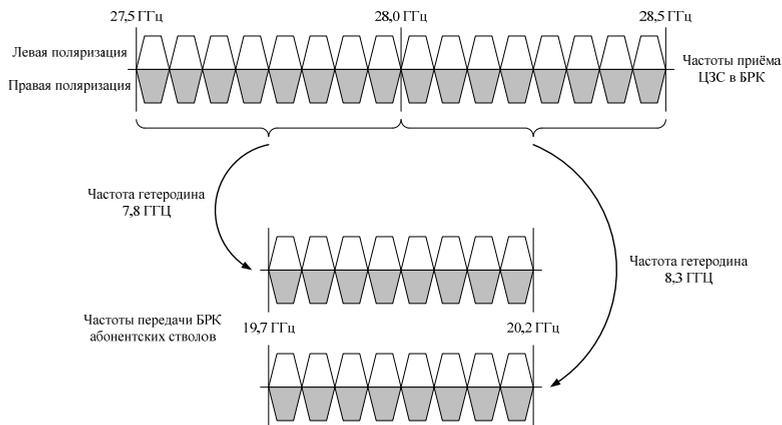


Рис. 10.7. Частотный план фидерного тракта ЦЗС→АС БРК «Ямал-601»

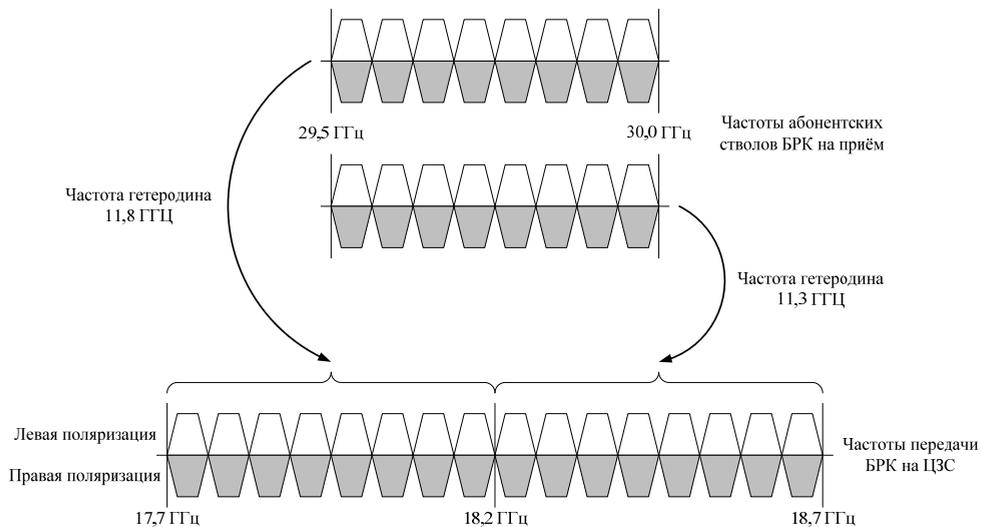


Рис. 10.8. Частотный план обратных абонентских каналов АС→ЦЗС БРК «Ямал-601»

Из приведенных структурных схем БРК Ка-диапазона видно также, что реализация не самых сложных конфигураций БРК требует использования большого количества компонентов. Это хорошо иллюстрирует табл. 10.3, где приведен ряд характеристик БРК Ка-диапазона КА «Ямал-601» в сравнении с характеристиками С-диапазона, также размещённого на этом КА.

Таблица 10.3  
Сравнительные характеристики БРК Ku и Ка-диапазонов КА «Ямал-601»

Название параметра	Значение	
	БРК Ка	БРК Ku
Количество стволов	42	16
ЭИИМ, дБВт	64	52
$G/T$ , дБ/К	17	5.5
Полоса пропускания транспондера, МГц	62,5–250	54
Энергопотребление, Вт	4 750	3 750
Масса	385	130
Тип антенны	МЛА с разряженной решеткой облучателей	Контурная зеркальная профилированная

Примечание. Ожидаемая пропускная способность БРК Ка в сетях VSAT = 28,6 Гбит/с.

Из табл. 10.3 видно, что масса БРК Ка, как и ожидалось, значительно больше, чем у БРК Ку, однако характеристики (ЭИИМ,  $G/T$ ) и его проектная пропускная способность более чем на порядок выше, чем у БРК Ку-диапазона, что и обещает большие экономические перспективы применения Ка-диапазона в коммерческих сетях связи массового обслуживания.

# СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

## На русском языке

АМ/ФМ	преобразование амплитудной модуляции в фазовую
АРУ	автоматическая регулировка усиления
АС	абонентские станции (спутниковой связи)
АФАР	активная фазированная антенная решётка
АФУ	антенно-фидерное устройство
АЧХ	амплитудно-частотная характеристика
АЦП	аналого-цифровой преобразователь
БРК	бортовой ретрансляционный комплекс
БЭК	безэховая камера
ВБР	вероятность безотказной работы
ВИП	вторичный источник питания
ВЭО	высокоэллиптическая орбита
ГВЗ	групповое время запаздывания (сигнала)
ГЕТ	гетеродин
ГСО	геостационарная орбита
ГУН	генератор, управляемый напряжением
ДН	диаграмма направленности
ДОС	диаграммообразующая схема
ЗО	зона обслуживания
ЗС	земная станция спутниковой связи
ИМ	интермодуляционные сигналы
КА	космический аппарат
КИП	коэффициент использования площади КПА – контрольно-проверочной аппаратуры
КПА	контрольно-проверочная аппаратура
КСВН	коэффициент стоячей волны по напряжению
КУ	коэффициент усиления
ЛБВ	лампа бегущей волны
МЛА	многолучёвая антенна
МШУ	малозумящий усилитель
НИР	научно исследовательская работа
ОКР	опытно-конструкторская работа
ПРД	передающее устройство
ПРМ	приёмное устройство
ПСИ	приёмодаточные испытания
ПФ	полосовой фильтр
РТР	ретранслятор

САС	срок активного существования
СВЧ	сверхвысокие частоты
СОТР	система терморегулирования
СПД	стационарный плазменный двигатель
ТВ	телевидение
ТУ	технические условия
УЛБВ	усилитель ЛБВ
УМ	усилитель мощности
УПЧ	усилитель промежуточной частоты
ФАПЧ	фазовая автонастройка частоты
ФНЧ	фильтр низких частот
Ф-фильтр	устройство селекции сигналов по отличительному признаку (частоте, поляризации, форме)
ЦАП	цифро-аналоговый преобразователь
ЦЗС	центральная наземная станция
ЭВТИ	экранно-вакуумная изоляция
ЭИИМ	эффективная изотропно излучаемая мощность
ЭМС	электромагнитная совместимость

### На английском языке

EIPR	ЭИИМ
G/T	добротность приёмной системы (отношение КУ антенны к шумовой температуре приёмного устройства, приведённые к одному сечению)
IM	интермодуляционные частоты
MULTIPACTOR	резонансный лавинный разряд в вакууме, вызванный резонансным взаимодействием СВЧ электромагнитного поля с электронами вторичной эмиссии
PIM	пассивные интермодуляционные частоты
PSK	2-фазная относительная фазовая манипуляция
QPSK	4-фазная относительная фазовая манипуляция
VSAT	небольшая абонентская спутниковая станция

### *Этапы рассмотрения проектов в соответствии с зарубежными стандартами*

CDR	Critical Design Review (соответствует эскизному проекту)
EQSR	Estimation Qualification Standard Review (оценка соответствия известным аналогам)
TRR	Test Readiness Review (оценка готовности к испытаниям)

## ЛИТЕРАТУРА

1. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. М. : Связь, 1979.
2. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М. : Высшая школа, 1988.
3. Альтман Дж. Устройства СВЧ. М. : Мир, 1965.
4. Орлов А.Г. К расчету коэффициента шума многополюсных схем СВЧ с распределенными параметрами // Радиотехника. 1967. № 11.
5. Мэзон С., Циммерман Г. Электронные цепи, сигналы и системы. М. : ИЛ, 1963.
6. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М. : Наука, 1968.
7. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М. : Советское радио, 1971.
8. Айнбиндер И.Н. Шумы радиоприемников. М. : Связь, 1974.
9. Орлов А.Г. Расчет шумов невзаимных распределенных многополюсников с потерями // Радиотехника. 1968. № 11.
10. Орлов А.Г. Расчет шумовой температуры невзаимных многополюсников // Радиотехника. 1968. № 2.
11. Рыжков Л.В., Попов В.Н.. Синтезаторы частот в технике радиосвязи. М. : Радиосвязь, 1991.
12. Дулин В.Н. Электронные и квантовые приборы СВЧ. М. : Энергия, 1972.
13. Рытов С.М. Введение в статистическую радиофизику. М. : Наука, 1966.
14. ECSS-E-20-01F Space engineering multipaction design and test 2003.
15. Glancy R.F. Multipaction control in microwave space systems // Microwave Journal. March 1978.
16. Woode G. Petit. Diagnostic investigation into multipactor effects susceptibility zone measurements and parameters, affecting a discharge // Estec working paper 1556. Nov, 1989.
17. Dieter Wolk and cetry A novel approach for calculation threshold level in multi-carrier operation Boch telecom space communication systems D-71522 Bachnang.
18. Tri T. На Digital Sattelite communications Mc Graw-hill communications series 1990.
19. Стейн С., Джонс Дж. Принципы современной теории связи и их применение к передаче дискретных сообщений. М. : Связь, 1971.
20. Carlos Quiles Passive intermodulation and Corona discharge for microwave in Communications satellite Dissertation September 1976.
21. Севастьянов Н.Н. Разработка концепции, обобщение опыта создания и практики управления космическими аппаратами связи нового поколения (на примере спутниковой системы связи «Ямал») : дис. ... канд. техн. наук. Королёв : РКК «Энергия», 2007.

22. Севастьянов Н.Н., Белобров А.Н., Алимова Л.И. Научно-технический отчет по антеннам БРК-1 КА «Ямал-300К» 214АОГК.0000-0 ПЗ2. Королёв : ОАО «ГАЗПРОМ КОСМИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ», 2009.
23. Севастьянов Н.Н., Графодатский О.С., Бачурин В.М. Расчет надежности по БРК-1 КА «Ямал-300К» 214АОГК.0000-0 Д23. Королёв : ОАО «ГАЗПРОМ КОСМИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ», 2010.
24. MIL-STD-461. Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment – U.S. Department of Defense Interface Standart, 10 December 2007 (Revision F).
25. Севастьянов Н.Н., Белобров А.Н., Бачурин В.М. Научно-технический отчет по БРК КА «Ямал-401» 217АОГК.0000-0 ПЗ1. Королёв : ОАО «ГАЗПРОМ КОСМИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ», 2010.
26. Севастьянов Н.Н., Белобров А.Н., Бачурин В.М. Научно-технический отчет по БРК-1 КА «Ямал-300К» 214 АОГК 0000-0 ТО. Королёв : ОАО «ГАЗПРОМ КОСМИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ», 2010.
27. Севастьянов Н.Н., Белобров А.Н., Бачурин В.М. Научно-технический отчет по БРК-2 КА «Ямал-300К» 215 АОГК 0000-0 ТО. Королёв : ОАО «ГАЗПРОМ КОСМИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ», 2010.
28. Севастьянов Н.Н., Графодатский О.С., Белобров А.Н., Бачурин В.М. Итоговый научно-технический отчет по ЛИ БРК-1 и БРК-2 КА «Ямал-300К» ПГК.2726-12-560. Королёв : ОАО «ГАЗПРОМ КОСМИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ», 2012.
29. Прохоров Ю.В. ФГУП «Космическая связь» сегодня и завтра // Технологии и средства связи. Специальный выпуск. Спутниковая связь и вещание. 2013.
30. Севастьянов Н.Н., Орлов А.Г. Научно-технический отчет по БРК КА «Ямал-100К» ИХ1.104.238 ТО. М. : МНИИРС, 1998.
31. Севастьянов Н.Н., Орлов А.Г., Сигал А.И. Научно-технический отчет по БРК КА «Ямал-200» 210АОГК.0000-0 ТО. Королёв : ОАО «Газком», 2002.
32. Satchandy Verma, Eric Wiswell. Next generation Broadband Satellite Communications systems. TRW Inc. Redondo Beach, CA 90278, 310-812-1742. AIAA.
33. Анпилогов В. Системы на основе геостационарных спутников связи и вещания Ка-диапазонов // Технологии и средства связи. Специальный выпуск : Спутниковая связь и вещание. 2013.
34. Kuroda T., Shimada M., Ogawa Y. and etc. Ka-band High Power Multiport Amplifier (MPA) // Journal of the National Institute of information and Communication Technology. 2007. Vol. 54, № 4.
35. Rabindra S., Hunsaker E. 4<sup>th</sup> International Workshop on multipactor, corone and passive intermodulation in Space Rf hardware sept 2003.

*Научное издание*

**ОРЛОВ Александр Герасимович  
СЕВАСТЬЯНОВ Николай Николаевич**

**БОРТОВОЙ РЕТРАНСЛЯЦИОННЫЙ  
КОМПЛЕКС (БРК) СПУТНИКА СВЯЗИ.  
ПРИНЦИПЫ РАБОТЫ, ПОСТРОЕНИЕ, ПАРАМЕТРЫ**

Редактор Н.А. Афанасьева  
Компьютерная верстка А.И. Лелююр  
Дизайн обложки Л.Д. Кривцова

Подписано к печати 9.09.2014 г. Формат 70×100<sup>1</sup>/<sub>16</sub>.

Бумага для офисной техники. Гарнитура Times.

Усл. печ. л. 16,9.

Тираж 100 экз. Заказ № 383.

Отпечатано на оборудовании  
Издательского Дома  
Томского государственного университета  
634050, г. Томск, пр. Ленина, 36  
Тел. 8+(382-2)–53-15-28

ISBN 978-5-94621-383-7





## **Орлов Александр Герасимович**

Окончил Московский инженерно-физический институт в 1960 г.

Главный конструктор БРК и наземных средств его контроля КА связи ОАО «Газпром космические системы» — «Ямал-100», «Ямал-200», «Ямал-300».

Главный конструктор БРК советских КА связи «Молния-2», «Молния-3», «Глобус».

Главный конструктор первых советских спутниковых терминалов подвижной морской связи для международной космической системы «Инмарсат».

Лауреат Государственной премии СССР. Почётный радист. Кандидат технических наук. Советник генерального конструктора ОАО «Газпром космические системы».



## **Севастьянов Николай Николаевич**

Окончил Московский физико-технический институт в 1984 г.

Генеральный конструктор системы спутниковой связи и телевидения «Ямал» в составе космических комплексов «Ямал-100», «Ямал-200», «Ямал-300» и «Ямал-400».

С 2005 по 2007 г. был генеральным конструктором по пилотируемым космическим комплексам и техническим руководителем по летным испытаниям пилотируемых кораблей «Союз ТМА», грузовых кораблей «Прогресс М» и российского сегмента Международной космической станции.

Заслуженный конструктор Российской Федерации. Лауреат премии Президента РФ, лауреат премии Правительства РФ в области образования. Почетный радист. Почетный работник ОАО «Газпром». Кандидат технических наук.

Генеральный конструктор, руководитель головного конструкторского бюро ОАО «Газпром космические системы». Заведующий кафедрой промышленных космических систем Томского государственного университета.