

A diagram on a dark blue background showing a stylized Earth on the left with a grid of latitude and longitude lines. Three circular orbits are drawn around the Earth, each containing a satellite icon. The satellites are positioned at different points along the orbits, illustrating a global communication network.

Аболиц А. И.

СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

**структура
параметры
эффективность**



Эта книга продолжает ряд научных публикаций по космическим телеинформационным системам. Ее автор – известный специалист в области спутниковой связи, участник создания первых цифровых систем со спутниками серии "Молния", "Радуга", "Горизонт", "Радио", "Информатор", линии прямой связи Москва – Вашингтон. Кандидат технических наук, старший научный сотрудник. Действительный член Международной Академии информатизации.

Молния-1

Радуга

Молния-3

Горизонт

Радуга-1

Экспресс

В полете «Информ

29 января 1991 года в Советском Союзе ракетой-носителем «Космос» осуществлен запуск спутника связи «Информатор-1».

На борту спутника установлена экспериментальная аппаратура, предназначенная для обеспечения оперативной связи, сбора и передачи информации в интересах Министерства геологии СССР,

других отраслей хозяйства, дальнейшего развития любительского радио. Установлены аппаратура малой мощности. Координатный центр обработки информации.



ГАЗКОМ

ГАЗКОМ ОСУЩЕСТВЛЯЕТ :

СОЗДАНИЕ КОСМИЧЕСКИХ СИСТЕМ

- Разработка бортовых радиотехнических комплексов для спутников
- Разработка наземных комплексов управления спутниками

СОЗДАНИЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ И ТЕЛЕВИЗИОННЫХ СИСТЕМ

ПРЕДОСТАВЛЕНИЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ УСЛУГ

- Спутниковые каналы
- Доступ в Интернет
- Цифровое телевидение

ПРЕДОСТАВЛЕНИЕ КЛИЕНТАМ ЧАСТОТНО-ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО РЕСУРСА НА СПУТНИКАХ:

- "Ямал-100"
- "Ямал-200" №1
- "Ямал-200" №2

ОАО "ГАЗКОМ"

• 7 (084) 5042906
(факс) • 7 (084) 5042911

info@gaikom.ru
WWW.GAIKOM.RU



ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ УНИТАРНОЕ ПРЕДПРИЯТИЕ
НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ РАДИО



*"Научно-технический потенциал
и готовое оборудование, разработанное НИИР,
позволят Вам добиться непревзойденного качества связи."*

Ю.Б. Зубарев

ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ

- подготовка научно-технических прогнозов и предложений для разработки основ государственной научно-технической политики в области радиосвязи, телевизионного и звукового вещания;
- разработка научно-технических основ конверсии и использования радиочастотного спектра в РФ;
- разработка средств и систем радиосвязи, телевизионного и звукового вещания, в том числе систем контроля и обеспечения информационной безопасности сетей связи РФ;
- научно-техническое обеспечение международной деятельности Администрации связи РФ;
- научно-техническая, методологическая и документальная поддержка мероприятий по государственному надзору за деятельностью в области связи.

Тел.: +7 (095) 261 - 3694; факс: +7 (095) 261 - 0090;
<http://www.niir.ru>



А.И. Аболиц

СИСТЕМЫ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

ОСНОВЫ СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ТЕОРИИ И ЭФФЕКТИВНОСТЬ

Под общей редакцией члена-корреспондента РАН
Ю.Б.ЗУБАРЕВА

МОСКВА
ИТИС
2004

УДК 621.396.946

Аболиц А.И. Системы спутниковой связи. Основы структурно-параметрической теории и эффективность. – М.: ИТИС, 2004. – 426с.: ил.

ISBN 5-87484-085-0.

В монографии предлагается и исследуется многоуровневая структурно-параметрическая («статическая») модель системы спутниковой связи (ССС) как совокупности взаимозависимых компонентов с множеством параметров и показателей, подлежащих оптимизации. В основу рассмотрения положен графоаналитический метод. При этом выделяются показатели эффективности СССР для отдельно взятого уровня и затем, используя принцип композиции, полученные результаты распространяются на систему в целом.

Для научных и инженерно-технических работников, аспирантов, студентов высших учебных заведений, специализирующихся в области исследований, разработки, эксплуатации систем и средств спутниковой связи.

Ил. 165. Табл. 6. Библ. 87 назв.

ISBN 5-87484-085-0

©Аболиц А.И., 2004

Arcady Abolits

SATELLITE COMMUNICATIONS SYSTEMS

**ELEMENTS OF THE
STRUCTURAL-PARAMETRIC
THEORY
AND EFFICIENCY**

Under general edition by Yu. B. ZOUBAREV,
Corresponding Member of the Russian Academy of Sciences

**MOSCOW
ITIS
2004**

Abolits A.I. Satellite Communications Systems. Elements of the structural-parametric theory and efficiency. – M.: ITIS, 2004. – p.426.

ISBN 5-87484-085-0.

A multilevel structural-parametric (“statistical”) model of a satellite communications system (SCS) is suggested and reviewed as a combination of interdependent components defined by their parameters and performance being optimized. The analysis is based on the graph-analytic method. The SCS efficiency is considered separately for each individual level and the results are then extended to the whole system, using the principle of composition.

For researchers, engineers, aspirants and students specializing in the development and operation of satellite communications systems.

Содержание

Предисловие	5
--------------------------	---

Глава 1

МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ: УРОВНИ, ФУНКЦИИ, РЕСУРСЫ, ПОКАЗАТЕЛИ, КРИТЕРИИ	12
1.1. Сущность и определение системы спутниковой связи	12
1.2. Многоуровневая структурно-функциональная модель	18
1.3. Топология и архитектура	20
1.4. Сетевая структура	26
1.5. Орбитальное построение	31
1.6. Множественный доступ	35
1.7. Линия спутниковой связи	44
1.8. Ретрансляция	49
1.9. Земные станции	56
1.10. Системные ресурсы, показатели, параметры	59
1.11. Показатели назначения и качества, эффективность	66

Глава 2

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ И ЧАСТОТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ В МНОГОСТАНЦИОННОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ С ОБЩИМ РЕТРАНСЛЯТОРОМ	73
2.1. Принцип энергочастотного единства	73
2.2. Энергочастотный потенциал и основные формы уравнения линии связи	78
2.3. Влияние нелинейности ретранслятора	89
2.4. Использование энергетического потенциала линии связи	96
2.5. Оптимизация полосы частот ретрансляции	106
2.6. Использование полосы частот и спектральная плотность	113
2.7. Энергочастотные соотношения в действующих и проектируемых системах спутниковой связи	116

Глава 3

ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ И ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ЛИНИИ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ	130
3.1. Многопараметрическая взаимозависимость пропускной способности и помехоустойчивости	130

3.2. Помехоустойчивость и полоса частот ретрансляции при различных методах модуляции и кодирования	137
3.3. Помехоустойчивость и полоса частот при избыточном кодировании.....	145
3.4. Шенноновская форма уравнения для помехоустойчивости и скорости передачи информации	153
3.5. Пропускная способность, энергетические показатели и особенности линии связи с прямой ретрансляцией	155
3.6. Пропускная способность при обработке сигналов в ретрансляторе.....	162
3.7. Информационно-энергетическая эффективность действующих и проектируемых систем	166

Глава 4

ЗАЩИТА ОТ ВНЕШНИХ И ВЗАИМНЫХ ПОМЕХ ПРИ МНОГОСТАНЦИОННОЙ РАБОТЕ.....

174

4.1. Помехозащищенность – показатель эффективности ССС.....	174
4.2. Энергетические соотношения при внешней помехе в линии связи с прямой ретрансляцией.....	177
4.3. Пропускная способность линии связи при внешних помехах	181
4.4. Основные типы и особенности сигналов с большой базой	187
4.5. Корреляционная обработка подобных помех	191
4.6. Дисперсия комбинационной помехи на выходе коррелятора	200
4.7. Помехозащищенность сигналов с большой базой.....	205
4.8. Помехозащищенность составных ФМ-МЧМ-ПСП сигналов	213
4.9. Взаимокорреляционная обработка в ретрансляторе.....	216

Глава 5

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ЭНЕРГОЧАСТОТНЫХ И ПРОСТРАНСТВЕННЫХ РЕСУРСОВ В МНОГОСТВОЛЬНЫХ И МНОГОЛУЧЕВЫХ СИСТЕМАХ

227

5.1. Роль пространственных параметров и структуры СР в обеспечении эффективности ССС	227
5.2. ЭЧП и пропускная способность в многоствольных системах	230
5.3. Пространственно-орбитальные параметры, энергочастотный потенциал и пропускная способность систем с МЛА.....	233
5.4. ЭЧП и пропускная способность в зависимости от кластера и числа лучей	237
5.5. Энергопотенциалы участков при изменении высоты орбиты и параметров покрытия зоны обслуживания.....	244
5.6. ЭЧП и пропускная способность в зависимости от высоты орбиты	251
5.7. Особенности ретрансляции и бортовой обработки в многоствольных и многолучевых системах	267

5.8. Межствольная и межлучевая связь	274
5.9. Оценка пропускной способности действующих и проектируемых ССС	265

Глава 6

ОРБИТАЛЬНОЕ ПОСТРОЕНИЕ МНОГОСПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

290

6.1. О критериях соответствия орбитальных параметров задачам спутниковой связи	290
6.2. Пространственно-временные характеристики орбиты	296
6.3. Изменение углов места при эллиптических орбитах	306
6.4. Методы определения количества КА	312
6.5. Территориальное покрытие и количество КА при круговых орбитах.....	320
6.6. Формирование зон обслуживания при эллиптических орбитах ..	327
6.7. Количество КА и углы места в МССС с эллиптическими орбитами	336
6.8. Орбитальные параметры существующих и проектируемых МССС	350

Глава 7

ВОПРОСЫ ЭФФЕКТИВНОСТИ И СТОИМОСТИ

МНОГОЛУЧЕВЫХ И МНОГОСПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ.....

354

7.1. Техничко-экономическая эффективность.....	354
7.2. Стоимость линий связи и ее оптимизация.....	356
7.3. Стоимостные функции с учетом космического сегмента.....	372
7.4. Удельные затраты на единицу пропускной способности.....	377
7.5. Плотность и удельная стоимость обслуживания	383
7.6. Эффективность системы персональной спутниковой связи	390
7.7. Новые системные технологии – основа внедрения подвижной и персональной спутниковой связи	404

Заключение

408

Литература.....

415

Список сокращений

420

Предисловие

Первые целенаправленные исследования в области спутниковой связи относятся к началу 60-х годов прошлого столетия. Они стали возможными за несколько лет до появления на орбитах первых спутниковых ретрансляторов, когда коллективам ряда отраслевых институтов, конструкторских бюро, производственных организаций было поручено создание этого нового вида телекоммуникаций.

С того времени в сфере научно-технического сопровождения и обоснования таких работ наметилось несколько основных направлений, среди которых могут быть выделены исследования, относящиеся к построению систем спутниковой связи (ССС) в целом, разработке оборудования и технологий, анализу и совершенствованию качественных показателей, разработке регламентирующих документов, предоставлению услуг спутниковой связи.

Исторически развитие аппаратного и технологического направлений происходило под известным влиянием достижений в других, более освоенных к этому времени видах связи, в частности, радиорелейной и тропосферной. Что касается общесистемных проблем, то ввиду отсутствия аналогов они должны были решаться, в особенности на первых порах, в значительной степени на "голом месте". К задачам такого общего характера относятся определение и оптимизация характеристик, структуры, параметров линий связи СССР и ее важнейших компонентов, методов передачи и приема информации, многостанционного доступа, электромагнитной совместимости, орбитального построения, т.е. всего того, что обеспечивает необходимую пропускную способность, помехозащищенность, надежность и в целом высокую эффективность системы.

Указанные факторы обусловили большую роль теоретических исследований на этапе проектирования и разработки СССР. Идейной и научной основой таких исследований явилась общая теория связи и радиолокации. Настольными книгами многих разработчиков и аналитиков спутниковой связи были основополагающие труды таких выдающихся отечественных и зарубежных ученых как Д.В. Агеев, И.С. Гоноровский, В.А. Котельников, Б.Р. Левин, Н.Т. Петрович, В. И. Тихонов, А.А. Харкевич, Л.М. Финк, Ф. Вудворт, В. Давенпорт и В. Рут, Л. Кан, Д. Миддлтон, Д. Пирс, Р. Хемминг, К. Шеннон.

Использование передовых методов системного анализа и синтеза способствовало реализации и развитию новых технологий и методов

ских решений по земному и бортовому оборудованию, способам передачи информации и типам сигналов, привело к появлению высокоэффективных цифровых СССР, влияние которых сказалось и на других видах связи.

Одновременно, в 60-70-х годах в России были выпущены отечественные и зарубежные монографии, посвященные системам и средствам спутниковой связи, которые получили широкое распространение и стали большим подспорьем для разработчиков, преподавателей, студентов и аспирантов. Основные из этих работ указаны в библиографии к главам этой книги.

Вместе с тем, нельзя не отметить, что после двух-трех десятилетий успешного становления и широкого распространения спутниковой связи многие общесистемные тенденции развития теории и практики СССР замедлились, в особенности в России. Следует признать, что они постепенно переходили и продолжают переходить в сугубо прагматическое русло приспособления множества современных, самих по себе эффективных, но часто обособленных аппаратных и программных технологий (в том числе, заимствованных из других видов связи) к традиционным и, в известном смысле, морально устаревающим общесистемным решениям. Это объясняется, очевидно, повсеместным стремлением к расширению объема услуг и получению соответствующей отдачи в кратчайшие сроки.

Подобный подход является отражением общемировых процессов в сфере экономических интересов международных и национальных, как коммерческих, так и государственных, операторских служб и компаний. Кроме того, само по себе качественное развитие собственно спутниковых систем, прежде всего их космического сегмента, предполагает значительные затраты финансовых и соответствующих производственных ресурсов, что также является сдерживающим фактором.

Однако существует и другая сторона медали, которая отражает объективно существующую возможность получения принципиально новых результатов, функциональных свойств, технико-экономических показателей при дальнейшем совершенствовании СССР. Это свидетельствует о всесторонней целесообразности (экономической, научно-технической, социальной, геополитической) проведения исследований и опытных разработок системно-технических принципов, наукоемких технологий спутниковой связи, что само по себе не требует столь ощутимых расходов, как производство, и вполне посильно в этом смысле для государственных и деловых структур. Нет сомнений в том, что рано или поздно результаты таких работ будут востребованы, ибо информационные и жизнеобеспечивающие резервы столь

эффективного, но недостаточно изученного и развитого вида связи используются еще далеко не полностью.

В качестве одного из примеров такого положения дел могут быть приведены исследования в области теории, моделирования и разработки многоспутниковых систем с многолучевой архитектурой и различными орбитами. Как показывают системный анализ и практика существующих проектов низко- и среднеорбитальных ССС, использующих высокие программно-аппаратные и электронные технологии, они пока далеки от оптимальных в общесистемном и неразрывно связанным с этим экономическом плане. По нашему мнению, несмотря на безусловно прогрессивный, пионерский характер таких проектов, только по ним нельзя судить о разнообразных потенциальных возможностях спутниковой связи и новых, неординарных системно-технических решений в этой сфере.

В свете изложенного главная цель книги видится в привлечении внимания, прежде всего молодых ученых, инженеров-исследователей, знакомых с основными положениями и проблемами спутниковой связи, к важности изучения и дальнейшего развития ее теории, приглашении к творчеству в этой области.

Данная работа является результатом многолетних исследований и размышлений автора о путях совершенствования ССС. Она затрагивает, конечно, далеко не все проблемы и решает не полный круг задач, имея целью некую систематизацию, постановку и обобщение ряда теоретических положений в части, касающейся анализа и использования основных системных параметров, а также отдельных структурных решений.

Изложенный в книге материал относится главным образом к номинальным, оценочным параметрам ССС, представляющим особый интерес на начальных этапах определения системного облика и проектирования. Поэтому его предлагается рассматривать в качестве одного из разделов теории, который назван здесь структурно-параметрической, или "статической" теорией ССС. Идея его разработки, как нелегкой попытки распространения отдельных положений общей теории связи на ССС, навеяна упомянутыми выше трудами "классиков". О том, насколько эта попытка удалась, судить читателю.

Все же нельзя не отметить, что, хотя спутниковая связь есть лишь частный случай телекоммуникаций, теория ССС, как примера больших систем, представляется значительно более многоплановой и поэтому не может претендовать, во всяком случае, в настоящее время, на такую степень строгости и законченности, как общая теория связи.

Одной из задач книги явилось получение единых и, по возможности, компактных, наглядных аналитических и графических зависимос-

тей основных показателей эффективности ССС – пропускной способности и помехозащищенности – от потенциальных характеристик энергетического и частотного ресурса, с учетом таких особенностей как многостанционный доступ, нелинейная ретрансляция, обработка сигналов в ретрансляторе.

Еще одна крупная задача, актуальная в настоящее время и перспективная в дальнейшем, заключается в анализе закономерностей и параметрических соотношений, имеющих место при распределении ресурсов в многолучевых и многоспутниковых ССС с использованием различных орбит.

Соответственно этому книга может быть разделена на две условные части (не считая первой главы, имеющей более общий, обзорный и структурирующий характер). К одной из частей относятся вторая, третья и четвертая главы, посвященные более традиционным вопросам анализа и оптимизации энергочастотного потенциала, пропускной способности и помехозащищенности многостанционных линий спутниковой связи в оригинальной интерпретации автора. Ко второй – пятая, шестая и седьмая главы, которые нацелены на менее изученные проблемы эффективности структурно-параметрического построения многолучевых и многоспутниковых систем.

Процесс многолетней работы в области исследования, проектирования и внедрения систем спутниковой связи привел к написанию этой книги благодаря творческому общению с моими учителями и добрыми наставниками – такими крупными учеными как И.А. Аболищ, Г.В. Длугач, Б.Р. Левин, Г.А. Малолепший, Л.М. Финк, Н.И. Чистяков и другие.

Появлению этой книги способствовали доброжелательная помощь и огромная поддержка со стороны члена-корреспондента РАН, профессора Ю.Б. Зубарева, постоянное внимание и ценные советы профессоров М.В. Венедиктова, Б.Г. Тележного, В.О. Шварцмана, за что автор приносит им искреннюю благодарность.

Особую признательность хочется выразить ближайшим коллегам за помощь при проведении расчетов, графических работ и подготовке рукописи к печати.

Учитывая широту и сложность затронутых в книге проблем, большой объем аналитического и графического материала, предлагаемая вниманию работа не может быть свободной от недостатков. Автор будет благодарен читателям, которые возьмут на себя труд высказать критические замечания и пожелания по поводу содержания и оформления книги. Просьба направлять их по адресу: г. Москва, 105064, ул. Казакова, 16, Аболищ А.И. E-mail: niir@ccs.ru.

Глава 1

МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ: УРОВНИ, ФУНКЦИИ, РЕСУРСЫ, ПОКАЗАТЕЛИ, КРИТЕРИИ

1.1. Сущность и определение системы спутниковой связи

Для развития теории и практики спутниковой связи важна постановка и решение задач, предполагающих нахождение способов обобщенного описания и приближения к оптимизации системы спутниковой связи (ССС) как совокупности взаимосвязанных элементов, определяемой составом, структурой, параметрами, функциями и алгоритмами, формируемыми по определенным критериям.

Из известных отечественных работ подобные задачи более подробно рассматривались применительно к другим космическим информационным системам, в частности, системам наблюдения и космической навигации [1,2]. Попытки построения, синтеза СССР в широком логико-математическом смысле, как сочетания оптимизируемых элементов и параметров в их взаимосвязи, описывающих систему в целом, также предпринимались в ряде работ [3-7].

С целью придания анализу и оптимизации СССР формирующего систему характера, желательно возможно более полно и точно сформулировать ее определение. Содержащиеся в различного рода документах, проектах, учебниках, монографиях, справочниках понятия "система спутниковой связи" сводятся, как правило, к описанию ее состава и наиболее характерных (по отношению к другим видам связи) свойств, функций, особенностей, показателей, т.е. сведений, в значительной степени общих для *любой* спутниковой системы.

В состав всякой СССР обычно включают: космический сегмент (спутники, бортовые ретрансляторы и антенно-фидерные устройства, др. бортовые подсистемы), земной сегмент (оконечные, узловые, центральные и т.д. земные станции), ракетно-космический комплекс, стартовый комплекс, подсистему управления и т.д. В то же время,

достаточно строгих и полных определений СССР в известных нам источниках, к сожалению, не содержится.

Регламент радиосвязи определяет "космическую систему" как "любую группу действующих совместно земных и (или) космических станций, использующих космическую радиосвязь для определенных целей", а "спутниковую систему" – как "космическую систему, использующую один или несколько ИСЗ". В основном же в Регламенте радиосвязи применительно к СССР используется термин "спутниковая служба".

Более пристальное внимание определению понятия и обоснованию сущности "системы в целом", как и математическим методам ее исследования, традиционно уделяется в трудах по теории информации, кибернетике, теории сетей и сложных систем (системологии), например, в [10, 12]. К работам прикладного характера, следующим этим наукам и в чем-то близким к предмету нашего рассмотрения, могут быть отнесены [2, 11, 13, 15, 20].

Согласно упомянутым источникам под системой обычно понимается **множество (совокупность) элементов со связями между ними, подчиненное достижению определенной цели, обладающее свойствами, которых не имеет ни одна ее часть и определяемое структурой и функционированием**. При этом резонно предположить, что под элементами могут подразумеваться как структурно-функциональные компоненты, так и соответствующие им **параметры, характеристики**.

Задача анализа и синтеза СССР, как и любой сложной системы, является вариационной и основывается на комбинировании множества параметров, структур, функций, алгоритмов, при одном или нескольких заданных критериях. В общем случае такая задача **многомерна, многокритериальна, многоальтернативна**. В этом смысле современные СССР, и прежде всего их связные сегменты, являющиеся к тому же в большинстве **многоканальными, многостанционными, многозонавыми (многоствольными, многолучевыми), многоспутниковыми**, могут быть кратко названы **М-системами**. Далее мы будем широко пользоваться этим понятием.

С учетом приведенных соображений, **система спутниковой связи может быть определена как создаваемая с использованием ракетно-стартовых комплексов, орбитальной группировки космических аппаратов, вспомогательных подсистем многоуровневая совокупность линий связи, включающих земные станции, среду распространения, спутниковые и земные ретрансляторы, синтезируемая, по определенным условиям, принципам, критериям, в виде распределенной функциональной структуры с множеством параметров (информационно-сигнальных, электрических, пространственно-временных, спектраль-**

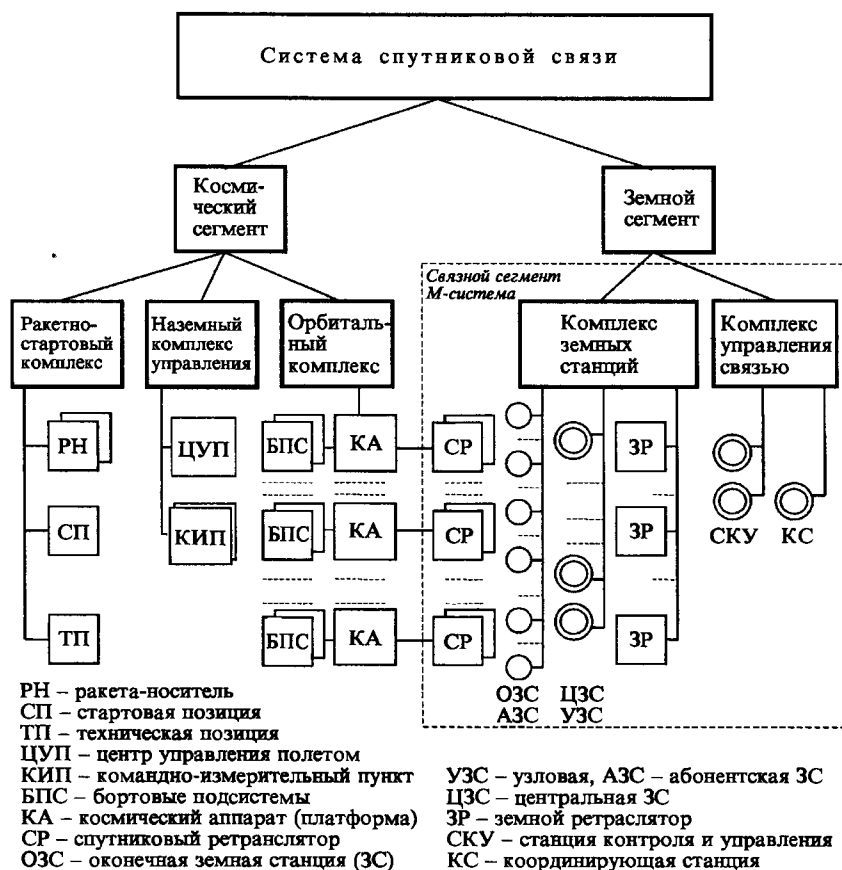


Рис. 1.1

но-частотных, механических, экологических и др.), находящихся во взаимосвязи и определяющих показатели назначения, качества, эффективности системы, а также предоставляемые пользователю услуги.

Состав такой ССС, имеющей подмножества компонентов на разных уровнях, в самой общей конфигурации приведен на рис. 1.1.

Решение задачи синтеза М-системы в наиболее общем, строгом и законченном виде весьма и весьма сложно и навряд ли возможно аналитическим путем. Скорее здесь применимы методы математического моделирования с помощью ЭВМ. Тем не менее, не следует отказываться и от аналитических подходов, которые часто используются при определенных допущениях. Обычно в таких случаях из

множества элементов структур и параметров принимаются во внимание наиболее важные, от которых более всего зависит выполнение заданного критерия и которые, в то же время, поддаются логико-математическим оценкам и анализу.

На практике выбор структуры, параметров и характеристик ССС (орбитальных, энергетических, частотных, сигнальных и пр.) зависит от многих условий и определяется разными соображениями. При этом приоритет зачастую отдается апробированным, традиционным техническим идеям и решениям, имеющим аналоги. Попытки общего подхода к рассмотрению задач анализа, оптимизации и тем более синтеза систем встречаются значительно реже.

Наиболее распространены до настоящего времени принципы совершенствования ССС "от достигнутого" и "внутри комплекса". Первый выражается в том, что новые разработки, проекты, предложения основываются на улучшении или использовании технических возможностей существующих аналогов, прототипов систем и оборудования. В лучшем случае применяются, иногда без достаточного общесистемного обоснования, отдельные новые технологии, причем не только из спутниковой, но и других видов связи. Однако это не всегда приводит к существенно более эффективным результатам.

Такой подход имеет место (и, в известной степени, оправдан) по отношению к традиционным видам ССС, таким как системы с использованием ИСЗ на геостационарной орбите (ГСО), в частности, сети VSAT. В то же время, например, значительно менее исследованные теоретически и проверенные на практике принципы построения многоспутниковых систем с различными типами и параметрами орбит стимулируют поиск разносторонних, более гибких и близких к задачам общесистемного синтеза подходов, что и наблюдается в последнее время.

Вторая особенность, характерная для развития ССС, в частности, в России, состоит в существовании исторически обусловленных внутриведомственных задач и интересов. Результатом чего является, по-видимому, недостаточная согласованность в деятельности космической и телекоммуникационных отраслей по совершенствованию орбитального и связного сегментов ССС, т.е. известное обособление путей их развития [14]. Очевидно, отсутствие "единого хозяина" всей системы в некоторых случаях не способствует совместному эффективному использованию спутниковых и земных средств. Кроме того, зачастую имеет место отличие во взглядах на роль и применение спутниковых систем и среди связистов.

Таким образом, существуют как объективные, чисто технические, так и организационные предпосылки для постановки и решения задач обобщенного, углубленного анализа ССС с целью повышения степени обоснованности, гармонизации, оптимизации системно-технологических решений и, как результат, повышения технико-экономической эффективности, объема и качества услуг спутниковой связи. Проведение системного анализа должно способствовать более полному исследованию и раскрытию потенциальных возможностей ССС, их роли и места в мировом и национальном телеинформационном пространстве.

Говоря о решении поставленных задач, необходимо, для определенности, уточнить также понятие "система спутниковой связи" в отношении ее границ с внешней сетью. В состав ССС часто включают оконечное оборудование пользователя, соединительные линии, интерфейсы и даже узлы коммутации и сопряжения с наземными сетями (телефонными, общего пользования, сотовыми, цифровыми интегральными и пр.). Такие комплексы телекоммуникаций правильнее было бы называть **составными, интегрированными сетями спутниковой связи**, использующими ССС как физическую, каналную среду.

Согласно, например, [9], существует понятие **сеть спутниковой связи**, определяемое как "замкнутая, более самостоятельная функциональная структура, которая обеспечивает конкретную службу (службы), предоставляющую услуги конечным пользователям, и включает собственно ССС, интерфейсы с другими взаимодействующими элементами, а также может включать наземные средства передачи и коммутации, необходимые для выполнения задач этой службы".

К таким спутниковым сетям могут быть отнесены сети малых земных станций типа VSAT (Very Small Aperture Terminal), а также, например, персональной спутниковой связи. К тем и другим сетям применима эталонная модель взаимодействия открытых систем (ЭМВОС), включающая семь уровней. В рамках этой модели собственно ССС, отвечающая принятому выше определению, прежде всего является **системой передачи сообщений** (преобразуемых чаще всего в дискретные сигналы) через земные станции (ЗС), спутниковые ретрансляторы (СР), земные ретрансляторы (ЗР), т.е. через физическую среду, и может выполнять функции трех нижних уровней ЭМВОС: физического, каналного, сетевого. В зависимости от назначения системы, указанные функции могут быть отнесены как к протоколам и интерфейсам оконечного оборудования пользователя (ООП), т.е. "внешней" сети или службе, так и к внутренней структуре и процедурам ССС.

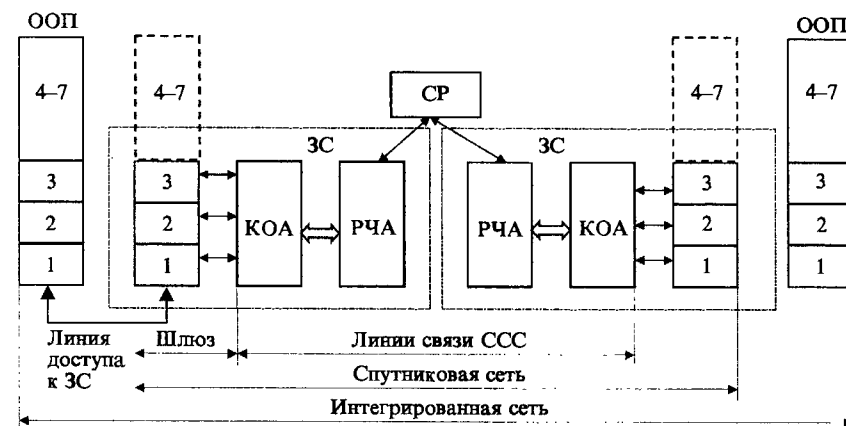


Рис. 1.2

На рис. 1.2 приведена схема взаимодействия ЗС с ООП на уровнях интерфейсов (шлюзов), которые могут входить или не входить в состав каналообразующей аппаратуры (КОА) станции.

При этом традиционными для спутниковой связи функциями КОА являются: преобразование сообщений с целью помехоустойчивого кодирования-декодирования, модуляция-демодуляция, формирование и обработка, уплотнение и разделение передаваемых радиосигналов, перестройка рабочих частот, переключение режимов прием-передача и номиналов скоростей передачи сигналов и т.п.

Тогда как на нижних (1, 2, 3) уровнях интерфейсов ЭМВОС осуществляются, в частности: процедуры, связанные с обеспечением доступа к каналам и ресурсам ССС; организация передачи битового потока, объединяемого в кадры, блоки, байты, пакеты на более высоких уровнях; синхронизация и организация обмена данными с ООП; преобразование кодов (последовательных в параллельные и наоборот), контроль за состоянием канала и пр. [16].

Причем, если верхние уровни ЭМВОС (с седьмого по пятый) не зависят от среды передачи, а четвертый (транспортный) обеспечивает эту независимость ("прозрачность"), то нижние уровни учитывают специфику каналов ССС и функции КОА. Протоколы этих уровней при работе через ССС скорее всего будут отличаться от стандартных протоколов наземных сетей, в связи с чем для их преобразования в составе ЗС могут быть предусмотрены шлюзы.

В данной работе, согласно принятому определению, исследуется модель ССС (М-системы), образованная линиями передачи цифровых сигналов (многостанционными линиями связи) между интерфейсами

физического уровня, т.е. от сигнального входа КОА (кодера) передающей ЗС до выхода КОА (декодера) принимающей ЗС. Это позволяет сосредоточить основное внимание на анализе М-системы с фиксированными, статическими структурами и параметрами компонентов.

Такой подход предусматривает выполнение операций с **номинальными** или **усредненными системными параметрами**, либо получение граничных (сверху и снизу) оценок, достаточно полно характеризующих систему. Предполагается, что данные параметры не зависят от имеющих место в процессе функционирования изменений информационной нагрузки и связанных с этим характеристик сети, условий распространения, различного рода операций регулирования и т.п.

Таким образом, далее подобную модель ССС будем рассматривать как **спутниковую систему передачи** (ССП), которая используется в качестве универсальной первичной, или канальной, основы для (динамических) телеинформационных сетей любого назначения, статуса, архитектуры.

Анализ ряда общесистемных проблем в рамках данной модели, с элементами оптимизации и оценками эффективности, составляет основу теории ССС, названной нами **структурно-параметрической (статической)**, и является задачей этой книги.

Сетевые аспекты спутниковой связи, представляющие большой теоретический и практический интерес, согласуются с принятой моделью, но выходят за рамки данной работы. В силу своей специфики, а также важности, актуальности и математической направленности, они могут быть положены в основу специального синтеза **спутниковых сетей** с распределением информации и управлением, т.е. **динамической теории**, как одного из разделов общей теории систем спутниковой связи, которая еще ждет своего создания. Далее будут обсуждаться лишь некоторые частные сетевые вопросы, необходимые для изложения в рамках статической модели.

1.2. Многоуровневая структурно-функциональная модель

Структура сложной системы, коей является ССС, определяется совокупностью ее компонентов, характером и фиксацией связей между ними. Устойчивость последних обеспечивает функционирование системы при воздействии возмущений внешней среды.

Модели, относящиеся к структурам, могут быть описаны математическими понятиями множества, графа, многомерного пространства, либо иметь неформализованный, логический, описательный

характер. В любом случае при анализе, оптимизации и синтезе структуры, функций и параметров ССС необходимо иметь в виду закономерности и принципы системного подхода, которые обусловлены свойствами *целостности, взаимосвязанности, иерархичности* системы как объекта [12, 15].

Это означает, что каждый элемент системы следует рассматривать как часть другого, более сложного компонента, обладающую *функцией*, которая определяется его свойствами и структурными связями. А совокупность элементов и компонентов приобретает системные свойства, отсутствующие у каждого из них. То есть, иерархии структуры соответствует иерархия компонентов, их функций и целей, на верхнем уровне которой находятся *функция и цель* самой системы.

Ниже обсуждается в описательной и графической форме *целориентированная*, ограниченная по сложности в сравнении с самой системой, но отображающая ее главные свойства, укрупненная **функционально-структурная логическая модель М-системы** (макромодель). Она разделяется, в соответствии с принципом декомпозиции, на **уровни** (слои), которые будут служить основой дальнейшего рассмотрения в этой главе (рис. 1.3), а также разбиения на последующие главы. При разработке такой *макромодели* главное внимание уделялось не столько составу технических средств, сколько последовательному логическому учету и структуризации важнейших системообразующих свойств и функций, которые выбраны исходя из приведенных выше соображений, практического опыта и представлений о перспективах развития ССС.

Составляющие модели, выстроенные в виде *нерархических функциональных уровней*, отражают целевые задачи, структуру, свойства любой ССС и ее компонентов, главным образом, в **качественных** понятиях, т.е. наиболее общие области и категории, подлежащие рассмотрению при проектировании и разработке систем в целом.

В свою очередь, характер и специфика задаваемых требований, показателей, связанных с конкретным назначением, качеством, эффективностью М-системы, должны определять вес и приоритет обращения к тому или иному уровню, предпочтительность технических решений на каждом из них, т.е. в конечном итоге привести к представлению о структуре и параметрах (облике) **конкретной** ССС.

Располагая при таком подходе ограниченным дискретным множеством архитектур, типов орбит, структурно-функциональных схем и т.д. (т.е. компонентов, трудно поддающихся формализованному синтезу), можно затем предметно ставить вопрос об оптимизации М-системы в **количественных** параметрических показателях.

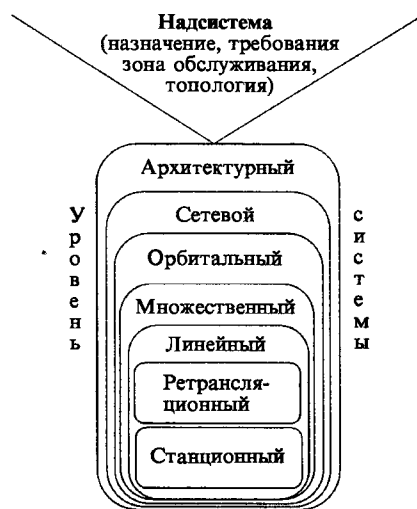


Рис. 1.3

вым категориям, рассмотрим в обзорной форме функции, свойства, особенности, характеристики всех представленных на рис. 1.3 уровней, характеризующие проблематику ССС в целом.

1.3. Топология и архитектура

Главная цель всякой ССС – передача сигналов внутри некоторого конечного множества земных станций – достигается благодаря функционированию всех ее элементов, но в конечном итоге – собственно **связного сегмента** М-системы (рис. 1.1), т.е. совокупности ЗС и бортовых спутниковых ретрансляторов (СР). Вместе с тем, в соответствии с упомянутым выше свойством целостности сложных технических систем, эта цель определяется более высоким иерархическим уровнем, коим для ССС является внешняя (вторичная) сеть. Назовем ее в данном случае *надсистемой* [15].

В зависимости от типа и назначения ССС может взаимодействовать с надсистемой на уровне сетевого интерфейса и быть для нее "прозрачной", либо иметь структуру, функции и параметры, прямо связанные с сетью пользователя (как это имеет место, например, для сетей типа VSAT или персональной спутниковой связи). Что же касается таких категорий как топология и архитектура, то они всегда в значительной степени взаимозависимы, хотя, строго говоря, не являются идентичными понятиями.

В соответствии с такой концепцией и принятым определением ССС, в последующих главах основное внимание уделено **трем уровням** макромоделей, отражающим в наибольшей степени **общесистемные** и, одновременно, **статические** свойства и параметры, а именно: **линейному, множественному, орбитальному** уровням. При этом множественный уровень распадается на подуровни: **многостанционный, многолучевой (многостворный) и многоспутниковый**.

Однако, прежде чем переходить к аналитическим, количественным оценкам и разделам, относящимся к указанным базовым категориям,

Под *топологией* понимается графическое отображение, конфигурация требуемой **структуры организации связи между пользователями**, независимо от того, какие системно-технические решения (структурно-функциональные, параметрические) приняты в ССС.

Топология зависит от назначения системы, следовательно, определяется надсистемой, т.е. внешней сетью (которая может быть глобальной, национальной, региональной, зонавой и т.д.). Поэтому топология обычно задается в составе исходных данных для проектирования ССС, не подлежащих синтезу, и отражает принципы связности потребителей (пользователей) надсистемы.

Тогда как *архитектура* ССС отождествляется обычно с принципами структурного и параметрического построения линий и системы в целом. Поэтому она сильно влияет на общесистемные параметры и технические решения, т.е. считается объектом синтеза и не обязательно должна повторять топологическую конфигурацию.

Таким образом, верхним уровнем макромоделей, а именно **уровнем связности** будем считать **архитектуру** М-системы в заданной зоне обслуживания, которая обусловлена целевым назначением и топологией надсистемы.

Известно, что по наиболее общему архитектурному признаку ССС могут быть разделены на три больших класса:

- системы распределения или вещания;
- системы сбора или мониторинга;
- системы двухстороннего или двунаправленного обмена.

Первые соответствуют на практике сетям телевизионного (ТВ) и звукового (ЗВ) *вещания, циркулярной передаче* различного рода сообщений и характеризуются преобладанием количества передаваемой информации в одном направлении – от центральной передающей земной станции (ЦЗС) к оконечным приемным (периферийным) станциям (ОЗС). Это не означает, что в таких системах не может быть каналов обратного направления, в особенности на современном этапе, когда широкое применение находят интерактивные ТВ и ЗВ.

Однако здесь налицо ярко выраженная асимметрия объемов информации, передаваемой в том и другом направлениях, что в конечном итоге оказывает решающее влияние на структуру компонентов и параметры системы на более низких уровнях ее модели. Топология таких сетей и архитектура ССС показаны на рис. 1.4,а и 1.4,б, соответственно.

Вторая категория ССС применяется прежде всего для получения и *сбора, сосредоточения* разного рода информации, передаваемой в "обратном" направлении от множества удаленных источников – передающих периферийных ЗС – в центры сбора (центральные,

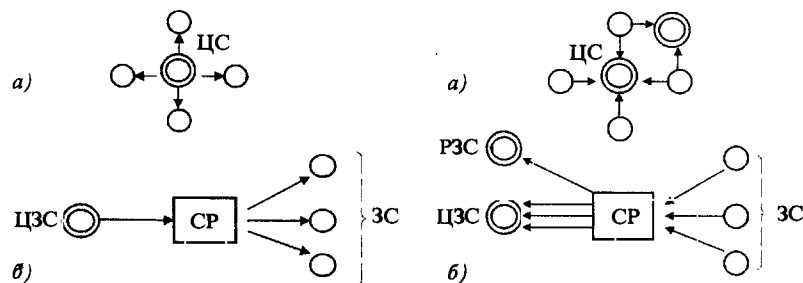


Рис. 1.4

Рис. 1.5

региональные ЗС) с целью обработки и/или принятия управляющих решений. Примером являются системы наземного и космического мониторинга [1, 2], репортерское телевидение и т.п. В таких системах в "прямом" направлении может передаваться информация, но в значительно меньших объемах, т.е. также имеет место резкая асимметрия, что, соответственно сказывается на архитектуре системы (рис. 1.5).

Системы *двунаправленного обмена* представляют наиболее общий случай. В них также может иметь место информационная асимметрия каналов того и другого направления, однако, как правило, не столь ярко выраженная. Далее мы будем рассматривать, главным образом, системы последнего типа, полагая, что первые два могут исследоваться отдельно, либо как частные случаи этого более широкого класса.

Двунаправленная М-система, как и пользовательские сети надсистемы, может иметь различную топологию и соответствующую ей архитектуру:

- от пункта (пользователя) к пункту ("точка-точка") – рис. 1.6;
- от одного пункта к многим пунктам и наоборот ("точка-многоточка"), т.е. **радиальную** или звездообразную относительно центральной, региональной станции (ЦЗС, РЗС) – рис. 1.7;
- между многими пунктами или пользователями ("многоточка-многоточка") по принципу "каждый с каждым", или **полносвязную** (ячеистую) – рис. 1.8.

Как наиболее общий случай следует выделить смешанную, или **радиально-узловую** архитектуру с ЦЗС и/или узловыми (зонавыми) станциями (УЗС), которая может принимать иерархическую (древовидную), либо многозональную конфигурацию и в то же время допускать связь между ОЗС одной или разных зон (рис. 1.9, пунктирные линии).

В рассмотренных случаях архитектура, как уже отмечалось, не всегда совпадает с соответствующим вариантом топологии. Так,

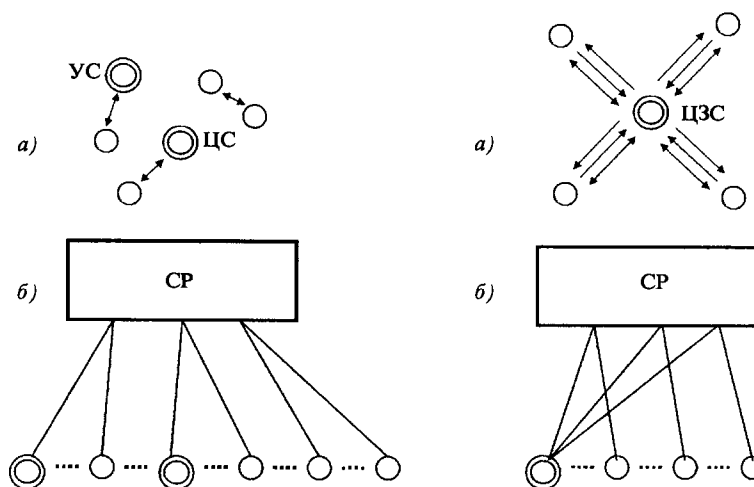


Рис. 1.6

Рис. 1.7

топология сети типа "каждый с каждым" в ССС с одним СР может трансформироваться в радиальную архитектуру, если, например, энергопотенциал оконечных ЗС (ОЗС), либо способ многостанционного доступа к СР затрудняют организацию прямого соединения ЗС между собой. В этом случае связь между ОЗС осуществляется через СР и ЦЗС (УЗС) "двойным скачком", а число линий связи на участке ОЗС-СР-ЦЗС-СР-ОЗС и обратно может сохраняться, либо удваиваться (пунктир на рис. 1.8,б). Другим примером радиальной архитектуры ССС и полносвязной топологии является применение коммутации каналов ЗС на борту СР и исключение, таким образом, "двойного скачка".

Приведенные варианты архитектуры отражают общие принципы связности, которые, в целях оптимизации использования пропускной способности (ПС) и ресурсов ССС, могут реализовываться по-разному, в зависимости от многих факторов – вида информации, способов многостанционного доступа и уплотнения каналов, требуемой эксплуатационной гибкости и пр. Так, например, группы "исходящих" от одной ЗС каналов, предназначенные разным ЗС, чаще уплотняются в один пучок, а на обратном направлении ("входящие" каналы или пучки) также могут объединяться, либо передаваться раздельно, например, на разных несущих частотах.

Существенное влияние традиционная в ряде применений радиальная архитектура оказывает при *зонавом принципе* построения ССС, в частности, с использованием многолучевых антенн (МЛИА) на борту

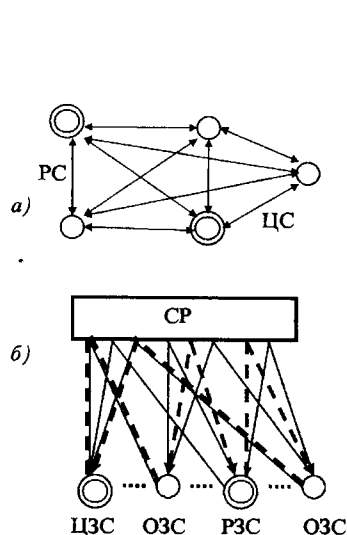


Рис. 1.8

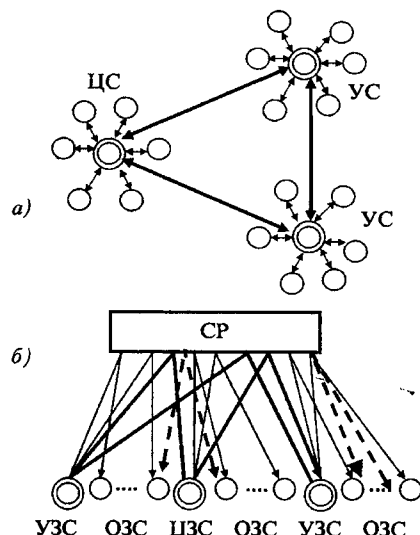


Рис. 1.9

СР. Это видно на примере систем подвижной спутниковой службы (ПСС) с централизованным управлением, к которым относятся ССС *Имарсат*, *Глобалстар* и др. Обязательное требование для них состоит в наличии центральных и зональных ЗС (станций сопряжения с наземной сетью, или шлюзов), имеющих *фидерные* линии к СР, что приводит к необходимости связи между оконечными (абонентскими) ЗС по схеме "двойного скачка". Чтобы исключить такой режим и обеспечить непосредственную связь по принципу "каждая с каждой", иногда прибегают к усложнению структуры СР за счет установки на борту КА устройств внутри- и межлучевой коммутации, как, например, в проектах *Иридиум*, *ICO*.

Чтобы реализовать конфигурацию типа "звезда", необходимо рассмотреть по крайней мере два варианта архитектуры СР: ретрансляцию сигналов прямого и обратного направлений в разных стволах (транспондерах) СР, либо в общем стволе, причем в первом случае с общими или отдельными бортовыми антенными устройствами. Одним из критериев эффективности того или иного варианта, как будет видно из последующего изложения, может быть степень использования энергетического, частотного, пространственного ресурсов М-системы.

Для *полносвязной* архитектуры также существуют задачи двух типов: большей частью структурно-сетевые (традиционные для всех

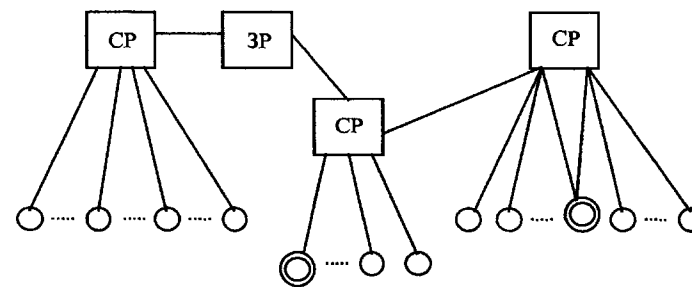


Рис. 1.10

сетей), связанные с вопросами маршрутизации, а также чисто "спутниковые", обусловленные, главным образом, экономией ресурсов, энергетикой ЗС, СР и линий связи в целом. При этом одной из самых распространенных проблем структурного синтеза современных ССС является ответ на вопрос о способе и месте выполнения функций абонентского доступа, т.е. маршрутизации и коммутации: в ЗС (центральной, зональной или оконечной), на борту СР, либо вне ССС, т.е. во внешней сети.

Наиболее сложно сохранить однозначность между пользовательской топологией и архитектурой ССС в *многопутниковой* системе, где в общем случае требуется передача информации в пределах заданной территории обслуживания, но из зоны радиовидимости одного СР в зону другого СР, т.е. через промежуточный земной ретранслятор и/или по межспутниковой линии (МЛ) связи СР-СР (рис. 1.10).

Многопутниковая М-система становится более похожей на классическую сеть с узлами коммутации. И задача обеспечения кратчайшего маршрута для прохождения сигнала усложняется, из-за наличия промежуточной ретрансляции, при всех типах архитектуры. Сами по себе понятия коммутации и маршрутизации в *многолучевой* и *многопутниковой* ССС весьма специфичны по сравнению с традиционными сетевыми. Это объясняется, в частности, тем, что в ряде случаев здесь может оказаться более оптимальным применение сигнально-кодовых и пространственно-временных методов, не требующих превращения СР в узел коммутации [17].

Существует много реализованных вариантов радиальной архитектуры ССС с одним СР в линиях связи, главным образом фиксированной спутниковой службы (ФСС). К их числу могут быть отнесены известные международные системы *Интелсат*, *Евтелсат*, *Интерспутник*, а также система ПСС *Имарсат*. Ярким примером



Рис. 1.11

смешанной архитектуры являются спутниковые сети VSAT, также относящиеся к FCC. Вместе с тем, еще остаются нерешенными многие задачи синтеза CCC, прежде всего применительно к архитектуре новых многоспутниковых систем с многолучевой конфигурацией.

В наиболее общей постановке предпосылками для вариации на уровне архитектурных решений могут быть, помимо назначения системы, факторы, от которых зависят показатели качества и эффективности CCC. К ним относятся такие характеристики как тип орбиты и количество CP, способы МД, степень использования энергетического и частотного ресурсов, параметры линии связи, CP и ЗС. Последние, как будет видно из дальнейшего изложения, в свою очередь должны быть приближены к оптимальным.

Таким образом, задачи верхнего, архитектурного уровня структурной модели CCC – обеспечение топологии внешней сети и оптимизация связности абонентов – переплетаются со структурно-параметрическим анализом остальных уровней, что частично отражено на диаграмме рис. 1.11 и будет следовать из дальнейших разделов.

1.4. Сетевая структура

Стремление к экономии ресурсов системы, в частности наиболее полному использованию пропускной способности спутниковых линий связи, способствует "сращиванию" вторичных (пользовательских) сетей (на их нижних уровнях) с CCC. Это означает более широкое наделение последних, помимо традиционных для них

функций образования спутниковых каналов и многостанционного доступа к CP, функциями обеспечения непосредственного доступа пользователя к каналам и ресурсам CP (мощности и полосе частот), т.е. предоставления их по запросу на время сеанса связи и последующего освобождения с целью более эффективного массового обслуживания.

Данное обстоятельство, наряду с внутренними "радиосетевыми" задачами многоспутниковой CCC, о чем пойдет речь ниже, обуславливает введение в ее структурную модель сетевого уровня. Далее приводится краткий обзор сетевых аспектов в той мере, в какой это требуется для последующего структурно-параметрического анализа в рамках статической модели.

Сущность понятий топологии и архитектуры тесно связана с сетевыми свойствами М-системы. Если топология характеризует принцип связности абонентов-пользователей, архитектура – структурно-системную реализацию этого принципа, или способ организации связи между ЗС, то модель внутренней сетевой структуры М-системы, во многом зависящая от архитектуры, должна отражать еще ряд свойств и характеристик. К ним относятся: конфигурация соединения ЗС, CP, ЗР линиями связи, количество и емкость пучков каналов, множественный доступ и способ предоставления спутниковых каналов, количество ретрансляторов как средств концентрации и узлообразования, алгоритмы маршрутизации и коммутации каналов (пакетов, сообщений).

Основным фактором, влияющим на структуру и характеристики сетевой составляющей М-системы и зависящим от назначения CCC, считается целевая эффективность сети, и прежде всего такие ее показатели, как емкость пучков и линий, определяемая пропускной способностью системы, а также гибкость функционирования, оперативность и надежность доставки сообщений.

Итак, при общем подходе в структурной модели CCC выделяется сетевой уровень, выполняющий две категории функций:

– *внешние*, относящиеся к взаимодействию на уровне протоколов с сетью пользователя (надсистемой) и обеспечению доступа абонентов к канальным и общесистемным ресурсам;

– *внутренние*, обусловленные наличием собственной пространственно распределенной радиочастотной сетевой среды, образованной земными станциями, спутниковыми и земными ретрансляторами, а также линиями связи между ними.

Иначе можно сказать, что в М-системе существует как бы наложенная радиосеть, функциями которой в одних случаях является предоставление ресурсов, спутниковых каналов по запросу пользо-

вателей, в других – непосредственное управление распределением ресурсов и информации, если ССС совпадает с вторичной сетью и окончное оборудование абонента является составной частью ЗС.

При этом необходимо отметить уникальное свойство ССС, состоящее в использовании *многостанционного доступа* земных станций к спутнику-ретранслятору (и наоборот – СР к земным станциям), что позволяет выполнять функции распределения каналов без применения коммутационных узлов и устройств в общепринятом понимании. Примеры общей структуры такой радиосети приведены на рис. 1.8–1.10.

В целом, пользуясь терминологией 7-уровневой модели ВОС, можно заключить, что, в зависимости от назначения и предъявляемых требований, ССС может выполнять сетевые функции вплоть до третьего (сетевого) или даже четвертого (транспортного) уровня. В этом смысле М-система, как цифровая ССП, подобна *сети передачи данных* (СПД), которая, в зависимости от применяемого в ней способа коммутации (каналов или пакетов) имеет разные типы интерфейсов (Х.21 и Х.25 соответственно) и различные границы с окончным оборудованием, в смысле принадлежности сетевого и транспортного уровней к той или иной "зоне ответственности" [16].

Остановимся кратко на некоторых задачах, которые возникают в теории и практике проектирования **спутниковых радиосетей**, и решения которых могут основываться на множестве работ, посвященных сетям связи вообще и радиосетям, в том числе *пакетным*, в частности [5, 11, 17–19].

Одной из структурно-сетевых задач является поиск и разработка принципов, алгоритмов *управления информационными потоками*, такими процедурами как установление и поддержание соединений "из конца в конец", передача сообщений, завершение связи, разъединение. Применительно к ССС это выражается в использовании стандартных или специальных протоколов, в зависимости от конкретной сетевой архитектуры, способа МД и программно-технических решений.

Структурно-функциональная взаимосвязь между архитектурой, способами МД и организацией сети проявляется и в зависимости от принципов *предоставления каналов* абонентам ЗС – на постоянной, долговременной основе или на время сеанса связи, передачи сообщения, пакета. При этом процедуры предоставления могут быть как *централизованные*, требующие организации отдельного канала запроса и сигнализации и соответствующих станций управления и контроля, так и *децентрализованные*. Последние, в зависимости от вида информации и трафика, в свою очередь предусматривают

различные правила доступа к каналам или ресурсам ССС – от детерминированного, регламентированного, с контролем занятости, резервированием (постановкой на очередь) и т.д. до свободного (случайного).

Объектом анализа и синтеза ССС может являться **структура радиосети**, формируемая на базе тех или иных критериев, которые могут варьироваться в зависимости от конкретных требований. При классическом подходе в этом вопросе определяющими обычно считаются *вероятностно-временные характеристики* (ВВХ) информационного обмена, т.е. доставки сообщений заданного объема с требуемым качеством и в заданное время (с той или иной задержкой).

Проектируемая радиосеть с конкретными топологией и потоками информации отображается традиционно в виде графа соединительных путей (пучков каналов) и матрицы нагрузки (потоков) между узлами и станциями сети. Кроме того, определяются варьируемые параметры и характеристики: пропускная способность, время доставки или задержки, вероятность потери сообщения, стоимость сети, удельная стоимость одного канала или единицы информации.

При этом применительно к М-системе необходимо различать понятие *пропускной способности*, как максимально возможной скорости передачи информации по линиям связи при полной загрузке каналов, от *емкости пучков* (ветвей) и сети в целом, зависящей от статистических свойств потока сообщений (трафика), структуры и числа каналов в пучке, при заданной норме потерь или временной задержке. Второе понятие обычно связывается с эффективностью использования абонентской сетью энергочастотного и временного ресурса каналов, стволов СР и ССС в целом при *превысисто́м трафике*, который имеет место, например, в компьютерных или телефонных сетях. Подробный анализ вопросов организации, структуры и параметров таких спутниковых сетей с одним СР содержится в [5].

В многоспутниковых ССС к вышеуказанным характеристикам сети добавляется большой объем требующих учета параметров, связанных с архитектурой орбитальной группировки СР, типом и количеством орбит, алгоритмами запроса и предоставления каналов и, что весьма важно, с энергополосными и пространственно-временными показателями СР и ЗС.

Задача синтеза *многоспутниковой радиосети* органично сплетается с выбором методов и алгоритмов маршрутизации как в линиях ЗС-СР-ЗС, так и в межспутниковых линиях связи (СР-СР, СР-ЗР, СР-ЗР-СР). Помимо традиционных принципов пространственной и временной коммутации здесь широкое распространение получают динами-

ческие, чаще всего пакетные, методы доступа, коммутации и процедуры маршрутизации [17, 19], к которым, в частности, относятся различные виды режима АЛОХА.

В последние годы все большее внимание уделяется новым высокоскоростным технологиям, в частности, использующим асинхронный режим передачи АТМ (Asynchronous Transfer Mode), хотя в ряде ССС применяются и синхронные методы. При этом возможно использование СР как узла коммутации каналов или пакетов, что имеет место в некоторых ССС, например, *Иридиум*, *ICO*.

Таким образом, орбитальная группировка СР, сама по себе или в совокупности с ЗР, может рассматриваться в составе структурно-функциональной модели как сеть взаимосвязанных *узлов коммутации*, радиодоступ к которым осуществляется на участке ЗС-СР. То есть, М-система как распределенная радиосеть, по аналогии с наземными сетями, распадается как бы на две составляющие: межспутниковую (междузловую) *магистральную* сеть и сеть *радиодоступа* для земных станций. При этом, наряду с синтезом структуры радиосети в целом, возникает задача выбора оборудования коммутации и маршрутизации в СР, ЗР, ЗС как компонентах более низких уровней структурно-функциональной модели.

Одновременно с оптимизацией сетевых принципов системы необходимо иметь в виду *управление* ее компонентами: орбитальной группировкой, оборудованием СР, ЗС, ЗР. Для этого при изменяющейся топологии сети в динамической модели может возникнуть необходимость создания специализированных *баз данных* [17, 19].

Структура и основные функции сетевого уровня макромоделей М-системы показаны на рис. 1.12.

Таким образом, даже беглый обзор целей и задач сетевого уровня иерархии М-системы показывает, что *оптимизация спутниковых сетей* относится к динамической модели ССС и представляет собой большой



Рис. 1.12

массив *особых теоретических и технических проблем*. Как отмечено выше, эти вопросы, а также синтез орбитальных сетевых структур, являются предметом специального рассмотрения, которое, наряду с теорией графов и комбинаторикой, теориями массового обслуживания и телетрафика, баллистикой, навигационными методами и машинным имитационным моделированием, должно использовать результаты *статического*, структурно-параметрического анализа М-систем, составляющего содержание последующих глав.

1.5. Орбитальное построение

Выбор типа и параметров орбиты (орбит), формирование структуры орбитальной группировки (ОГ) и определение количества КА являются первоочередными задачами проектирования М-системы, в особенности на современном этапе интенсивного развития многоспутниковых ССС. Указанные вопросы в значительной степени зависят от назначения системы, требуемой зоны обслуживания и топологии пользовательской сети.

Тип орбиты определяется многими факторами. По геометрической форме орбиты делятся на *круговые* и *эллиптические*, с тем или иным эксцентриситетом. По углу наклона i плоскости орбиты к плоскости земного экватора – на *экваториальные* ($i=0^\circ$), *полярные* ($i=90^\circ$), *наклонные* (i – любое, кроме 0° и 90°). По соотношению периода обращения $T_{об}$ вокруг земного шара с земными или солнечными сутками – на *несинхронные*, *квазисинхронные*, *синхронно-суточные* (*геосинхронные*), *солнечно-синхронные*.

Важной характеристикой орбитального построения является *зона обслуживания* территории. По обслуживаемой зоне ОГ (охвату) или зоне покрытия ССС могут быть разделены на *глобальные* и *региональные* (национальные, континентальные, локальные), с непрерывным или прерывистым по времени (периодическим, либо нерегулярным) обзором.

При этом покрытие зоны обслуживания (ЗО) на поверхности Земли может быть *однократное* (когда для ЗС в ЗО доступен СР одного КА) или *многократное* (доступны СР нескольких КА). Для большинства ССС, работающих в реальном масштабе времени, необходим по крайней мере непрерывный однократный обзор, а периодический или нерегулярный обзор применяются в системах с ожиданием передачи сообщений.

Кроме того, существуют понятия кинематически *симметричных* и *несимметричных* структур ОГ [23]. Первые соответствуют равномерному разнесению долготы восходящих узлов орбиты КА (или

орбитальных плоскостей) по экватору, вторые – неравномерному.

В зависимости от требуемого назначения ССС и зоны охвата должны синтезироваться тип орбиты, количество плоскостей в ОГ и число КА в каждой плоскости. Иногда одна и та же система может использовать различные типы орбит, т.е. однородные и разнородные орбитальные плоскости, а разнесение КА в плоскости орбиты может быть *равномерным* (предполагающим коррекцию орбиты) и *неравномерным*, со случайным распределением спутников.

Для связи между многими ЗС через один или несколько СР необходимо обеспечить нахождение станций в одной или нескольких зонах радиовидимости КА, а также нахождение отдельных СР и ЗР в зоне взаимной видимости. Размер мгновенной зоны обзора, или **зоны радиовидимости** одного СР относительно ЗС, находящейся в подспутниковой точке, определяется **высотой орбиты H** и требуемым значением **угла места β** (угла наклона к местному горизонту), под которым КА должен быть виден на границе зоны.

Важный угловой параметр, характеризующий зону радиовидимости (ЗРВ), или центральный угол (геоцентрический угловой радиус ЗРВ), выражается следующим образом [7]:

$$\alpha = \arccos[(R/R + H) \cos \beta] - \beta,$$

где R – средний радиус Земли. А площадь зоны радиовидимости в предположении сферичности Земли равна $S = 2\pi R^2(1 - \cos \alpha)$.

Отсюда легко могут быть найдены зависимости площади зоны радиовидимости одного КА от высоты орбиты, как в абсолютных значениях, так и в процентном отношении к площади земной поверхности, при любых углах места.

Таким образом, высота орбиты H является основным параметром, определяющим размер зоны обслуживания СР, и в совокупности с требуемыми энергопараметрами ЗС оказывает основное влияние на выбор орбитального построения ССС. От высоты орбиты прямо зависит и количество КА в группировке, определяемое требуемой зоной охвата всей системы, глобальной или региональной.

Под влиянием внешних возмущений параметры и плоскости орбит прецессируют. В рамках статической модели ССС при расчетах, относящихся к зонам видимости, энергетике и т.п., этот фактор, а также несферичность Земли могут не учитываться, т.к. они не оказывают решающего влияния на качественные результаты анализа.

При выборе высоты орбиты обычно учитывается наличие радиационных поясов вокруг Земли, называемых поясами Ван-Аллена,

которые могут оказывать влияние на работоспособность бортовой аппаратуры СР. Один из таких поясов простирается над экватором (в пределах $\pm 30^\circ$ к северу и югу) на высотах примерно от 1,5 до нескольких тыс. км, второй – на высотах 13–19 тыс. км (охватывая области в пределах $\pm 50^\circ$ от экватора).

От высоты орбиты КА зависит также величина **временной задержки** распространения сигнала между СР и ЗС, СР и СР, ЗР, являющаяся важной характеристикой качества связи, в особенности двухсторонней телефонной (речевой) передачи.

По высоте орбиты условно подразделяют на *низкие* (до ~ 2000 км), *средние* (5000–20000 км) и *высокие* (свыше 20000 км). Иногда их делят на *геостационарные* (ГСО, GEO – Geostationary Earth Orbit), т.е. геосинхронные с нулевым наклоном, и *негеостационарные* (НГСО), т.е. все остальные, в том числе низкие и средние круговые, средние и высокие (по высоте апогея) эллиптические (СЭО, ВЭО, НЭО – Heliptical Earth Orbit). Низкие орбиты в большей степени подвержены прецессии, что влияет на их эффективность.

К **низкоорбитальным** ССС с круговыми орбитами (НО, LEO – Low Earth Orbit) относятся такие известные проекты как *Iridium*, *Globalstar*, *Teledesik*, *Skybridge*, *Orbcomm*, *Гонец* и др. К **среднеорбитальным** (СО, МЭО – Medium Earth Orbit) – *ICO*, *Odissey*, *Spaceway* и др. Среди КА ССС с эллиптическими средними орбитами могут быть отмечены *Ellipso*, с эллиптическими высокими – *Archimedes*, *Молния*, *Зеркало-КС*.

Для многоспутниковых систем с глобальной ЗО важным является обеспечение связи как между ЗС, находящимися в зоне обзора разных КА, так и между КА, находящимися в одной или разных орбитальных плоскостях. Эти условия могут оказаться противоречивыми и значительно усложнить синтез структуры ОГ. Тогда как в региональных ССС данная проблема проявляется не столь остро.

Высота H и **эксцентриситет** орбиты e , а также **аргумент широты u** , определяют размеры зоны мгновенной радиовидимости, скорость ее перемещения и положение подспутниковых точек, т.е. *траксы движения* КА. От других трех основных элементов орбиты – **наклона i** , **долготы восходящего узла** и **аргумента перигея** существенно зависит географическое положение отдельных зон и ЗО ССС в целом [7, 22].

В наиболее общей постановке задача синтеза ОГ заключается в определении количества КА (N) и вектора $X = (x_j)$, $j = 1, 2, \dots, N$, где x_j – 6-мерный вектор орбитальных параметров j -го КА в некий начальный момент времени. К примеру, характеристики СР и условий связи (например, максимальная *наклонная дальность* до СР

и минимальный угол места антенны ЗС, прямая видимость между КА и т.д.), задаваемые неким вектором Γ , а также граничными (верхними и нижними) значениями широт ЗО ($\varphi_{\text{в}}$, $\varphi_{\text{н}}$), часто полагаются одинаковыми для всех КА. При этом критерием оптимизации может служить условие минимального количества КА (хотя это не единственно возможный критерий) для обеспечения, например, периодичности доступа ЗС к любому СР $t_{\text{п}}$ не более заданной $t_{\text{п}}^*$:

$$X^* = \arg \min_X N(X|\Gamma, \varphi_{\text{н}}, \varphi_{\text{в}}, t_{\text{п}} < t_{\text{п}}^*), \quad X \in E^{6N}.$$

Размерность искомого вектора X равна $6N$, что даже при небольшом количестве спутников делает задачу трудно разрешимой. Размерность снижается, если принять одни и те же наклонения и геометрию орбиты, например, круговые орбиты с равномерным разнесением плоскостей, задать фиксированные H , i , ввести ограничения на другие параметры. Однако и при этом задача остается сложной и в аналитической форме навряд ли решаемой. Дальнейшее ее упрощение заключается в принятии тех или иных конкретных принципов построения ОГ (постулатов), как правило, на основе эвристических соображений. Это позволяет формулировать соответствующий алгоритм синтеза и в каких-то случаях получить аналитические выражения, связывающие количество КА, параметры орбиты и показатели качества (ВВХ) сетевых свойств орбитальной структуры [22, 23].

Таким образом, задачи синтеза ОГ как структурно-функционального и параметрического компонента М-системы, даже без учета возмущающих воздействий, отличаются многообразием возможных постановок, многокритериальностью и имеют множество частных решений в определенных областях применимости. Некоторые из этих задач поддаются логико-математическим, эвристическим или графоаналитическим оценкам.

В целом же проблема разработки достаточно общего подхода к отысканию оптимальных или квазиоптимальных решений по орбитальным структурам ССС, на базе конкретных алгоритмов и соответствующих программных средств автоматизированного синтеза, остается актуальной в рамках динамической модели. Это подтверждается рядом исследований. Применительно к космическим системам дистанционного зондирования Земли, навигации, наблюдения постановка и отдельные решения подобных задач, судя по ряду публикаций [2, 22, 23], распространены и применяются на практике.

1.6. Множественный доступ

Обеспечение множественного доступа (МД) к общему ретранслятору является стержневой общесистемной проблемой спутниковой связи. Исторически понятие МД связывается с задачей *разделения сигналов* многих ЗС при их совместной передаче через общий тракт (ствол, луч) одного и того же СР, т.е. **многостанционным доступом линии связи**. В более широком смысле оно может быть распространено и на разнесение сигналов ЗС при работе через *разные стволы или лучи СР* одного либо разных КА, а также и на взаимный радиодоступ между самими СР, ЗР в ретрансляционной (*межспутниковой*) сети М-системы. Кроме того, с понятием МД часто связывается и обеспечение процедур обращения абонентов к каналу связи (запрос, предоставление, разъединение канала), а также управления ресурсами ССС.

В целом вопросы МД охватывают разнообразные аспекты анализа М-системы, как функциональные, алгоритмические, так и структурно-параметрические. Последнее означает, что основное внимание в проблеме МД в рамках статической модели обычно уделяется выбору наиболее эффективных способов разделения, т.е. параметров сигналов и принципов их формирования, а также построению ЗС, СР, обработке сигналов в условиях воздействия внутренних и внесистемных помех различного происхождения.

В то же время выбор вариантов и характеристик МД во многом зависит от назначения, архитектуры, сетевого и орбитального построения системы. Таким образом, обеспечение МД по сути дела является одной из центральных задач анализа и проектирования М-системы, тесно связанной с характеристиками функциональных компонентов всех уровней ее модели, а также с общесистемными функциями и услугами.

Вопросам **множественного доступа** посвящено большое количество работ. Существуют различные подходы к их анализу, классификации, оценкам способов обеспечения. В последующем изложении, наряду с традиционными аспектами многостанционной работы в одной линии связи, будут затронуты в той или иной степени вопросы, относящиеся к **многолучевому** (многозональному) и **многоспутниковому доступу**, в частности, эффективности пространственных методов разнесения сигналов, при наличии ограничений по энергетике и полосе рабочих частот, а также разного рода помех.

В зависимости от признака **разделения сигналов ЗС** (каналов), передаваемых в общем тракте СР, обычно принято выделять три основных (базовых) метода МД:

- с **частотным** разделением (МДЧР);
- с **временным** разделением (МДВР);
- с **кодovým** разделением (МДКР).

Каждый из этих методов принципиально допускает как **синхронное**, так и **асинхронное** по времени **разделение сигналов**. На практике чаще применяются асинхронный доступ с частотным и кодовым разделением и синхронный МДВР.

Существует достаточно много разновидностей и комбинаций этих методов, а также принципов формирования разделяемых сигналов. Так, при МДВР сигналы ЗС, преобразуемые в цифровую форму, обычно сжимаются во времени и собираются в пакеты определенной длительности, следующие друг за другом в соответствии с заданной очередностью, причем то и другое также зависит от многих факторов.

На каждой несущей частоте той или иной станцией может передаваться либо один сигнал (один канал на несущую – ОКН), либо несколько сигналов, уплотненных во времени (ВУ). Временное объединение сигналов разных станций на одной несущей в СР называют временным разделением каналов (ВРК) или временным уплотнением. Комбинацию методов МД на одной или разных несущих частотах принято обозначать как МДВР-МДЧР, МДКР-МДЧР, МДВР-МДКР и наоборот.

На *прямом* (ЦЗС-ОЗС, УЗС-ОЗС) и *обратном* (ОЗС-ЦЗС, ОЗС-УЗС) направлениях передачи через СР могут применяться различные методы разделения, как и на участках "*вверх*" и "*вниз*" при обработке (демодуляции) сигналов в СР.

На самом деле применение того или иного способа МД и вида сигналов, являющееся результатом синтеза структуры и параметров ССС с целью обеспечения многих предъявляемых к системе требований, далеко не ограничивается выбором собственно метода разделения. Одно из главных условий оптимизации М-системы – эффективное использование ее ресурсов, прежде всего энерго-частотного. Но степень этого использования, в свою очередь, является функцией множества факторов и параметров, определяющих облик системы и ее компонентов на всех структурно-функциональных уровнях.

Данная ситуация и некоторая структуризация видов и способов МД, а также общей проблематики линий спутниковой связи, схематично иллюстрируется рис. 1.13 и 1.14. Из их анализа видно, что экономичное, и тем более оптимизированное, обеспечение пропускной способности и помехозащищенности, как важнейших показателей эффективности ССС, зависит от решения целого ряда задач, а также от свойств, функций и характеристик, взаимосвязан-

ных или, наоборот, не связанных с выбором методов модуляции и разделения сигналов ЗС.

Таким образом, **способ МД определяется совокупностью системно-технических факторов, структур и параметров (структурно-параметрическим множеством), относящихся прежде всего к нижним, физическим уровням М-системы (линии связи, СР, ЗС) и оказывающих решающее влияние на ее эффективность, качество приема сигналов, а в конечном итоге и на качество услуг.**

Математически степень использования ресурсов системы при том или ином способе МД может быть выражена функционалом, зависящим от многих частных показателей эффективности, являющихся, в свою очередь, функциями параметров и структуры сигналов, трактов передачи, видов и режимов ретрансляции, т.е. характеристик физического уровня ССС. Это обстоятельство было отмечено ранее в [5].

Как видно из рис. 1.13, 1.14, к таким показателям, параметрам, алгоритмам относятся энергетические и шумовые характеристики СР и ЗС, с учетом орбитального построения, интенсивность взаимных и внешних помех, типы сигнально-кодовых конструкций (методы модуляции, кодирования и формирования), способы демодуляции, декодирования, обработки сигналов, структуры и режимы усиления СР, технические и организационные методы защиты от помех.

Приведенные соображения справедливы в основном для статической модели МД, т.е. при непрерывной и без изменения параметров на некотором временном отрезке, передаче (независимо от длительности этого отрезка). Если же учитывать динамику изменения интенсивности потока сообщений, т.е. трафик, а также временные и статистические свойства речевых, компьютерных, факсимильных, технологических и прочих сообщений (длительности сеансов связи, задержки, подавление в паузах, процедуры обмена и вхождения в связь), то характеристики эффективности МД будут зависеть и от принципа **предоставления каналов и ресурсов** системы абонентам. По этим признакам различают способы МД (рис. 1.13):

- с **закрепленными каналами**, или фиксированный доступ, когда распределение каналов не зависит от трафика;
- с **предоставлением каналов по требованию** (МДПКТ), или по запросу абонента;
- с **поиском свободного канала**;
- с **произвольным (случайным) доступом к СР**.

В первом случае абонент подключается на определенное время непосредственно к ЗС или к наземному узлу связи, присоединенному к ЗС, и ресурс СР предоставляется на все это время.



Остальные методы используются, когда нагрузка, характер передачи сообщений изменяются во времени, обращение к каналам происходит прерывисто, случайно или сами сообщения могут иметь пакетный характер. При этом в случае МДПКТ абонент подключается либо непосредственно к ЗС, т.е. имеет собственный спутниковый канал и является абонентом ССС, либо к коммутатору (концентратору), который соединен с ЗС, и тогда он является абонентом этого коммутатора (АТС, узла связи). Архитектура и топология сети во всех случаях могут быть различными.

Соединение абонента ЗС со своим корреспондентом (на другой ЗС), в зависимости от архитектуры ССС, осуществляется либо через коммутатор ЦЗС (архитектура типа "звезда"), в частности при "двойном скачке", либо через коммутатор, подключенный к ОЗС (при полносвязной архитектуре), в частности и при наличии коммутации в СР.

При отсутствии закрепления каналов различают два типа процедур запроса и управления их предоставлением:

- **централизованная**, т.е. обращение абонента к центральной или зоновой ЗС по каналу запроса или сигнализации, и получение разрешения на доступ к информационному каналу; при этом часто в каналах запроса используют случайный доступ, а в каналах информации – один из, или комбинацию, описанных выше методов разделения (например, ОКН с МДЧР, ВУ-МДЧР, МДВР или МДЧР-МДВР);

- **децентрализованная**, при которой поиск и выбор доступного канала регламентируется и технически реализуются непосредственно на абонентской ЗС; при этом применяются те же методы разделения, а на центральной или координирующей станции может осуществляться лишь контроль занятости и состояния сети.

При многостанционном доступе важное значение имеет распределение ресурса между каналами запроса и передачи, влияющее на общую эффективность использования энергочастотного ресурса СР.

В случаях, когда абоненты подключаются непосредственно к ЗС и осуществляют децентрализованный доступ к СР (например, при персональной связи), разделение сигналов может одновременно выполнять функции адресации, маршрутизации и радиокмутации.

В целом МДПКТ следует рассматривать как комбинацию различных методов разделения и предоставления спутниковых каналов (доступа к СР и к каналу). Способы, основанные на МДПКТ, находят широкое применение в современных ССС фиксированной и подвижной службы, в частности, в сетях VSAT и в системах ПСС *Глобалстар, ICO*.

Произвольный доступ чаще используется, особенно в случаях относительно малого трафика, при передаче коротких сообщений (пакетов), что снижает вероятность "конфликтов" (совпадения сигналов разных ЗС по времени на входе СР). В сетях VSAT распространены модификации доступа с разделением пакетов (МДПР) по методу АЛОХА, показанные на рис. 1.13. Они используются при входящей передаче информации, т.е. на направлении ОЗС-ЦЗС (при радиальной архитектуре), а также в запросных каналах. Для произвольного (случайного) доступа к СР удобно также кодовое разделение, т.е. МДКР.

В тех случаях, когда параметры трафика (длина пакетов, интенсивность потока требований и т.д.), либо электромагнитная обстановка изменяются во времени, алгоритмы предоставления каналов могут основываться на сочетании методов МД, т.н. гибридных, адаптивных стратегиях (централизованных или децентрализованных), т.е. динамическом управлении доступом в запросный и информационный каналы.

Подробные материалы по вариантам, процедурам, особенностям способов и методов предоставления каналов содержатся в ряде источников [5, 6, 9, 17, 18]. Некоторые вопросы анализа эффективности методов МД в М-системе будут рассмотрены в следующих главах. Далее остановимся на проблемах многостанционной работы в ССС с зональным (многолучевым) обслуживанием и несколькими СР.

В наиболее общей постановке **многостанционный, многозоновый и многоспутниковый** доступ, который может быть также назван зоновым обслуживанием, представляет собой комбинирование более традиционных сигнальных (частотно-временных) методов разделения каналов с пространственным разнесением парциальных зон, образуемых лучами многолучевых бортовых антенн (МЛА) СР, а также и зон обслуживания СР (КА), находящихся в различных точках орбиты того или иного типа.

Многолучевое зоновое обслуживание может быть параллельное, последовательное или комбинированное [6, 8, 21]. Последовательное, т.е. переключение лучей во времени, как и разделение лучей по поляризации, применяется реже. Параллельное чаще всего предполагает использование одного из рассмотренных выше способов МД внутри парциальной зоны луча, частотное, либо кодовое разделение сигналов, применяемых в соседних зонах (лучах), и пространственное разнесение линий связи лучей с не пересекающимися ДН.

Благодаря увеличению апертуры и усиления антенны в луче применение МЛА приводит к повышению энергопотенциала в линии связи каждого луча и сужению парциальных ДН (пропорционально

числу лучей) по сравнению с глобальной бортовой антенной. Последнее создает возможность *повторного использования частот* (ПИЧ) благодаря пространственному разделению парциальных зон, не являющихся по крайней мере соседними, т.е. повышается частотная эффективность ССС.

Для характеристики степени ПИЧ вводится понятие "кластера", которое характеризует количество частотных полос (K), на которое делится общая используемая в М-системе полоса для разделения смежных или близких лучей. При частотном разделении сигналов только соседних лучей кластер не может быть менее 3, а на практике обычно равен 4. Частоты повторяются через два луча, а $K=7$. В то же время при МДКР, за счет квазиортогональности сигналов и ослабления взаимных помех, могут применяться одни и те же частоты во всех лучах, т.е. кластер равен 1. Соответственно, коэффициент, характеризующий степень ПИЧ в МЛА, рассчитывается как $K_{\text{ПИЧ}} = n/K$.

В качестве примеров можно привести НО ССС *Iridium* ($K=7$), *ICO* ($K=4$), а также ряд систем с ГСО ($K=7$): *Инмарсат*, *Гаруда*, *Турайя*. Системы, в которых используется МДКР, позволяют применить ПИЧ в соседних лучах, т.е. $K=1$. К числу таких ССС относятся *Глобалстар*, *Эллипсо*.

Общее количество лучей МЛА обычно выбирается исходя из требуемой ширины ДН луча, заданной зоны обслуживания и гексагональной модели парциальных зон, т.е. покрытия зоны обслуживания СР правильными шестиугольниками-сотами, вписанными в окружности проекций лучей на земной поверхности. Если полная зона покрытия КА близка к глобальной, то количество парциальных зон, в зависимости от ШДН, должно быть равно одному из членов арифметической прогрессии с разностью 6: $n = 1, 7, 19, 37, 61, 91...$

При достаточно большом количестве лучей и многозоновом обслуживании возникает ряд проблем структурно-функционального характера, связанных с обеспечением передачи сигналов между ЗС, находящимися в разных парциальных зонах. Главной из них является маршрутизация сигналов ЗС между трактами лучей МЛА, которая особенно усложняется при динамическом изменении межзонального трафика. Не останавливаясь здесь на этих вопросах, затронутых в [8, 9, 21], отметим лишь, что их эффективное решение часто связано с усложнением СР и применением цифровой обработки с коммутацией сигналов в бортовом ретрансляторе.

Понятие **многоспутникового зонального обслуживания и многоспутникового доступа** вводится нами для обозначения соответственно двух

групп функций М-системы: а) обеспечения многостанционной работы ЗС через несколько СР и б) связи СР между собой (а также и с ЗР) в межспутниковой "внутренней" радиосети ССС.

Первая задача во многом сходна с многолучевым зональным обслуживанием и также предполагает в общем случае дополнительное (частотное, временное кодовое, поляризационное) разделение сигналов, как и ПИЧ при полном пространственном разнесении.

В многоспутниковых ССС возникают ситуации, когда в зоне видимости ЗС находится более одного СР и, соответственно, в зонах покрытия нескольких СР находятся одни и те же ЗС. Это имеет место как при переходе ЗС, СР из одной зоны в другую, так и при использовании ОГ, обеспечивающих многократное покрытие зоны обслуживания М-системы, т.е. постоянное нахождение нескольких КА в зоне видимости одной ЗС.

При переходе ЗС в зону другого СР обычно предусматривается применение методов, подобных процедурам "хендвера" в системах сотовой связи. В случае многократного покрытия возможны разные подходы и алгоритмы приема-передачи. Так, при перекрывающихся зонах используются переключения на одних и тех же частотах, если ЗС имеют направленные антенны, что обычно присуще системам с ГСО.

Но в М-системах с малогабаритными абонентскими терминалами и слабо направленными антеннами может оказаться предпочтительной стратегия параллельных каналов, т.е. передачи и приема сигналов ЗС одновременно через разные КА, с последующей обработкой в ЗС (сложением, автовыбором и т.д.). В качестве примера такого подхода следует указать СПСС *Глобалстар*, где все СР используют общую полосу частот с МДКР, и сигналы, приходящие по разным путям (в том числе и из-за многолучевого рассеивания радиоволн), когерентно суммируются в приемном устройстве ЗС типа *Rake*.

В целом вопросы оптимизации алгоритмов связи ЗС через несколько СР в М-системе представляют собой особую задачу, требующую специального рассмотрения.

К наименее изученным проблемам МД в ССС следует отнести также **межспутниковый доступ**. Применительно к традиционным ССС с ГСО это понятие во многих источниках подразумевает организацию отдельных линий связи между соседними СР в диапазонах частот 20–30 ГГц, 50–60 ГГц или оптическом, с использованием узконаправленных бортовых антенн со слежением. Такие линии с большой пропускной способностью обычно рассматриваются как магистральные (мосты), соединяющие между собой обширные гео-

графические зоны или разные национальные, региональные, международные системы [6, 8].

Что касается вопросов многоспутникового доступа в распределенной радиосети СР, иногда называемой *многоспутниковой*, "цепочечной" сетью, то нельзя не отметить, что они изучены явно недостаточно. Отдельные аспекты этой проблемы рассматривались в [17–19], однако неизвестны результаты таких исследований (тем более применений) в достаточно полном, логически законченном виде.

В [17] приведена классификация методов разделения межспутниковых каналов на *синхронные* и *асинхронные*. К первым могут быть отнесены МДВР (МДВУ) и его модификации, в частности, с последовательным перенацеливанием МЛА СР на КА многоспутниковой ОГ. Там же описывается метод т.н. *псевдослучайного расписания* (ПСР), состоящий в синхронном переключении лучей МЛА в пакетном полудуплексном режиме для каждой пары СР, что позволяет обойти трудности составления общесистемного синхронного расписания.

Среди *асинхронных* рассматриваются методы МДЧР и МДКР, аналогичные применяемым в сотовых системах, в частности с традиционным двухчастотным дуплексом (Frequency Division Duplex – FDD), а также произвольного пакетного доступа на общей несущей частоте в полудуплексном режиме (МДПР) с ненаправленной антенной или МЛА с управляемыми узкими лучами. Одна из идей одночастотного дуплекса упоминается в [18], однако она далека от реализации. В [19] рассмотрен т.н. *волновой метод*.

Методы *одночастотного дуплекса*, или дуплекса с временным разделением (Time Division Duplex – TDD) в различных модификациях представляют принципиальный интерес с позиций решения нелегкой проблемы частотного планирования в радиосети СР. В этом отношении заслуживает внимания технология межспутниковой связи с синхронным режимом TDD, реализованная в системе *Иридиум*.

В заключение следует подчеркнуть, что задачи множественного доступа в различных "сечениях" М-системы еще далеки от сколь-нибудь полных, тем более законченных решений. Постановку, систематизацию и разработку методологии, рациональных подходов к исследованиям в этой области следует считать одной из главных проблем анализа и синтеза ССС.

1.7. Линия спутниковой связи

Базовым физическим звеном любой ССС является линейный уровень, охватывающий *линии связи* (ЛС), образованные передающей

ЗС, спутниковым ретранслятором и принимающей ЗС (ЗС-СР-ЗС). Производными от этой (симплексной) ЛС могут считаться дуплексная ЛС, образуемая приема-передающими ЗС и СР, линии с многократной ретрансляцией или многоспутниковые ЛС (ЗС-СР-СР-ЗС, ЗС-СР-ЗР-СР-ЗС), а также их составные части – линии участков "вверх" (ЗС-СР, ЗР-СР), "вниз" (СР-ЗС, СР-ЗР) и межспутниковые линии (СР-СР, СР-ЗР-СР). Часто при анализе и расчетах под линией спутниковой связи понимают пучок ЛС от многих ЗС, проходящий через *приемо-передающий тракт СР, как общее звено всех дуплексных однонаправленных линий*. Мы также будем далее придерживаться этого понимания.

Основной функцией линий связи современных ССС является передача и прием *цифровых (дискретных) сигналов*, в которые преобразуются разнообразные (цифровые и аналоговые) сообщения абонентов передающей ЗС, при наличии на входе приемных устройств ЗС, СР помех различного происхождения. Поэтому в общей структуре сети спутниковой связи ЛС соответствует физическому уровню – системе передачи от "модема (кодека) до модема".

Влияние мешающих электромагнитных воздействий, возникающих в разных участках цифровой ЛС, в конечном итоге проявляется на выходе демодулятора приемника ЗС, точнее его решающего устройства. В этом смысле *структурные и параметрические характеристики нижних (физических) уровней модели М-системы* – линейного (ЛС), ретрансляционного (СР, ЗР) и станционного (ЗС), о чем речь пойдет далее, являются *определяющими для реализации важнейших показателей качества и эффективности ССС*.

Решение задачи обеспечения наилучших в определенном смысле (оптимальных) условий приема сигналов на фоне помех подчинено исходным требованиям, предъявляемым к ССС при ее проектировании. К таким требованиям, как уже отмечалось, относятся прежде всего *показатели назначения системы* и стоящие перед ней задачи, а также характеристики имеющихся в распоряжении ресурсов. Но в любом случае условия приема сигналов зависят от *энергочастотного потенциала ЛС*, определяемого в значительной степени энергетическими и частотными (полосными) параметрами ЗС, СР, ЗР а также среды распространения (высотой орбиты и диапазоном рабочих частот).

Поэтому часто, и не без основания, главной (но не единственной) целевой функцией ЛС считается обеспечение необходимого энергетического уровня сигнала на входе приемного устройства ЗС, т.е. поддержание т.н. *диаграммы уровней* (энергетического баланса) в соответствии с классическим уравнением связи. Но, поскольку

результатирующие соотношения сигнала и помех на выходе ЛС зависят не только от энергетики, задача оптимизации линий связи является многопараметрической и должна учитывать структурно-параметрические свойства компонентов остальных уровней модели М-системы, как нижних, так и верхних.

На рис. 1.15 приведена упрощенная модель линии спутниковой связи, отражающая схематически эти положения. Многостанционную (многоканальную) ЛС можно рассматривать как совокупность передающих (ПРД), приемных (ПРМ) устройств и спутникового канала связи с общим ретранслятором. При этом под ПРД понимается оборудование, в котором происходит формирование, кодирование, модуляция и перенос на рабочую частоту сигналов одного (одноканальная ЗС), либо группы (многоканальная ЗС) абонентов. В ПРМ происходят обратные преобразования сигналов, обработка на фоне помех и принятие решений о том, какие сигналы и сообщения были переданы.

Канал связи с общим нелинейным ретранслятором (ОНР) образуется из среды распространения сигналов на обоих участках ЛС и приемо-передающего тракта ретрансляции, общего для линий ЗС данного ствола, луча СР. Как показано на рис. 1.15, в СР происходит сложение всех поступающих на его вход сигналов от M передающих ЗС с собственными шумами СР и внешними (внесистемными) помехами с превышением y над суммарным уровнем сигналов. В общем случае вся эта смесь после преобразований в тракте СР поступает на вход принимающей ЗС вместе с внешними помехами на участке "вниз", с превышением z , и складывается в приемнике с его собственными флуктуационными шумами.

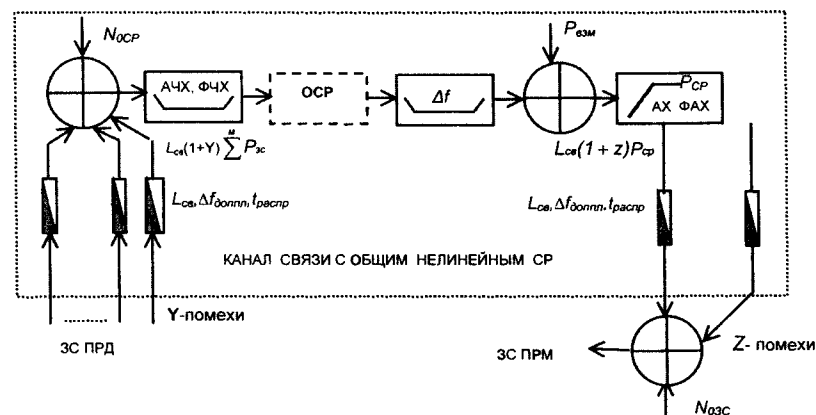


Рис. 1.15

Многостанционный тракт ретрансляции является общим устройством с фиксированными выходной мощностью P_{CP} , иодосой частот Δf и уровнем собственного шума N_{0CP} . Его основные функции – усиление и преобразование смеси сигналов. В связи с этим мешающими факторами следует считать не только непосредственное воздействие поступающих на его вход помех, но и образование дополнительных составляющих в результате линейного и нелинейного взаимодействия входных сигналов между собой и с помехами. Назовем эти мешающие продукты помехами взаимодействия с мощностью $P_{взмд}$. Кроме того, вредным является снижение выходной мощности полезных сигналов из-за отбора ее помехами и указанными нелинейными составляющими. Основные факторы, приводящие к таким процессам в СР, будут рассмотрены ниже.

В связи с отмеченной спецификой канал с ОНР является особым типом канала по сравнению, например, с классическими каналами с белым гауссовым шумом или с замираниями (общими, селективными) и т.д.

Из приведенных рассуждений также следует, что участки "вверх" и "вниз" неравнозначны с точки зрения воздействия помех. Первый, из-за доступности СР с большой территории, более подвержен такому воздействию со стороны наземных радиотехнических средств, а также оказывает влияние на другие космические средства, расположенные на орбитах. Вследствие помех на входе СР общая пропускная способность ССС может быть лишь ухудшена по сравнению с достижимой на участке "вниз". Поэтому оптимальное построение системы должно предполагать максимальное ослабление помех на участке "вверх". По отношению к влиянию внешних помех, а также и собственных тепловых шумов СР, это означает необходимость повышения мощности передатчиков ЗС, либо применение тех или иных видов помехозащищенной обработки в СР (пространственной селекции, фильтрации, демодуляции, регенерации и т.д.).

Наоборот, участок "вниз" сам по себе более защищен от внешних воздействий с Земли. В то же время антенны СР освещают значительные зоны на земной поверхности, что создает предпосылки для мешающего влияния на другие, в том числе наземные радиосредства. Этот участок определяет достижимый энергопотенциал и максимальную пропускную способность ЛС.

Сложной задачей является ослабление воздействия внешних помех, излучаемых в сторону СР. Наиболее радикальным средством борьбы с ними, помимо повышения энергопотенциала ЗС и пространственной селекции, считается фильтрация и корреляционная обработка в СР, способы и разновидности которой рассматриваются

ниже. Поскольку это требует дополнительных затрат ресурсов, необходимо иметь в виду и косвенные методы, т.е. улучшение энергетики ЛС на обоих участках, уменьшение влияния внутрисистемных помех.

В то же время оптимизация МД, помимо задачи разделения сигналов в ЛС (т.е. достижения в пределе **линейной независимости** или **ортогональности** сигналов) предполагает также поддержание их уровней на входе СР такими, чтобы на каждый канал не расходовалась мощность большая, чем это необходимо для обеспечения требуемого качества приема.

Анализ методов защиты от помех с учетом несовершенства оборудования СР показывает, что в целом задачи повышения пропускной способности и помехозащищенности ССС взаимозависимы и противоречивы. Они всегда требуют компромиссных и комплексных решений с учетом всех мешающих факторов, как внешних, так и внутренних, обусловленных конкретным назначением и реализационными возможностями построения М-системы. Возможные технические меры, пути структурно-функциональной оптимизации М-системы и взаимосвязи между ними иллюстрируется рис. 1.14.

Линиям спутниковой связи присущи также особенности физического плана, обусловленные большим временем распространения, прохождением радиосигналов через земную атмосферу и космическую среду, перемещением КА относительно ЗС с большой скоростью.

Многие из этих факторов, в частности, космические шумы и излучения, рефракция и поглощение радиоволн, вращение плоскости поляризации и фазовая дисперсия в ионосфере, при правильном выборе рабочих частот и соответствующем построении аппаратуры могут быть приняты во внимание при энергетических расчетах, либо вообще не учитываться [5]. Другие же, к которым прежде всего относятся эффект Доплера и время распространения, а также изменения этих факторов в процессе передачи сигналов, вносят определенную специфику в построение ССС.

Как известно, доплеровское смещение частоты определяется радиальной составляющей скорости движения спутника относительно ЗС. Радиальная скорость, в свою очередь, зависит от параметров орбиты и места расположения источника сигнала на поверхности Земли.

В целом эффект Доплера является нежелательным фактором. Однако, если он может быть известными методами скомпенсирован в конкретной ЛС, то различие частотных сдвигов в разных линиях М-системы или у посторонних помех играет положительную роль, т.к.

способствует ослаблению мешающих влияний. Так, линейная или нелинейная (комбинационная) помеха от другой ЗС, номинально совпадающая по частоте с принимаемым сигналом, фактически из-за частотной нестабильности будет расстроена, т.е. ее воздействие на прием ослаблено.

Еще более могут сказываться скорости изменения доплеровских сдвигов частот следования тактов или кадров во временной области, т.е. при синхронизации, фазировании сигналов от разных источников, что также может быть использовано при защите от помех. Общая причина отмеченных факторов – неравные, в смысле пространственного разнесения, условия, в которых находятся разные ЗС и внешние для ССС источники, воздействующие на общий СР.

В целом, как следует из рис. 1.14, **защита от помех в линии спутниковой связи с общим СР является важнейшей общесистемной проблемой и означает не только борьбу с ними непосредственно при приеме в ЗС, но целый комплекс мер, направленных на их ослабление до усиления в тракте СР и попадания в его выходные каскады, оптимизацию энергочастотных показателей ЛС, уменьшение взаимного влияния сигналов разных станций.**

1.8. Ретрансляция

Уровень ретрансляции, вместе со станционным (земные станции), в большей степени, чем остальные уровни макромоделей, формируется главным образом физическими, аппаратными компонентами ССС, их структурно-функциональным назначением и взаимосвязями. Если в основу рассмотренных выше более высоких уровней положены принципы и категории, относящиеся к **распределенным общесистемным конфигурациям**, то ретрансляционный и станционный уровни вносят решающий вклад в анализ и синтез М-системы в виде **пространственно локализованных структур и параметров оборудования.**

Ретрансляционный комплекс в составе космического сегмента, называемый здесь **спутниковым ретранслятором (СР)**, представляет собой радиотехническое оборудование, устанавливаемое на борту КА, предназначенное для приема, усиления, преобразования, обработки, передачи радиосигналов от передающих к принимающим земным станциям и входящее одновременно в состав **связного сегмента ССС** (рис. 1.1).

В этом смысле СР, вместе с ЗС образующие спутниковые линии связи, физически реализуют основную целевую функцию М-системы – передачу сигналов "из конца в конец". Вместе с тем структура и

параметры СР взаимозависимы с орбитальным построением, энергетическими и массогабаритными показателями КА. Ретрансляционный комплекс часто называют *полезной нагрузкой* спутника, а остальные бортовые подсистемы (энергоснабжения, терморегулирования, ориентации, управления и т.д.) – вспомогательными, обеспечивающими функционирование СР.

В состав бортового ретрансляционного комплекса (БРК) одного и того же КА могут входить СР нескольких связанных сегментов (или даже различных ССС). В состав БРК любого СР мы далее будем включать приемные, передающие или приемо-передающие **бортовые антенны**, со своими облучателями, опорно-поворотными устройствами, фидерными трактами (АФУ), и собственно **ретрансляторы** (РТР), т.е. приемо-передающее ВЧ (РЧ) оборудование, в ряде случаев с элементами канала образования (модуляции-демодуляции, регенерации и т.п.), обработки, коммутации сигналов.

К основным характеристикам бортовых антенн относятся: контур покрытия (конфигурация луча), форма и ширина диаграммы направленности (ДН), коэффициент усиления, уровень боковых лепестков, тип поляризации, приложенная мощность, РЧ чувствительность.

Антенны современных СР, к каким бы спутниковым службам они не относились, играют очень важную общесистемную роль: во-первых, они определяют зону (зоны) обслуживания и архитектуру ССС; во-вторых, от типа и размера (апертуры) антенны во многом зависит энергетика линий связи и использование общесистемных, в частности, бортовых, ресурсов; в-третьих, бортовая антенна обеспечивает пространственную и/или поляризационную развязку сигналов разных стволов, лучей и даже СР, находящихся в разных орбитальных позициях, что позволяет использовать одни и те же полосы частот (ПИЧ).

Устройство антенны зависит от конструкции КА. Так, на спутнике, стабилизированном вращением, отсутствует обращенная к Земле панель, что приводит к размещению зеркала с вынесенным облучателем на платформе с обратным вращением. Примером является СР *Интелсат-6*.

Для КА, стабилизированного по трем осям и имеющего фиксированную обращенную к Земле панель, возможны разные варианты: а) зеркало монтируется на этой панели, а облучатели выносятся на штанге вблизи его фокуса (СР *Интелсат-5*); б) зеркало крепится на штанге, а облучатель располагается на корпусе КА, что позволяет уменьшить длину фидера, но требует развертывания антенны в космосе после выведения на орбиту (СР *Арабсат*); в) непосредственно излучающие плоские антенны на корпусе КА (СР *Арабсат*, *Глобал*

стар и др.). При этом на большинстве СР используются отдельные антенны для приема и для передачи.

Зона покрытия поверхности Земли бортовой антенной обычно определяется т.н. контурами изоусиления, зависящими от расположения излучающих элементов. Так, при круглом рупорном облучателе с рефлектором зона имеет форму круга (СР *Евтелсат-1*). При более сложном расположении облучателей или излучателей антенной решетки формируется контур изоусиления, соответствующий требуемой зоне обслуживания (СР *Евтелсат-2*). Приведенные примеры соответствуют однолучевым антеннам или антеннам с небольшим количеством лучей.

Современные и перспективные ССС будут использовать бортовые МЛА, преимущества которых, в частности для ПИЧ, упомянуты выше. Они также допускают разделение чередующихся лучей по поляризации. В таком случае покрытие требуемой зоны может быть обеспечено соприкасающимися лучами четырех типов, используя всего две полосы частот.

В качестве МЛА применяют сферические рефлекторы и линзовые антенны с вынесенными облучателями, а также фазированные решетки разных модификаций. Сферические зеркала имеют достаточно большой уровень боковых лепестков ДН и невысокий коэффициент использования площади раскрыва (*кип*), в то же время на них может реализовываться большая апертура, т.е. высокое усиление, и соответственно, более узкие ДН (лучи). Линзовые МЛА с зонированием позволяют снизить уровень боковых лепестков, однако он будет возрастать по мере отклонения от центральной частоты рабочей полосы частот МЛА.

Наиболее широкие возможности по многолучевому обслуживанию, формированию сложных контурных ДН, адаптивному изменению усиления и выходной мощности в лучах имеют активные фазированные антенные решетки (АФАР) в сочетании с различными схемами обработки и коммутации сигналов. Эти МЛА, как и зеркальные, формируют ширину ДН и усиление в луче также за счет апертуры, но имеют т.н. лучеобразующую систему, состоящую из набора элементарных активных излучателей с ответвителями, управляемыми фазовращателями и сумматорами [8].

Приемо-передающие тракты в составе РТР, называемые стволами или транспондерами, присоединяются к общим, индивидуальным антеннам, либо к лучам МЛА. При этом разделение сигналов стволов или лучей достигается различными способами и методами, упомянутыми выше.

Основными общесистемными характеристиками (показателями) СР (БРК, ствола, луча) являются:

- эффективная изотропно излучаемая мощность (ЭИИМ), т.е. произведение выходной мощности передатчика РТР на усиление передающей антенны, с учетом потерь в тракте АФУ;

- добротность приемной системы, т.е. отношение усиления приемной антенны, с учетом потерь в АФУ, к шумовой температуре приемной системы РТР;

- плотность потока мощности (ППМ) у поверхности Земли, определяемая ЭИИМ на единицу площади поверхности при заданной орбите;

- коэффициент усиления тракта РТР;

- полоса частот ретрансляции;

- выходная мощность передатчика РТР;

- шумовая температура приемной системы.

Указанные показатели выбираются или рассчитываются в зависимости от назначения, архитектуры ССС, энергопараметров ЗС и оптимизируются с учетом ряда факторов, рассматриваемых ниже.

По структуре **приемо-передающего тракта РТР** могут иметь однократное или двукратное преобразование частоты. В первом случае происходит переход из полосы частот приема сразу в полосу передачи. Во втором случае входная радиочастота (РЧ) преобразуется в промежуточную (ПЧ), а затем в выходную, т.е. в частоту передачи.

При этом обычно вначале производится усиление сигналов на низком уровне мощности в общей (широкой) полосе частот приема, затем разделение на субполосы (демультиплексирование) с помощью фильтров, ответвителей и усиление в полосах ПЧ. После этого производится объединение (мультиплексирование), либо коммутация по РЧ, ПЧ или перекрестные (межполосные, межствольные) соединения с последующим объединением, усиление в предающем тракте и далее подключение к общей или разным передающим антеннам (лучам).

Структурная схема приемо-передающего тракта СР в значительной степени зависит от назначения М-системы и предъявляемых к ней требований (целевых функций). Она должна синтезироваться на основе технико-экономических соображений с учетом этих требований.

Как известно, наиболее распространены и экономичны способы прямой, или сквозной, ретрансляции сигналов, т.е. без демодуляции в тракте СР. В общем-то это имеет место независимо от того, какое необходимо обслуживание – в зоне глобальной бортовой антенны и обособленных стволах, или в парциальных зонах лучей разных

антенн (МЛА), без перехода сигналов из одного ствола в другой, или с перекрестными связями (коммутацией) по РЧ между стволами (лучами). Однако, при увеличении числа лучей и направлений связи коммутация по РЧ становится сложной, что часто приводит к предпочтительности демодуляции сигналов и установки низко (видео)-частотного коммутатора на борту СР.

При **прямой ретрансляции** оптимизация энергетики и использования полосы частот в М-системе во многом зависит от параметров сквозного тракта СР вообще и на высоком уровне усиления, т.е. выходного каскада РТР – усилителя мощности (УМ), в частности. В качестве последнего применяются обычно лампы бегущей волны (ЛБВ) или твердотельные усилители с выходной мощностью от единиц до десятков Вт.

Указанные электронные приборы имеют принципиально *нелинейные передаточные характеристики*, прежде всего из-за наличия режима насыщения за счет ограничения выходной мощности. Это приводит к появлению комбинационных составляющих при усилении нескольких (многих) сигналов и, в результате, к *нелинейным внутрисистемным помехам*. Кроме того, *амплитудно-фазовая конверсия* (АФК), также свойственная этим приборам, вызывает дополнительные искажения сигналов.

Существуют разные пути борьбы с нелинейными помехами, некоторые из них будут рассмотрены в следующих главах. Укажем коротко на те, которые связаны в той или иной мере с оборудованием СР.

Наиболее часто применяемый путь – работа УМ в *квазилинейном* режиме, т.е. со снижением входной мощности относительно уровня насыщения. Возможными средствами для этого являются регулирование коэффициента усиления РТР или применение управляемых аттенуаторов. В качестве способов *линеаризации*, а также ослабления АФК, могут использоваться АРУ на более низких уровнях усиления, обеспечивающая требуемый динамический диапазон сигналов, и предискажения различного типа на входе УМ. При наличии на входе СР преобладающего сильного сигнала более эффективным по сравнению с АРУ оказывается применение мягкого (плавного) ограничения в тракте до УМ. С целью уменьшения уровня комбинационных продуктов иногда рекомендуется применение вместо ЛБВ полевых транзисторов, которые имеют улучшенную линейность вблизи насыщения.

В определенных случаях могут быть применены РТР с *жестким ограничением* до усиления в выходном каскаде. Это позволяет выходному прибору, в частности, ЛБВ, работать в энергетически

наиболее выгодном режиме насыщения, однако комбинационные составляющие при многосигнальной передаче будут иметь максимальную интенсивность. Но их мешающее воздействие, т.е. уровень нелинейных помех в приемнике ЗС, могут быть ослаблены и сведены к минимуму благодаря соответствующему выбору параметров сигналов: несущих частот (при неравномерном разносе), базы (применение шумоподобных сигналов), взаимной ортогонализации (синхронизации) сигналов [6, 24, 25].

Нелинейность СР и связанная с нею проблема комбинационных помех свойственна М-системе при работе СР главным образом в режимах прямой ретрансляции. При демодуляции, регенерации и вообще обработке сигналов на борту КА, когда появляется возможность формирования единого группового многостанционного сигнала в РТР, например, методом ВРК на участке "вниз", эта проблема снимается.

Однако, как отмечалось выше, при отказе от прямой ретрансляции возникают вопросы, связанные прежде всего с реализацией и удорожанием СР. Поэтому усложнение его структуры и функций, помимо борьбы с нелинейными помехами, должно иметь и другие общесистемные предпосылки. Причин для этого существует несколько, важно располагать соответствующими критериями оценки тех или иных решений в данной области.

Одним из наиболее часто упоминаемых достоинств применения **обработки сигналов в ретрансляторе (ОСР)**, помимо работы СР в режиме насыщения, является возможность *регенерации* сигналов, т.е. исключения накопления шумов и других помех от участка к участку ЛС. Это приводит, в первую очередь к тому, что коэффициент ошибок в ЛС суммируется на линиях "вверх" и "вниз", тогда как при прямой ретрансляции он определяется результирующим отношением сигнал/помеха в приемнике ЗС. Однако эффект от данного преимущества зависит от величины соотношения энергopotенциалов участков ЛС и полосы частот ретрансляции. Области влияния уровня и типа помех на эффективность ОСР рассмотрены в следующих главах.

Особым случаем ОСР является **защита от внешних помех**, сосредоточенных по спектру (узкополосных), по времени (импульсных) или распределенных по полосе и во времени (широкополосных). Обработка смеси полезных сигналов и узкополосных помех заключается в *частотной режекции* пораженных участков спектра с помощью пассивных или активных фильтров разного типа. К первым могут быть отнесены, например, амплитудно-частотные ферритовые ограничители, ко вторым – динамические фильтры-компенсаторы на основе апостериорных оценок входных процессов.

Широкополосные импульсные помехи подвергаются адаптивной *временной режекции*, а распределенные и непрерывные во времени – *корреляционной обработке*. Интеграция устройств обработки, фазирующих и облучающих элементов приемных бортовых антенн позволяет, кроме пространственной селекции и формирования сложной формы ДН, осуществлять различными способами также пространственную режекцию помех и эффективное подавление их по боковым лепесткам.

Во всех этих случаях, помимо непосредственной защиты от помех, при ОСР преследуется не менее, а зачастую и более важная цель – борьба с отбором полезной выходной мощности СР.

Другой важный аспект применения ОСР с демодуляцией и регенерацией – обеспечение в СР функций *коммутации* (каналов и пакетов) разнообразных видов, основанных на сочетаниях частотного, кодового, временного и пространственного разделения сигналов [8, 26]. В наибольшей степени это относится к ССС с *многолучевыми* СР. Примером являются системы и спутники *Интелсат-6*, *Италсат*, *Олимпус*, *ACTS*, *Иридиум* и др.

Широкие возможности *адресной маршрутизации* для полносвязных сетей любой архитектуры – с переносом, по сути дела, узлов (центров) коммутации на борт КА – могут реализовываться как при зональном, так и при глобальном обслуживании в ССС. Определяющими критериями во всех случаях здесь являются технико-экономическая целесообразность и такие показатели как надежность, живучесть, технологичность принимаемых решений.

Необходимо упомянуть еще об одном виде СР, представляющем большой интерес, в особенности для межспутниковой ретрансляции. Речь идет об *одночастотных* (по приему и передаче) СР, работающих в режиме полудуплекса, т.е. с разделением приема и передачи по времени. Такой принцип позволяет экономить полосу частот, значительно упростить частотное планирование и обеспечить межспутниковый доступ. Примером применения одночастотного СР является система *Иридиум*. Известны также предложения по одночастотному дуплексному режиму, основанные на принципе компенсации (по типу моста) в многополюсной цепи, обеспечивающей развязку входа и выхода СР [18].

В заключение следует отметить, что по мере развития спутниковой связи все более проявляется тенденция к совершенствованию *системообразующих свойств и функций ретрансляционных комплексов ССС различного назначения и, соответственно, упрощению ЗС*. Это позволило, в частности, реализовать системы мобильной и персональной связи с ручными портативными терминалами и должно привести в дальнейшем к существенному изменению облика и возможностей ССС.

1.9. Земные станции

Земная станция, являющаяся окончательным передающим и/или приемным звеном линии спутниковой связи, представляет собой многофункциональный комплекс радиотехнического и связного оборудования, соединяемого наземными линиями с абонентами. **Станционный уровень** считается нижним в структурно-функциональной модели ССС по ряду признаков, в частности: наиболее близкому к пользователю расположению, выполнению функций каналообразования, аппаратным (электрическим и механическим) свойствам.

С другой стороны, данный уровень как бы смыкается с самым верхним – архитектурно-топологическим и даже с надсистемой, в том смысле, что он отражает физическое, программно-аппаратное содержание архитектуры, определяет набор услуг и качество канала связи, т.е. реализует основные требования пользователя, которого остальные уровни могут непосредственно не затрагивать. Данное обстоятельство является подтверждением целостности, взаимосвязанности и самодостаточности принятой модели ССС.

По своему назначению ЗС в составе ССС как системы передачи классифицируются чаще всего как центральные (ЦЗС), узловые или зоновые (УЗС), окончательные, абонентские (ОЗС, АЗС), называемые также в некоторых системах абонентскими или пользовательскими терминалами (АТ).

По характеру применения для той или иной спутниковой службы ЗС подразделяются на стационарные (в основном используемые для ФСС, а также в качестве ЦЗС для других служб, фидерных линий), транспортируемые (перевозимые), подвижные (сухопутные, морские, железнодорожные, самолетные и т.д.), носимые, в том числе ручные, портативные (мобильные терминалы) и пр.

ЗС также могут классифицироваться и стандартизироваться в зависимости от размера антенн, диапазона рабочих частот, излучаемой мощности, архитектуры сети и др. характеристик [8].

В состав оборудования любой ЗС входят:

- антенно-фидерное устройство (АФУ) с системой наведения, автосопровождения и фидерным трактом;
- радиочастотные компоненты – РЧ и ПЧ усилители, гетеродины, синтезаторы и преобразователи частоты;
- аппаратура каналообразования и многостанционного доступа – модемы, кодеки, устройства уплотнения, разделения, формирования и обработки сигналов;
- интерфейсное оборудование для соединения с наземными сетями и линиями связи;

аппаратура предоставления каналов, управления, контроля и синхронизации;

оборудование энергоснабжения и электропитания.

Основными параметрами антенной подсистемы ЗС являются: коэффициент усиления, диаметр зеркала или площадь апертуры, ширина диаграммы направленности, точность наведения, уровень боковых лепестков ДН, шумовая температура, тип поляризации принимаемой (излучаемой) РЧ волны, излучаемая или принимаемая антенной мощность. В ЗС применяются, как правило, совмещенные приемно-передающие антенные устройства.

Основными характеристиками приемопередающего тракта ЗС являются: шумовая температура приемной системы, коэффициенты усиления входного устройства (МШУ), ВЧ и ПЧ усилителей, выходная мощность, полосы пропускания по РЧ и ПЧ, скорость передачи или полоса частот сообщений, тип модуляции, кодирования и разделения сигналов, требуемые коэффициент (вероятность) ошибок по битам или отношение сигнал/шум на выходе демодулятора, уровни внеполосных паразитных излучений, интермодуляционных продуктов, фазовых шумов, амплитудно- и фазочастотных искажений и пр.

Комбинации указанных параметров и характеристик компонентов ЗС образуют **ряд наиболее важных показателей**, оптимизируемых с учетом назначения и архитектуры ССС и определяющих технический облик системы в целом. К ним относятся:

- эффективная изотропно-излучаемая мощность (ЭИИМ) ЗС, равная произведению выходной мощности передатчика на усиление антенны, с учетом потерь в тракте АФУ;
- параметр качества или добротность ЗС, равная отношению усиления антенны на прием к шумовой температуре приемной системы, с учетом потерь в тракте АФУ;
- скорости передачи битов информации, символов, пакетов, с учетом методов кодирования и формирования сигналов, типа модуляции;
- коэффициент (вероятность) ошибок по битам и соответствующее ему отношение энергии сигнала к спектральной плотности результирующей помехи (шума) в линии связи.

Далее укажем **важнейшие структурно-функциональные особенности** ЗС различного типа и назначения, которые должны приниматься во внимание при выборе системообразующих параметров, анализе и синтезе М-системы. К основным из них, в частности, могут быть отнесены [6]:

- тип, конфигурация и внутренние параметры структурно-функциональной схемы приемно-передающего тракта ЗС;

– развязка между каналами передачи и приема, уровень внеполосных излучений и нелинейных помех в полосе приема;

– паразитные продукты при преобразовании частоты, фазовые шумы генераторов и паразитная ЧМ, комбинационные составляющие в полосе передачи в усилителе мощности;

– искажения в фильтрах, приводящие к межсимвольным помехам при приеме сигналов.

На входе приемника ЗС мощность сигнала определяется ЭИИМ СР и потерями в свободном пространстве. С учетом этого и должна обеспечиваться развязка между передачей и приемом в ЗС, реализуемая с помощью дуплексера, выходных фильтров тракта передачи и входных фильтров тракта приема. Здесь должны приниматься меры по недопущению появления нелинейных продуктов при прохождении нескольких сигналов через пассивные элементы (волноводные фланцы, настроечные винты и т.п.).

После дуплексера и фильтров сигналы проходят через малошумящий параметрический или туннельный усилитель (МШУ), предварительный усилитель и затем через делители на ряд понижающих преобразователей частоты. ЗС может содержать одну или две ступени преобразования по ПЧ и обратные преобразования на выходную РЧ. Искажения в фильтрах РЧ, ПЧ и преобразователях частоты заставляют нормировать неравномерность амплитудно-частотных (АЧХ) и фазо-частотных (ФЧХ) характеристик тракта, а также иногда применять амплитудные, фазовые корректоры. Для уменьшения искажений широкополосных цифровых сигналов и уровня помех, шумов от соседних каналов задаются соответствующие формы АЧХ и ФЧХ в фильтрах по ПЧ, устанавливаемых в линейном тракте или в модемах. При этом полоса пропускания по ПЧ должна соответствовать полосе ретрансляции данной группы сигналов.

Синтезаторы опорных частот приемников и передатчиков ЗС играют важную роль при формировании сигналов, обеспечении МД, защите от внешних помех. В них реализуется перестройка частоты с определенным шагом, что позволяет не только настраиваться на частоты приема и передачи и выполнять указанные функции, но и компенсировать нестабильности гетеродинов СР и ЗС, доплеровские частотные сдвиги. При этом синтезаторы и умножители частоты обычно синхронизируются с имеющимися на ЗС стандартами частот с использованием схем фазовой автоподстройки (ФАПЧ), что позволяет также ослаблять влияние фазовых шумов, или паразитную фазовую модуляцию (ПФМ).

В передатчике ЗС усиление осуществляется в предварительном, а затем в выходном УМ, имеющих обычно широкую полосу пропу-

щения. Для уменьшения уровня продуктов нелинейности при усилении нескольких сигналов должен предусматриваться значительный (до 10 дБ) запас по пиковой мощности выходного УМ, который реализуется, в зависимости от типа ЗС, на ЛБВ, клистродах или твердотельных приборах.

Степень влияния структурных особенностей ЗС, неидеальности характеристик ее компонентов и тракта в целом, приводящей к помехам и искажениям, во многом зависит от типа и полосы частот сигналов, скорости передачи информации, метода модуляции и МД. Так, при широкополосном МДВР в наибольшей степени сказывается нелинейность ФЧХ (группового времени запаздывания в полосе частот), а при узкополосных или низкоскоростных сигналах особые требования предъявляются к паразитной частотной или фазовой модуляции, возникающей в генераторах или мощных усилителях.

Борьба с фазовыми искажениями и межсимвольными помехами при относительно высоких скоростях передачи производится за счет некоторого дополнительного расширения полосы и применения особых форм частотных характеристик. Учет упомянутых мешающих факторов, возникающих в ЗС, должен производиться одновременно с анализом помехоустойчивости М-системы при воздействии всех видов внутренних и внешних помех.

1.10. Системные ресурсы, показатели, параметры

На практике тип, свойства, параметры и структура любой большой системы, а тем более такой как ССС, помимо назначения и требуемых качественных показателей, в решающей степени определяются тем, какие ресурсы (финансы, материалы, оборудование, энергия, интеллект и т.д.) могут быть задействованы для ее создания. Учет этого важного обстоятельства, основанный на реалистичной оценке затрат имеющихся в наличии или запрашиваемых ресурсов, является одним из главных условий оптимизации и синтеза М-системы при проектировании.

Часто затраты ресурсов оцениваются **показателями стоимости** создания и эксплуатации системы, ее компонентов, связанными в первую очередь с целевым назначением ССС. При этом проектирование должно основываться на максимально возможном использовании тех видов ресурсов, которые явно не ухудшают показателей стоимости, а влияние стоимостных факторов учитывается посредством заданных или выбранных критериев.

Таковыми могут быть условия минимальных финансовых затрат, максимального дохода или рентабельности, ограничения энергомассовых характеристик КА, СР, ЗС. Возможны также другие критерии, прямо не выражающиеся в экономических показателях, например, уровень национальной или информационной безопасности, минимальный материальный или экологический ущерб и т.п. При этом весьма важна методология построения критерия, который выражает качественное, логическое правило выбора варианта системы, учитывающее затраты ресурсов и описываемое некоей критериальной (целевой) функцией показателей качества, эффективности, стоимости. Простейшим примером такого правила может быть "минимальная стоимость системы при показателях качества не хуже требуемых".

При создании ССС одна часть (виды) ресурсов обычно ограничивается извне объективными либо субъективными факторами, другая выбирается разработчиком в зависимости от назначения и типа системы, третья варьируется. Задача состоит в оптимизации выбора зависящих от ресурса параметров, которые могут изменяться в соответствии с тем или иным критерием эффективности. Последний, как отмечено выше, в свою очередь предполагает либо минимизацию ресурсных затрат и/или окупаемость системы, либо достижение таких качественных и количественных показателей (например, высокая помехозащищенность, живучесть), которые оправдывают требуемые затраты.

Общие подходы к выбору критерия предпочтения при синтезе сложной космической системы с учетом затрат ресурсов на достижение цели, приводимые, например, в [2], справедливы и для ССС, поэтому мы не будем рассматривать их подробно. Представляется важным вначале, до применения этих подходов и критериев, попытаться классифицировать, уточнить понятия собственно ресурсных категорий, а также их взаимосвязей с показателями и параметрами М-системы. Затем на этой основе могут создаваться параметрические модели анализа, учитывающие ресурсные возможности.

Прежде всего имеет смысл разделить условно все возможные виды ресурсов на естественные (природные), материальные (финансовые, техногенные) и собственно человеческие (интеллектуальные, физические и их сочетания). Роль тех и других и третьих не нуждается в пояснении.

К естественным ресурсам следует отнести среду распространения радиосигналов (эфир), пространственно-временные участки орбит, по которым движутся спутники связи, спектральные области частотных диапазонов электромагнитных колебаний, излучаемых и принимаемых ЗС, СР, ЗР.

Материально-технические ресурсы, являющиеся основным источником реализации ССС, включают в себя прежде всего энергетические возможности СР, ЗС, ЗР и средств выведения спутников на орбиты, объемы и веса расходуемых материалов, выражающиеся в массо-габаритных характеристиках СР и ЗС, производственно-технологический уровень конструктивной и элементной базы функциональных компонентов системы.

Под **интеллектуальными ресурсами** применительно к задачам ССС понимаются научные, научно-технические, инженерные, информационные методы и подходы к анализу, синтезу, проектированию, производству, выражающиеся в обоснованном выборе и применении структурно-функциональных принципов, характеристик, параметров, технологий, материалов, удовлетворяющих целевому назначению системы и принятым критериям. Столь же важную роль играют и другие профессиональные человеческие ресурсы, участвующие в создании ССС.

Особо следует остановиться на финансовых ресурсах, которые обычно являются главным фактором, хотя они непосредственно и не связаны с техническими характеристиками. От объема финансирования зависит привлечение тех или иных техногенных, технологических ресурсов, составляющих материальную основу системы. Но все же успех проектирования и реализации ССС во многом определяется "человеческим фактором", т.е. интеллектуальными и информационными ресурсами, хотя они и являются относительно малозатратными.

С первых лет становления и эволюционного развития спутниковой связи стремились к использованию всех групп и видов ресурсов, в соответствии с финансовыми возможностями, а также прочими особенностями того или иного периода, эпохи. Но все же представляется, что преобладающими вначале являлись производственно-технические факторы, т.е. уже имеющиеся промышленные наработки, позволявшие реализовывать новый вид связи. С течением времени заметно усилилось влияние интеллектуально-технологической и информационной составляющих, что одновременно способствовало и повышению внимания к использованию естественных ресурсов.

Разработчики обратились к изысканию новых системно-технических решений, таких как применение различных типов орбит, многоспутниковых группировок, нетрадиционные способы выведения КА на орбиты, варианты пространственного разнесения спутниковых радиолиний, освоение новых диапазонов частот, использование более эффективных методов модуляции и кодирования.

Можно привести еще множество примеров, показывающих стремление к качественному совершенствованию ССС и свидетельству-

ищих о значительной, если не решающей, роли человеческих, прежде всего интеллектуальных ресурсов. Однако в последнее время этот процесс в известной степени замедляется и трансформируется в направлении совершенствования сервисных технологий для традиционных системных решений в области спутниковой связи, смещения приоритетов в сторону коммерческих интересов.

В целом же большинство параметров и показателей ССС, подлежащих оптимизации, зависит от совокупности всех или многих ресурсных факторов, в свою очередь также, в той или иной степени, связанных между собой. Так, например, параметры и типы орбит, следовательно и затраты на развертывание ОГ, зависят от энергетических возможностей ракеты-носителя, стоимости запуска КА. В свою очередь, пространственно-временные параметры орбиты и массо-энергетические характеристики КА, влияющие на выбор средств запуска, вместе с габаритами бортовых антенн, определяют требуемую пропускную способность и ЭМС линий спутниковой связи.

Пропускная способность и помехозащищенность на линиях связи СР-ЗС и ЗС-СР, являющиеся основными показателями технической эффективности М-системы, помимо параметров космического сегмента зависят от ресурсных параметров и назначения ЗС – выходной мощности, определяемой энергоресурсом источников питания, размеров антенны, шумовой температуры, а также и от сигнально-кодовых конструкций. Последние, в свою очередь, связаны с наличием естественных ресурсов – частотных, пространственных, но во многом определяются интеллектуальным и технологическим ресурсами разработчика.

Поскольку свойства названных и не названных выше компонентов оборудования и системы в целом, так или иначе связанных с использованием ресурсов, количественно описываются известными параметрами или показателями, их взаимосвязь является параметрической.

Поэтому одна из главных задач анализа и синтеза М-систем состоит в нахождении, определении таких вариантов, комбинаций этих параметров и взаимосвязей между ними, которые бы удовлетворяли принятым критериям. То есть, как уже отмечалось выше, в общем случае налицо вариационная задача в многомерном пространстве.

Для придания упорядоченности и наглядности ее решению и, главным образом, рассмотрению случаев, представляющих практический интерес, на рис. 1.16 приведен и структурирован, в соответствии с основными ресурсными категориями, перечень наиболее

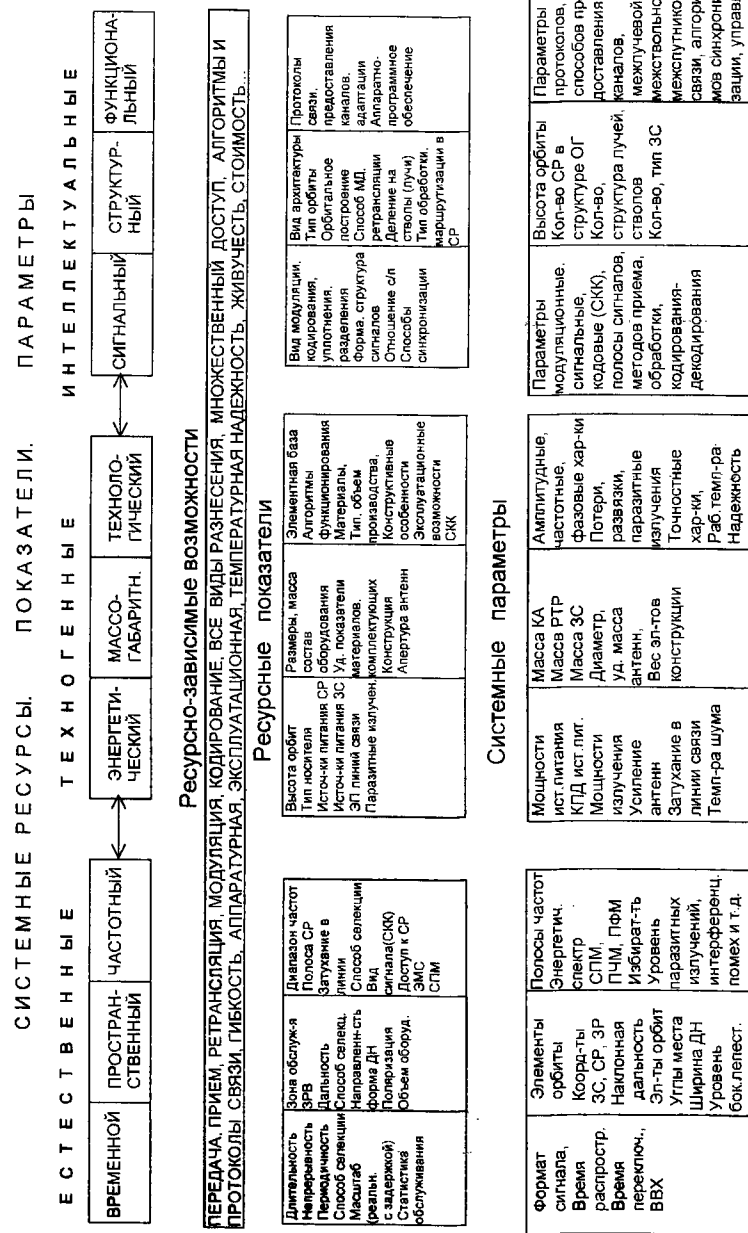


Рис. 1.16

важных и употребляемых в последующем изложении ресурсных параметров и показателей ССС.

Здесь ресурсно-затратные категории характеризуют общие (типичные) функции и структуру ССС, связанные с использованием системой одного или чаще нескольких видов ресурсов, и описываемые соответствующими показателями или параметрами.

Этим категориям соответствуют **ресурсно-зависимые** структурно-функциональные возможности М-системы и ее компонентов, достигаемые за счет тех или иных ресурсных затрат и придаваемые системе для выполнения ею целевых задач. Большинство этих возможностей свойственно обычно всякой ССС, а часть из них отражает свойства и особенности той или иной отдельно взятой системы.

Ресурсные параметры и показатели характеризуют каждую из ресурсно-затратных категорий и отражают количественно затраты того или иного вида ресурса.

Массив этих параметров определяется из условия *представительности*, т.е. способности модели анализа и синтеза адекватно отображать существенные для данной задачи свойства системы. Это означает, что должны рассматриваться и приниматься во внимание те группы или отдельные параметры, которые оказывают существенное влияние на результаты исследования, в частности на основные показатели эффективности и качества М-системы. Указанные параметры и показатели называют **определяющими**. Процесс отбора таких параметров, как правило, не формализуется, большинство из них установлено на практике и широко используются при анализе, проектировании, стандартизации ССС различного типа.

Критерием правильности процесса выбора как значений определяющих параметров, так и структуры системы обычно служит достижимость цели. Если требования к системе не могут быть выполнены, то возможно изменение ее состава и структуры путем замены компонентов на более совершенные. Но всегда имеют место определенные ограничения на ресурсные параметры и структуру ССС. Они могут изменяться от слабых (нежестких) до сильных (жестких). Соответственно, при слабом ограничении структура варьируется достаточно широко, при жестком она задается более конкретно [2].

Что касается семейства определяющих параметров $\{\xi_i\}$, то они также могут задаваться либо в качестве исходных данных с ограничениями типа равенств ($\xi_i = \xi_{i0}$), целочисленности ($\xi_i = 1, 2, 3, \dots$), либо выбираться в процессе анализа и удовлетворять неравенствам типа ($\xi_i \leq \xi_{i \max}$, $\xi_i \min \leq \xi_i \leq \xi_{i \max}$). К первым относятся параметры уже известных компонентов, технических средств, определяе-

мые, например, уровнем развития техники или принятые с целью ценообразования анализа. Вторые же подлежат выбору или оптимизации.

В целом, на практике определение структуры и массива параметров ССС представляет собой итерационный процесс. Отбор состава определяющих параметров возможен на основе предварительного анализа связей между показателями качества, эффективности и параметрами М-системы.

В классификации ресурсных параметров существует определенная иерархия. Обычно многие **частные** параметры относятся к тому или иному компоненту, оборудованию системы, **более общие** – к комплексу или одному из рассмотренных выше структурно-функциональных уровней, охватывающих эти компоненты. Наконец, **общесистемные** определяющие параметры и показатели, используемые при анализе и синтезе ССС и составляющие основу приведенной **параметрической модели**, относятся к системе в целом.

Как можно видеть из рис. 1.16, многие общесистемные параметры зависят от нескольких видов ресурсов. Ярким примером являются параметры антенных устройств СР и ЗС, которые создаются с использованием практически всех ресурсов. Необходимо подчеркнуть, что на современном этапе развития ССС именно бортовые и/или космические антенны играют очень важную роль, обеспечивая "обмен" на "чисто энергетические" ресурсы приемных и передающих устройств в ресурсно-затратном механизме. Во многих случаях они вносят решающий вклад в комплексные показатели ЛС – ЭИИМ и добротность приемной системы.

Особенно эта тенденция проявляется в двух типах ССС, в известном смысле отражающих крайние случаи соотношения энергопараметров линий связи. Первый тип – это "простой" и "малозергетичный" СР, но достаточно тяжелые ЗС с большими антеннами, что имеет место в традиционных ССС фиксированной службы типа *Ителсат* и им подобных [8, 9]. Второй крайний случай – новые системы персональной спутниковой связи (ПерСС), в которых тяжелые СР оснащены МЛД с большими апертурой и усилением, а космические абонентские терминалы имеют размеры микротелефонной трубки и минимальные энергопараметры.

Общая задача теории состоит в оптимизации всех, или хотя бы определяющих, ресурсных параметров по выбранному критерию. Тогда как приближенные, субоптимальные решения предполагают уменьшение номиналов и количества этих параметров до значений, приемлемых для практики.

1.11. Показатели назначения и качества, эффективность

Цель, которая ставится при анализе и оптимизации любой системы, определяет в конечном итоге общий результат ее функционирования, который обычно задается **требованиями** и **показателями назначения**, в данном случае ССС и ее компонентов.

Требования к конкретным системам связи вырабатываются до начала проектирования и в основном отражают в качественной или количественной форме стоящие перед ней задачи, а также содержат перечисление общесистемных параметров и видов услуг. При этом в требованиях необходимо четко оговаривать целевое назначение системы, иначе может возникнуть неоднозначность. Остановимся на этом подробнее.

Если рассматривается система связи в широком понимании, т.е. как *телеслужба* или *служба переноса*, то оговариваются **качественные показатели** предоставляемых услуг. Одной из главных комплексных характеристик в этом случае является качество обслуживания *пользователя*. Примерами таких показателей являются время ожидания связи, время установления соединения (доступа) от пользователя-отправителя до пользователя-получателя, время передачи сообщения, вероятности правильного доступа, отказа в доступе, потери сообщения, коэффициент готовности канала и т.п. То есть, понятие качества обслуживания, в частности указанные вероятностно-временные характеристики, относится к **базовым услугам** сети или службы электросвязи.

К важнейшим характеристикам обслуживания относят также качество речи, факсимильных сообщений, данных, вероятность или коэффициент ошибок по знакам (битам), цифрам, буквам, скорость передачи информации, задержки в передаче сообщений и т.д. По сути дела такие показатели характеризуют сеть связи, включающую систему передачи и коммутации, оконечное оборудование пользователя, и задаются обычно в виде матриц (таблиц) в соответствии, например, с рекомендациями МСЭ или стандартами для телефонных сетей и сетей данных.

В нашем случае речь идет о **спутниковой системе передачи**, как было отмечено в начале главы, поэтому указанные характеристики сети (надсистемы) относятся к **требованиям**, т.е. по отношению к М-системе являются **показателями назначения**. К такого рода показателям могут быть отнесены также конфигурация и схемы организации связи в пользовательской сети, тип, количество каналов и направлений связи, сетевые интерфейсы, типы земных станций и их оконечного оборудования.

С другой стороны, соответствие этим показателям, как требованиям надсистемы, т.е. пригодность ССС к выполнению своих целевых функций, может быть обеспечена в первую очередь за счет набора ее ресурсных параметров и производных от них количественных, а также структурно-функциональных характеристик передачи на разных уровнях модели системы. Такие характеристики будем называть **показателями качества** и **показателями эффективности** М-системы.

Типичным примером **показателя качества каналов** спутниковой связи может быть отношение сигнал/помеха после демодуляции для аналоговых систем или вероятность (коэффициент) ошибок по битам для цифровой передачи сообщений. Обычно в системах ФСС нормируется процент времени за месяц, в течение которого должен обеспечиваться тот или иной коэффициент ошибок (от 10^{-3} до 10^{-5}), зависящий от этого показателя. Определяющее вероятность ошибочного приема соотношение сигнала и помех на входе ЗС, названное ниже **энергочастотным потенциалом**, является одним из основных показателей качества линии связи и системы в целом.

К показателям качества М-системы и ее уровней могут быть также отнесены, к примеру, географические и временные характеристики зон радиовидимости КА, плотность потока мощности по входу СР и ЗС, форма ДН антенн СР и ЗС, требуемое отношение энергии сигнала к спектральной плотности помех в демодуляторе (качество демодулятора), а также не только количественные характеристики, но и тип архитектуры, орбитального построения (зона покрытия), способ МД. Ряд важных показателей качества, определяющих в свою очередь эффективность ССС, будет рассмотрен в последующих главах.

Для самой общей иллюстрации характера параметрической модели М-системы и алгоритма дальнейшего анализа могут быть введены, по аналогии с [2], следующие обозначения: **Q** – вектор показателей качества, эффективности, стоимости системы, **F** – вектор детерминированных определяющих параметров системы, **D** – вектор определяющих параметров внешней среды (надсистемы), **E** – вектор случайных параметров.

Важно еще раз подчеркнуть, что **основная задача параметрического анализа** заключается в установлении и математическом, либо графоаналитическом описании зависимостей показателей качества и эффективности от различных параметров М-системы и внешней среды, с одновременным выявлением определяющих параметров и возможной последующей их оптимизацией. При этом для ССС

целесообразно решение проблем математического синтеза и оптимизации выполнять в два этапа, как это указывалось выше.

На первом этапе проводится "статический" анализ, не учитывающий многих обстоятельств, приводящих к динамичности, эволюции структуры и параметров системы. Эта динамика обусловлена прежде всего таким фактором, как распределенное массовое обслуживание в сетевом режиме, а также появлением не "заложённых" на первом этапе внешних воздействий (электромагнитных или механических, случайных или преднамеренных и т.д.), взаимным перемещением СР и ЗС, орбитальными возмущениями, неустойчивостями и пр. Поэтому на втором этапе основное внимание должно уделяться синтезу структуры и параметров, в частности, исходя из оптимизации управления и ВВХ на верхних уровнях модели ССС, т.е. адаптации системы с уточнением исходных требований и, соответственно, всех видов показателей.

Предварительный, качественный, и последующий количественный, а также логический анализ показателей М-системы проводится в настоящей работе по *принципу декомпозиции*, для трех средних уровней модели, описанных выше: линейного, множественного, орбитального. То есть, множество определяющих параметров и показателей разбивается на подмножества, характеризующие каждый из уровней.

Так, на орбитальном уровне обеспечение зоны обслуживания, задаваемой ее географическими координатами и размером (диаметром), определяется рядом параметров орбиты и углами места, либо уровнем ослабления ДН бортовой антенны на границе зоны. На уровнях линии связи и МД пропускная способность рассчитывается исходя из энергочастотного потенциала ЛС и вариантов использования МЛА. Последние прямо не зависят от типа орбиты, но могут быть введены при композиции в общие показатели эффективности ССС через такой параметр, как высота орбиты.

Ряд результатов такого комплексирования с учетом, кроме того, стоимостных показателей, содержится в последней главе, посвященной эффективности многоспутниковых систем – наиболее общему случаю ССС.

Как уже неоднократно отмечалось, технический и математический облик, портрет М-системы в целом, определяющий ее качество, эффективность и, в конечном итоге, стоимость, имеет многопараметрический характер. Поэтому известные (реализованные или проектируемые) ССС, можно считать частными случаями систем в многомерном пространстве их параметров и показателей.

Может быть введен У-мерный вектор показателей $Q = \{q_i\}$, $i = 1, \dots, U$. Тогда каждый из показателей q_i должен удовлетворять одному из условий:

- $q_i = \bar{q}_i$, т.е. показатель q_i должен быть равен некоторой заданной величине $\bar{q}_i$;
- $q_i \geq \bar{q}_i$ или $q_i \leq \bar{q}_i$, что означает ограничение на величину q_i ;
- $q_m \rightarrow \min(\max)$, т.е. показатель q_m должен быть минимально (максимально) возможным.

Итак, в общем плане любая М-система определяется множеством параметров и показателей, которое может быть описано математически вектором, а каждая отдельно взятая из уже существующих, разработанных или проектируемых ССС отображается в У-мерном пространстве точкой, соответствующей модулю и направлению этого вектора. В большинстве исследований задачи приближения к оптимизации систем аналитическими методами сводятся к рассмотрению в двух-трехмерном пространстве, с введением ограничений на остальные показатели. Увеличение размерности становится возможным при математическом машинном моделировании.

Частные и общие показатели эффективности

Понятие эффективности сложных систем является весьма обширным и многоплановым. Его конкретизация зависит от целевого назначения системы и обязательно увязывается с экономическими аспектами, которые в подавляющем большинстве случаев играют первостепенную роль.

Часто принято разделять *техническую, экономическую, целевую эффективность, а также пользоваться понятиями технико-экономическая эффективность, эффективность-стоимость, целесообразность*. Мы будем уделять внимание всем указанным показателям как количественным характеристикам, необходимым для выбора лучшей, в определенном смысле, альтернативы построения М-системы.

В соответствии с таким подходом показатели эффективности, как и показатели качества, являются производными от параметров и структуры ССС, ее компонентов, т.е. должны быть чувствительными к изменению вариантов построения системы. В соответствии с закономерностями, свойствами сложных систем эти показатели, как и компоненты самой М-системы, подчиняются принципу декомпозиции, т.е. могут распадаться на составляющие.

Поэтому целесообразно подразделять показатели эффективности ССС на *частные и общие*, причем первые относить главным образом к структурно-функциональным уровням, а вторые – к М-системе в целом. В частности, используются такие понятия, как эффективность

орбитального построения, многостанционного или множественного доступа, линии связи, а также показатели энергетической, частотной, информационной эффективности уровней и компонентов ССС.

Среди обобщенных показателей **технической эффективности** ССС наиболее распространены и, соответственно, считаются важными, в зависимости от целевого применения и принятого критерия, следующие:

- пропускная способность (ПС), определяемая суммарной скоростью передачи информации через СР, либо количеством каналов (с определенной скоростью передачи) в многостанционной линии связи;
- количество (объем) информации, передаваемой в заданное время с требуемой достоверностью и надежностью в многостанционной, многолучевой, многоспутниковой ССС;
- эффективность использования пропускной способности, как отношение ПС к единице мощности, полосы, массы СР, площади обслуживаемой зоны и пр.;
- помехозащищенность, как отношение сигнала к помехе при тех или иных значениях ПС и качества (достоверности) приема;
- электромагнитная совместимость, определяемая соотношениями плотности потока или уровня мощности полезных сигналов и побочных излучений, либо внешних помех на участках линий связи "вверх" и "вниз";
- гибкость, надежность, живучесть системы и ее компонентов, в том числе при внешних воздействиях.

К последнему определению примыкает понятие **целевой эффективности**, под которой часто подразумевают степень соответствия системы целевому назначению, решаемой задаче, т.е. эффективность функционирования, **работоспособность** ССС в процессе эксплуатации. В качестве примера такого обобщенного показателя укажем вероятность доведения сообщений в заданное время по заданному адресу.

Иногда целевой эффективностью называют полезность выполнения системой тех или иных хозяйственных, социальных, специальных задач, стоящих перед пользователями, что труднее поддается количественной оценке.

Многие подобные понятия эффективности смыкаются с содержанием показателей назначения, зависят от сетевых свойств надсистемы и в меньшей степени чувствительны к структурно-параметрической оптимизации системы передачи, т.е. самой М-системы.

В то же время такие показатели, как пропускная способность и помехозащищенность, могут варьироваться в широких пределах за счет параметров и показателей качества разных уровней М-системы, оказывающих заметное влияние на целевую эффективность ССС и

вместе с тем поддающихся количественным или четким сравнительным оценкам.

Критерии, определяющие правило выражения и достижения эффективности, обычно подразумевают максимизацию или минимизацию того или иного показателя, при ограничении других. Эти правила могут находиться в противоречии, т.е. улучшение одних показателей приводит к ухудшению других и наоборот. В таких случаях приходится рассматривать то и другое отдельно, либо прибегать к компромиссу, например, когда стоит задача повышения пропускной способности и одновременно защищенности от внешних помех, или обеспечения гибкости системы при минимальной временной задержке доставки сообщений.

Таким образом, в общем случае альтернативные варианты системы сравниваются по нескольким отдельным показателям эффективности q_i , а в целом этот показатель является комплексным и выражается вектором $\mathbf{Q}_3 = \{q_1, \dots, q_k\}$. Примером такого комплексирования для сложных информационных систем являются понятия **информативности** и **производительности**. Эти термины выражают количественно (в объемах или скоростях цифрового обмена) возможности передачи и обработки информации при учете как внутренних, так и внешних факторов (*внутренняя и внешняя устойчивость*).

Указанные понятия могут быть объединены в **информационную производительность**, под которой для М-системы следует понимать реальную пропускную способность, при требуемой достоверности и надежности передачи информации, в заданное время и в условиях воздействия внешних помех.

Важно найти подход к построению такого критерия, когда можно перейти от нескольких показателей эффективности к одной *критеральной функции* $F(\mathbf{Q}_3)$, т.е. к *свертыванию показателей* (см., например, [2]). Для этого обычно используется та или иная форма информации об их относительной важности. К такого рода способам свертывания можно отнести: выделение одного главного показателя и перевод других в разряд ограничений, упорядочение показателей по важности, введение весовых коэффициентов. Тогда *обобщенный показатель* технической эффективности выражается через оператор F и весовые коэффициенты ε_i (обычно нормируемые, например, $\sum \varepsilon_i = 1$):

$$q^3 = F(\varepsilon_i, q_i^3), \quad i = 1, \dots, k.$$

Одним из распространенных способов свертывания является линейная свертка:

$$q^3 = \sum_{i=1}^k \varepsilon_i q_i^3.$$

Но, поскольку определение весовых коэффициентов затруднительно и весьма неоднозначно, часто анализ приходится проводить отдельно для каждого показателя. Тогда свертывание заключается в выборе главного показателя q_1^3 , играющего роль целевой функции данной "выделенной" эффективности $F(q_i^3) = q_1^3$, а на остальные временно накладываются ограничения. Указанные подходы позволяют сделать многомерную модель системы доступной для анализа с наименьшим ущербом для общности и строгости получаемых результатов.

Поскольку показатели эффективности зависят от параметров системы, то выбор целевой функции и ограничений связан с методами оптимизации параметров в математическом и логическом смысле. Как известно, **задача оптимизации** сводится к определению такого вектора параметров системы ξ^* из допустимого множества X , который обеспечивает экстремум целевой функции $f(\xi) = F(Q, (\xi))$.

Допустимое множество X задается в общем случае совокупностью неравенств вида $g(\xi) \leq 0$, где $g(\xi)$ – вектор-функция ограничений, относящаяся как к вышерассмотренным показателям, так и к параметрам системы. Тип функций $f(\xi)$ и $g(\xi)$ часто является определяющим при выборе математического метода решения задачи оптимизации. Так, важным обстоятельством является существование у этих функций производных второго и более высоких порядков. Кроме того, следует подчеркнуть, что задача выбора критерия и метода оптимизации является неформальной процедурой и решается по-разному, в зависимости от каждого конкретного случая [2].

В целом при рассмотрении задач, связанных с технической эффективностью ССС, целесообразно руководствоваться следующими принципами:

- **обоснованный выбор** частных и общих показателей, а также критериев эффективности;
- **учет возможно большего числа параметров**, определяющих эти показатели, с одной стороны;
- **использование метода "прочих равных условий"**, т.е. сопоставление тех или иных показателей альтернативных вариантов системы при максимально возможной идентичности остальных параметров и технических решений, с другой стороны.

Глава 2

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ И ЧАСТОТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ В МНОГОСТАНЦИОННОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ С ОБЩИМ РЕТРАНСЛЯТОРОМ

2.1. Принцип энергочастотного единства

Показатели эффективности ССС, прежде всего пропускная способность (ПС), помехозащищенность (ПЗ) и электромагнитная совместимость (ЭМС) определяются в значительной степени энергетикой линий связи на участках ЗС–СР ("вверх") и СР–ЗС ("вниз"), т.е. электрическими, частотными, пространственными показателями качества и параметрами СР, ЗС, среды распространения и линии в целом, перечень и классификация которых обсуждались в первой главе.

В этой главе будет рассмотрена базовая составляющая любой ССС – многостанционная линия связи (ЛС), под которой понимается совокупность приемо-передающих земных станций (ЗС), соединенных между собой парциальными (двухстанционными) радиолиниями через отдельно взятый ствол СР (общий тракт усиления-преобразования, приемную и передающую антенны) в соответствии с той или иной архитектурой и схемой организации связи.

Исследованию более высоких уровней модели ССС – многоволнового (многолучевого) и многоспутникового посвящены последующие главы.

В основе оценки энергетики многостанционной линии связи лежат известные соотношения для уравнения передачи при распространении в свободном пространстве [2.1, 2.2]. Для этого могут использоваться различные формы и методы расчетов уровней полезных сигналов, внутренних помех и посторонних излучений, попадающих в систему, а также их частотных полос, отношений сигнал/помеха и т.д.

В зависимости от решаемой задачи существуют разные подходы к использованию энергетических соотношений, вытекающих из классического уравнения передачи, к определению тех или иных показателей линии связи и системы в целом.

Так, в случаях, когда энергопараметры космического и земного компонентов известны, возникает необходимость расчета энергобюджета, а затем пропускной способности, помехозащищенности системы. При этом чаще всего участки "вверх" и "вниз" рассматриваются по отдельности, после чего тем или иным методом оцениваются результирующие характеристики линии связи.

При проектировании новой системы часто исходят из требуемых ЭИИМ СР и ЗС, приходящихся на одну несущую (канал) и определяющих, для заданного отношения полезного сигнала к помехам, количество несущих в стволе СР. Либо наоборот, задаваясь энергопараметрами, находят расчетное отношение мощности сигнала к спектральной плотности или эквивалентной шумовой температуре помех в приемнике ЗС, которое сравнивается с требуемым (по условию качества приема) и тем самым оцениваются имеющийся энергобюджет, пропускная способность и другие характеристики линии связи [2.2].

Во многих известных источниках модели расчета энергетики радиолиний ограничиваются, главным образом, учетом параметров участка "вниз" [2.3, 2.4 и др.], что объясняется чисто практическими соображениями. Ибо долгое время в спутниковой связи применяются достаточно мощные ЗС с большими антеннами, работающие через ретрансляторы, выводимые на геостационарную и высокоэллиптическую орбиты и имеющие, наоборот, относительно малые ЭИИМ. То есть, участок СР-ЗС, как правило, считается более напряженным и определяющим энергетику, что позволяет часто пренебрегать собственными шумами в полосе частот СР, но накладывает отпечаток на характер и точность расчетов.

С другой стороны, учет обоих участков ЛС обычно связан с итеративным подходом, предусматривая разного рода энергетические запасы, последовательное приближение к окончательному выбору энергопараметров и определенную их коррекцию на том или ином этапе проектирования, в частности, при проведении координационных процедур. Этот фактор имеет свои положительные стороны, т.к. предоставляет ряд степеней свободы для разработчиков. Но такая модель не всегда совмещается с задачами оптимизации и синтеза системы.

В [2.5] и некоторых других работах содержится общая методика энергетических расчетов, базирующаяся на единых соотношениях для сквозной линии спутниковой связи с более удобными возможностями варьирования энергопараметров. Однако ее использование обычно ограничивается частными случаями СР на ГСО, конкретными типами и параметрами СР, а также наиболее традиционными способами

МДВР и МДЧР, стандартными полосами частот ретрансляции, принятыми для ФСС, и узкополосными методами модуляции (ОФМ, ДОФМ).

В то же время исследования многоплановых проблем, связанных с использованием как ГСО, ВЭО, так и других типов орбит, в сочетании с широкополосными методами модуляции, кодирования, разделения сигналов и соответствующей оптимизацией энергопараметров ЗС, СР, необходимой полосы частот, пока не находят достаточного распространения.

В традиционных схемах энергетических расчетов меньшее внимание уделяется частотной полосе ретрансляции (в трактах ствола, лучей бортовой антенны), при этом обычно не ставится задача ее расчета и тем более оптимизации. Выбор полосы частот часто определяется состоянием загрузки того или иного частотного диапазона, исторически сложившимися условиями, возможностями координации с другими системами и выделения регулируемыми органами, т.е., в конечном итоге, "по остаточному принципу".

При проектировании в соответствии со сложившейся практикой чаще применяется модель "ограничения по мощности" или "ограничения по полосе частот", не предусматривающая **совместного, гармоничного рассмотрения и распределения энергетического и частотного ресурсов**. Это может приводить к недостаточно обоснованным, в техническом смысле, алгоритмам расчета и выбора полосы частот всей системы.

Учитывая сказанное выше, в основу дальнейшего рассмотрения энергетических и частотных соотношений в ССС предлагается положить принцип, названный **энергочастотным единством** и включающий в себя следующие основные положения:

учет во всех энергетических расчетах полосы частот СР, ее влияния на энергетику и ее соотношений с энергopotенциалом линии связи;

выражение энергетических показателей линии связи через "энергетическую полосу", смысл которой будет ясен из дальнейшего;

зависимость пропускной способности линии связи от полос частот сигналов и системы, являющихся "связующим звеном" между энергетическими и сигнальными компонентами системных ресурсов;

влияние диапазона рабочих частот (через электрические параметры аппаратуры, затухание и разного рода потери при распространении радиоволн) и т.д.

В целом, применительно к проектированию и разработке М-систем в той постановке, о которой шла речь в предыдущей главе, помимо совершенствования аналитической модели энергетических

расчетов должны быть найдены более общие методы синтеза энергетических, частотных, пространственных, в том числе орбитальных, параметров системы по тем или иным общесистемным показателям назначения, качества и стоимости.

Задачей данной главы является получение единых и возможно более наглядных, с учетом всех видов помех, энергочастотных соотношений для радиолинии ЗС–СР–ЗС в целом, т.е. сквозной линии связи, а не только по участкам "вверх" и "вниз", как это часто делается в энергетических расчетах. При этом следует иметь в виду, что в зависимости от архитектуры ССС, в одной ЛС могут работать (загружать общий ретранслятор) ЗС с различными энергопараметрами, как на прием, так и на передачу. Поэтому энергетические соотношения для разных типов ЗС или парциальных линий связи будут отличаться, что необходимо учитывать в единой методике расчетов.

Понятие энергетической полосы

В качестве величин, характеризующих энергопотенциал участков линии связи "вверх" и "вниз" и используемых часто в энергетических расчетах, принимаются значения отношения мощности сигнала в режиме одной несущей (ее часто обозначают через C) к спектральной плотности собственного шума на входе приемников СР и ЗС, соответственно:

$$W_1 = (C/N_0)_{\text{вх.ср}} = (PG)_{\text{зс}} (G/T)_{\text{ср}} (kl_1)^{-1}, \quad (2.1)$$

$$W_2 = (C/N_0)_{\text{вх.зс}} = (PG)_{\text{ср}} (G/T)_{\text{зс}} (kl_2)^{-1}, \quad (2.2)$$

где $(PG)_{\text{зс,ср}}$ – ЭИИМ ЗС, СР, соответственно; $(G/T)_{\text{ср,зс}}$ – добротность приемной системы СР, ЗС; l_1, l_2 – общее затухание в свободном пространстве на каждом участке; k – постоянная Больцмана ($1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт/Гц·К).

Показатели энергопотенциала участков линии зависят от ресурсных энергопараметров ЗС и СР, т.е. выходных мощностей, шумовых температур, усиления (размеров апертуры) антенн, протяженности линий связи, следовательно, и от высоты орбиты. При этом указанные параметры и величины в той или иной мере зависят также от рабочей частоты.

Следует особо остановиться на роли и сущности этих показателей. Хотя они, по определению, никак не связаны с полосой частот СР и ЗС, в них находит объективное проявление указанный принцип энергочастотного единства. Он выражается в том, что W_1, W_2 имеют

размерность частоты и могут быть названы как **энергопотенциалами**, или **"энергетическими полосами"** (ЭП), в которых на каждом из участков может быть обеспечена передача дискретных сигналов с любой или иными скоростью передачи информации и превышением над помехами.

Энергетическая полоса – это условная, но имеющая определенный физический смысл величина, численно равная скорости передачи в режиме одной несущей при мощности шума в этой полосе, равной мощности сигнала. Она не совпадает с реальной физической шириной полосы СР, ЗС. Понятие энергетической полосы широко используется ниже.

В данном случае речь не идет и об информационной полосе или пропускной способности, которые, помимо энергетики линии связи, зависят от многих других факторов, в частности:

- фактически отводимой для ЛС ширины полосы рабочих частот; применяемого вида модуляции, способов кодирования, декодирования и обработки сигналов, типа и качества демодуляции, т.е. от отношения энергий информационных символов (сигналов) и помех (h') в приемнике ЗС (при сквозной ретрансляции), либо в приемниках СР и ЗС (при ретрансляции с обработкой сигналов);

- характера помех как внутри ствола (луча) СР и между стволами, так и от других космических и наземных систем, т.е. способов ретрансляции каналов (сигналов) внутри ствола и между стволами, лучами СР, системами.

Вместе с тем, хотя энергопотенциалы или энергетические полосы участков "вверх" и "вниз" не в полной мере определяют пропускную способность и другие главные показатели системы, они, как и рабочая полоса частот СР, являются важнейшим, а зачастую и основным компонентом, оказывающим влияние на эффективность ССС.

Как уже отмечалось, ниже рассматриваются пути оптимизации или рационального выбора энергетических, частотных и пространственно-орбитальных параметров многостанционных линий связи, многоствольного (многолучевого) СР и многоспутниковой системы в целом с точки зрения **эффективного использования ресурсных показателей и параметров**. Вопросы, относящиеся к методам многостанционного доступа и разделения каналов, модуляции и кодирования, т.е. к сигнальным параметрам и обработке сигналов, а главное, их влиянию на ПС, ПЗ и ЭМС М-системы, также будут рассмотрены в последующих главах.

2.2. Энергочастотный потенциал и основные формы уравнения линии связи

Как уже отмечалось, показатели W_1 и W_2 используются обычно при расчете энергобюджета участков "вверх" и "вниз" по отдельности. Затем выполняется "сшивание", которое, строго говоря, затрудняет оптимизацию выбора того или иного параметра связного сегмента ССС.

В качестве обобщенного комплексного показателя, учитывающего многие аспекты, связанные с вариацией и оптимизацией параметров, прежде всего энергетических и частотных, целесообразно ввести понятие "энергочастотный потенциал" или "энергочастотная полоса" (ЭЧП) для линии связи в целом. Этот показатель, так же как энергopotенциалы W_1 , W_2 , имеет размерность полосы частот, но объединяет оба участка вместе с трактом ретрансляции (ЗС–СР–ЗС) в одну "сквозную" систему передачи (ствол, луч).

ЭЧП, включая в себя ЭП участков W_1 , W_2 , т.е. энергопараметры ЗС, СР и среды распространения, в общей постановке должен учитывать и такие величины, как количество ЗС и ретранслируемых сигналов, полоса частот СР, возможные уровни внутри- и внесистемных помех, а также параметры усиления, нелинейности, обработки в тракте СР и т.д. Как будет видно из последующего изложения, значение такого обобщенного энергочастотного показателя для синтеза и оценки эффективности М-системы весьма велико.

По своему физическому смыслу понятие ЭЧП линии (ствола, луча) спутниковой связи по отношению к той или иной ЗС может быть связано с соотношением между пересчитанными на вход этой ЗС значениями полезной мощности всех ретранслируемых сигналов и суммарной мощностью всех помех в информационной полосе F_μ любого μ -го сигнала:

$$(P_c / P_n)_{\text{зс}} = \sum^M P_\mu [F_\mu (N_{0\text{ср}} + N_{0\text{зс}} + I_{0\text{н}} + I_{0\text{л}})]^{-1},$$

где P_μ – полезная мощность одного сигнала на входе ЗС, N_0 – спектральные плотности собственных шумов СР и ЗС, I_0 – усредненные спектральные плотности помех, вызванных нелинейностью СР, и линейных внутрисистемных и внесистемных помех.

Такая взаимосвязь представляется вполне уместной и универсальной, т.к. с одной стороны приведенное соотношение характеризует потенциальную верность приема дискретного сигнала с указанной суммарной мощностью при помехах, заданных спектральной плотностью, ибо близко к отношению энергий сигнала и помехи. В то же

время оно определяет потенциальные возможности линии или канала связи, независимо от вида сигнала и качества его приема.

Таким образом, показатель ЭЧП, имеющий размерность полосы частот и вместе с тем, как будет видно из дальнейшего, прямо связанный с полосой ретрансляции, достаточно полно описывает энергетические и частотные возможности линии спутниковой связи. (И в этом смысле он адекватен отношению мощности сигнала к спектральной плотности помехи, определяющему пропускную способность линии связи по Шеннону, о чем пойдет речь ниже.)

В общем случае будет рассматриваться модель линии связи с прямой ретрансляцией (рис. 1.15), в которой, помимо собственных шумов СР и ЗС, учитываются помехи:

- внутрисистемные (межканальные), на обоих участках линии связи, зависящие от способа разделения (разнесения) сигналов внутри ствола (луча);

- внутрисистемные (межствольные, межлучевые, межспутниковые) и внесистемные на участке "вверх", общее превышение которых над уровнем полезных сигналов на входе СР составляет $Y \geq 0$ (Y -помехи);

- внутрисистемные (межствольные, межлучевые, межспутниковые) и внесистемные на участке "вниз", превышение которых над уровнем полезных сигналов на входе ЗС составляет $Z \geq 0$ (Z -помехи);

- внутрисистемные, обусловленные нелинейностью передаточной характеристики тракта ствола, луча СР и АМ-ФМ преобразованием, или амплитудно-фазовой конверсией (АФК), и называемые комбинационными или нелинейными.

Нелинейность приводит, кроме того, к снижению уровня полезных сигналов, а также линейных внутри- и межсистемных помех и собственных шумов СР, относительно номинальной выходной мощности и суммарной мощности излучения на выходе СР – с коэффициентами x_c , x_λ , $x_{\text{нл}}$, соответственно, при коэффициентах x_n , определяющих относительный уровень нелинейных помех. (Все значения $x < 1$).

Коэффициенты уменьшения мощности полезного сигнала x_c вводятся и в случаях, когда комбинационные помехи образуются, но не оказывают влияния на прием, а также при методах разделения сигналов, когда комбинационные помех как таковые, отсутствуют, но часть средней мощности СР в линии связи расходуется на разного рода вспомогательные сигналы, в частности, синхросигналы и другую служебную информацию, что, например, имеет место при МДВР.

Более подробно вопрос о соотношениях в нелинейном тракте и значениях упомянутых коэффициентов будет рассмотрен ниже.

По поводу линейных внутрисистемных помех следует отметить, что необходимо стремиться как к возможно более полному разделению (*линейной независимости, ортогональности*) сигналов, так и к ослаблению их уровней на входе СР (в частности, путем регулирования мощности передающих ЗС), с тем, чтобы они не превышали необходимые для нормального приема значения.

Что касается учета влияния собственных шумов СР, то ими иногда пренебрегают при расчетах, хотя очень часто этого делать нельзя ввиду недостаточного энергopotенциала на участке "вверх", либо использования широкополосных сигналов, наличия избыточности полосы частот тракта ретрансляции и, в результате, ощутимого отбора полезной мощности СР собственными шумами.

Принципиально наиболее трудной задачей в ССС является ослабление воздействия внешних, внесистемных помех, которые могут попадать на вход СР. Здесь наиболее эффективны пространственная селекция и соответствующая обработка сигналов на борту, т.е. подавление помех до усиления в выходных каскадах СР, предотвращающее отбор ими полезной мощности. Эта проблема является весьма многоплановой и сложной при реализации. Она связана, главным образом, с применением сигнальных и пространственных методов, требующих введения избыточности по полосе частот ретрансляции.

Таким образом, помимо того, что выходная мощность СР делится пропорционально входным уровням сигналов ЗС, она в общем случае расходуется как на собственные шумы и комбинационные помехи, так и на У-помехи, попадающие в частотную полосу Δf ствола (луча) по входу СР.

Формирование энергочастотного уравнения

Введенное выше понятие энергочастотного потенциала линии связи, о котором идет речь в этой главе, наряду с учетом внутрисистемных, межствольных, внешних помех должно отражать и то обстоятельство, что вообще в линиях связи (стволах) ССС одновременно работают ЗС с различными ЭИИМ $(PG)_{зс}$ и добротностью $(G/T)_{зс}$. При этом количество типов станций зависит от назначения и архитектуры системы.

Расчет и анализ энергочастотных соотношений в ЛС при более чем двух типах ЗС становится сложным и громоздким. Поэтому в дальнейшем ограничимся рассмотрением наиболее распространенных случаев, когда используются "равноэнергетические", т.е. с одинаковыми ЭИИМ и добротностями, либо два типа "разноэнергетических" ЗС, которые назовем "большими" и "малыми".

Первый случай более характерен для полносвязной архитектуры, при которой ЗС соединяются между собой по принципу "каждая с каждой". Второй ближе к радиальному или узловому принципу организации связи, либо сочетанию тех и других, когда большие ЗС являются центральными, узловыми, а малые — оконечными, абонентскими.

Кроме того необходимо различать варианты построения ССС, в которых большие и малые ЗС работают в одной и той же ЛС (общем стволе, луче СР), либо в двух разных ЛС (стволах, лучах).

Следует также учитывать, что сигналы ЗС могут содержать один или несколько информационных каналов и передаваться, в зависимости от способа уплотнения, на одной или многих несущих. В связи с этим при двухсторонней (дуплексной) связи число сигналов, передаваемых в том и другом направлениях, называемых обычно *прямым* (от большой к малой ЗС) и *обратным* (от малой к большой ЗС), в отличие от числа каналов, не всегда одинаково.

Наконец, в зависимости от общих объемов и скоростей передачи информации в том и другом направлениях, при энергетических расчетах могут использоваться такие понятия как *симметричный и асимметричный дуплекс (или трафик)*.

Основываясь на приведенных соображениях, определим ЭЧП многостанционной линии связи с общим СР (в прямом и обратном направлениях, для ЗС с заданной добротностью) как **отношение мощности полезных сигналов, передаваемых станциями с различными ЭИИМ, к суммарной спектральной плотности всех внутренних помех, приведенное к входу любой ЗС М-системы:**

$$W_{пр.об} = P/(N_0 + I_0) = [(N_{0зс} + N_{0ср} + I_{0л} + I_{0н})/(\Sigma P_{\mu})]^{-1}. \quad (2.3)$$

Далее введем обозначения:

- $M_{пр}, M_{об}$ — число прямых и обратных сигналов, соответственно;
- $M_{пр} + M_{об} = M, M_{пр} = \zeta M, M_{об} = (1 - \zeta)M, \zeta < 1$;
- $(PG)_б, (PG)_м$ — ЭИИМ большой и малой ЗС, соответственно;
- $G_{2б}, G_{2м}$ — усиление приемных антенн большой и малой ЗС, соответственно;
- $W_{1б}, W_{1м}$ — энергopotенциалы участка ЛС "вверх" для большой и малой ЗС, соответственно;
- $W_{2б}, W_{2м}$ — энергopotенциалы участка ЛС "вниз" для большой и малой ЗС, соответственно, при полном использовании ЭИИМ СР.

Как уже отмечено выше, в основу дальнейшего анализа энергетических соотношений положен фактор деления выходной мощности СР между полезными сигналами ЗС и мешающими воздействиями, пропорционально мощностям тех и других, с поправками на

нелинейность и амплитудно-фазовую конверсию, выражаемыми семейством коэффициентов $\{x\}$.

С учетом всего сказанного, в случае двух типов ЗС, работающих на прием и передачу на обоих участках ЛС, мощность M полезных сигналов из (2.3) на входе малой ЗС ($ЗС_m$) при прямой ретрансляции выражается следующим образом:

$$\begin{aligned} \sum_{\mu}^M P_{\mu} &= [x_c (PG)_{cp} G_{2m}/l_2] [\zeta M (PG)_6 G_{1cp}/l_1 + (1 - \zeta) M (PG)_m G_{1cp}/l_1] \times \\ &\times \{ [\zeta M (PG)_6 G_{1cp}/l_1 + (1 - \zeta) M (PG)_m G_{1cp}/l_1] (1 + Y) + kT_{cp} \Delta f \}^{-1} = \\ &= x_c W_{2m} kT_{3cm} \{ [1 + Y + (1 + Y)(1 - \zeta) W_{1m}/\zeta W_{16} + \Delta f/\zeta M W_{16}]^{-1} + \\ &+ [1 + Y + (1 + Y)\zeta W_{16}/(1 - \zeta) W_{1m} + \Delta f/(1 - \zeta) M W_{1m}]^{-1} \}. \end{aligned} \quad (2.4)$$

Значение мощности M сигналов на входе большой ЗС отличается из-за величины ее добротности, т.е. в приведенном выражении G_{2m} должно быть заменено на G_{26} , T_{3cm} на T_{36} и, соответственно, W_{2m} на W_{26} .

Аналогично, спектральные плотности шумов СР и указанных выше помех, пересчитанные на вход малой и большой ЗС, соответственно, будут отличаться индексами "м" и "б" при тех же параметрах. Согласно указанным принципам расчета, получим следующие выражения для средних спектральных плотностей мощности (СПМ) помех на входе малой ЗС:

$$\begin{aligned} N_{0cp} &= x_{ш} W_2 kT_{3cm} kT_{cp} \{ [\zeta M (PG)_6 G_{1cp}/l_1 + \\ &+ (1 - \zeta) M (PG)_m G_{1cp}/l_1] (1 + Y) + kT_{cp} \Delta f \}^{-1} = \\ &= x_{ш} W_{2m} kT_{3cm} \{ [\zeta M W_{16} + (1 - \zeta) M W_{1m}] (1 + Y) + \Delta f \}^{-1}, \end{aligned} \quad (2.4a)$$

$$\begin{aligned} I_{0л} &= [x_{л} (1 + Y) + x_c Z_1 (W_{2m} kT_{3cm}/\Delta f)] \{ [1 + Y + (1 + Y)(1 - \zeta) W_{1m}/\zeta W_{16} + \\ &+ [1 + Y + (1 + Y)\zeta W_{16}/(1 - \zeta) W_{1m} + \Delta f/(1 - \zeta) M W_{1m}]^{-1} \}, \end{aligned} \quad (2.4б)$$

$$I_{0н} = x_{н} W_{2m} kT_{3cm} (\Delta f)^{-1}. \quad (2.4в)$$

Перейдем к рассмотрению наиболее важных для практики частных случаев.

Влияние связи с равноэнергетическими ЗС в общем стволе

Пусть все M земных станций в ЛС имеют близкие по величине СПМ и добротности. Тогда, полагая в (2.4) $W_{16} = W_{1m} = W_1$, $W_{2m} = W_2$, $M_{пр} = M_{об} = M$ ($\zeta = 1$), $W_{шр,об} = W$, $M \gg 1$, $Y = Z = 0$, получим:

$$\begin{aligned} W &= P/(N_0 + I_0) = [(N_{03c} + N_{0cp} + I_{0л} + I_{0н})/MP_k]^{-1} = \\ &= x_c W_2 [1 + \Delta f/MW_1 + x_{ш} W_2/MW_1 + x_{л} W_2/\Delta f + \\ &+ x_{н} (1 + \Delta f/MW_1) W_2/\Delta f]^{-1}. \end{aligned} \quad (2.5)$$

Это соотношение, как наиболее типичное для ССС, будем считать основным — энергетическим (энергочастотным) уравнением многостанционной линии связи, образуемой стволом (лучом) СР с параметрами W_2 , Δf и сетью M земных станций, при наличии в ней трисистемных помех.

При отсутствии влияния нелинейных помех ($x_{н} = 0$), но, учитывая линейные (межканальные, межсимвольные) взаимные помехи, собственный шум СР, а также снижение полезной мощности сигналов и шума СР из-за нелинейности, получаем более простую и наглядную форму:

$$W/W_2 = x_c (1 + \Delta f/MW_1 + x_{ш} W_2/MW_1 + x_{л} W_2/\Delta f)^{-1} \quad (2.6)$$

Такая модель расчета ЭЧП может использоваться, например, для ЦВР и МДКР, когда помехи, вызванные нелинейностью, отсутствуют, или ими можно пренебречь.

Если в (2.5) исключить и внутрисистемные линейные помехи (задаемое $x_{л} W_2/\Delta f$), сохранив только собственные шумы СР и ЗС, приходим к форме уравнения, которая, учитывая оба участка линии и процесс ретрансляции, может считаться канонической и встречается (и в несколько ином виде) в литературе, либо используется в деталях [2.3, 2.4]:

$$W = x_c W_2 (1 + \Delta f/MW_1 + x_{ш} W_2/MW_1)^{-1}. \quad (2.6a)$$

Приведенные выражения устанавливают в обобщенном виде явную зависимость энергочастотной полосы многостанционной линии связи от ресурсных энергетических, частотных, пространственных, орбитальных параметров, количества ретранслируемых сигналов, полосы частот ретрансляции Δf , и, что очень важно, от отношений между всеми этими параметрами.

Так, первые два слагаемых в (2.5), с учетом W_2 , выражают отношение полезного сигнала к собственному шуму ЗС, зависящее от ЭП обоих участков и полосы частот ЛС, при этом во второе слагаемое входит соотношение сигнал/шум по входу СР, третье слагаемое соответствует отношению полезного сигнала к шуму СР, тогда как последующие слагаемые в (2.5), (2.6) отражают влияние внутрисистемных помех и его ослабление за счет расширения полосы (дисперсии) сигналов.

В то же время нормированное значение ЭЧП зависит, как следует из (2.6), от двух важнейших относительных показателей, характеризующих ЛС, а именно соотношений между ЭП участков, в том числе между шумовыми параметрами СР и ЗС, и между энергетическим и частотным потенциалами линии связи.

Выражение в форме (2.6), широко используемой в дальнейшем, количественно характеризует, при фиксированных соотношениях параметров, эффективность использования энергопотенциала участка "вниз", а значит и всей "сквозной" линии, т.к. ЭЧП не может превышать ЭП (W_2).

Необходимо обратить внимание на следующее обстоятельство. В (2.5) и (2.6) отсутствует такой важный электрический параметр, как коэффициент усиления СР, без которого расчет и анализ неоднозначны. Здесь имеется в виду, что K_{cp} рассчитывается дополнительно к ЭЧП и определяется теми же величинами, что и (2.6а):

$$K_{cp} = x_c P_{cp} / [M(PG)_{zc} G_{cp1} / l_1 + kT_{cp} \Delta f] = \\ = x_c P_{cp} / [kT_{cp} (MW_1 + \Delta f)]. \quad (2.7)$$

Наоборот, задаваясь K_{cp} , можно получить несколько иную форму системы уравнений, вводя еще один показатель – "энергетическую" (шумовую) полосу СР, как промежуточного активного участка радиолинии:

$$W_{cp} = (P/N_0)_{вых.ср} = x_c P_{cp} / kT_{cp} K_{cp}, \quad (2.8)$$

где N_0 – пересчитанная на выход СР спектральная плотность шумов СР.

Сравнивая (2.7) и (2.8), легко заметить, что $W_{cp} = MW_1 + \Delta f$. Тогда, подставляя $MW_1 = W_{cp} - \Delta f$ в (2.6) и (2.6а), приходим к форме расчета ЭЧП (W) через $K_{cp}(W_{cp})$, а W_1 и M определяем в соответствии с (2.7).

Приведенные формы энергетического уравнения предполагают активную, прямую ("сквозную", т.е. без обработки в СР) нелинейную

ретрансляцию сигналов ЗС при ограниченной мощности СР и любые методы разделения сигналов (как асинхронные, так и синхронные, в частности временное). Далее будут рассмотрены некоторые закономерности и величины коэффициентов $\{x\}$, связанные с нелинейностью общего СР. Аналитические модели ретрансляции с демодуляцией и обработкой сигналов в СР будут рассмотрены в следующей главе.

Линии связи с разноэнергетическими станциями, работающими в общем стволе на прием и передачу

Этот случай для нескольких типов ЗС близок к общей постановке вопроса, рассмотренной выше. Он соответствует организации в одном и том же стволе СР радиальных или узловых спутниковых сетей, а также работе разнотипных станций между собой, либо одновременной работе ЗС с разной энергетикой только на прием или передачу, при разделении прямой и обратной линий.

Анализ упрощается при $Y = Z = 0$, двух типах станций и $\zeta \approx 0,5$ в (2.4). Последнее следует понимать как приблизительное равенство числа парциальных сигналов $M/2$, излучаемых ЗС каждого из двух типов, а ЭП на участке "вверх" $W_{16,м} = W_{1пар}$ относить к ЭИИМ ЗС, приходящийся на один такой сигнал.

Легко показать, что в этом случае уровень суммы полезных сигналов на входе любой ЗС согласно (2.4) описывается двумя группами слагаемых, образуемых сигналами больших и малых станций. Разница между этими суммарными уровнями на входе малой и большой ЗС при указанных условиях будет определяться только ЭП на участке "вниз" $W_{2м}$, $W_{2б}$, т.е. добротностями ЗС, и не зависит от соотношения ЭП на участке "вверх":

$$\sum_{\mu} P_{\mu} = x_c W_{2м,б} kT_{3см,б} [(1 + W_{1м}/W_{1б} + 2\Delta f/MW_{1б})^{-1} + \\ + (1 + W_{1б}/W_{1м} + 2\Delta f/MW_{1м})^{-1}]. \quad (2.9)$$

В то же время разница между уровнями от больших и от малых станций на входе ЗС прямо зависит от этого соотношения, заметно влияющего на величину каждой из групп слагаемых.

Соответственно спектральные плотности помех на входе ЗС при указанных условиях выражаются:

$$N_{0cp} x_{ш} W_{2м,б} kT_{3см,б} [0,5(MW_{1б} + MW_{1м}) + \Delta f]^{-1} = \\ = 2x_{ш} kT_{3см,б} (W_{2м,б}/MW_{1м})(1 + W_{1б}/W_{1м} + 2\Delta f/MW_{1м})^{-1},$$

$$I_{0л} = x_{л} W_{2м,6} kT_{3см,6} \{ [\Delta f(1 + W_{1м}/W_{16} + 2\Delta f/MW_{16})]^{-1} +$$

$$+ [\Delta f(1 + W_{16}/W_{1м} + 2\Delta f/MW_{1м})]^{-1} \},$$

$$I_{0н} = x_{н} W_{2м,6} kT_{3см,6} (\Delta f)^{-1}.$$

В результате соотношение для ЭЧП направлений связи к малой, большой ЗС, соответственно, в общем случае приема на тех и других ЗС всех излучаемых в ЛС сигналов принимает вид:

$$W_{пр,об} = [(N_{0зс} + N_{0сп} + I_{0л} + I_{0н})/\Sigma P_{\mu}]^{-1} =$$

$$= x_{с} W_{2м,6} [(1 + W_{16}/W_{16}/W_{1м} + 2\Delta f/MW_{1м})/(1 + W_{16}/W_{1м}) +$$

$$+ 2x_{ш} (W_{2м,6}/MW_{1м})/(1 + W_{16}/W_{1м}) + x_{л} W_{2м,6}/\Delta f + (x_{н} W_{2м,6}/\Delta f) \times$$

$$\times (1 + W_{16}/W_{1м} + 2\Delta f/MW_{1м})/(1 + W_{16}/W_{1м})]^{-1}. \quad (2.10)$$

В свою очередь, отсюда могут быть выделены следующие частные случаи, относящиеся к разным принципам организации связи:

- прием сигналов от больших ЗС только на малых ЗС и от малых – только на больших, т.е. радиальная или узловая связь;
- прием сигналов от больших ЗС только на малых, а от малых – на тех и других ЗС, т.е. смешанные сети;
- прием сигналов от больших ЗС как на малых, так и на больших, а от малых ЗС – только на больших, т.е. тоже смешанные сети;
- прием сигналов от больших и малых ЗС на станциях, работающих на передачу в другом стволе.

Рассмотрим в этом разделе первый случай, как наиболее просто описываемый и часто встречающийся на практике. В предположении, с погрешностью не более 1 дБ, что $x_{с} = x_{л} = x_{ш} = 1$, $x_{н} = 0$, преобразование (2.10) приводит к следующему результату:

$$W_{пр}/W_{2м} = [(1 + W_{1м}/W_{16})(1 + W_{2м}/\Delta f) + 2(W_{2м}/MW_{1м}) \times$$

$$\times (W_{1м}/W_{16})(1 + \Delta f/W_{2м})]^{-1}, \quad (2.10а)$$

$$W_{об}/W_{26} = [(1 + W_{16}/W_{1м})(1 + W_{26}/\Delta f) + 2(W_{26}/MW_{16}) \times$$

$$\times (W_{16}/W_{1м})(1 + \Delta f/W_{26})]^{-1}. \quad (2.10б)$$

При **симметричном** дуплексном графике, т.е. одинаковых объемах передаваемой информации в прямом и обратном направлениях, должно выполняться условие: $W_{пр} = W_{об} = W$. Поэтому иногда может оказаться удобным нормировать ЭЧП каждого из направлений или их сумму $2W$ к сумме энергопотенциалов линий связи к малым и большим ЗС:

$$W/(W_{2м} + W_{26}) = [(W/W_{2м})^{-1} + (W/W_{26})^{-1}]^{-1} =$$

$$= (W/W_{2м})(1 + W_{26}/W_{2м})^{-1} = (W/W_{26})(1 + W_{2м}/W_{26})^{-1}. \quad (2.11)$$

Отсюда и из (2.10а,б) следует, что, так же как в случае равноэнергетических ЗС, ЭЧП зависит от соотношения полосы частот и ЭП участка "вниз", соотношений ЭП обоих участков и числа сигналов. Но, кроме того, здесь важным показателем величины ЭЧП является соотношение между ЭП участков "вверх" и "вниз" прямого и обратного направлений.

По определению W_{16} должно превышать $W_{1м}$, если их относить к ЭИИМ одной ЗС каждого типа. Однако, если учесть, что W_{16} складывается из ЭИИМ парциальных сигналов, которые могут быть соизмеримы с ЭИИМ ЗС_м, то ЭП участков "вверх" того и другого направления могут в общем случае находиться в соотношении $(MW_{16}/MW_{1м}) \geq 1$. Таким образом, имеет смысл анализировать (2.10) для нескольких значений этого соотношения. Например, при $(W_{16}/W_{1м}) = 1$ получаем:

$$W_{пр}/W_{2м} = 0,5[1 + (W_{2м}/\Delta f) + (W_{2м}/MW_{1м}) + (\Delta f/W_{1м})]^{-1}, \quad (2.11а)$$

$$W_{об}/W_{26} = 0,5[1 + (W_{26}/\Delta f) + (W_{26}/MW_{16}) + (\Delta f/W_{16})]^{-1}. \quad (2.11б)$$

При симметричном дуплексе в этом случае для выполнения условия $W_{пр} = W_{об} = W$ требуется, чтобы и $W_{2м} = W_{26}$. Такое как бы противоречие исходному определению больших и малых ЗС означает, что смысл увеличения в данном случае размеров и усиления антенны центральных или узловых станций, не приводящего к росту ЭЧП в обратном направлении, состоит в "пространственной концентрации" ЭП на участке "вверх" при радиально-узловой архитектуре. Тогда как на участке "вниз" образуется только запас по энергетике, который может быть использован в случае асимметричной передачи в сторону больших станций, т.е. перехода от симметричного дуплекса к сбору информации.

Другие показательные и часто встречающиеся случаи преобла-

дающих ЭИИМ больших ЗС, не только суммарных, но и парциальных, т.е. $(W_{16}/W_{1м}) \gg 1$, рассматриваются ниже.

Линии связи с разноэнергетическими ЗС при их работе на передачу и на прием в разных стволах

Во многих приложениях, в частности, относящихся к подвижной и персональной спутниковой связи, большие и малые ЗС передают и принимают сигналы в различных по энергопараметрам, диапазону и полосе частот стволах СР. То есть, речь идет об односторонних, симплексных (прямой и обратной) ЛС.

Определение ЭЧП с использованием (2.4) в этих случаях означает разделение слагаемых в выражениях для мощности полезных сигналов и СПМ помех, ибо на вход СР поступают сигналы либо больших, либо малых станций, а прием в каждом стволе осуществляется, соответственно, только малыми или большими ЗС.

В таких системах полный и симметричный дуплекс обеспечивается при равном количестве парциальных сигналов в прямом и обратном направлениях, хотя число ЗС и соответствующих каждой из них сигналов в той и другой линиях могут отличаться, причем довольно сильно. Например, во многих системах ПСС $M_{об} \gg M_{пр}$, но при этом обычно $(PG)_{б} \gg (PG)_{м}$. Тогда как излучаемые мощности парциальных канальных сигналов больших и малых ЗС могут быть близкими. И если в (2.4) через M выражать число таких сигналов, то при $Y = Z = 0$ получаем для ЭЧП прямой и обратной линий, соответственно:

$$W_{пр} = x_c W_{2м} [1 + \Delta f_{пр} / MW_{16} + x_m W_{2м} / MW_{16} + x_n W_{2м} / \Delta f_{пр} + x_n (W_{2м} / \Delta f_{пр} + W_{2м} / MW_{16})]^{-1},$$

$$W_{об} = x_c W_{2б} [1 + \Delta f_{об} / MW_{1м} + x_m W_{2б} / MW_{1м} + x_n W_{2б} / \Delta f_{об} + x_n (W_{2б} / \Delta f_{об} + W_{2б} / MW_{1м})]^{-1}$$

То есть, общий вид зависимости ЭЧП от соотношений между ЭП участков и полосой частот СР в прямой и обратной ЛС тот же, что при равноэнергетических ЗС в общем стволе (2.5). Отличие будет лишь в величинах этих соотношений, определяемых назначением и архитектурой СС различных типов и служб, например, ФСС и ПСС.

Отсюда также следует, что при разных по размеру приемных и передающих антеннах малых и больших станций и одинаковых (близких) парциальных выходных мощностях ЗС равенство ЭЧП в

и другом направлениях достигается за счет разных ЭИИМ СР, выходных мощностей и размеров антенн СР, что обычно и имеет место на практике.

В односторонних линиях возможна и такая ситуация, когда на всем или передачу в каждой из них (прямой и обратной) работают только типов ЗС, например, абонентских, которые тоже могут быть названы "большой" и "малой". Этому случаю соответствуют выраженные выше выражения для ЭЧП, в которых индексы "б" и "м" могут относиться тоже к разноэнергетическим станциям, но только принимающим и передающим не в разных, а в одном и том же стволе СР:

$$W_{пр} = x_c W_{2б,м} [1 + \Delta f_{пр} / MW_1 + x_m W_{2б,м} / MW_1 + x_n W_{2б,м} / \Delta f_{пр} + x_n (W_{2б,м} / \Delta f_{пр}) (1 + \Delta f_{пр} / MW_1)]^{-1},$$

$$W_{об} = x_c W_2 [(1 + W_{16} / W_{1м} + 2\Delta f_{об} / MW_{1м}) / (1 + W_{16} / W_{1м}) + 2x_m W_2 / W_{16,м} / (1 + W_{16} / W_{1м}) + x_n W_2 / \Delta f_{об} +$$

$$x_n (W_2 / \Delta f_{об}) (1 + W_{16} / W_{1м} + 2\Delta f_{об} / MW_{1м}) / (1 + W_{16} / W_{1м})]^{-1}.$$

Поскольку здесь речь идет об энергочастотном потенциале ЛС, то в прямом направлении он будет достигаться по отношению к большой или малой ЗС при максимальном ЭП на участке "вверх" для всех M парциальных каналов, чаще соответствующем приему малой станции. Хотя реально в системах с ЗС нескольких типов значения W_1 и M для разных типов станций отличаются.

В обратном направлении ЭЧП по отношению к общей принимающей станции будет зависеть как от соотношений ЭП для большой и малой ЗС между собой на участке "вверх", так и ЭП линии связи W_2 , а также от числа сигналов тех и других ЗС. В последнем выражении оно принято одинаковым, т.е. равным $M/2$.

2.3. Влияние нелинейности ретранслятора

В энергетическом уравнении ЛС (2.5) коэффициенты x с тем или иным индексом, связанные с нелинейным взаимодействием в ретрансляторе полезных сигналов, шумов, а также внешних помех, при их наличии, определяются на основе анализа соотношений между основными воздействиями и комбинационными продуктами на выходе СР. Этому вопросу, а также оценке амплитудно-фазовой конверсии

(АФК) в выходных каскадах СР, посвящено множество исследований, проводившихся главным образом на начальных этапах развития спутниковой связи.

Стремление использовать имеющуюся в распоряжении разработчика и, как правило, ограниченную выходную мощность СР наилучшим образом вступает в противоречие с необходимостью уменьшения вредного влияния эффектов нелинейного взаимодействия сигналов, шумов и внешних помех при прямой ретрансляции.

В качестве выходных устройств СР обычно используются как твердотельные усилители, так и электронные приборы – лампы бегущей волны (ЛБВ), клистроны. Как показано в многочисленной литературе и на практике, тракты усиления СР имеют *характеристики передачи мгновенных значений* входных электрических воздействий, адекватные амплитудным ограничителям.

У некоторых электронных приборов могут быть и падающие участки в области выше насыщения, поэтому часто перед выходными каскадами СР включаются дополнительные устройства ограничения, автоматической регулировки усиления или предсказаний, препятствующие снижению выходного уровня.

При этом, если в ретрансляторе одного сигнала с постоянной амплитудой роль таких устройств состоит в поддержании заданной мощности на входе оконечного каскада, то при передаче многих сигналов, когда необходимо заботиться об уменьшении помех, вызванных нелинейностью, выбором режима ограничения может быть достигнут определенный компромисс между уровнем полезной мощности в канале и степенью воздействия этих помех. Кроме того, предварительное ограничение смеси сигналов, имеющей изменяющуюся амплитуду, полезно и с точки зрения ослабления АФК в выходных устройствах СР.

При любом наборе бортового оборудования наиболее общей, близкой к реальности и распространенной моделью нелинейных и квазилинейных трактов ретрансляции является *плавный ограничитель*, вызывающий изменения уровней сигналов и появление комбинационных помех на выходе как за счет собственно нелинейности рабочего участка передаточной характеристики, так и вследствие захода в режим насыщения.

Существует ряд аналитических методов и подходов к оценке относительных уровней основных и комбинационных составляющих на выходе узкополосного (в смысле соотношения между рабочей полосой частот и средней частотой) ограничителя с АФК. Достаточно полную библиографию по этому вопросу можно найти в [2.4].

Для аппроксимации нелинейности типа ограничителя применяют различные математические выражения, например, степенные полиномы, тригонометрические, трансцендентные функции. В теории, в частности и спутниковой, широко исследовалось воздействие плавного (кусочно-линейного) и идеального (жесткого) ограничения в наибольшей степени, как показывает практика, характеристикам на ретрансляции соответствует плавный ограничитель.

Распространенными формами отображения передаточной характеристики плавного ограничителя являются ряды Бесселевых функций и интеграл вероятностей. Первая из них более удобна при аналитических методах анализа, вторая – при вероятностных, или реляционных методах.

Они и другие позволяют рассчитать относительные уровни основных и комбинационных (интермодуляционных) составляющих на выходе прохождения через нелинейный тракт, в зависимости от параметров ограничения, т.е. соотношения суммарной мощности входных воздействий и порога ограничения, а также количество и частоты комбинационных продуктов, порожденных нелинейностью.

Корреляционные методы предоставляют возможность проведения анализа воздействия нелинейности при случайных параметрах амплитуды, частоты, фазы входных колебаний и произвольных соотношениях между передаваемыми сигналами, помехами, шумами, одна из которых является случайным процессом. Остановимся на этом более подробно.

Основной путь вычисления характеристик случайного процесса на выходе нелинейного устройства – определение его корреляционной функции (КФ) через двумерную функцию распределения вероятности процесса на входе. Последняя разлагается определенными способами в ряды по полиномам n -й степени. При этом входная КФ выражается через двойной интеграл, который, в свою очередь, зависит как от функции, описывающей передаточную характеристику, так и от входной функции распределения.

В случае плавного ограничителя для вычисления этого интеграла применяется *метод контурных интегралов или характеристических функций*, которые заменяют входную функцию распределения. Иногда КФ на выходе представляется в виде ряда некоторых функций, которые выражаются через корреляционные характеристики входных воздействий (сигналов и помех). Соответственно, соотношения между энергетическими параметрами (в нашем случае мощностями) основных и комбинационных составляющих на выходе (определяя-

мыми их КФ при нулевом значении временного сдвига) выражаются через уровни на входе.

В целом, с учетом существующих методов, расчет коэффициентов x в энергетическом уравнении (2.5) сводится к следующему. Определяется относительный уровень мощности M сигналов и комбинационных продуктов на выходе СР в зависимости от режима ограничения, в данном случае отношения уровня насыщения (порога ограничения) передаточной характеристики к суммарной мощности на входе. Величины выходных составляющих нормируются к максимальному (номинальному) уровню мощности СР для одного сигнала, который достигается обычно в режиме полного насыщения (предельного или жесткого ограничения). Результаты воздействия АФК учитываются в математическом описании передаточной характеристики, либо рассчитываются отдельно и добавляются к полученным данным.

В общем случае использование метода характеристических функций позволяет рассчитать любую отдельно взятую основную или комбинационную составляющую на выходе нелинейного устройства, при произвольных соотношениях амплитуд, частот и фаз входных воздействий, включая собственные шумы ретранслятора, внутри- и межсистемные, а также посторонние помехи [2.6]. Сложение тех и других составляющих приводит к оценке относительных значений суммарных уровней сигналов, шума, линейных и комбинационных помех, определяющих введенные выше коэффициенты x_c , x_n , $x_{ш}$, $x_{п}$.

Равные сигналы на входе СР

Известное упрощение анализа и расчетов достигается описанием суммы входных сигналов *нормальным случайным процессом*, что, в соответствии с центральной предельной теоремой теории вероятности, допустимо при приблизительном равенстве их уровней и часто встречается на практике. Причем решение задачи становится еще более простым, когда сумма сигналов и шума на входе имеет гладкий (непрерывный по оси частот или близкий к этому) энергетический спектр, сосредоточенный вблизи центральной частоты тракта, т.е. является узкополосным процессом [2.7].

Многократно проводившийся теоретический и экспериментальный анализ показали, что при равенстве входных сигналов и $M > (8-10)$ их суммарная выходная мощность и мощность суммы всех нелинейных комбинационных помех практически не зависят от числа сигналов, а соотношение тех других меняется в зависимости от режима ограничения. (Для меньших значений M относительная мощность комбинационных продуктов несколько снижается).

Как следует из [2.6], значения коэффициентов x_c , $x_{ш}$, определяемые снижением относительного уровня равных полезных сигналов и шума из-за нелинейности, изменяются от $\approx \pi/4$ (-1дБ) при полном насыщении до -10дБ и менее при усилении ниже порога насыщения. Зависимость x_c от соотношения η между суммарной мощностью равных сигналов плюс шум и величиной порога насыщения по входу СР $P_{\Sigma \text{ вх}}/P_{\Sigma \text{ н}}$, приводимая на рис. 2.1, имеет вид:

$$x_c \approx (\pi/4)(1 + k_c \eta)^{-1}. \quad (2.12)$$

Здесь k_c , по разным источникам, может принимать значения от -0,15 до 0,4-0,5, в зависимости от формы характеристики передачи (плавный, линейно-ломаный, степенной ограничитель) и определения порога ограничения. Кривая на рис. 2.1 соответствует $k_c = 0,25$.

Что касается коэффициента x_n , то он имеет максимальное значение, близкое к -6,7 дБ ($1 - \pi/4$) при глубоком насыщении ($\eta \gg 1$), и уменьшается до -(20-30) дБ при работе ниже порога. Соответственно, соотношения между x_n и x_c (x_n), связанные с отношениями мощностей суммы комбинационных помех и сигнала на выходе нелинейного тракта, также сильно зависят от режима усиления-ограничения [2.6].

Помимо влияния собственно нелинейности коэффициент x_n должен учитывать и переходные помехи, возникающие из-за амплитудно-фазовой конверсии. Поэтому при дальнейшем анализе воспользуемся приводимыми в [2.1] результирующими кривыми и соотношениями, относящимися к тому и другому фактору. На рис. 2.1 эти зависимости представлены в виде аппроксимирующей функции от η :

$$x_n / x_c \approx (4 - \pi)[\pi(1 + k_n \eta^{1.5})]^{-1}, \quad \text{где } k_n = 1,5. \quad (2.12a)$$

Как было отмечено выше и следует из дальнейшего анализа, зависимость уровней сигналов, нелинейных помех и соотношений

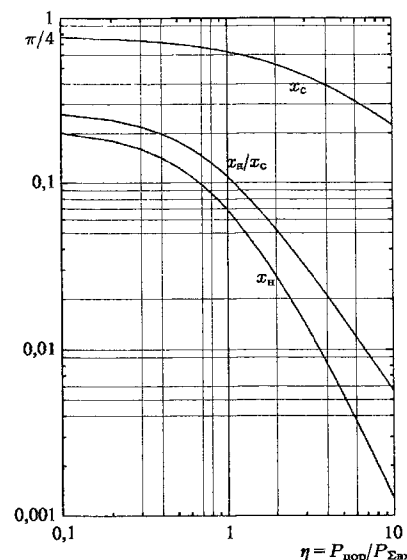


Рис. 2.1

между ними на выходе СР от режима ограничения во многом определяет относительное значение ЭЧП при тех или иных параметрах сигналов и способах их разделения. Функции, приведенные на рис. 2.1, используются ниже для оценки вариантов оптимизации параметров M -системы.

Значения $x_{\text{ш}}$ и $x_{\text{ш}}/x_c$, строго говоря, тоже зависят от выходной мощности комбинационных составляющих и соотношения между суммой сигналов и интегральным шумом в полосе ретрансляции на входе СР, т.е. от $\Delta f/MW_1$. Если считать то и другое нормальными случайными процессами, то их взаимное подавление составляет не более ~ 1 дБ, независимо от отношения мощностей.

Сильный сигнал (помеха) на входе СР

Для линейных помех, соизмеримых с сигналами, в частности, при МДКР, $x_d \approx x_c$. В случае же наличия преобладающих сигналов или линейных, в частности, Y-помех, относительный выходной уровень более слабых сигналов дополнительно снижается по сравнению с входным. То есть, будет иметь место подавление слабого сигнала сильным.

На рис. 2.2 приведены нормированные к максимальной выходной мощности СР (в режиме одной несущей) зависимости суммарной мощности $M > 10$ равных сигналов от соотношения **помехи с постоянной амплитудой** и суммы сигналов на входе СР Y (сплошные кривые 1). Параметром здесь является величина, обратная отношению суммарной входной мощности M сигналов к порогу насыщения.

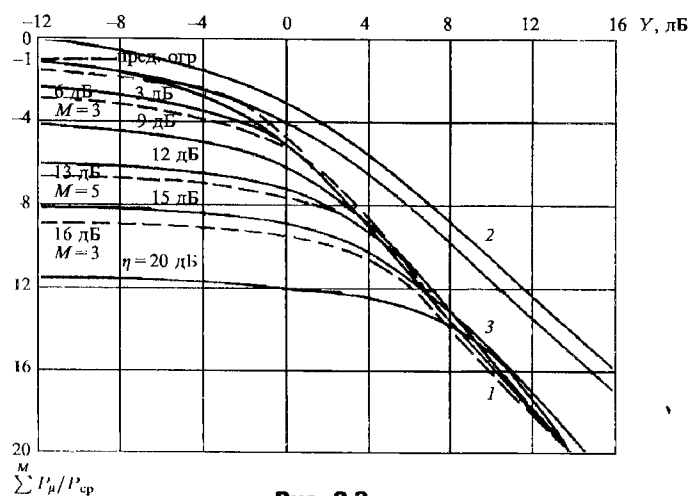


Рис. 2.2

Штриховые линии относятся к $M=3,5$, при которых еще не применимо нормальное приближение.

Здесь же для сопоставления показаны зависимости выходной мощности равных сигналов при той же ситуации на входе, но помехе с нормальным распределением мгновенных значений, т.е. шумовой (кривая 3), а также для линейного усилителя с ограниченной средней мощностью, в котором комбинационные помехи отсутствуют (кривая 2).

На рис. 2.2 видно, что по мере возрастания помехи (или одного из сигналов) происходит дополнительный отбор мощности – подавление более слабых сигналов, которое в пределе достигает ≈ 6 дБ при постоянной амплитуде помехи (разница ординат кривых 1 и 2). При этом можно показать, что относительный уровень комбинационных продуктов от нелинейного взаимодействия сигналов, т.е. x_n , по мере возрастания Y также снижается (происходит т.н. "линеаризация" слабым сигналом), а подавление до 6 дБ, как видно из рис. 2.2, будет иметь место практически независимо от режима усиления-ограничения [2.6].

Эффект подавления наглядно иллюстрируется также рис. 2.3, где показано изменение выходного отношения помехи и сигналов по сравнению с входным. Видно, что при режимах, далеких от насыщения, дополнительное ослабление сигналов проявляется не так ярко. В то же время подавление до 6 дБ будет иметь место при $Y \gg 1$, т.е. сильный сигнал (помеха) должен превышать во много раз суммарно всех остальных. Если же помеха является сильной лишь по отношению к одному из сигналов, т.е., например, $Y=1$, то эффект подавления проявляется значительно слабее.

Необходимо также отметить, что относительный уровень комбинационных продуктов, образованных гармониками помехи с постоянной амплитудой и сигналов, возрастает с увеличением мощно-



Рис. 2.3

сти помехи. В наибольшей степени это проявляется у комбинационных составляющих 3-го порядка вида 21, т.е. имеющих разностные частоты от второй гармоники сильной помехи и основных (первых) гармоник сигналов. Как показано в [2.6], в пределе, при $Y \gg 1$, соотношение уровней одного сигнала и такой комбинационной помехи на выходе СР не превышает 2 дБ, т.е. к вредным эффектам отбора мощности и подавления слабого сигнала сильным добавляется воздействие интенсивных комбинационных продуктов в полосе приема ЗС. Этот вопрос подробнее рассмотрен в главе 4.

В случаях, когда помеха представляет собой шумовой процесс с нормальным распределением мгновенных значений, зависимость выходной мощности равных сигналов от u выражается кривой 3 на рис. 2.2. В данном случае ослабление сигналов по сравнению с линейным усилителем, имеющим ограниченную выходную мощность, не превысит ≈ 1 дБ, независимо от мощности помехи.

2.4. Использование энергетического потенциала линии связи

Основные энергетические уравнения, полученные выше, должны быть исследованы с целью определения критериев эффективности использования имеющегося или заданного энергетического и частотного ресурса, связанных с выбором значений W_1 , W_2 , M , Δf .

Так, если предположить отсутствие других помех в системе, кроме собственных шумов СР и ЗС, нетрудно заметить из (2.6а), что при $MW_1 \gg W_2$, Δf шумы на выходе СР становятся пренебрежимо малыми, вся выходная мощность СР расходуется только на полезные сигналы, а $\text{ЭЧП} \rightarrow W_2$, т.е. эффективность использования ЭП приближается к 1, что соответствует полному использованию энергопотенциала участка "вниз". Если же $W_2 \gg MW_1$, Δf , то $\text{ЭЧП} \rightarrow MW_1$, т.е. приходим к крайнему частному случаю линейной ретрансляции (или СР с "неограниченной мощностью"). Наоборот, при увеличении Δf все сильнее сказываются собственные шумы СР и при $\Delta f \gg MW_1$, W_2 $\text{ЭЧП} \rightarrow 0$.

Если же при синтезе параметров системы иметь в виду разнообразные аспекты влияния различного рода внутрисистемных и внешних помех, то возникают более сложные зависимости.

В частности из (2.5), (2.6), (2.9) – (2.10) следует, что в линии связи и СР с ограниченной мощностью в общем случае **ширина полосы оказывает противоположное воздействие на ЭЧП**: с одной стороны ее увеличение ведет к **возрастанию влияния собственных шумов СР** за счет отбора ими полезной выходной мощности, с другой – позволяет **увеличивать базу системы** (в широком смысле), т.е. **ослаблять помехи**,

то внутрисистемные (в том числе и комбинационные), так и внешние.

При расширении полосы одновременно обеспечивается **ослабление мешающего воздействия на другие космические и наземные системы** за счет возможности распределения по полосе (дисперсии) собственной спектральной плотности мощности (СПМ) сигналов на обоих участках линии. Как будет видно из последующего анализа, при проектировании должны выбираться некоторые компромиссные значения Δf , позволяющие увеличивать ЭЧП системы, но вместе с тем удовлетворять требованиям по электромагнитной совместимости и экономии частотного ресурса.

Рассмотрим наиболее важные закономерности, вытекающие из основных форм энергетического уравнения линии связи.

Равноэнергетические станции

Нормируем (2.5) к W_2 и, проведя простые алгебраические преобразования при $Y=Z=0$, т.е. учитывая межканальные (линейные и комбинационные) помехи и дисперсию сигналов в полосе СР, получим:

$$\begin{aligned} W/W_2 &= [(1/x_c)(1 + \Delta f/MW_1) + (x_{\text{ш}}/x_c)W_2/MW_1 + \\ &+ (x_{\text{н}}/x_c)(W_2/\Delta f + W_2/MW_1) + (x_{\text{л}}/x_c)W_2/\Delta f]^{-1} = \\ &= \Phi(\Delta f, MW_1, W_2, \{x\}). \end{aligned} \quad (2.5a)$$

Эта форма энергетического уравнения является достаточно сложной многомерной функцией ресурсных параметров, а также нелинейности СР, и в наиболее полной степени отражает общую картину соотношений в М-системе при отсутствии внешних помех. Ею мы будем пользоваться в дальнейшем, а вначале рассмотрим более простой и частный случай, когда, **без учета взаимных помех и для многосигнального режима насыщения СР** ($x_{\text{н}}=0$, $x_c=x_{\text{л}}=x_{\text{ш}}=\pi/4$), зависимость относительного ЭЧП от нормированной к ЭП полосы частот задается (2.6а):

$$W/W_2 = (\pi/4)[1 + (W_2/MW_1)(\pi/4 + \Delta f/W_2)]^{-1}.$$

Эта зависимость приведена на рис. 2.4 (штриховые линии) для широкого диапазона значений MW_1/W_2 , $\Delta f/W_2$ и является наглядной демонстрацией того, что **энергетическая эффективность линии связи в СР-ЗС существенно зависит как от соотношения ресурсных параметров участков и числа каналов M , так и от полосы ретрансляции.**

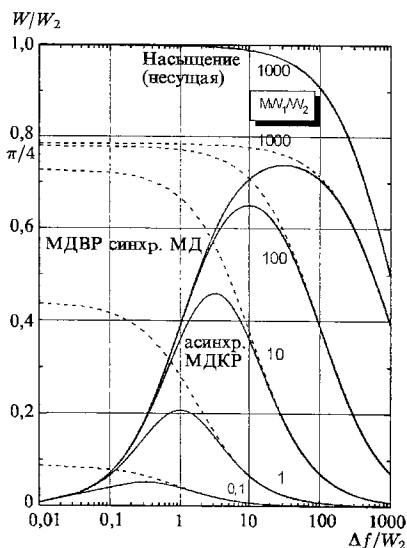


Рис. 2.4

Данное соотношение и график удобны для оценки использования энергопотенциала при МДВР и других ортогональных (синхронных) методах МД (кодирового, частотного и их комбинаций). Как показано в [2.8], при приеме ортогональных сигналов воздействие линейных и нелинейных помех исключается или, в всяком случае, может быть сделано сколь угодно малым. Это обстоятельство позволяет СР работать в режиме полного насыщения (предельного ограничения) без существенного расширения полосы частот. В таком случае, как видно из рис. 2.4, снижение ЭЧП из-за отбора мощности СР комбинационными

составляющими, либо служебными сигналами синхронизации при МДВР, для $MW_1/W_2 > 10$ будет порядка 1 дБ ($\pi/4$).

Приведенные зависимости (штриховые) при увеличении полосы близки и к таким случаям, как МДЧР с неравномерной расстановкой частот несущих ЗС, применяемой с целью ослабления влияния комбинационных помех, или МДЧР с использованием шумоподобных сигналов (МДЧР-ШПС). Общим свойством этих двух методов является избыточность по полосе частот СР, позволяющая исключить или ослабить влияние нелинейных помех. Но в то же время расширение полосы приводит к дополнительным затратам полезной мощности СР на собственные шумы и, как результат, более резкому снижению относительного ЭЧП при превышении некоторых значений полосы, зависящих от MW_1/W_2 .

Строго говоря, и при МДВР для снижения межканальных помех, обусловленных *межсимвольными искажениями*, необходимо дополнительное расширение полосы. Однако оно не столь велико и на практике не приводит к ощутимому приращению мощности собственных шумов СР, как это может иметь место в случае применения дисперсии или шумоподобных сигналов. Поэтому можно считать, что снижение эффективности из-за межсимвольных помех учитывается введенной выше поправкой до 1 дБ на служебные сигналы при МДВР.

Далее, если перейти от (2.6а) к (2.6), т.е. ввести слагаемое, учитывающее линейные межканальные помехи при асинхронной передаче (называемые иногда "шумами неортогональности") и рассеивание их спектральной плотности по оси частот, т.е. дисперсию, то, как следует из рис. 2.4 (сплошные кривые), наблюдается отмеченный выше противоположный характер влияния собственных шумов СР (второе слагаемое) и внутрисистемных помех (последнее слагаемое) при изменении полосы частот СР (ствола, луча). Данный случай по мешающим воздействиям ближе всего к МДКР.

Наиболее явно эта особенность МДКР проявляется в пределах изменения MW_1/W_2 от 0,1 до 100, когда имеют место выраженные максимумы ЭЧП, соответствующие определенным нормированным значениям полосы частот ретрансляции $\Delta f/W_2 \leq 10$, которые в этом смысле могут считаться оптимальными. При очень большом относительном превышении ЭП участка "вниз" ($MW_1/W_2 \ll 0,1$) зависимость ЭЧП от шумов СР проявляется при более узких полосах, а максимумы становятся все более "размытыми".

Полученные выражения и графики на рис. 2.4 свидетельствуют о том, что эффективность использования энергопотенциала ЛС при МДКР существенно зависит от полосы частот ретрансляции и при ее значениях, близких к оптимальным, приближается к эффективности МДВР.

Этот вывод очень важен, т.к. он уточняет и ограничивает распространенное мнение о низкой эффективности МДКР [2.1, 2.2], которое справедливо при значениях полосы, много меньших оптимальных. И хотя последнее часто соответствует практике ССС, это не является основанием для обобщения на все случаи.

При асинхронных методах разделения узкополосных сигналов необходимо более подробно учитывать влияние нелинейности СР, а именно слагаемых с множеством коэффициентов $\{x\}$ в (2.5а). В этом случае появляются определенные изменения по сравнению с кривыми рис. 2.4, т.к. к шумам СР, ЗС и линейным помехам добавляются комбинационные помехи, средняя СПМ которых также будет уменьшаться с ростом полосы Δf и, кроме того, будет иметь место зависимость уровней сигналов и помех от режима ограничения.

Поскольку воздействие нелинейности на соотношения уровней отдельных составляющих сигналов и помех на входе ЗС, являющиеся слагаемыми (2.5а), описывается через коэффициенты $x_n \neq 0$, $x_c \neq 1$, подставим (2.12) в (2.5а) и, полагая, без существенной погрешности для расчетов, что $(x_{ш}/x_c) = \pi/4$, а $x_n = x_c$, получим зависимость ЭЧП как от соотношения энергопотенциалов участков и полосы частот, так и от режима ограничения в СР:

$$W/W_2 = \{ (4/\pi)(1 + 0,25\eta)[1 + (\Delta f/W_2)/(MW_1/W_2)] + \\ + (MW_1/W_2)^{-1} + (4/\pi - 1)[(\Delta f/W_2)^{-1} + \\ + (MW_1/W_2)^{-1}](1 + 1,5\eta^{1,5})^{-1} + W_2/\Delta f \}^{-1}. \quad (2.13)$$

Рассмотрим вначале случай влияния нелинейных помех при отсутствии линейных, который представляет интерес прежде всего для частотного разделения узкополосных (с базой не более 5–10) сигналов (МДЧР-УПС). Для относительно малых $\Delta f/W_2$, когда

помехи нелинейности по СПМ преобладают или соизмеримы с шумами ЗС, СР, ЭЧП зависит также от соотношения η мощности суммы входных сигналов к порогу насыщения.

С возрастанием полосы частот сигналов и, соответственно, $\Delta f/W_2$, СПМ комбинационных помех ($I_{0н}$) будет оказывать все меньшее влияние. Это наглядно подтверждается рис. 2.5, где зависимость (2.13),

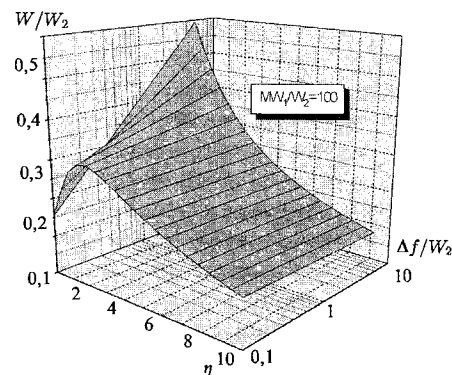


Рис. 2.5

без последнего слагаемого, от двух параметров – полосы и режима ограничения – представлена в трехмерной проекции. Здесь появляются экстремальные значения функции относительного ЭЧП и, соответственно, оптимумы в области небольших значений аргументов η и $\Delta f/W_2$ на каждой из осей абсцисс. По отдельности влияние этих двух факторов наблюдается также на рис. 2.6 и 2.7.

Как видим, при малых $\Delta f/W_2$ ($\leq 0,1$), когда еще сказываются комбинационные помехи, наблюдается оптимум значений в области $\eta \approx 2$ –2,5 при разных MW_1/W_2 (рис. 2.6, пунктир). Это означает, что рабочую точку при усилении в СР необходимо снижать на 3–4 дБ относительно уровня насыщения, т.е. использовать т.н. **квазилинейный режим**, что обычно и имеет место на практике при МДЧР-УПС. При этом, в зависимости от соотношения ЭП участков "вверх" и "вниз" эффективность использования ЭП линии связи снижается по сравнению с синхронными методами, что также следует из сравнения рис. 2.6 и 2.4.

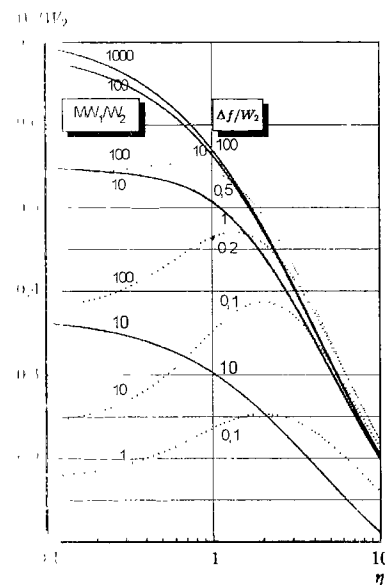


Рис. 2.6

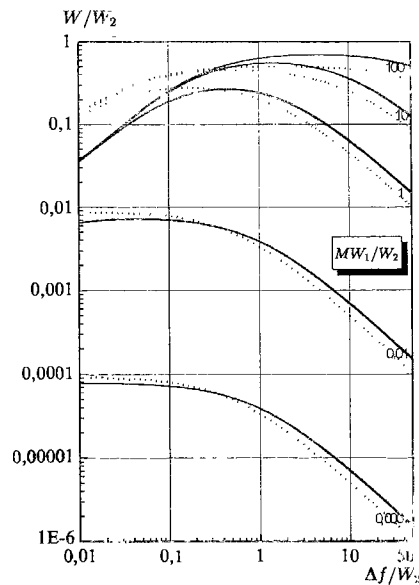


Рис. 2.7

С увеличением $\Delta f/W_2$ выше 1 более эффективным становится режим предельного насыщения ($\eta \ll 1$), или жесткого ограничения (шумные линии). Подробно вопрос выбора режима усиления-ограничения при частотном разделении, а также влияния полосы и параметров сигналов, был рассмотрен в [2.8, 2.9].

Зависимости ЭЧП от нормированной полосы частот для нелинейного СР, работающего в наиболее отличающихся режимах – от оптимального ($\eta = 3$ –4 дБ) и к предельному (жесткому) ограничению ($\eta \ll 1$), приведены на рис. 2.7.

Здесь для МДЧР-УПС характерна область значений по оси абсцисс до (0,4–0,5), в которой ЭЧП при оптимальном квазилинейном режиме (пунктирные кривые) превращает или соизмерим с значениями ЭЧП для жесткого ограничения (шумные кривые). В этом для больших MW_1/W_2 существуют менее ярко выраженные максимумы ЭЧП за счет перераспределения СПМ нелинейных помех по шумам.

Увеличение $\Delta f/W_2$ приводит к пропорциональному снижению СПМ комбинационных составляющих, что и имеет место при применении широкополосных сигналов с большой базой, в частности, МДЧР-ШПС [2.8]. Но с возрастанием ширины полосы решающую роль в обоих случаях уже играет отбор мощности СР шумами.

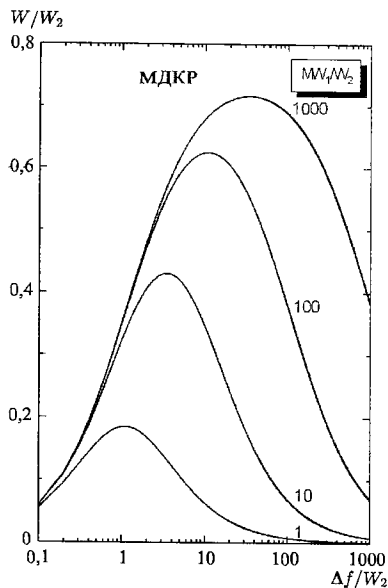


Рис. 2.8

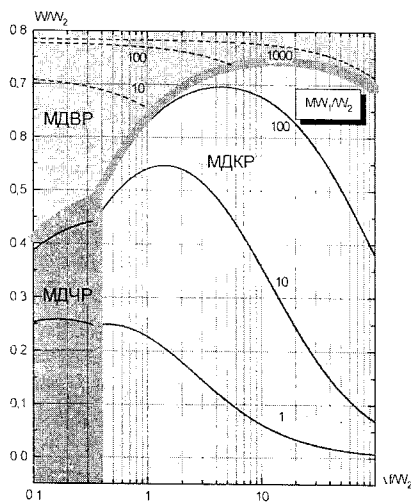


Рис. 2.9

Таким образом, значения полосы частот СР, близкие величине энергopotенциала линии связи W_2 , можно считать граничными, выше которых нелинейные помехи оказывают слабое влияние и наиболее эффективным становится режим насыщения. Причем зависимости ЭЧП от полосы в этом случае имеют максимумы, занимая некое промежуточное положение между рассмотренными выше случаями ретрансляции при полном отсутствии межканальных помех и при наличии линейных (но отсутствии нелинейных) помех (рис. 2.4).

Если же в (2.13) учитывать и линейные помехи (слагаемое с $W_2/\Delta f$), то они становятся преобладающими, т.к. СПМ нелинейных помех ниже в несколько раз (рис. 2.1). В сумме те и другие приводят еще к некоторому снижению ЭЧП. Эти зависимости, относящиеся к **МДКР-ШПС и режиму насыщения**, показаны на рис. 2.8. По оптимальным значениям $\Delta f/W_2$ они близки к (2.6), т.е. к приведенным на рис. 2.4. В целом по результатам проведенного анализа и графикам может быть сделан вывод, что МДКР в многостанционной ЛС не приводит к ухудшению в сравнении с МДВР, если полоса не ниже оптимальной.

С целью наглядности и удобства анализа рассмотренные выше графические зависимости для равноэнергетических станций сведены на один общий чертеж (рис. 2.9), с помощью которого может быть произведено сравнение

относительных значений ЭЧП, характеризующих эффективность использования энергopotенциала линии связи при тех или иных способах МД (методах разделения каналов) и соотношениях важнейших ресурсных показателей М-системы. В целом, как видно из графиков, **уровень эффективности колеблется в пределах от минус 1 до минус 6–10 дБ.**

Заметим, что разграничение способов разделения сигналов при МД имеет в известной степени условный характер в силу отмеченного выше многообразия факторов и параметров, воздействующих на результирующий уровень помех по входу ЗС, а также все чаще используемого в ССС комбинирования этих способов.

Вместе с тем полученные зависимости и соотношения играют важную для практики роль, т.к. предоставляют методику, с одной стороны, оценки и сравнения эффективности использования ресурсных параметров конкретных ССС, с другой – выбора, расчета и оптимизации этих параметров во вновь проектируемых системах.

Разноэнергетические станции в общем стволе

Если вновь обратиться к архитектуре с большими и малыми ЗС, то в более простом случае, при организации прямого и обратного направлений в **разных стволах СР**, эффективность использования ЭП в полосе частот подчиняется рассмотренным выше закономерностям для равных сигналов.

При этом значения нормированной полосы в каждой из ЛС (прямой и обратной), соответствующие наиболее эффективному использованию энергopotенциала, могут заметно отличаться, в зависимости от ЭП участков и разновидности архитектуры. Так, зачастую асинхронные методы МД с присущими им взаимными помехами применяются лишь в обратной ЛС, тогда как в прямой используется синхронное разделение сигналов.

Что касается линий связи с радиальной или узловых архитектур при работе разноэнергетических ЗС в **общем стволе** (луче) СР, то вначале рассмотрим зависимости для $W_{пр}$ и $W_{об}$ отдельно для каждого из направлений (см. 2.10, а, б), а затем для суммарного ЭЧП обоих направлений ($W_{пр} + W_{об}$). Каждая из них по своему будет характеризовать эффективность использования ЭП линии связи для той часто встречающейся на практике архитектуры.

Первые два семейства зависимостей приведены на общем рис. 2.10. (МДВР – штриховые, МДКР – сплошные линии для прямой ЛС, пунктирные – для обратной). Ход кривых, как и в случае равноэнергетических ЗС, отражает влияние отбора мощности СР его собственными шумами в общей для обоих направлений полосе

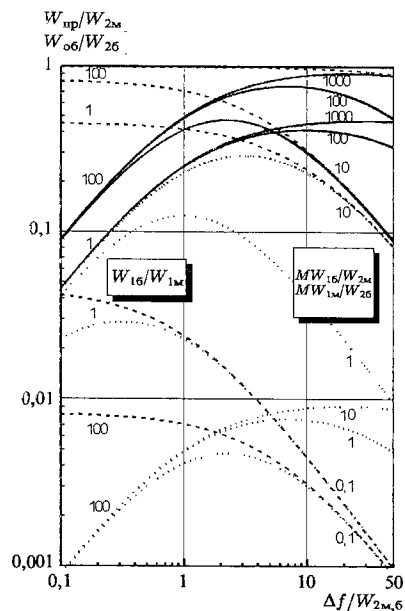


Рис. 2.10

сторонней линии связи в целом (т.е. суммарный ЭЧП обоих направлений) зависит от соотношения ЭП прямого и обратного направлений на участках "вниз", т.е. $W_{26}/W_{2м}$.

На рис. 2.11,а нормированные суммарные значения ЭЧП обоих направлений в зависимости от $\Delta f/W_{2м}$ рассчитаны с использованием (2.10а,б) для МДВР и МДКР. Зависимости суммарного ЭЧП от $W_{16}/W_{1м}$ и $W_{26}/W_{2м}$ для МДВР при $\Delta f/W_{2м} = 1$ приведены на рис. 2.11,б. Примерно так же будут выглядеть аналогичные графики для МДКР при $\Delta f_{опт}$, но эффективность использования ЭП здесь несколько ниже, что следует и из предыдущих рис. 2.4, 2.9, 2.10, и в большей степени зависит от $W_{16}/W_{1м}$.

Для практических приложений особый интерес может представить взаимосвязь соотношений между ЭП участков "вверх" и "вниз" разных направлений с показателем, характеризующим **различие ЭЧП прямой и обратной ЛС**, который обозначим как $\rho = W_{об}/W_{пр}$. Этот показатель определяет в конечном итоге степень информационной асимметрии того и другого направлений, поскольку от ЭЧП зависит пропускная способность линий связи.

Симметричный дуплексный обмен является частным случаем, соответствующим $\rho = 1$. При этом равенство ЭЧП в том и другом

частот, а также и воздействие внутрисистемных помех при МДКР, в зависимости от соотношения полосы и ЭП каждой из линий. При этом показатели MW_1/W_2 и $\Delta f/W_2$ для той и другой ЛС в данном примере независимы.

На эффективность использования энергopotенциала прямой и обратной линий решающее влияние оказывает **степень различия энергопараметров больших и малых станций**. Относительное использование ЭП в прямой линии ($W_{пр}/W_{2м}$) тем выше, а в обратной ($W_{об}/W_{26}$) – тем ниже, чем больше отношение $W_{16}/W_{1м}$, характеризующее дисбаланс участков "вверх". Кроме того, эффективность использования общего энергоресурса СР и двух-

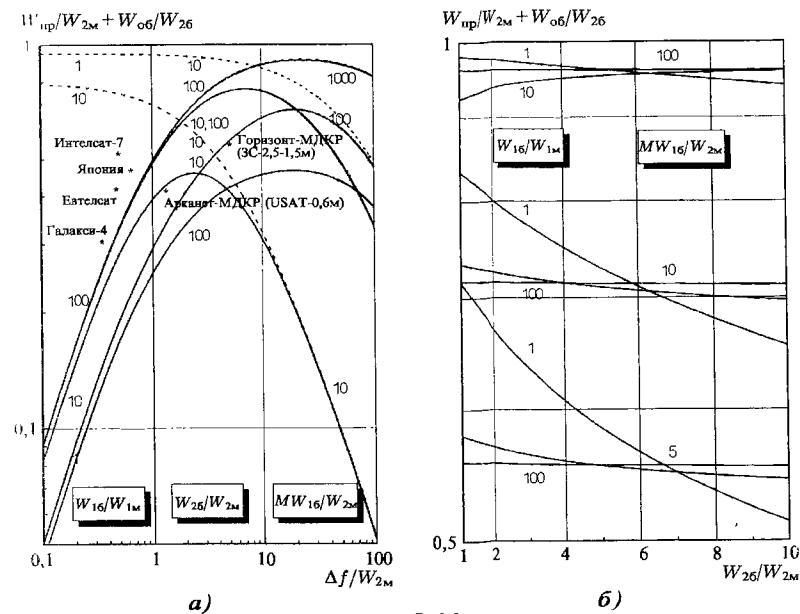


Рис. 2.11

направлений $W_{пр} = W_{об}$ при $W_{16} > W_{1м}$ достигается за счет противоположного соотношения $W_{2м} < W_{26}$ для той же самой ЛС (прямой или обратной).

Для общего случая МДВР в той и другой ЛС, используя (2.10 а,б) получаем:

$$\begin{aligned} \rho = W_{об}/W_{пр} = & (W_{26}/W_{2м})[1 + (W_{16}/W_{1м})^{-1} + \\ & + 2(MW_{16}/W_{2м})^{-1}(1 + \Delta f/W_{2м})][1 + (W_{16}/W_{1м}) + \\ & + 2(MW_{1м}/W_{26})^{-1}(1 + \Delta f/W_{26})]^{-1}. \end{aligned} \quad (2.14)$$

Зависимости ρ от соотношений между ЭП участков "вверх" ($W_{16}/W_{1м}$) и "вниз" ($W_{26}/W_{2м}$), а также связанных с ними и между собой отношений ЭП для M ЗС на участке "вверх" к ЭП участка "вниз", в каждой из линий связи, при $\Delta f = W_{2м}$ для МДВР и оптимальных значениях Δf для МДКР (см. 2.15) приведены на рис. 2.12.

В зависимости от назначения, требуемой архитектуры ССС (сбор, обмен, распределение информации) и заданной асимметрии обмена

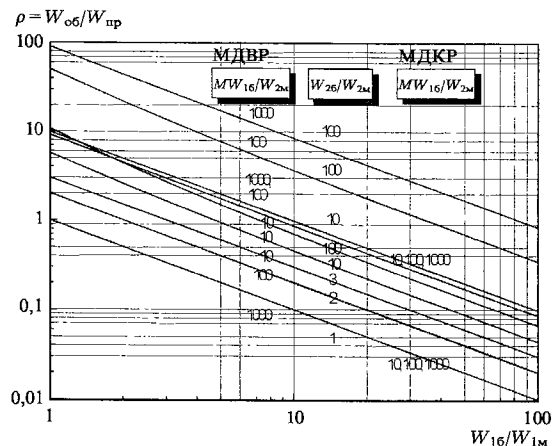


Рис. 2.12

график позволяет выбирать и оптимизировать ресурсные энергопараметры ЗС, СР и линий связи в целом.

Например, как следует из рис. 2.12, баланс ЭЧП ($\rho=1$) достигается за счет равенства отношений $W_{16}/W_{1м}$ и $W_{26}/W_{2м}$. При этом при больших отношениях это соответствует классической радиальной архитектуре типа "звезда", а при меньших и близких к единице — полносвязной архитектуре ("каждый с каждым").

Большие значения ρ , что соответствует преобладанию обратного трафика, т.е. сбору информации, возможны и при $(W_{16}/W_{1м}) \sim 1$, но за счет увеличения W_{26} . Наоборот, вещательный режим работы ЛС ($\rho \ll 1$) достигается за счет больших W_{16} , т.е. мощностей и антенн центральных ЗС, при этом величина добротности последних в принципе не важна и отношение $W_{26}/W_{2м}$ может быть как меньше, так и больше 1.

2.5. Оптимизация полосы частот ретрансляции

Как следует из предыдущего раздела, при МДВР и других синхронных способах, когда линейные и нелинейные помехи могут не учитываться, важным фактором повышения эффективности использования энергопотенциала линии связи является минимизация полосы частот ретрансляции.

При асинхронных способах, в частности МДЧР, основные пути обеспечения эффективного использования ЭП, обусловленные наличием комбинационных продуктов нелинейного тракта СР, состоят в

оптимизации режима усиления-ограничения и/или умеренном расширении частотной полосы ретрансляции — за счет увеличения базы сигналов либо специального разнесения несущих частот сигналов ЗС.

Что касается асинхронных методов МДКР и их комбинаций с МДЧР, МДВР, когда определенная избыточность частотного ресурса неизбежна, наиболее важной становится оптимизация полосы.

Рассмотрим разные случаи соотношения энергопараметров ЗС и их влияние на полосу частот ретрансляции.

Равноэнергетические станции

Если исключить при равноэнергетических ЗС линейные помехи, т.е. не учитывать последнее слагаемое в (2.13), то применение правила Лопиталья позволяет определить оптимальную полосу СР для МДЧР в зависимости от режима ограничения:

$$(\Delta f)_{\text{опт}} = [MW_1W_2(1 - \pi/4)(1 + 1,5\eta^{1,5})^{-1}(1 + 0,25\eta)^{-1}]^{0,5}.$$

Анализ этого выражения совместно с рис. 2.6 показывает, что при оптимальном, с точки зрения минимизации уровня комбинационных составляющих, режиме ограничения, т.е. значениях $\eta = 2-2,5$, величина $\Delta f_{\text{опт}}$ не превышает W_2 , вне зависимости от MW_1/W_2 . При этом оптимизация полосы, т.е. увеличение базы по сравнению с узкополосными сигналами, приводит к незначительному (порядка 1 дБ) росту эффективности использования ЭП. Что означает предпочтительность применения квазилинейного режима усиления в СР и узкополосных сигналов (МДЧР-УПС) в случаях, когда нет других причин для применения ШПС или частотный ресурс ССС ограничен.

При асинхронном МДКР применение правила Лопиталья к (2.13) с учетом последнего слагаемого дает следующий результат:

$$\Delta f_{\text{опт}} = \{MW_1W_2[\pi/4 + (1 - \pi/4)(1 + 1,5\eta^{1,5})^{-1}](1 + 0,25\eta)^{-1}\}^{0,5}.$$

В этом случае, а также при МДЧР-ШПС, как следует из рис. 2.7, 2.8, наилучшее использование ЭП имеет место в режиме глубокого насыщения, или предельного ограничения ($\eta \ll 1$).

Зависимости оптимальной полосы частот от режима усиления-ограничения и от соотношения MW_1/W_2 приведены на рис. 2.13, 2.14 (пунктирные — для МДЧР-УПС, сплошные — для МДКР). Из них может быть сделан вывод, во-первых, об относительно слабом влиянии режима ограничения на величину $(\Delta f)_{\text{опт}}$ при $\eta < 0,5$ и $W_1/W_2 = \text{const}$, в особенности при применении ШПС. Во-вторых, оптимальная полоса ретрансляции более сильно зависит от соотношения энергопотенциалов (энергетических полос) участков линии связи "вверх", "вниз" и количества сигналов.

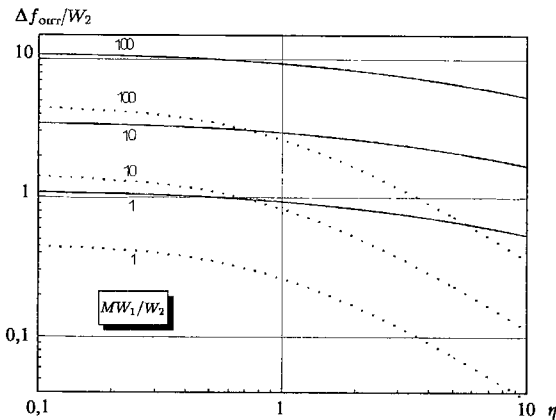


Рис. 2.13

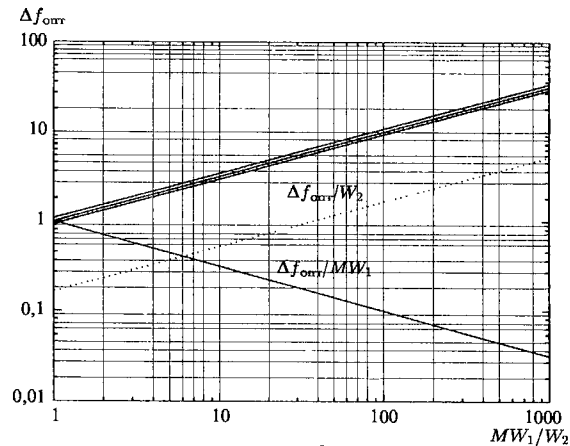


Рис. 2.14

Но наиболее простое и удобное для дальнейшего анализа выражение $(\Delta f)_{\text{опт}}$ получается, если в предположении жесткого ограничения и большой базы ШПС вообще пренебречь влиянием пелинсийных помех, т.е. исключить из (2.13) третье слагаемое:

$$(\Delta f)_{\text{опт}} = (MW_1 W_2)^{0,5}. \quad (2.15)$$

Эта функция, также приведенная на рис. 2.14, практически совпадает с предыдущими для $\eta \ll 1$.

Таким образом, может быть сделан общий вывод, что при асинхронных способах МДКР квадрат оптимальной полосы

ретрансляции пропорционален произведению энергопотенциалов (энергетических полюс) участков линии связи и количества ретранслируемых сигналов ЗС.

Возвращаясь к форме уравнения (2.13) и подставляя в него (2.15), получаем соотношение, которое может использоваться как базовое для нахождения **максимальных** относительных значений ЭЧП при вариации энергетических, частотных, пространственно-орбитальных параметров и различной архитектуре системы при наличии межканальных помех того и другого типа, имеющих место при асинхронном МДКР:

$$\begin{aligned} (W/W_2)_{\text{max}} &= (\pi/4)[1 + (W_2/MW_1) + 2(W_2/MW_1)^{0,5}]^{-1} = \\ &= (\pi/4)[1 + (MW_1/W_2)^{-0,5}]^{-2}. \end{aligned} \quad (2.16)$$

Данное выражение и соответствующая ему сплошная кривая на рис. 2.15 характеризуют **относительную** максимально возможную ЭЧП при оптимизации полосы СР. Назовем ее **энергочастотной эффективностью** линии связи с внутренними помехами, которая растет с увеличением соотношения энергопотенциалов участков и, следовательно, оптимальной полосы частот.

На рис. 2.15 приведены также зависимости ЭЧП для МДЧР-УПС при оптимальных полосе частот в режиме усиления (пунктир) и для МДВР при $\Delta f/W_2 = 0,1$ и 1 (штриховые линии). Совместный анализ всех кривых с учетом рис. 2.4–2.7 позволяет оценить разницу максимально достижимых ЭЧП за счет выбора полосы частот ретрансляции при основных способах МД.

Из (2.16) и рис. 2.15 следует, что при $MW_1 \gg W_2$ (что соответствует возрастанию $\Delta f_{\text{опт}}$ в предельном до ∞) ЭЧП при МДВР и МДКР стремится к $\approx 0,8W_2$ ($\pi/4 \approx 0,785$), т.е. к максимальному использованию энергоресурса линии. Как видно из рис. 2.4, ≈ 8 , относительные величины $(MW_1/W_2) > 100$ и $\Delta f/W_2 > 10$

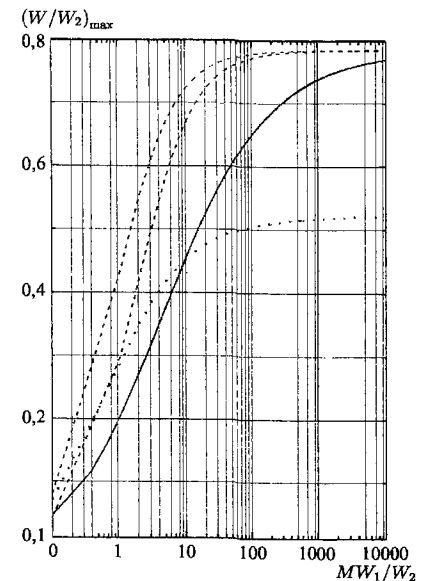


Рис. 2.15

можно считать приемлемыми на практике для достижения этого. Их реализация будет зависеть от абсолютных значений W_2 , W_1 и Δf , т.е. от конкретных требований к системе и возможностей их выполнения.

Физический смысл (2.5), (2.6), (2.16) заключается в том, что при заданной полосе ретрансляции могут быть найдены соответствующие значения ЭП участков и соотношений между ними, в зависимости, например, от назначения или архитектуры системы, позволяющие максимизировать использование энергочастотного ресурса линии связи. Наоборот, в случае фиксированного энергopotенциала W_2 определяется приемлемое соотношение MW_1/W_2 и, соответственно, требуемое значение $\Delta f_{\text{опт}}$ для получения возможно большего энергочастотного потенциала.

Однако, как следует из приведенных соотношений и графиков, стремление к повышению энергочастотной эффективности может привести к необходимости увеличения энергopotенциала участка "вверх" до значений $MW_1 \gg \Delta f \gg W_2$, т.е. большой энергетической асимметрии, разбалансированности участков. В каких-то случаях это будет оправданным, в других – потребуются промежуточные, компромиссные решения, учитывающие расходование ресурсов на том и другом участках линии.

Разноэнергетические станции

В этом случае для достижения одинаково высокой эффективности использования ЭП на обоих направлениях при МДВР потребовались бы разные полосы ретрансляции. Но, если речь идет о передаче в одном стволе, т.е. общей полосе частот, определяющей уровень собственных шумов СР и, следовательно, одну и ту же долю отбора ими полезной выходной мощности $P_{\text{ср}}$, то более эффективной будет ЛС с большим ЭП на участке "вниз", т.е. обратная. Это означает, что требуемая полоса ретрансляции должна выбираться в зависимости от ЭП прямой линии $W_{2м}$, что в большинстве случаев будет справедливо и при МДЧР.

Что касается полосы частот СР при наличии взаимных помех, в частности в случае МДКР, то её оптимум теоретически существует также отдельно для каждого направления.

В этом случае при совместном использовании всей полосы СР прямой и обратной линиями занимаемые каждой из них полосы обозначим $(\Delta f)_{\text{пр}} = \xi_{\text{пр}} \Delta f$, $(\Delta f)_{\text{об}} = \xi_{\text{об}} \Delta f$, где $(\xi_{\text{пр}} + \xi_{\text{об}}) \Delta f \leq 2 \Delta f$. Оптимальная полоса ретрансляции определяется для прямой и обратной ЛС путем дифференцирования и приравнивания нулю знаменателя (2.10а,б), соответственно, и решения получаемых уравнений. В результате имеем:

$$(\Delta f)_{\text{опт}} = [M(W_{16} + W_{1м})W_{2м}/2\xi_{\text{пр}}]^{0,5},$$

$$(\Delta f)_{\text{опт}} = [M(W_{16} + W_{1м})W_{26}/2\xi_{\text{об}}]^{0,5}.$$

Как видим, в общем случае оптимальные полосы могут сильно отличаться за счет разных W_2 , в особенности если $\xi_{\text{пр}} = \xi_{\text{об}} = 1$, когда сигналы прямого и обратного направлений по отдельности занимают всю полосу СР, т.е. $(\Delta f)_{\text{пр}} = (\Delta f)_{\text{об}} = \Delta f$. Это следует и из рис. 2.10.

Но, поскольку ретрансляция происходит в общем стволе СР, необходимым и достаточным условием оптимизации полосы СР сразу для двух направлений может быть только равенство того и другого выражений для $(\Delta f)_{\text{опт}}$, которое, очевидно, имеет место при $\xi_{\text{пр}}/\xi_{\text{об}} = W_{2м}/W_{26}$. Это означает, что чем больше энергетический дисбаланс линий на участках "вниз", тем $(\Delta f)_{\text{пр}}$ или $\xi_{\text{пр}}$ меньше чем $(\Delta f)_{\text{об}}$ или $\xi_{\text{об}}$.

Таким образом, подставляя найденные выражения для $(\Delta f)_{\text{опт}}$ в (2.10 а,б), получаем:

$$\begin{aligned} & [(W_{\text{пр}}/W_{2м})_{\text{max}}]^{-1} = \\ & = (1 + W_{1м}/W_{16}) \{1 + [M(W_{16} + W_{1м})/(2\xi_{\text{об}} W_{26})]^{-0,5}\} + \end{aligned}$$

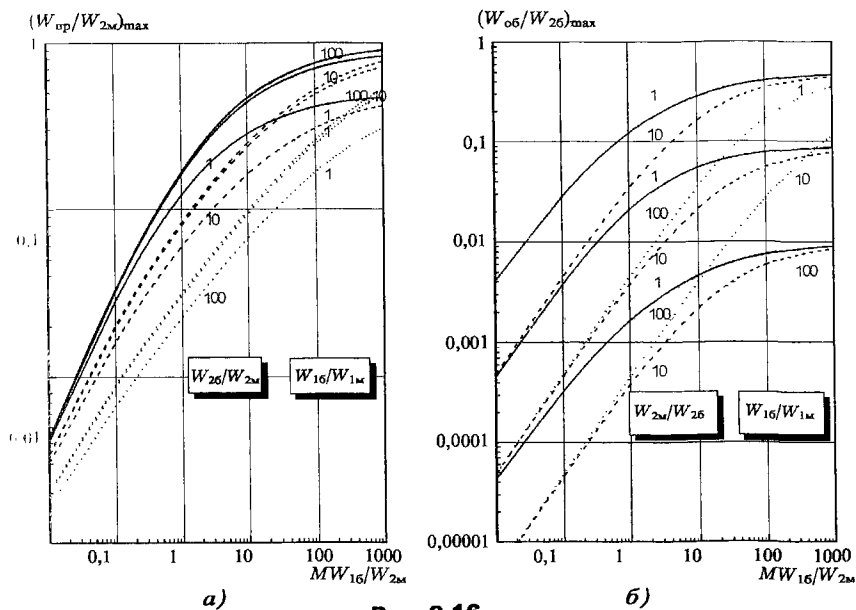


Рис. 2.16

$$+2(W_{2м}/MW_{16})\{1 + [M(W_{16} + W_{1м})/(2\xi_{пр} W_{2м})]^{0,5}\}, \quad (2.17a)$$

$$\begin{aligned} & [(W_{об}/W_{26})_{\max}]^{-1} = \\ & = (1 + W_{16}/W_{1м})\{1 + [M(W_{16} + W_{1м})/(2\xi_{пр} W_{2м})]^{-0,5}\} + \\ & + 2(W_{26}/MW_{1м})\{1 + [M(W_{16} + \\ & + W_{1м})/(2\xi_{об} W_{26})]^{0,5}\}. \end{aligned} \quad (2.17б)$$

Зависимости максимальных нормированных ЭЧП прямой и обратной линий связи от числа сигналов и соотношения энергопотенциалов участков "вверх" и "вниз" прямого направления, полученные для оптимальной полосы ретрансляции при МДКР, приведены на рис. 2.16, а, б. Из них также следует, что ЭЧП в значительной степени зависит от соотношений ЭП участков "вверх" и "вниз"

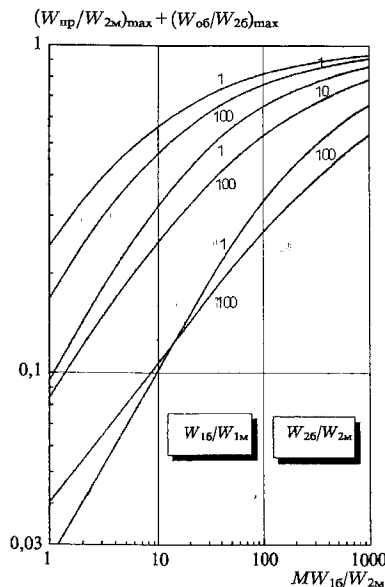


Рис. 2.17

полученных выше значений Δf , оптимальных одновременно для обоих направлений при $\xi_{пр}/\xi_{об} = W_{2м}/W_{26}$.

разных направлений, которые на графиках являются параметрами и, кроме того, связывают аргумент с другими показателями: $MW_{1м}/W_{26}$, $MW_{1м}/W_{2м}$, MW_{16}/W_{26} . Кроме того, соотношение между $W_{2м}$ и W_{26} определяет $\xi_{пр}$ и $\xi_{об}$, т.е. полосы сигналов прямой и обратной линий.

На рис. 2.17 представлены зависимости суммарного показателя эффективности от $MW_{16}/W_{2м}$, при $W_{16}/W_{1м}$ и $W_{26}/W_{2м}$ в качестве параметров, для случая использования МДКР на обоих направлениях и максимизации ЭЧП за счет выбора полосы частот СР. Они получены путем суммирования (2.17а,б) с помощью подстановки (2.10а,б) и

2.6. Использование полосы частот и спектральная плотность

Обеспечивая защиту от помех, расширение полосы ретрансляции приводит в то же время к расходованию дефицитного природного ресурса. По аналогии с использованием энергопотенциала может быть введено понятие **энергетической эффективности использования полосы частот** линии связи (СР) $W_0 = W/\Delta f$. Эта величина также безразмерна и не идентична **информационной** эффективности использования полосы, имеющей размерность [бит/с/Гц].

Данный показатель формально соответствует "спектральной плотности ЭЧП", т.е. условной величине, а физически характеризует отношение СПМ полезного сигнала, обозначим ее p_0 , к суммарной спектральной плотности всех помех на входе ЗС: $W_0 = p_0/(N_0 + I_0 + I_{\pi})$.

По аналогии, энергопотенциалы радиолиний "вверх" и "вниз", отнесенные к полосе СР, т.е. $MW_1/\Delta f$ и $W_2/\Delta f$, могут характеризовать соотношения СПМ мешающих воздействий со стороны ЛС по отношению к другим системам, работающим в тех же участках диапазона, и собственных тепловых шумов этих систем.

Для выполнения условий ЭМС, помимо уменьшения влияния внешних помех от других систем необходимо принимать во внимание и требования по недопущению помех этим системам. Последние устанавливаются Регламентом радиосвязи и рекомендациями МСЭ в виде ограничений на СПМ, которая выражается в [Вт/м²/Гц], т.е. на единицу полосы, а в указанных документах часто соотносится с полосами 4 кГц или 1 МГц. СПМ от ствола (луча) СР (в режиме одной несущей) и от М ЗС на расстоянии d выражаются, соответственно:

$$c_{01} = (PG)_{зс} (4\pi d^2 \Delta f)^{-1}, \quad (2.18a)$$

$$c_{02} = (PG)_{ср} (4\pi d^2 \Delta f)^{-1}. \quad (2.18б)$$

Данные показатели однозначно связаны с энергетическими и частотными параметрами линии связи следующим образом:

$$W_1/\Delta f = c_{01} S_{ср} / N_0 = (C_0/N_0)_1, \quad (2.19a)$$

$$W_2/\Delta f = c_{02} S_{зс} / N_0 = (C_0/N_0)_2, \quad (2.19б)$$

где S – эффективные площади поверхности антенн СР и ЗС.

Величины $W_0 = W/\Delta f$ более удобны, чем (2.18), т.к., будучи безразмерными, помимо ограничений на СПМ, позволяют заложить в анализ и синтез энергопараметров М-системы непосредственно критерий **приращения внешних помех** (эквивалентных шумовых температур) относительно реально существующего (ожидаемого) уровня шума в приемных устройствах, в частности, с целью использования в координационных процедурах.

Таким образом, если для повышения пропускной способности и помехозащищенности ЛС необходимы максимизация ЭЧП и оптимизация полосы СР, а из-за частотного дефицита требуется уменьшать полосу СР, то условие недопущения помех другим системам вынуждает снижать ЭЧП и/или расширять полосу ретрансляции при совместном использовании общих участков диапазона.

С целью количественного анализа этой противоречивой закономерности рассмотрим зависимости для "спектральной плотности ЭЧП" линии связи, физически выражающие, как отмечено выше, соотношение **распределенных в полосе СР спектральных плотностей (энергий) полезных сигналов и внутрисистемных помех, пересчитанное на вход приемника любой ЗС.**

Они получаются путем деления ЭЧП из (2.6) и (2.16) на полосу ретрансляции соответственно для двух случаев – переменной полосы Δf и переменного соотношения ЭП участков W_2/MW_1 при $(\Delta f)_{\text{опт}}$:

$$W_0 = W/\Delta f = (\pi/4)(W_2/\Delta f)\{1 + (\Delta f/MW_1) + (W_2/MW_1)[1 + (MW_1/\Delta f)]\}^{-1} =$$

$$= (C_0/N_0)_2\{1 + (C_0/N_0)_1^{-1} + (W_2/MW_1)[1 + (C_0/N_0)_1]^{-1}\}, \quad (2.20)$$

$$W_{0\text{max}} = W/(\Delta f)_{\text{опт}} =$$

$$= \pi/4(W_2/MW_1)^{0,5}[1 + (W_2/MW_1) + 2(W_2/MW_1)^{0,5}]^{-1}. \quad (2.21)$$

Эти зависимости представлены на рис. 2.18, 2.19. Кроме того, на первом из них пунктиром показан случай, когда в линии действуют только собственные шумы СР и ЗС.

Рис. 2.18 позволяет оценить соотношение СПМ полезного сигнала и суммы помех в приемнике ЗС в зависимости от соотношений СПМ (2.19) каждого из участков. Поскольку (C_0/N_0) однозначно связаны с $W_{1,2}/\Delta f$, уровень соответствия СПМ участка "вниз" $(C_0/N_0)_2$ нормам на пороговые отношения приращения СПМ или "кажущегося

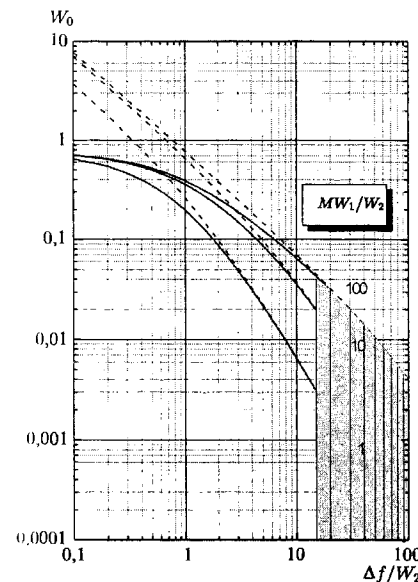


Рис. 2.18

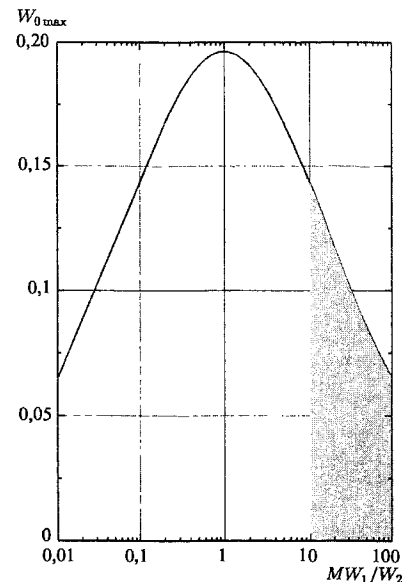


Рис. 2.19

(эквивалентного) увеличения шумовой температуры" в приемниках ЗС соседней линии связи, согласно различным документам МСЭ, должен составлять единицы (4–6) процентов.

Из рис. 2.18 видно, что при этих и меньших значениях, соответствующих $\Delta f/W_2 > 15 - 20$, эффективность использования полосы $W/\Delta f$ в системе весьма мала ($< 0,05$), т.е. мала и СПМ полезного сигнала. (Последнее само по себе не является недостатком). Причем, чтобы те же нормы на приращение СПМ выполнялись для участка "вверх", соотношение ЭП участков MW_1/W_2 не должно превышать нескольких единиц (1–10). Поэтому, как следует, например, из рис. 2.4, со снижением C_0/N_0 за счет расширения полосы падает и эффективность использования энергopotенциала линии, т.е. ЭЧП.

Таким образом, условие выполнения норм на снижение помех другим системам на обоих участках существенно сужает потенциальные возможности использования энергетики линии связи. В то же время, если это условие является важным только для участка "вниз", то допускается большая асимметрия ЭП участков ($MW_1/W_2 \geq 100$) и эффективность использования W_2 может быть сделана близкой к максимальной.

Но, с другой стороны, нельзя сбрасывать со счетов условия экономии частотного ресурса и снижения энергоресурса на участке

"вверх". Последнее особенно актуально для систем мобильной и персональной связи. Выражение (2.21) и рис. 2.19 показывают, что при МДКР вместе с $\Delta f_{\text{опт}}$ существует область оптимальных в этом смысле значений MW_1/W_2 , когда при "не слишком большом" снижении ЭЧП всей линии связи и, соответственно, эффективности использования полосы (в 3–4 раза), возможно приближение к симметрии участков. При этом эффективности использования энергopotенциала W_2 и полосы ретрансляции Δf будут определяться согласно рис. 2.15 и 2.19, соответственно.

Так, совместный анализ кривых на рис. 2.4, 2.15, 2.19 показывает, что при $W_0 \approx 0,2$: $MW_1/W_2 \approx 1 - 100$ (МДВР); ≈ 1 (МДКР); $\Delta f/W_2 \approx 1 - 4$, а $W/W_2 \approx 0,2 - 0,7$. Это иллюстрирует возможность компромиссного выбора важнейших показателей линии связи, исходя из противоречивых условий использования энергетического, частотного ресурсов и обеспечения ЭМС с соседними системами. Например, продвигаясь по оси абсцисс на рис. 2.19 от оптимума вправо, можно остановиться в области значений MW_1/W_2 от 10 до 100, т.е. несколько ухудшить частотную, но улучшить энергетическую эффективность.

2.7. Энергочастотные соотношения в действующих и проектируемых системах спутниковой связи

Согласно рассмотренным выше закономерностям, ЭЧП и эффективность использования энергopotенциала сквозных линий связи в реальных ССС при прямой ретрансляции зависят, соответственно, от абсолютных значений трех основных параметров – энергopotенциалов на участках "вверх", "вниз" и полосы частот СР, а также от количества сигналов, загружающих ретранслятор, и от соотношений между ЭП участков и частотным потенциалом ЛС – шириной полосы СР. При этом, в соответствии с (2.5), (2.6) и рис. 2.9 могут быть указаны характерные частные случаи:

- $MW_1 > W_2 > \Delta f$, $W_2 > MW_1 > \Delta f$, что соответствует **ограничению по полосе** на обоих участках: а) $W \rightarrow W_2$ при $MW_1 \gg W_2$, б) $W > MW_1$ при $MW_1 \ll W_2$ и отсутствии внутрисистемных помех (линейных и нелинейных), в) $W \leq \Delta f$ при линейных межканальных помехах;
- $MW_1 > \Delta f > W_2$ – **ограничение по мощности** на участке "вниз" и по полосе на участке "вверх": $W \rightarrow W_2$ при $MW_1 \gg \Delta f$;
- $MW_1 > W_2 \approx \Delta f$ – **энергочастотный баланс** на участке "вниз": а) $W \rightarrow W_2$ при $MW_1 \gg W_2$ и отсутствии внутрисистемных помех, б) $W \rightarrow 0,5W_2$ при линейных помехах;

- $MW_1 \rightarrow W_2 > \Delta f$ – **энергобаланс и ограничение по полосе** на обоих участках: а) $W > 0,5W_2$ при $\Delta f \ll W_2$ и отсутствии внутрисистемных помех, б) $W > \Delta f$ при линейных помехах;

- $MW_1 < W_2$ – **ограничение по мощности** на обоих участках: $W \rightarrow MW_1$ при $MW_1 \ll W_2$;

- $MW_1 \approx W_2 \approx \Delta f$ – **энергочастотный баланс** на обоих участках: а) $W \rightarrow 0,33W_2$ при отсутствии внутрисистемных помех, б) $W \rightarrow 0,25W_2$ при линейных помехах;

- $MW_1 \approx \Delta f$ – **энергочастотный баланс** на участке "вверх": а) $W \rightarrow 0,5W_2$ при $\Delta f \gg W_2$ и б) $W \rightarrow MW_1$ при $\Delta f \ll W_2$;

- $MW_1 < \Delta f < W_2$ – **ограничение по мощности** на участке "вверх" и по полосе на участке "вниз": $W \rightarrow MW_1$ при $MW_1 \rightarrow W_2$.

Как следует из дальнейшего изложения, близкие к этим или промежуточные соотношения имеют место в действующих и проектируемых ССС различного назначения.

Необходимо отметить, что изменение энергopotенциалов в процессе эволюции систем происходило в основном за счет изменения размеров наземных и бортовых антенн по принципу "от ЗС с большими и СР с малыми антеннами к ЗС с очень малыми и СР с очень большими антеннами". Это приводит к разнообразию в величинах и в то же время определенным тенденциям в соотношениях энергетических и частотных показателей систем различных служб и архитектур, использующих к тому же разные орбиты.

В частности, анализ показывает, что при таких условиях ЭИИМ ЗС изменились в ходе эволюции в огромных пределах – от 80–90 до минус 10 дБВт, а добротности – от 30–40 до минус 20–25 дБ/К. Тогда как изменения аналогичных *параметров* стволов СР уже в обозримом будущем составят: ЭИИМ – от единиц до 50–60 дБВт, добротности – от минус 20–30 до плюс 20–30 дБ/К.

В то же время изменения показателей энергopotенциала участков линий связи W_1 , W_2 в конкретных ССС имеют не такие широкие пределы. Их значения и соотношения рассматриваются ниже и некоторые из них наносятся на рассчитанные выше графики в качестве примеров, иллюстрирующих применение методического и аналитического подхода, положенного в основу данной главы.

Что касается частотного ресурса – полос частот ретрансляторов, выделяемых различным ССС, то за длительный период развития их значения не претерпели существенных изменений. В условиях острого дефицита радиочастотного спектра расширение полос крайне затруднено и преобладает обратная тенденция – сокращение их ширины или более плотная "упаковка" за счет применения более узкополосных методов модуляции, которые требуют дополнительных энергозатрат

и в этом смысле не всегда оптимальны. Реализация эффективных, с точки зрения пропускной способности и помехозащищенности, широкополосных способов передачи информации возможна в дальнейшем, главным образом, на пути освоения в СССР новых, более высокочастотных диапазонов, в частности, 20–30, 40–50 ГГц и выше.

Перейдем к рассмотрению и анализу энергочастотных соотношений в некоторых наиболее опробованных и показательных в этом смысле системах спутниковой связи различных служб и назначений.

Фиксированная спутниковая служба

Системы ФСС общего применения на первых этапах развития создавались главным образом для организации магистральных направлений и сетей связи, в виде пучков телефонных и телеграфных каналов между крупными административными и промышленными центрами регионов и государств. Исходя из этого, при максимально возможных реализуемых мощностях и различных размерах бортовых антенн СР (ЭИИМ порядка 30 дБВт и добротности от –20 до –5 дБ/К) земные станции должны были иметь антенны большого диаметра (до 12–25 м), добротность свыше 20 дБ/К и выходные мощности в несколько кВт.

В соответствии с Регламентом Радиосвязи действующим системам ФСС были выделены участки частотных диапазонов С и Ку шириной по 500 мГц каждый на приём и передачу. СР этих систем состоят из стволов (транспондеров), количество которых на каждом спутнике изменяется от нескольких единиц до нескольких десятков и рабочие полосы частот ретрансляции которых имеют обычно стандартную ширину 36 (33–34), 72, 144 МГц.

Стволы СР большинства СССР, помимо работы в разных по номиналам частотных полосах, разнесены по пространству (используют разные лучи антенн или размещены на разных спутниках) и по поляризации антенн (левая, правая, круговая). Энергопотенциалы W_2 большинства линий связи, включающих эти стволы, значительно превышают указанные полосы частот, т.е. имеет место ограничение по полосе ($\Delta f \ll W_2$), и лишь в отдельных случаях, упомянутых ниже, соизмеримы с ними.

Соотношения между ЭП участков "вверх" и "вниз" изменяется в широких пределах вследствие большого разнообразия энергопараметров стволов СР и ЗС (типов станций), в особенности в СССР *Интелсат*, *Евтелсат*. В настоящее время количество стандартных стволов СР *Интелсат VIII*, *Интелсат IX* составляет несколько десятков, они нагружены на различные типы антенн, формирующих, в зависимости от ширины ДН, т.н. глобальные, полуглобальные,

локальные, локальные (узкие) зоны обзора и коммутируемых между собой.

По таким же принципам построены многие другие системы ФСС. Таким образом, в общем случае усиление антенн и выходные мощности бортовых передающих устройств, т.е. ЭИИМ и добротности стволов СР, так же как и земных станций, имеют большой разброс. В результате показатели W_1 и W_2 для разных комбинаций стволов и станций могут отличаться на несколько порядков.

Соответственно и соотношения MW_1/W_2 , во многом определяющие эффективность использования ЭП линии связи, как показывает анализ, зависят от назначения, архитектуры, функций, требуемой емкости той или иной сети, т.е. в конечном итоге от сочетания энергопараметров разных классов и типов СР, ЗС.

С учетом всех факторов соотношения между ЭП участков линий связи ФСС (W_1/W_2) обычно оказываются не в пользу участка "вверх". Даже с учетом загрузки СР сигналами многих ЗС, MW_1/W_2 в большинстве сетей не превышают 10–20, т.к. M также невелико. То есть, эффективность использования энергопотенциала систем не превышает 70% при МДВР и стандартных частотных полосах. При МДЧР и снижении ЭП участка "вверх" эта цифра уменьшается до 40% и ниже, что видно из рис. 2.9.

Таким образом, даже при относительно невысоких и всегда считавшихся ограниченными номиналах выходной мощности СР, благодаря большим антеннам, а также малошумящим входным усилителям приемных устройств ЗС, в системах ФСС имеются определенные энергетические запасы на линии "вниз" и результирующей ЭЧП сквозной линии связи определяется в известной степени участком "вверх", т.е. заметное влияние оказывают собственные шумы СР, что подтверждается и примерами расчетов энергобюджета, например, в [2.2].

Это позволяет сделать вывод, что, в силу исторически сложившегося эволюционного развития систем ФСС первого поколения, используемых главным образом на магистральных и внутризональных направлениях крупных международных, государственных и корпоративных сетей, обеспечение эффективности использования ЭП как таковой не являлось первоочередным. Для этого требовались еще большие антенны и мощности ЗС на излучение, что навряд ли было необходимо. Поэтому, с учетом ограничения по полосе, на рис. 2.9, 2.11, а, 2.20 системам с СР *Интелсат*, *Евтелсат*, *Горизонт* и др. соответствует в основном область левой нижней и частично средней части графиков ($W/W_2 \approx 0,25-0,5$), $\Delta f/W_2 < 1$.

В последующем появление на определенном этапе развития систем ФСС для служб деловой связи, таких как IBS (Intelsat Business Service), IDR (Intermediate Data Rate), ОКН-МДЧР (один канал на несущую) в *Интелсате*,

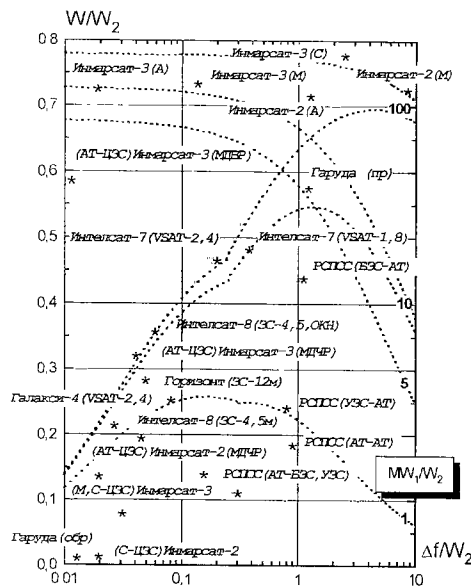


Рис. 2.20

общего количества станций M величина соотношения MW_1/W_2 в ряде линий возросла, при сохранении значительного ограничения по полосе.

Дальнейшее развитие сетей ФСС в направлении уменьшения антенн и массо-энергетических характеристик ЗС, т.е. появление станций типа VSAT с диаметром антенн менее 2,5 м, также несколько изменило соотношение между участками с точки зрения использования общего ЭП системы и подхода к его выбору.

Это объясняется, во-первых, снижением W_2 из-за уменьшения добротности ЗС с малыми антеннами до $G/T < 20$ дБ/К, во-вторых, увеличением общего количества станций, загружающих СР, т.к. они рассчитаны обычно на небольшие скорости передачи информации и число каналов. Но в то же время широкое освоение Ку-диапазона в сетях VSAT повлекло за собой повышение абсолютных значений ЭИИМ СР до 45–50 дБВт и добротности СР до $+ (5-6)$ дБ/К за счет применения более эффективных бортовых антенн с узкими зональ-

ными лучами в *Интелсате*, *STS*, *SMS* в *Евтелсате*, сетей ведомственной связи в российских ССС со спутниками *Горизонт*, *Экспресс*, *Ямал*, несколько изменило картину. Указанные сети и линии связи образуются на базе тех же стволов СР, но с использованием более легких оконечных ЗС, имеющих антенны диаметром 2,5–5 м, а также центральных (зональных) ЗС с антеннами диаметром до 7–9 м [2.2, 2.10].

Благодаря некоторому снижению добротности, при сохранении достаточно высокой ЭИИМ (60–80 дБВт), снижению пропускной способности одной ЗС и увеличению за счет этого

При таких условиях эффективность использования ЭП должна возрастать, в особенности при передаче из зон, обслуживаемых узкими лучами, в глобальные и полуглобальные зоны. Кроме того, повышению эффективности за счет увеличения MW_1/W_2 и $\Delta f/W_2$, в том числе применения дисперсии сигнала, способствует использование аренды части мощности и полосы СР отдельными сетями ЗС с МДЧР. Это видно из приводимого рис. 2.20 на примере ССС со спутником *Интелсат-7* и ЗС VSAT с антеннами диаметром 1,8; 2,4 м.

Дуплексные сети VSAT имеют архитектуру двух типов: радиальную ("звезда") и полносвязную ("каждый с каждым"). В первом случае центральная ЗС (ЦЗС), имеющая высокую ЭИИМ и добротность порядка 30–35 дБ/К, передает большие потоки информации (обычно методом временного уплотнения (МДВУ) на одной или нескольких несущих), принимаемые "кустом" оконечных станций (ОЗС) VSAT, каждая из которых выделяет свои каналы.

Обычно в стволе СР функционируют несколько таких сетей, так что ЭП эффективно используется за счет многих сигналов ЦЗС ($MW_{ЦЗС} = MW_{16} \gg W_{2м}$), хотя на обратном направлении ОЗС-ЦЗС расходуется значительно меньшая доля мощности СР. Поэтому даже при $MW_{1м} \ll W_{26}$ общие потери ЭП невелики, т.к. должен обеспечиваться определенный баланс ЭЧП прямой и обратной линий связи, с поправкой на асимметрию трафика, в том и другом направлениях.

На рис. 2.11,а в качестве примера нанесены ориентировочные значения эффективности радиальных линий связи систем *Интелсат-7*, *Евтелсат* и др. В частности, в сетях VSAT, арендующих часть энергочастотного ресурса СР *Интелсат-7*, обеспечиваются большие отношения MW_1/W_2 и, соответственно несколько лучшее использование ЭП по сравнению с линиями, образованными менее мощными станциями, работающими, например, через СР *Галактика-4* [2.2].

При работе ЗС в сетях с полносвязной архитектурой соотношения ЭП участков весьма разнообразны и эффективность в большой степени зависит от сочетания энергопараметров СР и ЗС. Как видно из рис. 2.20, она может изменяться в широких пределах, определяемых назначением и особенностями конкретной ССС. Так, относительные ЭЧП линий связи в сетях VSAT *Интелсат-7* и *Галактика-4* различаются примерно в такой же степени, что и при радиальной архитектуре.

Таким образом, в целом для большинства линий связи ФСС выполняется условие $MW_1 \geq W_2 > \Delta f$, т.е. имеет место ограничение по полосе на обоих участках, но при дальнейшем снижении ЭП оконечных станций возможно приближение к балансу энергетического и частотного потенциалов.

Подвижная спутниковая служба

Большинство реализованных систем ПСС имеют радиальную архитектуру типа "звезда", но, в отличие от ФСС, с отдельными стволами (трактами) СР для прямого и обратного направлений.

Энергочастотные соотношения в них лишь отчасти сходны с сетями VSAT, а центральные (зональные, узловые) и оконечные (абонентские) станции (АЗС) отличаются по энергопараметрам, принципам построения и диапазонам частот. Из-за меньших эквивалентных размеров антенн добротность АЗС ПСС обычно ниже на один-два порядка, чем у станций VSAT. На участках "вверх" и "вниз" между СР и АЗС используются полосы частот, специально отведенные Регламентом радиосвязи для ПСС, в L, S и других диапазонах, дециметровых и более высоких, а в фидерных линиях между СР и ЦЗС (УЗС) – полосы в диапазонах ФСС.

Особенностью радиолиний систем подвижной и персональной спутниковой связи является ярко выраженная асимметрия ЭП участков "вверх" и "вниз", обусловленная во многих случаях применением на одном конце ЛС низкоэнергетических абонентских станций, а на другом – стационарных центральных, региональных, зональных ЗС, представляющих собой, как правило, капитальные сооружения с большими зеркальными антеннами.

При такой архитектуре в прямом направлении $W_1 \gg W_2$, ЭЧП ограничивается участком "вниз", низкий потенциал которого используется достаточно эффективно, т.е. $W \rightarrow W_2$. Межканальные помехи на этом направлении как правило исключаются, благодаря применению синхронных методов (временного, кодового уплотнения) и линейного усиления в передающих устройствах ЗС. Выбор полосы ретрансляции также не столь критичен, он зависит от количества сигналов и скорости передачи информации.

На обратном направлении, ввиду ограниченности ЭП на участке "вверх", заметнее сказываются шумы СР и эффективность использования энергопотенциала линии в целом при $MW_1 \ll W_2$ значительно ниже. То есть, в таких ССС, из-за малых отношений сигнала к шуму СР, появляется дисбаланс ЭП и на участке "вниз" образуется вынужденный "избыток" энергопотенциала, который тем больше, чем больше этот дисбаланс. Так что ЭЧП обратной линии определяется, в основном, участком "вверх", где $W \rightarrow W_1$, а допустимая или оптимальная полоса ретрансляции соответственно уменьшается.

Наиболее известной и исследованной из систем ПСС (СПСС) является международная система *Инмарсат*. ЦЗС большинства СПСС имеют ЭИИМ порядка 60–70 дБВт и добротность 24–30 дБ/

Гц. Зарубежные системы *Инмарсат*, *MSAT*, *AMSC* и др., а также российская система "*Море*" (работающая через ствол L-диапазона СР *Горизонт*), имеют земной сегмент в составе АЗС нескольких классов, соответствующих или близких по энергопараметрам стандартам *Инмарсата* – А, В, С, М, и отличающихся друг от друга ЭИИМ (16, 30, 16, 22 дБВт, соответственно) и добротностью (–4, –23, –12 дБ/Гц). Эти станции являются одноканальными и могут быть отнесены к низкоскоростным.

При указанных энергопараметрах для прямого направления $MW_1/W_2 \gg 1$, что соответствует $W/W_2 > 0,7$ при МДВР (рис. 2.9, 2.20). В обратном направлении соотношение ЭП на участках изменяется в широких пределах, но, как правило, не превышает 1. Так, для первых двух поколений ССС *Инмарсат-1,2*, когда бортовые антенны имели глобальную ДН, оно было близко к 1 ($MW_1 \geq W_2 \gg \Delta f$).

В СПСС следующих поколений, примером которых является *Инмарсат-3* и ряд региональных систем – *AMSC* (США), *MSAT* (Сев. Америка), *EMS* (Европа), *AUSSAT* (Австралия и Океания) и др. энергопотенциал участка "вверх" (от АЗС) на обратном направлении увеличился благодаря повышению добротности СР за счет бортовых антенн с узконаправленными лучами. Соотношение MW_1/W_2 стало несколько выше, однако оно превосходит единицу лишь для АЗС *Стандарт-А,В*.

Одновременно дефицит выделенного для ПСС частотного ресурса вообще и необходимость деления его между трактами (стволами) лучей бортовой антенны, в частности, приводят в этом случае к ограничению по полосе ($MW_1 \geq W_2 \gg \Delta f$). Ввиду относительно небольшого числа лучей таких систем ПСС (до 7) повторное использование частот в них не превышает двукратного. В обратной ЛС указанных систем используются ОКН-МДЧР или пакетные методы МДВР, а относительное значение ЭЧП для станций *Стандарт-А,В* составляет 30–50% (рис. 2.20).

Особо следует указать соотношения в обратной ЛС при применении в тех же стволах, совместно с АЗС *Стандарт-А,В*, мобильных абонентских станций-терминалов (АТ) типа *Стандарт-М*, *Стандарт-С* с очень малыми ЭИИМ. Здесь имеет место явно выраженное ограничение энергетики участка "вверх" и в то же время соизмеримость ЭП этого участка с полосой частот, т.е. $W_2 \gg MW_1 \approx \Delta f$. При этом, как следует из (2.6), $W/W_2 \rightarrow W_1/W_2 \approx 0,1 - 0,01$, что означает наличие запасов по энергетике на участке "вниз", которые частично используются более мощными станциями.

На базе СР *Италсат*, *Артеми́с*, имеющих энергопараметры, близкие *Инмарсату-3*, под эгидой Европейского космического агентства (ЕКА) создана региональная служба ПСС, в рамках которой функционирует низкоскоростная система передачи сообщений *Продат*, обеспечивающая связь между сухопутными транспортными средствами и центрами управления. Эта СПСС оснащена мобильными терминалами, подобными *Стандарту-С*.

При сравнительно малой ЭИИМ в фидерной линии СР *Артеми́с* в сторону ЦЗС, равной 7 дБВт, в обратном направлении $W_1/W_2 \approx 1$, кроме того, выделенная полоса 4 МГц также близка к W_2 . Таким образом, имеют место соотношения, близкие к энергочастотному балансу $MW_1 \approx W_2 \approx \Delta f$, что позволило применить для этой линии связи МДКР в указанной полосе, при скорости передачи данных от одного АТ 600 бит/с. В перспективе планируется скорость 9,6 кбит/с и передача речи. При связи между АТ *Продат* соотношения меняются, но не намного ($MW_1 \approx \Delta f > W_2$) и также обеспечивается МДКР.

Подобные же задачи решают системы ПСС *Евтелтракс*, *Омнитракс*, организованные на базе двух отдельных стволов Ку-диапазона систем *Евтелсат*, *MSAT*, формально относящихся к ФСС, но используемых для организации обмена короткими сообщениями с подвижными объектами (со скоростями порядка 5–15 кбит/с в прямом направлении и до 165 бит/с в обратном).

Указанные стволы СР имеют ЭИИМ 40–46 дБВт и добротность минус 3,5 дБ/К, при этом один из них работает в прямом направлении, второй – в обратном. Центральная ЗС имеет диаметр антенны 7,6 м, т.е. ЭИИМ не менее 70 дБВт, а добротность 30 дБ/К. ЭИИМ АТ составляет 19 дБВт, добротность – примерно минус 5 дБ/К. То есть, из-за большой напряженности энергобюджета на участке "вверх", терминалы имеют направленные антенны с шириной ДН 6° по азимуту и 40° по углу места, что создает проблему взаимных помех со станциями VSAT, использующими тот же диапазон и СР в соседних точках ГСО.

Здесь в прямом направлении $MW_1 > W_2 \geq \Delta f$, т.е. имеет место ограничение по полосе с приближением к энергочастотному балансу на участке "вниз" из-за большего затухания в свободном пространстве по сравнению с линиями, работающими в L-диапазоне. На обратном направлении, при сверхмалых мобильных ЗС, т.е. сильном ограничении по мощности на участке "вверх", используется МДКР и $MW_1 \ll \Delta f \ll W_2$. Таким образом, на участке "вниз", наоборот, сильно ограничена полоса частот, а эффективность использования ЭП линии связи чрезвычайно низка и составляет порядка –40 дБ.

Этот неординарный случай работы малого мобильного терминала в СВЧ диапазоне ФСС, вместе с описанными выше соотношениями для прямых и обратных линий связи ПСС, также показан на рис. 2.21.

Персональная спутниковая связь

Развитие систем ПСС в направлении уменьшения массогабаритных и энергетических параметров АЗС и повышения эффективности бортовых антенн СР привело к появлению персональной спутниковой связи (ПерСС), предполагающей не только работу из подвижных объектов, но и следование терминала за абонентом, т.е. использование ручных (карманных), носимых (типа кейса), легких автомобильных АТ. Характерной отличительной особенностью спутниковых персональных терминалов, обусловленной их портативностью, являются ненаправленные или слабонаправленные антенны и сверхмаломощные передающие устройства. В связи с требованиями биозащиты их мощность должна ограничиваться, по разным источникам, до 50–300 мВт.

Первоначально для систем ПерСС предусматривалось использование участков диапазона ДЦВ, выделенных Регламентом радиосвязи подвижной спутниковой службе. Позднее, ввиду высокой загруженности этого диапазона и ограничений по пропускной способности при малых габаритах оборудования появились предложения о создании АТ и СР, рассчитанных на работу в более высокочастотных диапазонах, в частности, X, Ku, Ka.

К персональным могут быть отнесены и стационарные, например, настольные терминалы с направленными или слабонаправленными антеннами, которые обладают более широкими возможностями по энергетике и рабочим диапазонам частот, отводимым как ФСС, так и ПСС. Таким образом, под персональной спутниковой связью обычно понимается предоставление услуг широкого спектра, для подвижных и фиксированных абонентов, рассчитываемое на самый энергетически

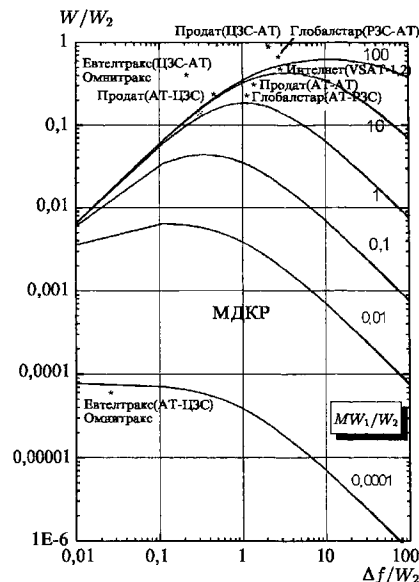


Рис. 2.21

напряженный случай – применение АТ с параметрами ручной телефонной трубки, но предусматривающее использование и других типов мобильных и стационарных терминалов [2.11].

Главной особенностью систем ПерСС, затрудняющей их реализацию на современном этапе, помимо слабой энергетики мобильных АТ, является особая подверженность связи влиянию местных предметов при перемещении. В результате в канале появляются замирания разного типа, а также эффекты, связанные с многолучевостью при отражениях сигналов, погодными условиями и осадками, особенно в более высокочастотных диапазонах.

Поэтому наиболее острой проблемой при внедрении ПерСС следует считать достижение энергобюджета ЛС, необходимого для обеспечения надежной и качественной передачи информации при указанных ограничениях (наряду с применением соответствующих методов модуляции и кодирования). Это предполагает существенное повышение ЭЧП и получение дополнительных энергетических запасов на обоих участках линии связи по сравнению с системами ФСС и ПСС, использующими земные станции и физическую среду распространения с лучшими параметрами.

При тех ограничениях, которые наложены на ЭИИМ и добротность терминала, существуют два основных пути повышения энергопотенциалов на абонентских участках ЛС – уменьшение затухания в свободном пространстве, т.е. снижение орбиты спутника, и повышение ЭИИМ и чувствительности, т.е. добротности СР. Причем, поскольку шумовая температура приемной системы СР обычно находится на пределе реализации, единственным средством повышения ЭП участка "вверх" является увеличение размеров приемной бортовой антенны.

В предложенных в последние годы системах ПерСС развиваются то и другое направления. Так, СР ряда ССС, к которым могут быть отнесены, в частности, *Гаруда* (Индонезия) и *Турайя* (ОАЭ), запускаемые на геостационарную орбиту и работающие в L-диапазоне, обеспечивают необходимые ЭП за счет применения зеркальных бортовых антенн диаметром порядка 12 м. С целью покрытия всей зоны обслуживания и, одновременно, повторного использования частот (ПИЧ), эти антенны имеют большое количество лучей, исчисляемое десятками и даже сотнями, между которыми тем или иным образом распределяется выходная мощность СР.

Такого рода ССС, по аналогии с *Инмарсатом* и многими системами ПСС, имеют радиальную архитектуру, а также высокоэнергетические ЦЗС (РЗС), использующие фидерные участки линии связи в С-, Ку-, Ка-диапазонах, что приводит к значительной

асимметрии энергопотенциалов участков "вверх" и "вниз", в особенности на обратном направлении.

ЭИИМ и добротность СР на абонентских участках ЛС для каждого луча (ствола) составляют свыше 50 дБВт и не менее (14–15) дБ/К, соответственно. Это позволяет получить значения ЭП на участках "вниз" и "вверх" прямого и обратного направлений, обеспечивающие, при определенных углах места, ЭЧП, достаточный для передачи цифровой речевой информации и данных лишь со скоростью не более 5–6 кбит/с. Таким образом, энергетика на абонентских участках систем ПерСС с ГСО весьма и весьма ограничена, а ЭЧП, как и в ПСС, определяется потенциалом линии "вверх" обратного направления: $W \approx MW_1 \ll W_2$.

Энергопотенциалы W_1 и W_2 , с учетом количества сигналов и полосы частот ретрансляции, находятся при этом в следующих соотношениях для прямой и обратной ЛС, соответственно: $MW_1 > W_2 \approx \Delta f$, $MW_1 \approx \Delta f \ll W_2$. То есть, по сравнению с ПСС, ЭП участков обратного направления находятся примерно в тех же соотношениях, т.к. уменьшение ЭИИМ АТ компенсируется усилением приемной антенны СР. В прямом направлении ЭП линии связи, по сравнению с системами ПСС и АТ типа *Стандарт-С*, несколько возрастает за счет усиления антенн с большой апертурой и приближается по значениям к полосе частот.

В целом эффективность использования энергопотенциала ЛС того и другого направлений сопоставима с системами ПСС, имеющими такую же радиальную архитектуру, при которой АЗС могут связываться между собой только через ЦЗС, т.е. по "двухскачковой" схеме.

Реальный интерес представляет оценка энергетических соотношений для конфигураций систем ПерСС с радиально-узловой, полностью и смешанной архитектурой, пока не получивших распространения. Имеются в виду наличие в системе узловых и базовых ЗС (УЗС, БЗС) с более низкими, чем у ЦЗС, значениями ЭИИМ и добротности, а также возможность обеспечения непосредственной связи между АТ. Концепция такой ССС, названной Российской система персональной спутниковой связи (*РСПСС*), предложена в [2.11].

Поскольку при многолучевой архитектуре возникает необходимость соединения узловых и абонентских ЗС, расположенных как в зоне одного и того же луча бортовой МЛА, так и в разных зонах, появляется проблема маршрутизации сигналов. В системах с СР на ГСО типа *Гаруда* и др., а также в некоторых низко- и среднеорбитальных ССС, с этой целью применяется межлучевая коммутация на борту, которая часто сопровождается демодуляцией сигналов. По-

видимому, это не является обязательным решением. Маршрутизация возможна и при сквозной ретрансляции, не изменяющей энергетических соотношений между участками ЛС.

В таком случае в системе, помимо или вместо ЦЗС, применяются более легкие УЗС, которые могут работать в полосах частот ФСС, либо в тех же, что и АТ, через антенну СР с диаграммой, охватывающей зоны нескольких лучей. Другой тип станций – базовые (по аналогии с сотовой связью) – может предназначаться для использования в локальных сетях, организуемых в зоне одного луча [2.11].

Возможные значения ЭИИМ УЗС, БЗС составят 40–50 дБВт и 20–30 дБВт, соответственно, а добротности – порядка плюс 10–15 дБ/К для С и Ku-диапазонов (при узконаправленных антеннах) и минус 10–15 дБ/К для L, S-диапазонов (при слабонаправленных антеннах).

При этих параметрах соотношения в прямом направлении УЗС-АТ близки к полному энергочастотному балансу, независимо от диапазона: $MW_1 \approx W_2 \approx \Delta f$, а в линии БЗС-АТ – к частичному балансу: $MW_1 > W_2 \approx \Delta f$. В обратном направлении АТ-УЗС $MW_1 < \Delta f < W_2$ для того и другого диапазона, а в линии АТ-БЗС $MW_1 \approx \Delta f \ll W_2$. Относительные значения ЭЧП для ЛС такой архитектуры приведены на рис. 2.20, из которого следует, что эффективность в прямом направлении больше в линии с ЦЗС и с внутрилучевой БЗС, а в обратном – в линиях к УЗС, БЗС, хотя по абсолютной величине ЭЧП при переходе к УЗС, БЗС уменьшается.

Наконец, в линии связи АТ-АТ внутри луча в диапазоне ДЦВ, при наиболее часто встречающихся значениях полосы частот $\Delta f = 4\text{--}5$ МГц, имеет место полный энергочастотный баланс $MW_1 \approx W_2 \approx \Delta f$ и, как следует из (2.6а), W/W_2 составит 20–30%, в зависимости от способа разделения сигналов (рис. 2.20). Это означает, что при ЭИИМ, приходящейся на один луч СР на ГСО, равной 52 дБВт (что соответствует диаметру антенны 12 м и выходной мощности в луче порядка 10 Вт) в линии связи может быть передано в среднем 100 сигналов со скоростью 2,4 кбит/с.

В целом можно заключить, что в системах ПерСС, использующих геостационарную орбиту и СР, АТ с указанными параметрами, энергобюджет является наиболее дефицитным по сравнению со всеми известными ССС различного назначения, что вполне естественно, т.к. космический и пользовательский сегменты этих систем находятся на пределе реализуемых на сегодня технических возможностей.

Перспективным решением, предлагаемым в рамках программы Европейского космического агентства для мобильной и персональной связи, представляется система ПСС диапазона Ка *Секомс*. Здесь, как

и в системах ФСС этого диапазона, ожидаются увеличение ЭП за счет более эффективных бортовых антенн, но в то же время и большие полосы ретрансляции, хотя их ширина будет зависеть от большого количества лучей МЛА.

Поэтому в прямом направлении от ЦЗС, УЗС ожидаются ограничение по полосе ($MW_1 > W_2 > \Delta f$) или частичный энергочастотный баланс, а в обратном и между малыми терминалами – соотношения, близкие к энергочастотному балансу и даже, возможно, ограничению по мощности на обоих участках ($MW_1 < W_2 < \Delta f$ из-за значительных (до 15–20 дБ) энергетических потерь в линии связи, названных осадками).

Второе направление построения систем ПерСС основано на многоспутниковых низко- и среднеорбитальных группировках КА, оборудованных также многолучевыми антеннами, но значительно меньшего размера. Большинство таких систем, благодаря значительному количеству СР на круговых орбитах, обеспечивают покрытие всей или большей части земной поверхности и поэтому их часто называют системами глобальной подвижной ПерСС (ГППСС).

К числу таких систем или проектов относятся, в частности, *Иридиум*, *Глобалстар*, *Айко*, *Эллипсо* и ряд других. Во многих этих ССС применяется демодуляция, обработка и коммутация сигналов в СР. Однако более удачным примером линий связи с прямой ретрансляцией и радиальной архитектурой, подобной системам ПСС и ПерСС с ГСО, является *Глобалстар*. Энергетические соотношения и пропускная способность в ЛС этой системы рассматриваются в главе 3.

Глава 3

ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ И ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ЛИНИИ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

3.1. Многопараметрическая взаимозависимость пропускной способности и помехоустойчивости

В предыдущей главе рассмотрены энергетические и частотные соотношения, закономерности, относящиеся к двум участкам многостанционной линии связи, разделенным общим спутниковым ретранслятором. Эти соотношения инвариантны к методам передачи информации, типу канала связи (с постоянными или переменными параметрами, замираниями, многолучевостью), видам помех в линии, не учитывают особенности модуляции сигналов, преобразования сообщений в радиосигналы при передаче и обратные преобразования при приеме и обработке сигналов. Иными словами, они не затрагивают такие основополагающие информационно-сигнальные категории любой системы связи, работающей в условиях помех, как пропускная способность, скорость и достоверность передачи сообщений, кодирование и модуляция, ширина частотной полосы сигнала, демодуляция, декодирование и т.д.

Между тем **пропускная способность и помехоустойчивость**, являющиеся основными характеристиками ССС, в конечном итоге определяют ее **эффективность** как комплексную количественную меру соответствия системы своему назначению. Таким образом, применительно к **линейному и многостанционному** уровням модели ССС существует задача анализа совместного влияния, по крайней мере, трех групп показателей – энергетической, частотно-полосной и сигнально-кодовой на эффективность системы при работе в условиях разного рода помех.

В литературе и на практике данному вопросу уделяется много внимания. При этом задача решается обычно по частям: исходя из энергетики, помехоустойчивость и пропускная способность оцени-

ваются, зачастую, по отдельности, в виде вариантов для того или иного набора показателей, а затем с учетом проводившихся оценок выбирается наиболее предпочтительный вариант. Часто на этапе системных расчетов задаются сигнальные параметры, а затем принимают во внимание и учитывают либо энергопотенциал линии связи (ретранслятора), при этом выбор полосы частот считается вторичным или, во всяком случае, подчиненным результату расчета энергетики, либо, в первую очередь, полосу частот – в тех случаях, когда ограничивающим является частотный ресурс.

Представляет большой практический интерес **гармонизация** решения задачи, т.е. получение более общих соотношений, позволяющих равнозначно оценивать **пропускную способность** в зависимости от основных факторов и параметров системы. То есть, учитывать расчетным путем, одновременно, максимальное количество наиболее важных ресурсных – энергетических, частотных, сигнальных, помеховых показателей, подлежащих выбору и, в пределе, оптимизации при проектировании ССС.

С этим же связана и оценка **информационной эффективности** (ИЭ) использования энергопотенциала, полосы частот ретрансляции и в целом предельной (по Шеннону) пропускной способности канала или линии связи. Как и для других типов каналов и радиосистем, показатели ИЭ ССС будем характеризовать **коэффициентами использования**, т.е. отношениями **реальной** пропускной способности, или скорости передачи информации в линии связи $B_{\text{и}}$:

- к энергопотенциалу – $\beta = B_{\text{и}}/W$ (β -эффективность);
- к полосе частот ретрансляции – $\gamma = B_{\text{и}}/\Delta f$ (γ -эффективность);
- к идеальной (шенноновской) ПС – $\eta = B_{\text{и}}/C$ (η -эффективность).

Таким образом, главной целью дальнейшего анализа будем считать получение уравнений, связывающих ПС с указанными ресурсными, а также сигнальными и помеховыми параметрами, в возможно более явном, наглядном и обобщенном виде. Построение таких зависимостей, как будет следовать из дальнейшего, позволяет при проектировании ССС удобно и обоснованно рассчитывать или выбирать, опираясь на расчет, соотношения между энергопотенциалом и полосой частот, другими параметрами системы и сигналов, влияющими на ПС достаточно сложным образом.

Как следует из анализа главы 2, где также были введены показатели **энергетической и частотной эффективности**, полоса частот Δf оказывает противоположное воздействие на энергочастотный потенциал сквозной линии связи W : снижает его из-за отбора мощности СР собственными шумами и повышает за счет уменьшения спектральной плотности взаимных помех (линейных и нелинейных).

В то же время известно, что ПС линии связи без ретрансляции при фиксированном энергопотенциале, определяемом показателем $W_0 = P_c/N_0$ на входе приемника, с ростом полосы частот системы и сигналов монотонно растет, устремляясь в пределе, согласно формуле Шеннона, к величине $(W_0/\ln 2) = 1,44W_0$ [3.1]:

$$C = \Delta f \log(1 + W_0/\Delta f), \quad C \rightarrow 1,44W_0 \text{ при } \Delta f \rightarrow \infty.$$

Здесь и далее символ $\log$ означает логарифмирование по основанию 2.

Пропускная способность при этих условиях есть максимальная скорость безошибочной передачи информации в линии связи $C = B_{\max}$ при оптимальном ансамбле сигналов и идеальном способе их приема. Ограничения на вид и параметры сигнала, в том числе частотную полосу, снижают пропускную способность и приводят к конечным значениям вероятности ошибок при приеме сообщений.

Аналогом P_c/N_0 для линии спутниковой связи ЗС–СР–ЗС является ЭЧП W из (2.5). Но на практике для расчета скорости передачи информации $B_{\text{и}}$, в частности, в СССР, формулу Шеннона не используют и исходят обычно из более простых соотношений: $B_{\text{и}} = W/h^2$ или $B_{\text{и}} \leq \Delta f$, предполагая, что ограничивающим скорость фактором является, соответственно, либо энергопотенциал (*ограничение по энергетике*), либо имеющаяся в распоряжении полоса частот (*ограничение по полосе*).

Здесь $h^2 = f(P_0) = E_b/(N_0 + I_0)$ есть параметр, зависящий от требуемой вероятности ошибки P_0 на двоичный символ сообщения и равный отношению энергии сигнала, приведенной к дв. символу или биту информации, на отрезке его длительности $T_b (E_b = P_c T_b)$ к спектральной плотности помехи N_0 . Параметр h^2 является показателем помехоустойчивости системы связи при тех или иных методах модуляции, кодирования, демодуляции и декодирования, т.е. чем он меньше, тем выше помехоустойчивость.

Таким образом, в отличие от формулы Шеннона, при существующей практике расчета скорости передачи информации ее количественная зависимость от занимаемой сигналом полосы частот, а также и от соотношения между ресурсными – частотной и энергетической составляющими линии связи $\Delta f/W_0$, не может быть учтена. Это зачастую приводит к не сбалансированному использованию столь важных для системы ресурсов.

Задача состоит в том, чтобы получить указанную зависимость в форме, пригодной для оценки и анализа реальной пропускной способности $B_{\text{и}}$, т.е. в нашем случае согласовать между собой использование полосы частот сигнала, системы и энергопотенциала ЛС W_2 . При этом

будем считать, что условная полоса, занимаемая сигналом, определяется согласно [3.1] как $F = B/2T_b$, B – база сигнала.

Исходя из энергетике ЛС, в самом общем виде реальная ПС, или суммарная скорость передачи информации от M земных станций через общий СР в линии спутниковой связи, записывается следующим образом:

$$B_{\text{инф}} = \sum_{i=1}^M (T_b)^{-1} = W/h^2 = f(W_1, W_2, \Delta f, h^2), \text{ бит/с.} \quad (3.1)$$

Параметры ансамбля сигналов

Показатель h^2 определяется методом передачи информации или *сигнально-кодовой конструкцией* (СКК), а также способами обработки, демодуляции при приеме, типами модемов, кодеков, т.е. в известной степени его выбор зависит от интеллектуального ресурса и технологических возможностей реализации. В свою очередь, СКК сложным образом связана с полосой сигнала, поэтому часто выбор величины h^2 диктуется соображениями экономии частотного ресурса.

Таким образом, значение h^2 , как следует из (3.1), прямо влияет на реальную пропускную способность канала, линии связи. В то же время влияние полосы частот ретрансляции и сигнала в зависимости от СКК проявляется не столь явно.

В целях максимизации ИЭ и оптимизации полосы частот СССР, а также общности, удобства и наглядности расчетов, необходимо получить **прямую зависимость реальной ПС от параметров совокупности (алфавита) дискретных сигналов**. В частности, от индекса или числа позиций модуляции, расстояния (взаимной корреляции) между сигнальными символами, основания и избыточности кода (m, R), вероятности ошибочного приема символа сообщения P_0 и т.д.

Близкая по постановке задача решалась, в частности, в [3.6, 3.7]. Но в данных работах содержатся, главным образом, граничные оценки ПС, получаемые через *энтропии* источника сообщений и помехи для дискретных каналов без ретрансляции и идеального, по Котельникову, приема сигналов. В них прямо не идет речь о методах расчета реальных помехоустойчивости и скорости передачи информации двоичного источника при ограничениях, наложенных на сигналы и способы их приема, в зависимости от полосы частот линии связи и ее соотношений с энергопотенциалом.

В нашем случае для этого требуется выразить и записать h^2 в виде функции от указанных параметров сигнала и системы:

$$h^2 = f(\Delta f, m, R, P_0 \dots). \quad (3.2)$$

Однако общего аналитического выражения подобной функции для любой СКК в явном виде не существует, даже для наиболее "простого" типа канала с равномерным гауссовым шумом.

В теории передачи дискретных сообщений при анализе помехоустойчивости для разных типов непрерывных каналов и способов передачи сигналов рассматриваются зависимости $P_{\text{ош}} = f(h)$, выражаемые через *интеграл вероятности* и его модификации (функции Крампа, Лапласа и т.д.). Для ряда приложений эти функции позволяют произвести приближенное обратное преобразование вида $h^2 = f(P_0)$ и рассмотреть наиболее интересные для практики частные случаи поставленной здесь задачи, что и будет сделано ниже.

Как известно, значение параметра h^2 зависит в общем случае от расстояния между сигналами или кодовыми комбинациями ансамбля, избыточности и основания кода, других сигнально-кодовых характеристик. При этом повышение избыточности и основания кода приводят к выигрышу в h^2 , т.е. повышению β -эффективности, но сопровождаются увеличением полосы частот, занимаемой сигналами, т.е. снижением γ -эффективности. Так, при основании кода $m > 2$, базе *одиночного сигнала* $B_1 = 2T_b F$ и *избыточном кодировании* с относительной скоростью $R = k/n$ (n – общее число символов (длина) кодовой последовательности, k – число информационных символов в кодовой комбинации) полоса частот, занимаемая ансамблем сигналов, при фиксированной скорости передачи информации пропорциональна $mB_1/(R \log m)$.

Наоборот, применение *многопозиционной модуляции*, при которой расстояния между сигналами ансамбля уменьшаются с ростом числа позиций, как и частотная полоса сигналов, приводит к снижению помехоустойчивости и β -эффективности, но повышению γ -эффективности [3.4, 3.5].

При передаче равномерным кодом, в частности, *двоичном кодировании без избыточности*, т.е. $m = 2$, значение h^2 в канале с равномерным гауссовым шумом, соответствующее той или иной вероятности ошибки P_0 , зависит только от расстояния между сигналами, отображающими символы сообщения 1 и 0, т.е. определяется методом модуляции. Минимальные требуемые значения h^2 , как известно, достигаются в случае применения *противоположных сигналов*, или *фазовой* (относительной фазовой) манипуляции (ФМ, ОФМ). Этот случай соответствует максимальной ПС, как реальной, так и идеальной, при двоичном кодировании [3.1]. В два раза (на 3 дБ) больше, чем при ФМ, помехоустойчивость h^2 и, соответственно, ниже пропускная способность при *ортогональных* сигналах, например, двоичной *частотной* манипуляции (ЧМ-2).

Минимальная (называемая иногда *информационной*) полоса частот каналов (сигналов) с двоичной ФМ, ОФМ и длительностью символа T_b в дальнейшем принимается равной $F_{\text{и}} = 1/T_b$ ($B_1 = 2$), а для сигналов с ЧМ-2 – в два раза больше: $F_{\text{и}} = 2/T_b$ ($B_1 = 4$).

Попутно заметим, что увеличение *базы одиночного сигнала*, т.е. изменение параметров (увеличение числа отсчетов, или степеней свободы) в пределах длительности сигнального символа, означающее *исключение избыточности* по полосе частот, относится к методам формирования сигнала и, при соответствующей обработке в приемнике, не влияет на помехоустойчивость в условиях белого шума [3.1].

Рассмотрим теперь **сигналы с основанием кода** $m > 2$ для случая кодирования последовательностей из $n = \log m$ двоичных символов исходного сообщения алфавитом из m *ортогональных, биортогональных, квазиортогональных, симплексных* сигналов, т.е. *m-ичное кодирование*. В этом случае, при неизменной мощности сигнала, требуемое значение h^2 для фиксированной $P_{\text{ош}}$ на бит снижается по сравнению с двоичной передачей, следовательно реальная ПС и β -эффективность возрастают, но в обмен на это требуется *частотная избыточность*, т.е. минимальная занимаемая полоса частот и *база ансамбля сигналов* (далее *база сигналов*) увеличиваются пропорционально $m/\log m$ (т.е. снижается γ -эффективность).

Так же, как и при двоичном кодировании, полоса частот и, соответственно, база сигналов каждого канала в рассмотренных случаях могут быть еще увеличены, как путем *внутрисимвольной* манипуляции фазы, частоты, так и *переключением несущих частот* символов (т.е. образованы *широкополосные сигналы*), а также за счет комбинации того и другого. Кроме того, увеличение полосы ретрансляции в ССС по сравнению с сигнальной полосой обусловлено выбором защитных (частотных или временных) промежутков между каналами, что связано с нестабильностью частот, расстановкой (форматом) канальных частотных и временных промежутков (при МДЧР, МДВР и их комбинациях), особенностями селекции и распространения в трактах и т.д. Это повлияет принципиально на ЧП (W) в (2.5), (3.1), тогда как зависимость требуемого значения h^2 от указанных факторов, при помехах в виде равномерного шума и оптимальных способах приема, будет лишь второго порядка.

Как упоминалось выше, использование *m-позиционного кодирования* приводит к двойным результатам. Так, в случаях, когда сигналы, соответствующие последовательностям $k = \log m$ двоичных символов исходного сообщения, имеют меньшее взаимное расстояние, чем ортогональные, биортогональные или симплексные, занимаемая ими полоса частот уменьшается (растет γ -эффективность), а

энергия, приходящаяся на информационный символ для достижения той же P_0 , следовательно, и h^2 , должны повышаться (β -эффективность падает).

Такие методы называются иногда **манипуляционным кодированием** или **многопозиционной (многократной) манипуляцией** – фазовой (относительной фазовой), частотной, амплитудной. При этом двукратные (4-позиционные) ФМ (ДФМ или ФМ-4), ЧМ (ДЧТ или ЧМ-4) и некоторые другие виды модуляции, использующие биортогональные или ортогональные сигналы, занимают промежуточное положение между двумя указанными типами кодирования с основанием более 2.

С возрастанием m частотная эффективность многопозиционных неортогональных сигналов повышается пропорционально $\log m$, тогда как помехоустойчивость падает быстрее, причем по-разному, в зависимости от вида модуляции: например, пропорционально $\sim \log m/m^2$ при ФМ- m и $\sim m^2/3$ при АМ- m [3.4].

При **кодировании с избыточностью** для исправления и обнаружения ошибок, одном и том же основании кода ($m \geq 2$) и неизменной скорости передачи имеют место дополнительный энергетический выигрыш кодирования (ЭВК) и расширение полосы частот, по сравнению с рассмотренными выше методами. Причем достижимые значения h^2 и ЭВК для требуемой P_0 зависят сложным образом от типа, длины и избыточности ($n - k$) кода, а также методов кодирования и декодирования. А увеличение полосы частот сигнала и, соответственно, системы происходит пропорционально скорости кода k/n .

Как будет показано ниже, применительно к рассмотренным видам модуляции и кодирования параметр h^2 может быть выражен через нормированную (к энергопотенциалу ЛС) полосу частот системы, базу сигнала, вероятность ошибки, основание кода и избыточность.

Это позволит иметь соотношения, согласно которым для фиксированных энергочастотных ресурсов линии спутниковой связи, в частности, значений ЭЧП, описываемых (2.5), т.е. заданных отношений W_1/W_2 и $\Delta f/W_2$, определяется скорость передачи информации в каждом канале и суммарная скорость в многостанционной линии. Условием этого является соответствующий выбор той или иной сигнально-кодовой конструкции, согласованной с полосой частот ретрансляции. И наоборот, выбранному методу модуляции и кодирования, определяющему h^2 при заданной P_0 , будет соответствовать некое значение полосы ретрансляции, зависящее от скорости передачи и параметров СКК.

Учитывая изложенное, нормируем, так же как и в первом, энергетическом, уравнении, исследуемую функцию, т.е. суммарную

скорость передачи информации M сигналами линии спутниковой связи, к энергопотенциалу линии "вниз" W_2 . Тогда, в соответствии с (3.1), получим:

$$B_a/W_2 = (W/W_2)/h^2. \quad (3.3)$$

3.2. Помехоустойчивость и полоса частот ретрансляции при различных методах модуляции и кодирования

М-ичное кодирование ортогональными сигналами

В общем случае передачи сигналов со многими дискретными значениями ($m \geq 2$) в условиях аддитивного гауссового шума нельзя получить универсального и простого выражения для вероятности ошибок при приеме, в зависимости от h^2 , m и, тем более от полосы частот, занимаемой сигналами. Поэтому в теориях передачи сообщений, оптимальных методов радиоприема, потенциальной помехоустойчивости [3.1, 3.4, 3.5] рассматриваются частные случаи систем *эквидистантных* ("равнокоррелированных") сигналов с одинаковыми энергиями и априорными вероятностями передачи, к классу которых относятся ортогональные, биортогональные и симплексные сигналы.

В [3.4] была получена интересующая нас (хотя и приближенная) обратная зависимость от вероятности ошибки P_m для *m-ичного символа сигнала* (m -символа) при оптимальном когерентном приеме ортогональных сигналов, достаточно близко характеризующая *потенциальную помехоустойчивость* (достигаемую, строго говоря, при т.н. *симплексных* сигналах):

$$E_m/N_0 = h_m^2 \approx 2 \ln P_m^{-1} + \ln(m-1) - 4 \ln 2. \quad (3.4)$$

Погрешность этой формулы не превышает 1 дБ, если $P_m \leq 0,1$.

С целью сравнения систем с различным основанием кода будем в дальнейшем пользоваться понятием эквивалентной вероятности ошибки $P_0 = P_m / \log m$, соответствующим значению $P_{\text{ош}}$ на **бит информации**. Она определяется как вероятность ошибки в двоичном однородном симметричном канале при кодировании без избыточности, при которой вероятность правильного приема длинного отрезка сообщения (символа сигнала) оказывается такой же, как и в рассматриваемой системе с произвольным основанием кода, в данном случае P_m [3.1].

Кроме того, далее необходимо учитывать, что при фиксированной скорости передачи сообщения и мощности сигнала длительность m -символа, а следовательно и его энергия, пропорциональны $\log m$, т.е. $h_m^2 = h^2 \log m$.

Выражая (3.4) через эти величины эквивалентной помехоустойчивости, получаем:

$$h^2 = (2/\log m) \ln[(m-1)^{0.5} - \ln \log m + \ln P_0^{-1} - 2 \ln 2] = \\ = (2 \ln 2 / \ln m) \ln[(m-1)^{0.5} P_0^{-1} / 4 \log m]. \quad (3.5)$$

Так как h^2 , в свою очередь, связано с полосой частот через основание кода, определяющее базу ансамбля сигналов, искомое соотношение может быть получено далее с использованием B или показателя γ , обратного базе.

Минимальная полоса, необходимая для передачи, например, m -частотных (т.е. с частотной манипуляцией) сигналов (ЧМ- m) определяется разномом частот между позициями, который принимается равным ширине полосы одиночного символа $1/T_b \log m$, и числом позиций m : $F_m = m/T_b \log m$.

Отметим, что такую же полосу F_m занимают и ансамбли ортогональных сигналов, сформированных в виде двоичных (ФМ) последовательностей длиной m символов. Для биортогональных сигналов полоса частот при том же основании кода в два раза меньше, а для симплексных — уменьшается пропорционально $m-1$.

Соответственно база ансамбля ЧМ узкополосных сигналов $B_m = 2T_b F_m = 2F_m/B_n = 2/\gamma = 2m/\log m$, тогда как база одиночного сигнала (m -символа) $B_1 = 2/\log m$, т.е. ≤ 1 . Для ортогональных двоичных последовательностей $B_m = B_1 = 2m/\log m$, для биортогональных — $B_m = m/\log m$, для симплексных — $B_m = (2m-1)/\log m$, для бисимплексных — $B_m = (m-1)/\log m$.

Полоса частот с увеличением базы B_1 за счет дополнительного расширения спектра (применения ШПС) изменяется пропорционально: $F = B/2T_b = B_1 m/2T_b \log m = B_1 F_m/2$, т.е. полная база сигнала $B = B_1 m/\log m$. С учетом разнесения позиций и несущих частот сигналов (из-за нестабильности, запаса на расфилтровку и т.д.) всегда полоса ретрансляции $\Delta f > B_1 m/2T_b \log m$.

Так как помехоустойчивость по отношению к флюктуационному шуму с равномерным спектром при оптимальном приеме определяется соотношением энергий сигнала и помехи, т.е. не зависит от формы и расширения спектра при неизменном ансамбле сигналов, далее при анализе h^2 фигурирует минимальная полоса m -ичного ансамбля F_m и соответствующая ей база B_m .

Заменяя в (3.5) $\log m$ на $2m/B_m = m\gamma$, получаем для ортогональных сигналов, в частности, ЧМ- m :

$$h^2(P_0, m, B, \gamma) = (B_m/m) \ln[B_m(m-1)^{0.5} P_0^{-1} / 8m] = \\ = (2/m\gamma) \ln[(m-1)^{0.5} P_0^{-1} / 4m\gamma]. \quad (3.6)$$

Подобные же соотношения могут быть получены и для других ансамблей m -сигналов, с поправкой на расстояние между сигналами и базу.

Как следует из приведенных выше рассуждений, в системе с фиксированным энергопотенциалом каждому значению m соответствует, в зависимости от типа сигнала и битовой скорости передачи информации, та или иная полоса частот F_m . Учитывая, что в общем случае $h^2 = P_c T_b / (N_0 + I_0) = W T_b$, а $T_b = B/2F_m$, получаем:

$$h^2 = W B_m / 2 F_m = W / \gamma F_m = W_m / F_m \log m = (F_m / W)^{-1} m / \log m - \\ \text{для ортогональных сигналов;} \\ h^2 = (F_m / W)^{-1} (m-1) / \log m - \text{для симплексных,} \\ h^2 = (F_m / W)^{-1} m / 2 \log m - \text{для биортогональных.}$$

Таким образом, выбору того или иного типа сигнала и каждого дискретного значения основания кода m при передаче информации по линии спутниковой связи будут соответствовать как определенные величины параметра h^2 , для той или иной вероятности ошибок, так и минимальная полоса частот $F_m \sim m/\log m$, которая зависит также от h^2 .

Учитывая, что $h^2 = W_2/B_n = W_2/T_b$, а $T_b = m(F_m \log m)^{-1}$, для ортогональных сигналов получаем:

$$(F_m/W_2)_m = m/(h^2 \log m) = m/2 \ln[(m-1)^{0.5} P_0^{-1} / 4 \log m] = \\ = m/2 \ln[B_m(m-1)^{0.5} P_0^{-1} / 8m] = m/2 \ln[(m-1)^{0.5} P_0^{-1} / 4m\gamma]. \quad (3.7)$$

Фактическая полоса частот ретрансляции, как уже отмечалось, может выбираться из самых разных соображений и сколь угодно превышать это значение. Но всегда для заданных энергопотенциала линии и полосы частот при выбранном основании кода должно выполняться условие $(F/W_2)_m < \Delta f/W$, в противном случае m необходимо уменьшать, т.е. снижать помехоустойчивость и пропускную способность ССС.

С использованием того же подхода, что и для рассмотренных m -ичных эквидистантных сигналов, могут быть получены аналогичные обратные зависимости h^2 от P_0 для помехоустойчивости двоичной

фазовой манипуляции (ФМ-2) при когерентном приеме, соответствующие потенциальной помехоустойчивости (по Котельникову), а также для четверичной ФМ (ФМ-4).

Примерно ту же помехоустойчивость, что и ФМ-2, обеспечивают такие разновидности модуляции как смещенная ФМ-4 (СФМ) и фазочастотная (ФЧМ), называемая часто модуляцией с минимальным частотным сдвигом (ММС). Положительной особенностью ФМ-4, СФМ, ММС является в два раза меньшая полоса частот по сравнению с ФМ-2.

Что касается помехоустойчивости относительных методов ФМ (ОФМ-2,4) при когерентном приеме (методом сравнения полярностей), то ее снижение по отношению к ФМ-2 составляет менее 1 дБ (ОФМ-2), а при двукратной ОФМ (ДОФМ, ОФМ-4) – порядка 3 дБ [3.1, 3.3].

На рис. 3.1, 3.2 и 3.3 приведены полученные с помощью (3.5), (3.7) зависимости h^2 и $(F/W_2)m$, соответственно, от основания кода для оптимальных методов когерентного приема m -ичных сигналов. Они позволяют оценить, с одной стороны, степень повышения помехоустойчивости, с другой – дополнительное расходование частотного ресурса, за счет возрастания m , по сравнению с более традиционными двоичными методами передачи.

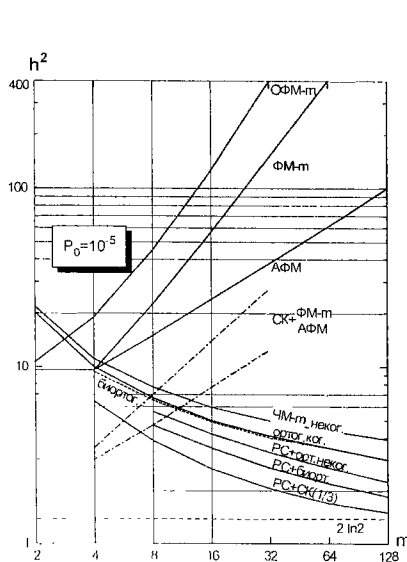


Рис. 3.1

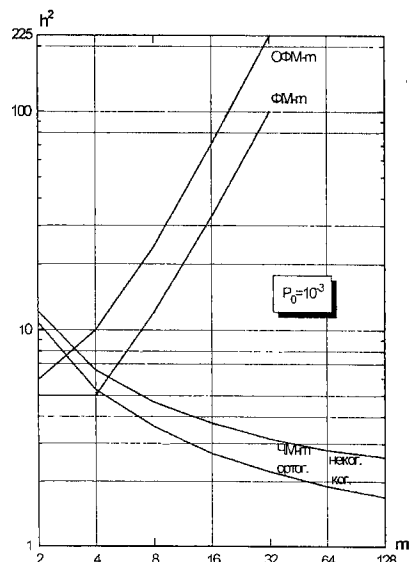


Рис. 3.2

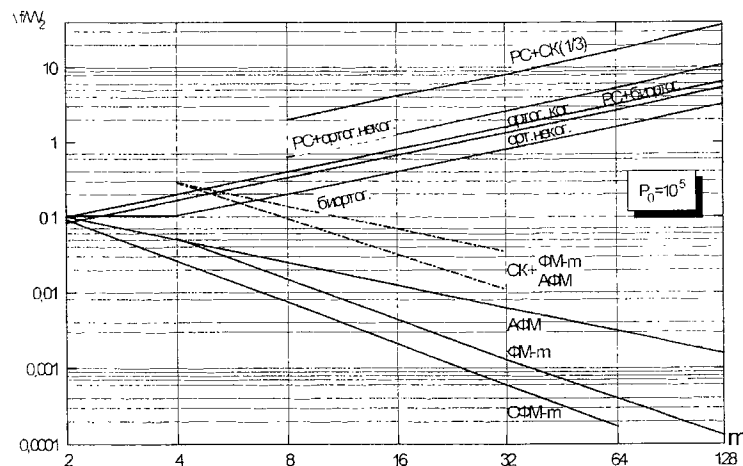


Рис. 3.3

В таких же координатах могут быть построены аналогичные зависимости для часто применяемых на практике некогерентных методов приема m -ичных сигналов и многопозиционных сигналов с ФМ, АМ и их комбинациями, включая частные случаи двоичных и четверичных ФМ, ОФМ (ДФМ, ДОФМ), наиболее распространенные в спутниковой связи.

Аналитические приближенные зависимости $h^2(P_0)$ для оптимального некогерентного приема выражаются более просто из-за отсутствия в них интеграла вероятности. В частности, при некогерентном приеме ортогональных ("в усиленном смысле") ЧМ- m сигналов [3.1], получается следующее выражение:

$$h^2 \cong (2 \ln 2 / \ln m) \ln[(m-1)P_0^{-1} / 2 \log m]. \quad (3.8)$$

Однако, при еще более простых на практике неоптимальных методах обработки расчеты помехоустойчивости, к сожалению, не упрощаются. Поэтому можно воспользоваться лишь приближенным анализом, содержащимся в [3.1, 3.2] и других источниках. Так, для узкополосного приема сигналов ЧМ по огибающей помехоустойчивость ухудшается примерно вдвое по сравнению с оптимальным некогерентным. При приеме по мгновенной частоте (на дискриминатор с фильтром) она немного (менее 1 дБ) уступает приему по огибающей, а способы с интегрированием после детектора или дискриминатора проигрывают оптимальному приему 1–2 дБ.

При двоичной ОФМ и некогерентном приеме (метод сравнения фаз) значение h^2 снижается на 3 дБ по сравнению с ЧМ-2, а для ОФМ-4 (ДОФМ) – практически совпадает с некогерентной ЧМ-2 [3.1].

Зависимости помехоустойчивости от m для некогерентных методов приема сигналов также приведены на рис. 3.1, а соответствующая им нормированная полоса частот рассчитывается по аналогии с (3.7) и изменяется как показано на рис. 3.3.

Отметим, что реальные зависимости $h^2(m)$ и $(F/W_2)_m$ будут не непрерывными, а ступенчатыми в силу того, что h^2 принимает дискретные значения, соответствующие только целым m , причем обычно $m = 2^{\log m}$.

Многопозиционная манипуляция неортогональными сигналами

Характер зависимости h^2 и F_m от m при таком способе модуляции изменяется на обратный по отношению к рассмотренным выше методам m -ичного кодирования. Причиной этого является уменьшение взаимного расстояния между сигналами с ростом m . Что касается занимаемой полосы частот, то при всех видах такой модуляции она уменьшается пропорционально $\log m$, поскольку параметры сигнала в пределах его длительности неизменны, а от символа к символу меняются по фазе, амплитуде или их комбинации без расширения спектра всего ансамбля.

Для неортогональных многопозиционных сигналов большинство интересующих нас обратных зависимостей помехоустойчивости от P_0 и числа позиций (основания кода) трудно выразить в явном виде. Поэтому они построены графически, путем пересчета и переноса соответствующих значений $P_0 = P_m / \log m$ и $h^2 = h_m^2 / \log m$ из графиков $P_{\text{ош}} = f(h^2)$, содержащихся в ряде источников [3.2, 3.7]. А нормированные зависимости занимаемой полосы частот сигналов получаются по аналогии с (3.7): $(F/W_2)_m = 1/(h^2 \log m)$.

Помехоустойчивость ФМ- m при любом способе приема резко уменьшается с возрастанием m , т.е. h^2 возрастает, несмотря на увеличение энергии символа сигнала пропорционально $\log m$. Кроме того, на практике, с ростом кратности манипуляции дополнительное повышение требуемого значения h^2 имеет место из-за фазовой нестабильности (ошибки фазирования) при приеме.

При ОФМ-2, как частном случае ОФМ- m , и некогерентном (автокорреляционном) приеме (методом сравнения фаз) имеет место выигрыш в помехоустойчивости по сравнению с ортогональными сигналами, т.е. значение h^2 снижается на эту величину. А в случае ОФМ-4 помехоустойчивость практически совпадает с некогерентной

ЧМ-2. Помехоустойчивость многопозиционной ОФМ при $m > 4$ падает быстрее, чем при ФМ- m . Амплитудная m -позиционная манипуляция (АМ- m) имеет самую низкую помехоустойчивость, которая убывает по экспоненциальному закону относительно $\log m$: $h^2 = \exp[(2 \ln 2) \log m]$.

Известный интерес среди многопозиционных сигналов представляет амплитудно-фазовая манипуляция (АФМ), которая при $m > 4$ энергетически более эффективна, чем ФМ, занимая ту же полосу частот. Несмотря на низкую помехоустойчивость АМ, ее комбинирование с ФМ позволяет наилучшим образом использовать сигнальное пространство и при равной средней энергии обеспечить наибольшие расстояния между сигналами ансамбля этого класса [3.8].

Зависимости помехоустойчивости и нормированной полосы частот от m для рассмотренных многопозиционных сигналов также приведены на рис. 3.1–3.3 совместно с ФМ-2, ОФМ-2 и ортогональными m -ичными сигналами, что позволяет сравнить их между собой, а также наглядно оценить энергетические и частотные показатели при двоичных методах передачи. В целом характер изменения h^2 в зависимости от m на рис. 3.1 для двух больших рассмотренных классов сигналов противоположен и помехоустойчивость одинакова лишь в случае биортогональных ансамблей при $m = 4$ из-за идентичности межсигнальных расстояний.

Рис. 3.3 иллюстрирует количественную зависимость минимально необходимой полосы частот, занимаемой сигналами и, следовательно, требуемой для системы, от основания кода и расстояния между сигналами внутри ансамбля, т.е. параметров модуляции. Здесь также налицо противоположный характер зависимости для m -ичного кодирования ортогональными сигналами и многопозиционной манипуляции ФМ, АМ сигналов. На рис. 3.1, 3.3 с целью удобства сравнения приводятся также кривые помехоустойчивости и нормированной полосы частот для избыточного кодирования, обсуждаемые ниже.

(Важно еще раз подчеркнуть, что здесь речь идет о модуляции и кодировании. Параметры разделения сигналов при многоканальной (многостанционной) передаче влияют на полосу линии связи только в сторону ее расширения и это влияние учитывается как в первом (энергетическом) уравнении М-системы, так и в последующем изложении).

Следующий рис. 3.4 иллюстрирует соотношение (соответствие) между помехоустойчивостью h^2 для рассмотренных сигнально-кодовых конструкций и минимальной полосой частот, требуемой

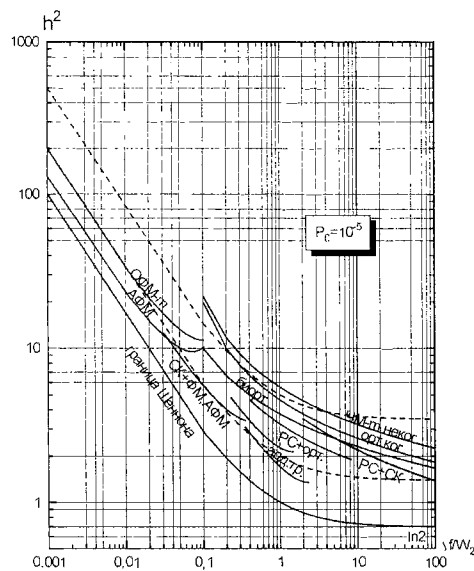


Рис. 3.4

для реализации того или иного значения m для каждого типа сигналов, при фиксированном ЭП. Такое выражение для h^2 в виде функции от (E_m/W_2) сводит противоположные зависимости от m на рис. 3.1 к единой монотонной функции, т.е. позволяет как бы "сшить" их по занимаемой полосе частот. При этом сшивающим звеном являются биортогональные сигналы, принадлежащие ансамблям того и другого класса.

Напомним, что здесь нормированная полоса выражает также соотношение между частотным ресурсом

и энергетическим потенциалом линии "вниз", что особенно важно при анализе путей повышения пропускной способности систем связи вообще и спутниковых, в особенности. Поэтому данный график позволяет свести расчет энергочастотной (рассмотренной в гл. 2) и производной от нее информационной эффективности ССС (т.е. нормированных к W_2 ЭЧП и ПС, соответственно) к единым координатам в виде зависимости от указанного соотношения, которое обычно или задается или выбирается в процессе проектирования.

При этом, как отмечалось, фактические величины полос частот отдельных каналов и промежутков между ними, определяющие в сумме полосу ретрансляции Δf , могут выбираться из самых разных соображений. Величины же значений на оси абсцисс соответствуют необходимым (граничным снизу) полосам ретрансляции, определяющим выбор того или иного основания кода и способа передачи информации.

Из анализа кривых видно, что при очень больших m и ортогональном ансамбле сигналов значение h^2 стремится к теоретическому пределу для канала с гауссовым шумом, который равен $2\ln 2$, в то время как полоса частот возрастает в 10 и более раз уже при $m > 256$.

3.3. Помехоустойчивость и полоса частот при избыточном кодировании

Помехоустойчивое кодирование характеризуется, как известно, добавлением к последовательности из k информационных символов дополнительных (проверочных, корректирующих) символов (разрядов) с целью обнаружения и исправления ошибок. При этом данная последовательность удлиняется до n разрядов и для того, чтобы скорость передачи информации оставалась неизменной, приходится уменьшать длительность каждого символа сигнала в n/k раз. Это приводит к расширению занимаемой полосы частот.

В алгебраической теории помехоустойчивого кодирования показывается, что, с учетом такого изменения длительности элемента сигнала и уменьшения, таким образом, его энергии (при фиксированных скорости передачи информации B_n и мощности сигнала P_c) энергетический выигрыш за счет кодирования (ЭВК) зависит от rk/n , где r — величина, связанная с кодовым расстоянием d и характеризующая кратность $(r-1)$ исправляемых ошибок.

Для объективного сравнения помехоустойчивости при избыточном кодировании, независимо от основания, скорости кода и количества разрядов в кодовой комбинации, вводятся понятия эквивалентной вероятности ошибки P_0 и отношения энергии сигнала к спектральной плотности помехи (в рассматриваемом случае аддитивного гауссова шума) h^2 , приведенные к двоичному символу сообщения при отсутствии кодирования, как это сделано выше для m -ичного кодирования без избыточности.

В [3.1] показано, что при вероятности ошибочного приема символа (элемента) кодовой комбинации p , удовлетворяющей условию $pn \ll 1$, для систематических кодов эквивалентная вероятность ошибок может быть выражена:

$$P_0 \approx (1/k)C_n^r p^r. \quad (3.9)$$

Отсюда же в частном случае m -ичного кодирования ($r-1=0$) получаем $P_0 = p/\log m$.

Что касается показателя h^2 , то он уменьшается в n/k раз по сравнению с безизбыточной передачей и при $pn \ll 1$ и $h^2 \gg 1$ для элементарного приема сигналов условием целесообразности применения корректирующего кода является неравенство $r > n/k$.

Учитывая приведенные соображения, рассмотрим помехоустойчивость при двоичном избыточном кодировании по используемой выше методике получения обратных функций $h^2(P_0)$.

По аналогии с принятыми выше приближениями для ортогональных сигналов (ЧМ- m), может быть выражена вероятность ошибки и для случаев двоичных ФМ, ОФМ, наиболее широко применяемых при помехоустойчивом кодировании.

В частности, для оптимального когерентного приема ФМ-2, используя разложение функции ошибок $\Phi(x)$ в степенной ряд, при больших h^2 можно записать:

$$P_{\text{ош}} = 0,5[1 - \Phi(h^2)] \approx [\exp(-h^2)]/(2h\sqrt{\pi}).$$

Откуда, логарифмируя, получаем: $h^2 \approx \ln(P_{\text{ош}})^{-1} = -\ln P_{\text{ош}}$.

Обозначая для кода длиной n вероятность ошибки при приеме двоичного символа $P_{\text{ош}} = p$, $h_n^2 = h^2 k/n$ и совершая, в соответствии с [3.1, 3.7], преобразования в (3.9), получаем при ФМ-2:

$$h^2 = (k/nr) \ln(C_n^r P_o^{-1}/k). \quad (3.10)$$

Можно показать, что значение h^2 при избыточном кодировании и ОФМ-2 отличается от (3.10) менее чем на 1 дБ, а при ОФМ-4 разница составляет около 3 дБ.

Подобным же образом рассчитывается помехоустойчивость при распространенном на практике оптимальном некогерентном приеме двоичных ортогональных (в усиленном смысле) сигналов, в частности, ЧМ-2. Воспользовавшись известной формулой для ЧМ-2 [3.1] $P_{\text{ош}} = 0,5 \exp(-h^2/2)$, логарифмируя и выражая затем $P_{\text{ош}} = p$ из (3.9) через P_o , получаем:

$$h^2 = -2 \ln(2P_{\text{ош}}) = (2k/nr) \ln[C_n^r P_o^{-1}/(2^r k)], \quad (3.11)$$

что практически превышает вдвое h^2 при ФМ-2 и совпадает с ФМ-4.

Рассмотрим зависимости h^2 при $P_o = 10^{-5}$ от скорости кода $R = k/n$, прямо отражающей изменение полосы частот сигнала по сравнению с информационной, для наиболее известных систематических кодов и методов кодирования-декодирования.

Блочные коды

Среди наиболее распространенных блочковых кодов (БК) можно выделить коды Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ), представляющие собой обобщенные коды Хемминга, относящиеся к классу групповых циклических, позволяющих исправлять кратные ошибки, а также некоторые другие виды, рассматриваемые ниже, например, мажоритарно-декодируемые, коды Голея, симплексные, ортогональные, биортогональные.

Зависимости $h^2(R)$ для указанных кодов, построенные с помощью (3.10), (3.11), а также с использованием соответствующих кривых для

$l'_0 = f(h^2)$ и для эффективности кода, выражаемых часто в виде функции ЭВК от длины и скорости БК и содержащихся во многих источниках, приведены на рис. 3.5.

Поскольку в большинстве практических применений используется не весь диапазон скоростей кода, эти зависимости ограничены значениями $1/3 \leq R \leq 7/8$. При этом явно выражено влияние на ЭВК и, следовательно, на h^2 длины кода n . В частности, сплошные кривые на рис. 3.5 обобщенно соответствуют семейству коротких кодов БЧХ, наиболее эффективно из коротких коду Голея, а также мажоритарно декодируемым. Нижняя из этих четырех кривых относится к кодам длиной порядка 1000.

Применение блочных кодов умеренной длины ($n < 500 - 1000$) в канале с жестким поэлементным принятием решения позволяет при когерентной ФМ-2 и $P_o = 10^{-5}$ значения h^2 порядка 3,5–6,5 раз, что соответствует ЭВК до 4 дБ и более.

При некогерентном приеме двоичных ортогональных сигналов, $n > 500$ и $R \approx 3/4$ выигрыш за счет БК может достигать 3 дБ, а для коротких кодов h^2 мало отличается от случая безизбыточного кодирования.

Особо следует остановиться на граничных оценках помехоустойчивости при блоковом кодировании. На рис. 3.5 нанесены зависимости, характеризующие т.н. *границы случайного кодирования* (двойной штрих-пунктир) для достижения выигрыша, т.е. минимально возможного, при данном $R = k/n$, значения h^2 , для которого средняя (по ансамблю всех БК) вероятность ошибочной кодовой последовательности может быть сделана сколь угодно малой, если использовать достаточно длинные коды [3.7].

Эти кривые приближенно описывают применяемые на практике методы декодирования с *квантованными решениями* на выходе демодулятора – для двух (простейший случай жесткого решения при поэлементном приеме) и восьми уровней квантования Q .

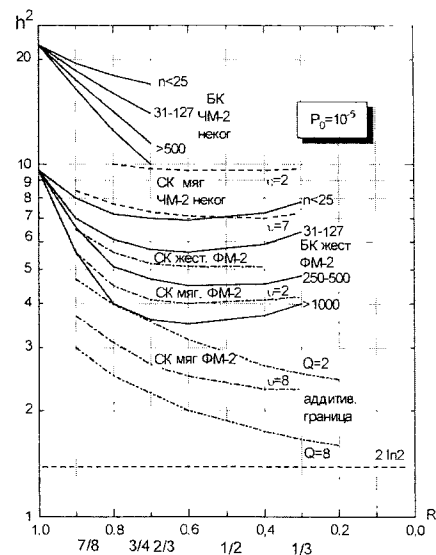


Рис. 3.5

Разности между необходимыми значениями h^2 для $Q=2, 8$ и когерентной ФМ-2 без кодирования, характеризующие границы достижимого ЭВК, тем ближе к реальным системам при $P_0=10^{-5}$, чем больше длина того или иного кода.

При этом граница для двухуровневых решений при $R \geq 0,5$ близка к применению двоичных кодов БЧХ при $n > 500$, а затем, с уменьшением скорости, т.е. возрастанием полосы частот, приближается к $h^2=3,4$ дБ. В то же время, применение 8-уровневого квантованного решения, близкого к мягкому алгоритму, существенно повышает ЭВК (до 6–8 дБ). Эта кривая практически совпадает с весьма важным в теории кодирования параметром экспоненциальной границы скорости $R_0 = 1 - \log[1 + \exp(-Rh^2)]$. Который показывает, в частности, что теоретически достижимое значение h^2 , когда скорость кода стремится к нулю, устремляется к $2\ln 2$ (около 1,4 дБ), а ЭВК относительно когерентной ФМ-2 – к ≈ 8 дБ [3.1, 3.7].

Платой за увеличение ЭВК является расширение полосы. Значения нормированной полосы сигнала для граничных случаев при БК, коротких (БЧХ) и длинных кодах приведены на рис. 3.6 вместе с другими видами. Расширение нормированной полосы, обратно пропорциональное скорости кодов, для большинства практических применений не столь велико, как при m -ичном кодировании.

Что касается зависимостей h^2 от нормированной полосы, то они приведены на общем рис. 3.4, относятся к аддитивным граничным оценкам для избыточных кодов и в значительной степени повторяют ход кривых $h^2(R)$ при двух- и восьмиуровневом квантовании. Сравнивая их со случаем m -ичных сигналов, необходимо отметить большую близость к пределу Шеннона, при меньших затратах частотного ресурса. Хорошее приближение к этим оценкам дают также каскадные коды, рассматриваемые ниже.

Среди двоичных блоковых кодов следует выделить **ортогональные** ($2^K, K$), **биортогональные** ($2^{K-1}, K$), или коды **Рида-Мюллера** (РМ), и **трансортогональные**, или симплексные, ($2^K - 1, K$). Они образуются путем кодирования K -битовых комбинаций двоичных символов сообщения блоками длиной $N = 2^K, 2^{K-1}$ и $2^K - 1$, соответственно.

Такие коды могут быть реализованы либо при поэлементном приеме (когерентном или некогерентном) двоичного сигнала и последующим декодированием в "целом", либо посредством m -ичной ($m = 2^K$) манипуляции, рассмотренной выше. Во всех вариантах из-за введения информационной избыточности полоса частот, занимаемая сигналами, дополнительно возрастает, как это видно из графиков на рис. 3.6 (сплошные кривые).

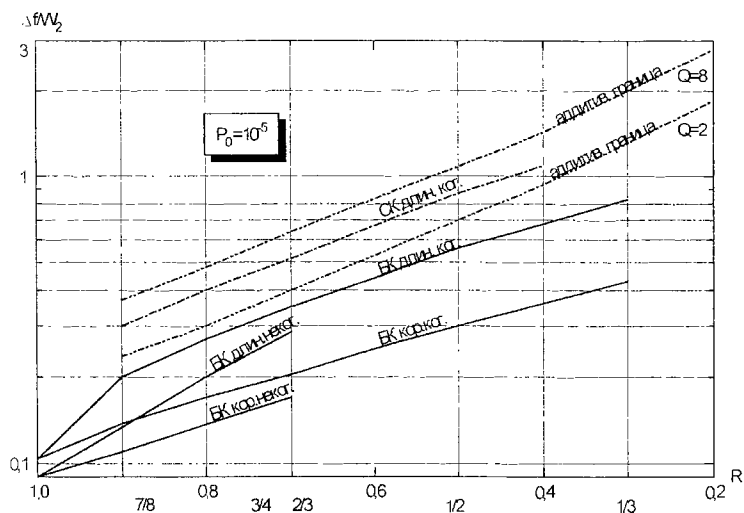


Рис. 3.6

К блоковым относятся и коды **Рида-Соломона** (РС), являющиеся подклассом недвоичных кодов БЧХ и использующие K -битовые m -ичные символы ($m = 2^K$). Длина блока (число m -ичных символов) равна $n = m - 1$, причем k из них являются информационными, а соотношение между k и n (скорость кода) определяется исправляющей способностью ($r - 1$): $k = n - 2(r - 1)$. Коды РС широко распространены, особенно в спутниковой связи, и являются кодами с максимальным расстоянием $d = 2r - 1$.

Ортогональные и биортогональные сигналы, соответствующие K -битовым символам, могут передаваться с помощью m -ичной манипуляции при оптимальном приеме "в целом", как это рассмотрено выше. В таком случае ЭВК будет складываться из выигрыша за счет модуляции (рис. 3.1) и за счет информационной избыточности (последний может достигать 2–3 дБ), а полоса частот дополнительно расширяется пропорционально n/k .

Зависимость F_m/W_2 для кода РС, с учетом введения избыточности n/k , будет проходить выше и круче остальных БК (рис. 3.6) в области малых $R(0,2)$. Коды РС часто применяются в схемах двухуровневого или каскадного кодирования, о чем пойдет речь ниже.

Сверточное кодирование

В отличие от БК, где комбинации символов кодируются независимо друг от друга, при использовании сверточного кодирования

(СК) добавочные символы зависят от того или иного ряда предыдущих информационных символов, т.е. от длины *кодového ограничения* ν .

Другой особенностью СК является отказ от применения алгебраических методов расчета и исправления ошибок. Алгоритмы декодирования сверточных кодов кардинально отличаются от блочковых. Наиболее известными из них являются *алгоритм Витерби, последовательное и пороговое декодирование*.

Вместе с тем для СК, так же как и для БК, может быть определена аддитивная граница средней вероятности ошибочного символа при $P_0 < 10^{-3}$ и соответствующих больших h^2 . (Что относится прежде всего к кодам с ограниченным распространением ошибок в предшествующих символах).

Это позволило, в частности, получить в [3.7] графические зависимости $P_0(h^2)$ при декодировании по Витерби для **когерентной ФМ-2 и некогерентного** приема ортогональных сигналов. Последние могут быть также распространены на ОФМ. Воспользовавшись ими, покажем на этом примере, как изменяется h^2 от скорости кода и длины кодového ограничения, чтобы затем получить искомые зависимости для нормированной полосы частот ретрансляции при СК.

Из рис. 3.5 следует, что для СК и жестких (двухуровневых) решений при когерентной ФМ-2 (штрих-пунктир) значения h^2 находятся в пределах 5–6, т.е. ЭВК не превышает 3 дБ при $P_0 = 10^{-5}$. Переход к мягким или квантованным на 4–8 уровней решениям с декодированием по Витерби позволяет выиграть еще порядка 2–3 дБ и получить $h^2 = 2,5\text{--}4$ (4–6 дБ), в зависимости от длины кодového ограничения ($\nu = 2\text{--}8$). При последовательном декодировании результаты могут быть улучшены еще на 0,4–0,5 дБ. При некогерентном приеме двоичных сигналов (ЧМ-2) выигрыш от СК падает на 2 дБ (пунктирные кривые).

Эти графики дают возможность построить зависимости для минимально необходимой полосы частот при СК, отнесенной к энергопотенциалу (рис. 3.6, штрих-пунктир).

Каскадное кодирование

Каскадные коды применяются с целью еще большего повышения корректирующей способности и характеризуются удлинением блоков за счет наличия нескольких (обычно двух) уровней кодирования. В результате при двух уровнях появляются **внешний и внутренний** коды, причем комбинацию канала и внутренних кодера-декодера называют иногда *суперканалом*, а комбинации того и другого кодеров и декодеров соответственно *суперкодером* и *супердекодером*.

Если внешний код имеет блоки из n символов, причем k из них информационные, а внутренний код имеет длину N при $N - K$ проверочных символах, то эквивалентная длина каскадного кода $N^* = nN$, причем $K^* = kK$ символов кодového слова – информационные, а скорость каскадного кода $R^* = R_1 R_2 = kK/(nN)$, где $R_1 = k/n$ и $R_2 = K/N$.

Последнее обстоятельство приводит к возрастанию занимаемой полосы частот при каскадном кодировании. Соответственно, увеличивается и ЭВК, т.е. снижаются требуемые значения $h^2(P_0)$.

Наиболее распространены несколько вариантов каскадного кодирования с теми или иными методами декодирования. Причем для большинства из них в качестве внешнего используется код Рида-Соломона с $R_1 \approx 1/2$ и $\approx 3/4$.

Так, при **комбинации кода РС** ($R_1 \approx 3/4$) и **биортогональных или ортогональных кодов** (в качестве внутренних с $K = 5, 6, 7$) при когерентном (ФМ-2) или некогерентном (ЧМ-2) приеме, соответственно, степень улучшения помехоустойчивости видна из рис. 3.1. При этом нормированная полоса возрастает обратно пропорционально снижению h^2 и общей скорости кодирования (рис. 3.3).

В [3.7] описаны еще два способа каскадного кодирования. В одном из них в качестве внутреннего используются двоичные **короткие блочковые** с $d = 4$ ((12,8), (11,7) и т.п.) и скоростью несколько выше $1/2$. Это позволяет получить результирующие скорости в интервале $1/3 \leq R \leq 3/4$, т.е. сильно не расширять полосу частот. Там же отмечается, что в качестве внутренних кодов, при близких результатах, могут использоваться простой $(K+1, K)$ код с одной проверкой на четность, имеющий $d = 2$, либо несколько символов самого внешнего кода РС с перемежением битов информации между символами.

Второй способ состоит в применении **совместно с кодом РС энергетически эффективного сверточного кода**, в качестве внутреннего, с малой длиной кодového ограничения и декодированием по Витерби (с мягкими решениями) или последовательным. Из рассмотренных он оказывается самым энергетически эффективным для гауссова канала. Однако, судя по приведенным данным, скорости такого каскадного кода весьма малы и находятся в пределах $0,02 < R^* < 0,1$, что означает существенное расширение полосы.

Зависимости h^2 и аппроксимированные зависимости F_m/W_2 от $m = 2^K$, $m = 2^{K-1}$ для каскадного кодирования первого типа и комбинации кодов РС+СК при $R_{СК} = 1/3$ приведены на рис. 3.1 и 3.3. Видно, что за счет дополнительной избыточности способы каскадного кодирования имеют наибольшую помехоустойчивость.

и, соответственно, требуют большей полосы частот. При этом из них более выгодной по занимаемой полосе является комбинация кода РС и биортогонального двоичного, которая сравнима с ортогональными сигналами без избыточного кодирования.

Из сравнения рис. 3.1 и 3.5 видно также, что помехоустойчивость при каскадном кодировании близка к граничным аддитивным оценкам, а нормированные полосы частот (рис. 3.3) в несколько раз превосходят таковые для двоичных кодов.

Избыточное кодирование при многопозиционной манипуляции

Такой метод передачи, получающий все большее развитие, во многом подобен каскадному кодированию, но требует меньшей полосы частот. При нем двоичное сообщение подвергается вначале эффективному кодированию, на практике чаще сверточному, а затем комбинациям из $n = k/R$ символов ставятся в соответствие сигналы m -позиционного ансамбля с ФМ, АФМ, ММС и пр. Наиболее удобным для реализации считается выбор скорости СК равной $R = (n - 1)/n$ и декодирования по Витерби [3.8].

Сочетание избыточного и манипуляционного кодов позволяет повысить помехоустойчивость, не расширяя полосу в такой степени, как это имеет место при кодировании ортогональными или симплексными сигналами. В частности, использование СК с кодовым ограничением 4–8, а также специальных методов согласования кодека и модема (коды Грея, вложенные и др.), позволяет достигнуть результирующего ЭВК (по сравнению с некодированными ФМ-2, ФМ-4) до 5–5,5 дБ, 3–3,5 дБ и ≈ 1 дБ при скорости СК $R = 1/2, 2/3, 3/4$ и $m = 4, 8, 16$, соответственно.

Как видно из графиков, приведенных на рис. 3.1, 3.3, эти методы кодирования по помехоустойчивости приближаются к каскадным кодам и ортогональным сигналам, а по занимаемой полосе частот при $m = 4, 8$ – также близки к m -ичному ортогональному кодированию.

На чертежах приведена кривая приблизительных значений h^2 и E_m/W_2 для разных типов, алгоритмов сочетания сверточного и многопозиционного кодирования (СК + ФМ- m , АФМ), подробно описанных в [3.8] и заключающихся в согласовании кодека и модема: нахождении оптимальных кодов для каждого m при декодировании по Витерби с мягкими решениями, обобщенном каскадном кодировании при внешнем СК и пороговом декодировании, разбиении ансамбля ФМ- m сигналов на подмножества или т.н. вложенные ансамбли и пр.

Эти способы весьма важны для ССС и их применение может ограничиваться лишь сложностью декодеров. Рассмотренные значения $m = 16$ по-видимому наиболее предпочтительны, т.к. дальнейшее их увеличение приводит к более быстрому снижению помехоустойчивости, нежели уменьшению полосы частот.

Из зависимостей h^2 от нормированной полосы при каскадном кодировании на рис. 3.4 приведены кривые для m -ичных сигналов вида РС + биортогональный код и РС + СК, а для многопозиционных сигналов – СК + ФМ, АФМ.

3.4. Шенноновская форма уравнения для помехоустойчивости и скорости передачи

Графические зависимости на рис. 3.4 характеризуют обобщенную картину соответствия между уровнем помехоустойчивости и двумя важнейшими ресурсными показателями системы связи – полосой частот и энергопотенциалом. В частности, из них видно, что тому или иному сочетанию модуляции и кодирования соответствует определенная область значений соотношения этих показателей E_m/W_2 .

По графикам наглядно прослеживается количественная и качественная зависимость выбора ансамбля сигналов от этого соотношения, либо, наоборот – нахождения требуемых для системы полосы и энергопотенциала при заданных типах сигналов.

Возвращаясь к вопросу о пропускной способности линии связи ССС для того или иного вида модуляции и кодирования, воспользуемся энергетическим уравнением, т.е. одним из выражений для нормированного ЭЧП (W/W_2), например, (2.5), и соответствующим показателем помехоустойчивости $h^2 = f(P_0, m, E_m/W_2)$ из рис. 3.4 или приведенных формул. Первое, как показано выше, зависит от отношения полосы частот ретрансляции, а второе – полосы сигналов к энергопотенциалу ЛС, а также от ряда технологических и интеллектуальных ресурсов.

Таким образом, аналитическое выражение зависимости $E_m = f(W_2, MW_1, \Delta f) = (W/W_2)/h^2$ позволит, путем вариации целого ряда параметров, описывающих систему, максимизировать реально возможную пропускную способность, выбрать в соответствии с назначением ССС нужные скорости передачи информации и число каналов ЗС, оптимизировать соотношение энергетических и частотных ресурсов показателей при той или иной помеховой обстановке, произвести другие необходимые расчеты.

Однако, при пользовании приведенными в предыдущих разделах формулами и графиками, в частности, для расчета h^2 и нормированных значений ПС в соответствии с (3.3), возникают определенные неудобства, ибо для каждого вида модуляции и кодирования приходится использовать разные аналитические выражения, отрезки кривых и области значений F_m/W_2 на рис. 3.4. Такое "кусочное отображение" не позволяет, к сожалению, описать математически, в замкнутой, общей форме, цельную картину зависимости реальной пропускной способности от ресурсных параметров.

Шенноновская форма записи

В качестве следующего шага к упрощению, а также стройности, наглядности анализа и расчетов, напрашивается получение некоего единого, обобщенного математического выражения для $h^2 = f(F_m/W_2)$, эквивалентного в известном смысле формуле Шеннона. С этой целью можно прибегнуть к аппроксимации всего семейства кривых на рис. 3.4, с определенной погрешностью, которая была бы приемлема для практических оценок и не превышала, например, (10–15)%, что составляет менее 1 дБ. Но прежде остановимся на одной из интерпретаций шенноновской формулы.

Последняя может быть записана в следующем виде:

$$C/W_0 = (\Delta f/W_0) \log[1 + (\Delta f/W_0)^{-1}], \text{ где } W_0 = P_C/N_0 = h^2 B_{\Sigma}.$$

Учитывая, что, согласно Шеннону, в пределе существует ансамбль сигналов, при котором максимальная скорость безошибочной передачи информации в линии связи $B_{\text{Имакс}}$ может быть сделана сколь угодно близкой к ПС, а также учитывая (3.1), можем записать для такого ансамбля:

$$h^2 = W_0/C = \{(\Delta f/W_0) \log[1 + (\Delta f/W_0)^{-1}]\}^{-1}. \quad (3.12)$$

Эта зависимость, соответствующая идеальной системе связи, но адекватная по физическому смыслу рассмотренным выше соотношениям и кривым для конкретных видов модуляции и кодирования при конечной вероятности ошибок, также приведена на рис. 3.4 при $W_0 = W_2$, $\Delta f = F_m$. Налицо близкая закономерность хода тех и других, что вполне понятно, т.к. кривая $h^2 = f(\Delta f/W_2)$, обратная пропускной способности по Шеннону, соответствует предельным значениям, к которым стремится помехоустойчивость и достоверность реальных методов передачи сообщений за счет совершенствования способов кодирования [3.1, 3.6].

В результате более детального анализа этого фактора, приходим к важному для дальнейшего рассмотрения выводу: **кривые реальной**

помехоустойчивости, приведенные на рис. 3.4, с определенной степенью точности **аппроксимируются** достаточно простыми **математическими выражениями, аналогичными шенноновскому**, только с некоторым поправочным множителем δ перед (3.12). Однако, необходимо еще раз подчеркнуть, что это соответствие в известной степени формальное, т.к. здесь речь идет о конечном значении P_0 (в частности, 10^{-5}), тогда как у Шеннона подразумевается безошибочная передача.

Таким образом, переходя к натуральным логарифмам, для семейства кривых помехоустойчивости реальных ансамблей сигналов в зависимости от полосы частот, отнесенной к энергопотенциалу линии связи, можно записать:

$$h^2 = \delta \ln 2 \{ (F_m/W_2) \ln[1 + (F_m/W_2)^{-1}] \}^{-1}, \quad (3.12a)$$

где δ для того или иного сочетания рассмотренных видов модуляции и кодирования (СКК) может принимать значения от 1,5–2 до 5–6.

На рис. 3.4 область значений h^2 при $\delta = 1,5$ –6 ограничена штриховыми линиями. При этом аппроксимация формулой Шеннона с поправочным множителем оказывается более удачной для $F_m/W_2 < 1$. В то же время анализ (3.12) показывает, что при $(F_m/W_2) \rightarrow \infty$ $h^2 \rightarrow \delta \ln 2$. В классической формуле Шеннона ($\delta = 1$) при этом условии получается известное предельное значение ПС: $C' = W_0/\ln 2 = 1,44W_0$. А значения множителя $\delta \approx 1,5$; 2 и 3, близкие в нашей интерпретации двоичному кодированию с противоположными сигналами, m -ичным ортогональным сигналам и двоичному кодированию с ортогональными сигналами, соответственно, приводят к оценкам, в той или иной степени приближающимся к предельным, полученным, например, в [3.1, 3.2, 3.6].

Величины, обратные (3.12) и другим функциям на рис. 3.4, соответствуют нормированной пропускной способности C/W_0 или скорости передачи информации B_{Σ}/W_2 для линии связи без ретрансляции и взаимных помех, т.е. для ССС, в которой энергочастотный потенциал определяется только участком "вниз" ($W/W_2 = 1$). Зависимости, полученные посредством такого обратного преобразования, приведены на рис. 3.7.

3.5. Пропускная способность и особенности линии связи с прямой ретрансляцией

Наличие в многостанционной линии спутниковой связи общего нелинейного ретранслятора с собственными шумами и межканальных помех приводит при прямой ретрансляции к принципиальному

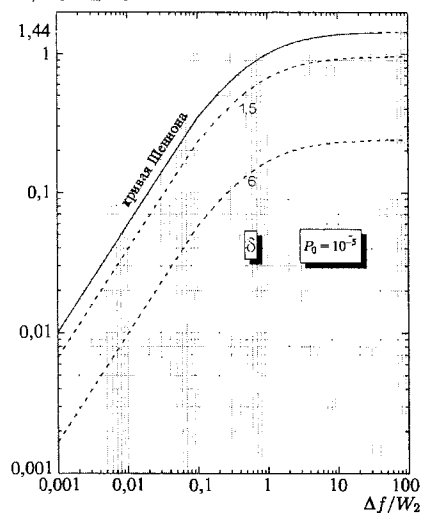


Рис. 3.7

довых показателей, основанный на соотношениях между ЭЧП и h^2 , которые, как показано выше, являются функциями целого комплекса ресурсных параметров М-системы.

Таким образом, нормированная к энергетическому потенциалу суммарная скорость передачи информации в многостанционной линии с прямой ретрансляцией применительно к принятой модели описывается аналитически путем деления основной формы энергетического уравнения (2.5) на показатель помехоустойчивости, выражаемый через соотношение энергетического и частотного потенциалов ЛС. При этом ЭП линии связи в (3.12а) должен быть заменен на ЭЧП и тогда можно записать

$$h^2 = \delta \ln 2 \{ (F_m/W_2)(W/W_2)^{-1} \ln [1 + (W_2/F_m)(W/W_2)] \}^{-1}. \quad (3.13)$$

Необходимо учитывать, что нормированный ЭЧП (W/W_2) в (2.5), (2.6) определяется фактической полосой частот ретрансляции Δf , которая превышает полосу сигнала в (3.13) по причине различного рода реализационных запасов, а также в случаях дополнительного и весьма существенного расширения спектра при применении ШПС того или иного типа. Ее связь с полосой ансамбля сигналов может быть выражена следующим образом: $\Delta f = \chi B_1 F_m/2$, где χ — коэффициент запаса, обычно на практике не превышающий 2, B_1 — коэффициент расширения спектра (база) сигнала, который может составлять десятки, сотни единиц и более.

отличию ее пропускной способности от шенноновской. Это объясняется влиянием указанных факторов на величину отношения сигнал/помеха $P_c/(N_0 + I_0)$ на входе приемника ЗС и ее изменением в зависимости от полосы частот ретрансляции.

В общем случае в ССС при прямой ретрансляции $W < W_2$, т.е. $B_n/W_2 = (W/W_2)/h^2 < 1/h^2$, причем степень снижения ЭЧП из-за влияния собственных шумов СР и взаимных межканальных помех может быть весьма существенной. Поэтому главный интерес представляет анализ зависимостей B_n от энергетических, частотных и сигнально-ко-

При этих условиях помехоустойчивость, т.е. h^2 , при помехе типа "белый шум" и оптимальном приеме не зависит от полосы частот линии связи, но на практике последняя оказывает влияние за счет неоптимальности демодуляции, обработки, синхронизации и пр., что также может учитываться коэффициентом χ .

Исходя из приведенных соображений, для получения зависимости ИС от частотного потенциала ЛС и одновременно полосы, базы сигналов необходимо заменить в (3.13) F_m на $2\Delta f/\chi B_1$, после чего с учетом (2.5), (2.6) получаем:

$$B_n/W_2 = (W/W_2)/h^2 = (\delta \ln 2)^{-1} (\Delta f/W_2) (\chi B_1/2)^{-1} \times \\ \times \ln \{ 1 + (\Delta f/W_2)^{-1} (\chi B_1/2) x_c [1 + \Delta f/MW_1 + x_{ш} W_2/MW_1 + \\ + x_{л} W_2/\Delta f + x_n (1 + \Delta f/MW_1) W_2/\Delta f]^{-1} \}. \quad (3.14)$$

В силу своей важности для систем спутниковой связи это соотношение и адекватные выражения для пропускной способности, не использующие другие формы энергетического уравнения, могут быть названы **вторым — информационно-сигнальным уравнением ССС**.

С точки зрения оценки потенциальной ПС многостанционной линии связи с общим нелинейным ретранслятором, при конечной достоверности приема, и сравнения с классическим шенноновским каналом представляет интерес вначале получить верхний предел зависимости (3.14) от соотношения полосы и ЭП линии, соответствующий отсутствию межканальных помех ($x_{л} = x_{ш} = 0$), $\Delta f = F_m$, $\delta = 1$, а затем рассмотреть остальные случаи и соотношения полос ЛС и сигналов.

Указанные зависимости приведены на рис. 3.8,а в тех же координатах по оси абсцисс $\Delta f/W_2$, что и для ЭЧП (рис. 2.4 и др.), а параметрами здесь являются граничные значения δ (1; 1.5; 6) и соотношения ЭП участков линии связи W_1/W_2 . Как видим, упомянутый верхний предел, аналогичный шенноновскому для канала без ретрансляции, проходит ниже, примерно на 2 дБ, и также характеризует ПС спутниковой линии в идеальном случае безошибочной передачи.

Остальные кривые на рис. 3.8,а относятся к **ортогональным методам разделения сигналов ЗС**, когда межканальные помехи, как линейные, так и нелинейные, не оказывают влияния и СР работает в режиме насыщения. Как указано в главе 2, применение таких методов возможно при **синхронных** способах многостанционного доступа, прежде всего **МДВР**, а также синхронных **МДЧР**, **МДКР** и их комбинаций.

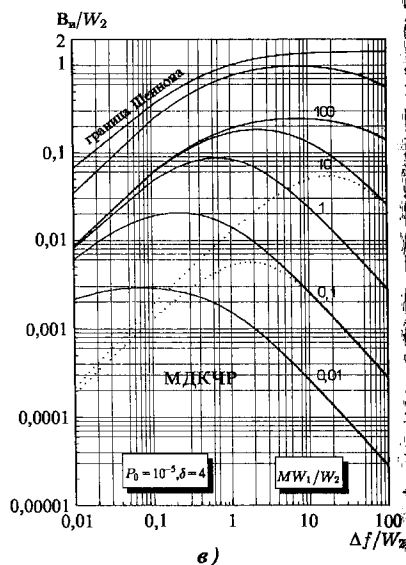
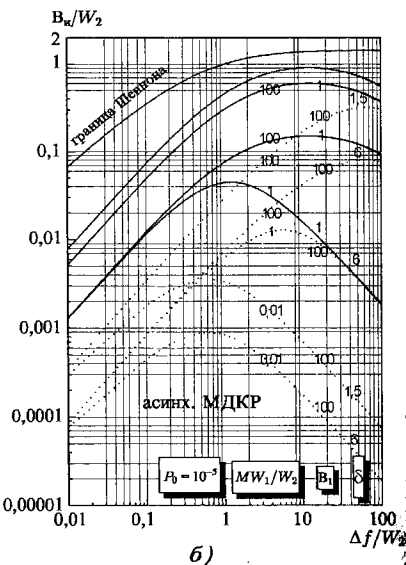
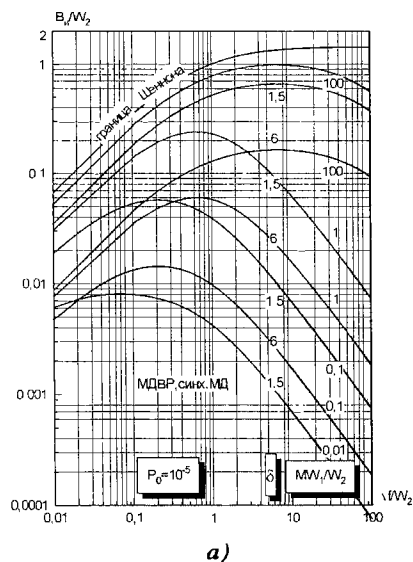


Рис. 3.8

Как следует из (3.14) и графиков, отличительными особенностями линии спутниковой связи по сравнению с прямым шенноновским каналом являются: уменьшение верхнего предела пропускной способности, наличие максимума ПС при некоторых соотношениях энергопотенциала и полосы частот, а также стремление B_n к нулю при $\Delta f \rightarrow \infty$. Как показано ниже, это имеет место при любых способах разделения и вызвано двумя противоположно действующими факторами: отбором собственными шумами доли полезной мощности СР (которая растет с расширением полосы, при этом ЭЧП уменьшается) и одновременно снижением требуемого для обеспечения заданной достоверности значения h^2 с ростом полосы сигнала (т.е. повышением помехоустойчивости СКК).

Данный вывод очень важен для СССР, т.к. позволяет наилучшим образом согласовать между собой выбор двух основных ресурсных показателей, что может сказываться и на оптимизации структуры системы. Подтверждением этому служит такой пример: при заданном ПЛ линии связи (W_2) ствола СР выбор оптимальной полосы ретрансляции позволяет получить ту же ПС в этом одном стволе, что и при использовании нескольких стволов с теми же ЭП, но пропорционально меньшими полосами частот. Этот вопрос будет рассмотрен подробнее в главе, посвященной многоствольным СССР.

Далее, переходя к пропускной способности при взаимных (межканальных) помехах в многостанционной ЛС, обратимся к (2.6) и (2.13). Для асинхронных методов МДЧР, МДКР и их комбинаций наряду с шумами и линейными помехами должны приниматься во внимание еще снижение полезной мощности на выходе СР из-за появления комбинационных продуктов, так и интенсивность нелинейных помех на входе приемника ЗС. Указанные факторы учитываются совокупностью коэффициентов $\{x\}$.

Достаточно простая форма и процедура оценки ПС через ЭЧП имеют место при применении сигналов с большой базой B , независимо от метода их разделения. В этом случае свойства ШПС (ослаблению (распределению спектральной плотности в более широкой полосе частот) помех с ограниченной мощностью, коими являются комбинационные помехи, позволяют не считаться с последними, что означает возможность и целесообразность работы ЭЧП в режиме насыщения.

Таким образом, принимая в (3.14) $x_n = 0$, по аналогии с рис. 3.8, а, получаем зависимости, соответствующие применению МДКР-ШПС и его комбинаций с другими методами, показанные на рис. 3.8б. Они характерны тем, что имеют несколько более резкий максимум, по сравнению с МДВР, за счет оптимизации $\Delta f/W_2$, т.е. наличия при МДКР максимума ЭЧП, вызванного перераспределением межканальных помех и шумов СР с изменением полосы (рис. 2.4, 2.9).

Как отмечалось, выбор необходимого значения полосы ШПС, а следовательно и СР, может происходить за счет большой базы либо одиночного сигнала, либо всего ансамбля сигналов (СКК). Второй вариант в общем более эффективен, т.к. позволяет одновременно решать задачу повышения помехоустойчивости по отношению к флюктуационному шуму (с фиксированной спектральной плотностью) приемного устройства ЗС. При этом полоса частот, занимаемая сигналами ансамбля, в решающей степени определяет близкую к оптимальной полосу ретрансляции.

В случае $\Delta f \gg F_m$, в наибольшей степени соответствующем МДКР и МДЧР-ШПС, необходимо отметить, что полезные свойства ШПС на практике часто инвариантны к виду модуляции и способу кодирования (т.е. к h^2). В связи с этим фактор снижения ПС из-за отбора мощности шумами СР по мере возрастания полосы частот ретрансляции здесь проявляется сильнее с увеличением базы одиночных сигналов B_1 , не связанным с СКК. На рис. 3.8,б (пунктир) это иллюстрируется для значений $B_1 = 100$ (χ принято равным 2). Причем оптимальные значения полосы частот ретрансляции при МДКР сдвигаются вправо, т.к. изменяются соотношения между СПМ взаимных помех и шумами СР.

Что касается зависимостей реальной ПС при МДЧР и узкополосной передаче, к которой относятся двоичные методы манипуляции и избыточного кодирования, то они должны учитывать влияние квазилинейного режима усиления-ограничения в СР и комбинационных помех. По этой причине расчет нормированной скорости передачи в линии связи производится с использованием (2.13) при оптимальном для каждого значения W_1/W_2 пороге ограничения $\eta = 3-4$ дБ (рис.2.7). При этом расширение полосы за счет кодирования также будет играть роль в снижении спектральной плотности и ослаблении воздействия нелинейных помех. Указанные зависимости ПС приведены на рис. 3.8,в.

При применении МДЧР-ШПС с достаточно большими значениями B_1 , когда СПМ и влияние межканальных линейных и нелинейных помех при приеме практически сводятся на нет, а СР может работать в режиме насыщения, расчет совпадает с (3.14) без двух последних слагаемых в квадратных скобках, относящихся к ЭЧП. Но за счет большой полосы и отбора мощности шумами СР результат значительно ниже, чем при МДВР и МДЧР-УПС (пунктир на рис. 3.8,в).

Во всех рассмотренных случаях величина относительной ПС (нормированной к ЭП) B_1/W_2 , как эффективности использования ЭП линии связи, и ее максимума, соответствующего оптимуму нормированной полосы $\Delta f/W_2$, существенно зависит от соотношения энергопотенциалов участков ЛС. Это означает, что приближение "снизу" к оптимуму возможно как за счет увеличения полосы частот, т.е. перехода к более эффективному способу модуляции и кодирования, так и при уменьшении ЭП линии.

Таким образом, особенностью линий связи с прямой ретрансляцией, по сравнению с шенноновским каналом, является ограниченность частотной полосы в том смысле, что она может увеличиваться лишь до определенных пределов из-за возрастающего влияния собственных шумов СР и отбора ими полезной мощности ретранслятора. Это следует

из рис. 3.8, 3.9, с помощью которых могут быть определены граничные значения полосы частот ретрансляции или энергопотенциала линии.

Как видно из графиков на рис. 3.8, при относительно небольшом превышении полосы ретрансляции над полосой, занимаемой ансамблем сигналов, т.е. при соизмеримых $\Delta f, F_m$, соотношение между полосой частот и энергопотенциалом линии $\Delta f/W_2$ должно выбираться в области значений от 0,1 до 10, в зависимости от W_1/W_2 .

Однако такому выбору часто препятствует дефицит частотного спектра в участках диапазона, выделенных для радиослужб спутниковой связи. Это обстоятельство сдерживает применение в СССР эффективных ансамблей сигналов, требующих расширения полосы частот. К подобным СКК относятся, в частности, каскадное кодирование, комбинации кода Риды-Соломона и сверточного кода в случаях, когда $W_1/W_2 > 1$, а также ансамбли ортогональных сигналов с основанием кода более 16-32 при преобладании ЭП участка "вниз" (рис. 3.3).

Из рис. 3.8 также следует, что при МДКР выбор полосы ретрансляции линии связи (ствола СР) в наибольшей степени влияет на ПС (и, следовательно, на оптимальное количество стволов СР, при фиксированном ЭП каждого ствола). Зависимости (3.14) в данном случае проходят более круто, так что рост ПС с расширением полосы для $W_1/W_2 > 0,1$ приближается к пропорциональному. Это иллюстрируется рис. 3.9, на котором, с целью сравнения, сведены кривые для всех трех способов МД.

Результаты этого и предшествующих разделов позволяют сформулировать следующие основные выводы для многостанционной линии спутниковой связи с прямой ретрансляцией:

1. Анализ соотношений между параметрами ансамбля сигналов, при различных методах модуляции-кодирования, и полосой частот, занимаемой сигналом, позволил получить единую обобщенную зависимость помехоустойчивости и реальной пропускной способно-

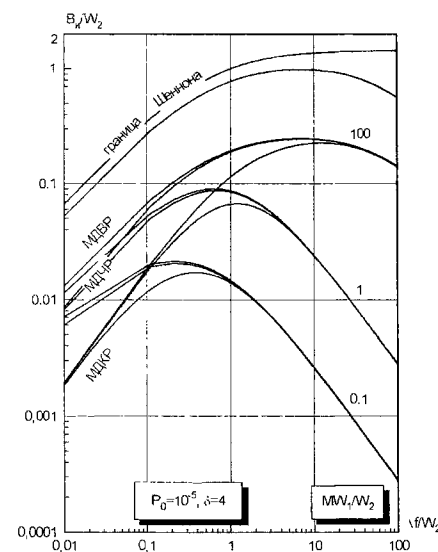


Рис. 3.9

сти от соотношения частотной полосы и энергopotенциала линии связи. Эта зависимость может быть выражена математически, с точностью до постоянного множителя, в форме, аналогичной классической формуле Шеннона для пропускной способности канала с аддитивным белым шумом.

2. Полученные выражения для энергочастотного потенциала линии связи W и помехоустойчивости h^2 в виде функций одной и той же переменной $\Delta f/W_2$ позволили синтезировать второе — информационно-сигнальное уравнение ССС как соотношение между реальной ПС, энергетическим и частотным потенциалами, т.е. основными ресурсными показателями ЛС, при соответствующих способах модуляции, кодирования (ансамблях) сигналов и фиксированной достоверности передачи.

3. Главной особенностью линий связи с прямой ретрансляцией, по сравнению с шенноновским каналом, является ограниченность частотной полосы в том смысле, что она может увеличиваться лишь до определенных пределов из-за возрастающего влияния собственных шумов СР и отбора ими полезной мощности ретранслятора.

4. Для того или иного соотношения энергopotенциалов линий "вверх" и "вниз" существуют оптимальные области нормированных значений полос частот ($\Delta f/W_2$), которым соответствуют ансамбли сигналов, позволяющие обеспечить наиболее высокие помехоустойчивость и пропускную способность при флуктуационных шумах ЗС, СР и межканальных помехах.

5. Приведенные графоаналитические зависимости позволяют производить оценки помехоустойчивости и реальной пропускной способности существующих и проектируемых систем спутниковой связи с заданным или ожидаемым соотношением частотного и энергетического потенциалов, при конкретных методах модуляции и кодирования.

Радикальным образом влияние полосы на ЭЧП и через него на пропускную способность линии связи ослабляется при соответствующей обработке (демодуляции, регенерации, фильтрации) сигналов в ретрансляторе, препятствующей прямому прохождению шумов на выход СР.

3.6. Пропускная способность при обработке сигналов в ретрансляторе

При демодуляции и обработке сигналов в ретрансляторе (ОСР) с регенерацией символов сообщений участки ЛС "вверх" и "вниз" являются независимыми, т.е. непосредственно собственные шумы СР

и другие помехи на ЗС не транслируются. Общая достоверность передачи в линии ЗС-СР-ЗС определяется суммой вероятностей ошибочного принятия решений о приеме информационного символа на каждом из участков: $P_0 = P_{01} + P_{02} = P_{02}(1 + P_{01}/P_{02})$.

Это означает, что при определении пропускной способности линии связи с ОСР и заданном качестве (достоверности) приема, строго говоря, необходимо исходить, во-первых, из обеспечения более высокого значения $h^2(P_{02})$ в демодуляторе ЗС, т.е. на участке "вниз", по сравнению с величиной $h^2(P_0)$ при сквозной ретрансляции.

Во-вторых, это требуемое значение, при условии одинаковых скоростей передачи на обоих участках, будет зависеть от соотношения энергopotенциалов этих участков W_1/W_2 . В частности:

при $MW_1/W_2 \gg 1: h^2(P_{01}) \gg h^2(P_{02})$, т.е. $P_{01}/P_{02} \ll 1, P_0 \approx P_{02}$ и

$$h^2(P_{02}) \approx h^2(P_0),$$

при $MW_1/W_2 \approx 1: h^2(P_{01}) \approx h^2(P_{02})$, т.е. $P_{01}/P_{02} \approx 1, P_0 \approx 2P_{02}$ и

$$h^2(P_{02}) > h^2(P_0),$$

при $MW_1/W_2 \ll 1: h^2(P_{01}) \ll h^2(P_{02})$, т.е. $P_{01}/P_{02} \gg 1$,

$$P_0 \approx P_{01} \gg P_{02} \text{ и } h^2(P_{02}) \gg h^2(P_0).$$

Таким образом, если при прямой ретрансляции от соотношения энергopotенциалов участков зависит ЭЧП, при том, что задаваемый показатель помехоустойчивости h^2 , соответствующий требуемой P_0 , фиксирован для определенного ансамбля сигналов, то при обработке и регенерации в ретрансляторе ЭЧП определяется только энергopotенциалом участка "вниз" W_2 . Тогда как необходимое для получения одной и той же P_0 значение h^2 на том и другом участке зависит от MW_1/W_2 .

В результате при достаточно малых $P_0(10^{-4} - 10^{-6})$, фиксированном W_2 и $MW_1 > W_2$ пропускная способность ЛС определяется, в основном, участком "вниз", т.е. соотношением $W_2/h_2(P_{02})$, изменяясь незначительно со снижением MW_1 до величин, соизмеримых с W_2 . Это объясняется слабой нелинейной зависимостью h^2 от требуемой вероятности ошибок в данной области P_0 . (При изменении P_0 от 10^{-5} до 10^{-6} h^2 возрастает не более, чем на 0,5 дБ).

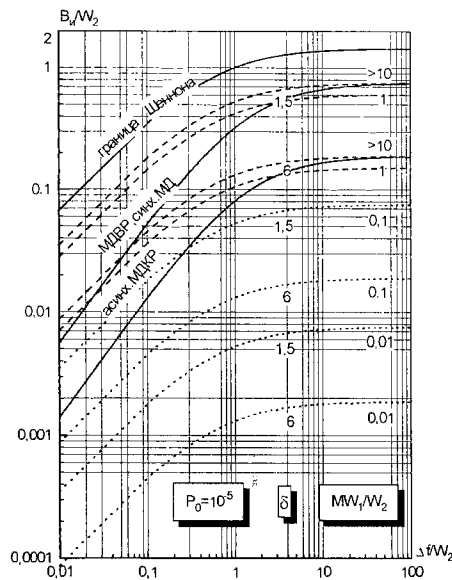


Рис. 3.10

Изменение ПС при ОСР иллюстрируется рис. 3.10. На нем приведены зависимости нормированной скорости передачи информации от $\Delta f/W_2$ для наиболее характерных соотношений ЭП участков. В частности, при $MW_1/W_2 \geq 1$, т.е. $P_{01} \leq P_{02}$, и наличии в канале только гауссового шума, область между двумя близко проходящими максимальными штриховыми кривыми может отождествляться с верхней границей реальной ПС при ОСР для $P_0 = 10^{-5}$ и $\delta = 1.5$, поскольку ЭЧП линии связи определяется в этом случае только энергопотенциалом ЛС ($W = (\pi/4)W_2$) и не

содержит слагаемых, характеризующих шумы СР и взаимные помехи:

$$B_n/W_2 = (W/W_2)/h^2 = (\delta \ln 2)^{-1} (\Delta f/W_2) \ln[1 + (\pi/4)(\Delta f/W_2)^{-1}]. \quad (3.15)$$

Данное выражение соответствует ПС при МДВР и других ортогональных методах уплотнения на участке "вниз". Здесь же для сравнения показаны кривые (сплошные) для асинхронного МДКР на этом участке, учитывающие СПМ линейных межканальных помех:

$$B_n/W_2 = (W/W_2)/h^2 = (\delta \ln 2)^{-1} (\Delta f/W_2) \ln[1 + (\pi/4)(\Delta f/W_2)^{-1}(1 + W_2/\Delta f)^{-1}]. \quad (3.16)$$

Чаще всего обработка сигналов, помимо регенерации собственных шумов СР на участке "вверх" и устранения тем самым отбора ими части выходной мощности $P_{СР}$, предполагает передачу сигналов на участке "вниз" без взаимных помех, т.к. всегда имеется реальная техническая возможность обеспечения ортогональности сигналов, в частности, путем их синхронизации.

На рис. 3.10 пунктиром приведены также зависимости для МДВР и двух значений $MW_1/W_2 \ll 1$, которые отражают то обстоятельство, что при заметном снижении MW_1 начинает влиять в большей степени участок "вверх", т.к. возрастает P_{01} , и уменьшение ПС в этом случае приближается к пропорциональному относительно изменения ЭП участка, т.е. MW_1/W_2 .

Сравнение рис. 3.8, 3.9 и 3.10 позволяет сделать вывод, что при ОСР обеспечивается более высокая, чем в линии связи с прямой ретрансляцией (и более близкая к шенноновской), реальная пропускная способность.

Однако важно отметить, что, если речь не идет об особых случаях расширения полосы частот, т.е. применяются обычные узкополосные сигналы и полоса ретрансляции не превышает энергопотенциала ЛС (имеет место ограничение по полосе, $\Delta f/W_2 \leq 1$), то выигрыш не велик и находится в пределах 2 раз. Причем он проявляется при суммарном ЭП от M станций на участке "вверх" MW_1 , соизмеримом или меньшем ЭП участка "вниз" W_2 , когда регенерация шумов дает лучший эффект.

Более заметный выигрыш (почти пропорциональный расширению полосы) получается при тех же соотношениях ЭП участков ЛС, но наличии избыточности по полосе, т.е. применении сигналов с базой много больше единицы. Это хорошо видно из сравнения рис. 3.8,б, 3.10 и на рис. 3.11, более наглядно отражающем рост ПС при ОСР по сравнению с прямой ретрансляцией. Данное обстоятельство также является следствием отбора мощности шумами СР и означает, что обработка на борту СР наиболее эффективна при малых ЭП участка "вверх" в случае применения методов расширения спектра сигналов.

Все вышесказанное предполагает, что на обоих участках используются одинаково эффективные в условиях аддитивного шума методы передачи (ансамбли сигналов). Если же на участке "вниз" использовать

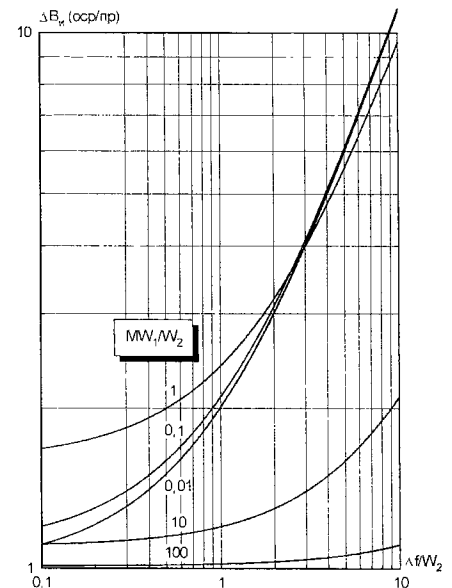


Рис. 3.11

кодирование со значительно большей исправляющей способностью, то ограничения на соотношение энергопотенциалов снимаются. Та же тенденция будет иметь место и по мере приближения ансамблей сигналов к идеальным, т.е. увеличения показателя $\Delta f/W_2$ на обоих участках (ограничение по энергетике) и $P_0 \rightarrow 0$.

Оценка и построение зависимостей $B_H/W_2 = f(\Delta f/W_2)$ при ОСР, как и при прямой ретрансляции, для используемых на практике в ССС различного назначения значений P_0 (например, от 10^{-3} до 10^{-8}) не представляет каких-либо принципиальных трудностей. Но это связано с большим объемом кропотливой и трудоемкой графоаналитической работы по определению $h^2 = f(P_0)$ с помощью описанной выше методики для $P_0 = 10^{-5}$ и требует значительных временных затрат.

В заключение отметим, что в СР возможна обработка сигналов без регенерации (селекция по тем или иным признакам, цифровая фильтрация, взаимокорреляционная свертка, ремодуляция и пр.), целью которой могут быть повышение пропускной способности, помехозащищенности, гибкости ССС путем изменения, например, полосы частот, способа модуляции и/или разделения сигналов, используемых на участке "вверх". Некоторые аспекты этой проблематики будут затронуты далее в разделах, посвященных защите от внешних помех, а также межствольной (межлучевой) коммутации и маршрутизации.

3.7. Информационно-энергетическая эффективность действующих и проектируемых систем

Содержащиеся в данной главе графоаналитические зависимости позволяют производить оценки помехоустойчивости и реальной пропускной способности существующих и проектируемых систем связи с заданным или ожидаемым соотношением частотного и энергетического ресурсов, при конкретных методах модуляции и кодирования.

В этом разделе производится приближенная, в значительной степени качественная оценка реальной пропускной способности, нормированной к энергопотенциалу линии связи, для ряда известных ССС (некоторые точные параметры многих из них по имеющимся рекламным материалам установить, к сожалению, не удастся). Этот показатель B_H/W_2 , часто называемый β -эффективностью, далее будем называть информационно-энергетической эффективностью (ИЭЭ).

Как показано выше, при оптимальных значениях $\Delta f/W_2$, соответствующих тем или иным ансамблям сигналов, имеет место наилучшее использование того и другого ресурса, т.е. ИЭЭ для фиксированного соотношения ЭП участков и количества сигналов M должна принимать максимальное значение. Отличие этого показателя в большую или меньшую сторону от оптимального (рис. 3.8) означает ограничение по энергетике или полосе, т.е. дисбаланс ресурсов, и определяет степень ухудшения ИЭЭ. На практике в ССС чаще наблюдается второе ограничение – по используемой частотной полосе. Рассмотрим это на конкретных примерах систем разных служб.

Фиксированная спутниковая служба

Для большинства традиционных систем ФСС и СР, таких как *Интелсат*, *Евтелсат*, *Горизонт*, *Экспресс*, ЭП линий связи W_2 , работающих в С-диапазоне, составляет сотни и тысячи МГц, полосы ретрансляции – от 30 до 72 МГц, а соотношения ЭП участков MW_1/W_2 во много раз превышают 1. Точки, соответствующие примерным значениям параметров указанных систем, нанесены на рис. 3.12,а для МДВР (штриховые линии), МДЧР (пунктир) и усредненных значений h^2 , соответствующих коэффициенту $\delta=4$. То есть, реально в этих системах $\Delta f/W_2 \ll 1$, тогда как оптимальные значения находятся в области 1–10.

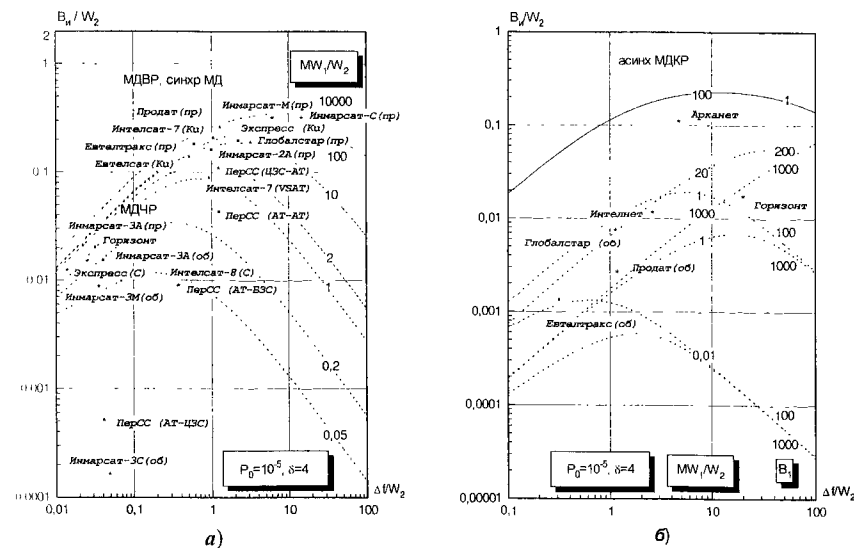


Рис. 3.12

Это указывает на значительное недоиспользование энергетических возможностей ЛС в стволе СР, причем ИЭЭ в большинстве случаев менее 0,1, т.е. ПС в среднем почти на порядок ниже потенциально возможной. СР рассматриваемых ССС являются многоствольными, причем по несколько стволов имеют одну и ту же антенну, так что общая выделенная полоса частот делится между ними пропорционально. В то же время оптимальный выбор полосы ретрансляции в ЛС отдельно взятого ствола позволил бы, без изменения ее ЭП, получить ПС, близкую к суммарной, т.е. отказаться от остальных стволов, резко сократив массу полезной нагрузки и мощность, потребляемую от бортового источника энергоснабжения.

В частности, вместо трех-пяти нечетных стволов СР *Горизонт* или *Экспресс*, имеющих глобальную антенну, в пропорционально более широкой полосе сможет работать один ствол с неизменной выходной мощностью и пропускной способностью, близкой к прежней, обеспечиваемой несколькими стволами. Это достигается при условии соответствующего снижения требуемого значения h^2 , т.е. применения согласованного с полосой ретрансляции ансамбля сигналов.

Благодаря повышению ИЭЭ при применении более эффективного метода передачи такая же ПС может быть получена и без изменения полосы частот ствола и полезной нагрузки СР, но при существенном уменьшении размеров антенн ЗС, т.е. снижении ЭП ствольных линий связи. Приведенные примеры показывают важность учета принципа энергочастотного единства при проектировании ССС.

В сетях, создаваемых на базе выше названных СР, использующих стволы Ку-диапазона и более легкие ЗС, в частности, типа VSAT, а также в ССС диапазона ММВ, имеет место снижение ЭП на обоих участках и соотношений между ними до единиц-десятков, при сохранении или увеличении полосы ретрансляции. Как видно из рис. 3.12,а, это приводит к сближению фактических и оптимальных значений $\Delta f/W_2$, т.е. ИЭЭ приближается к экстремуму, но по-прежнему зависит от соотношения ЭП участков.

По поводу проектируемых высокоинформативных ССС Ка-диапазона, в частности, *Киберстар*, *Селестри*, *Астролинк*, *Спейсвей* и др., можно отметить, что в большинстве из них предусматривается обработка сигналов с регенерацией в СР. Это позволит повысить ИЭЭ, причем основной вклад в провозглашаемое резкое увеличение пропускной способности таких систем по видимому ожидается за счет расширения полосы частот ретрансляции.

Однако, в целом для большинства линий связи ФСС выполняется условие $MW_1 \geq W_2 \geq \Delta f$, т.е. имеет место **ограничение по полосе на обоих участках**. Интересно отметить, что и в перспективных системах

ФСС, работающих в диапазоне Ка и более высокочастотных диапазонах, таких как *Спейсвей*, *Астролинк* и др., несмотря на увеличение частотного ресурса и расширение полос частот до 200 МГц и более (в одном луче МЛА), эти ограничения сохраняются, ибо ЭП линии может намного возрастать, так что $W_2 \gg MW_1 > \Delta f$. Данное обстоятельство является одной из причин применения и в этих ССС узкополосных методов модуляции для передачи широкополосной мультимедийной информации.

При дальнейшем уменьшении диаметра антенн ЗС (до 1,5 м и менее) в линиях связи к VSAT, USAT (с ЦЗС или без нее) через спутники *Интелсат*, *Евтелсат*, *Экспресс*, *Ямал* и др. ввиду относительной малости W_2 приближается баланс частотного и энергопотенциалов, т.е. $MW_1 \geq W_2 \approx \Delta f$ для стандартных значений полос 36–12 МГц. В некоторых случаях, например, при работе ЗС с антеннами диаметром 2,5 и 1,5 м через СР *Горизонт*, и еще более легких станций сети *Арканет* через СР *Евтелсат*, имеет место даже ограничение по энергетике $W_2 < \Delta f$, т.е. переход в правую часть чертежа на рис. 2.11,а и 3.12,б.

В этих условиях открывается возможность использования широкополосных сигналов и МДКР. Применение ШПС является в данном случае одним из средств, сопутствующих созданию сетей со сверхмалыми станциями благодаря улучшению ЭМС с другими системами за счет дисперсии СПМ. Последнее особенно эффективно, когда из-за малости апертуры антенны ЗС перестают удовлетворять стандартным требованиям МСЭ по форме и ширине ДН, установленным с целью защиты пространственными методами от мешающих воздействий соседних систем.

Применение МДКР-ШПС реализовано в ряде сетей ФСС со станциями типа VSAT, USAT: *Арканет* (*Евтелсат*), *Интелнет* (*Интелсат*), *Ямал*, а также в некоторых военных ССС. Однако МДКР в ФСС не находит широкого применения из-за ограниченности частотного ресурса по сравнению с энергопотенциалом СР.

При анализе и проектировании систем с МДКР важную роль начинают играть приведенные в главе 2 соотношения и графики, учитывающие как расширение полосы сигналов, так и свойственные асинхронным методам МДКР межканальные помехи того и другого типа, а также возможность оптимизации полосы. Этим случаям соответствуют рис. 2.8, 2.9, 2.11.

Подвижная спутниковая служба

В системах ПСС *Инмарсат-2,3*, *MSAT*, *EMS* и др. линии связи прямого направления, где используется МДВР, в зависимости от

типа абонентского терминала имеют ЭП от 1 до 200 МГц и MW_1/W_2 от нескольких тысяч до десятка, соответственно. В результате пределы изменения соотношения частотного и энергopotенциала, при выделяемой для ПСС полосе частот от единиц до десятков МГц, также находятся в широкой области – от $\sim 0,1$ до ~ 100 и более.

Таким образом, энергочастотный ресурс в **прямом** направлении делится между разноэнергетическими АТ, а ПС и эффективность могут оцениваться на крайние случаи приема терминалами *Стандарт-А* и *Стандарт-С*. Тогда $\Delta f/W_2$ принимает значения от $\sim (1-10)$ для *Инмарсата-3* и др. современных систем, до $(10-100)$ для *Инмарсата-2*, что соответствует разбросу нормированной ПС (ИЭЭ) при МДВР в 2–3 раза (рис. 3.12,а). Примерно та же картина имеет место в системах *Евтелтракс*, *Омнитракс*, *Продат*.

В **обратном** направлении ЭП линии связи достигает 500 МГц, а $MW_1/W_2 \leq 1$, т.е. $\Delta f/W_2 \approx 0,05$ в лучшем случае и тогда дефицит полосы по сравнению с оптимальной составит порядка 10 раз, а ИЭЭ при МДЧР падает почти пропорционально уменьшению ЭП на участке "вверх" (ЭИИМАТ) и отличается от максимальной, при фиксированном MW_1/W_2 и оптимальной полосе, также в 2–3 раза (рис. 3.12,а, пунктир).

На **обратном** направлении, с целью защиты от межсистемных помех, обеспечения ЭМС с линиями связи ФСС Ку-диапазона и повышения пропускной способности, в СПСС *Евтелтракс*, *Омнитракс* применены эффективные в условиях помех **широкополосные** методы модуляции: *m*-ичная ($m=32$) частотная манипуляция с возможностью изменения скорости передачи и повторения информационных символов, МДКР этих сигналов в полосе частот 1 МГц и, кроме того, псевдослучайная перестройка рабочей частоты (ППРЧ) в пределах полосы ствола СР (48–54 МГц). Использование широкополосных методов стало возможным в связи с сильным **ограничением по мощности на участке "вверх"**, даже по сравнению с ЛС *Инмарсата-С*, что и приводит к относительной избыточности по полосе на этом участке $MW_1 \ll \Delta f \ll W_2$.

Этот неординарный случай работы малого мобильного терминала в СВЧ диапазоне ФСС показан на рис. 2.21, из которого следует, во-первых, что МДКР возможен при $\Delta f/W_2 \ll 1$, т.е. значительном **ограничении по полосе на участке "вниз"**, во-вторых, эффективность использования ЭП линии связи чрезвычайно низка и составляет –40 дБ.

Обратные линии систем *Евтелтракс*, *Омнитракс*, работающие в Ку-диапазоне при МДКР (рис. 3.12,б), имеют низкую ИЭЭ, как и в ЛС с АТ типа *Инмарсат-С*, что объясняется очень малыми ЭП участка "вверх".

В системе *Продат*, работающей в L-диапазоне, имеющей полосу ретрансляции 4 МГц и на порядок меньший ЭП линии обратного направления, обеспечивается $\Delta f/W_2 \approx 1-2$ при $MW_1/W_2 \approx 1-3$. Таким образом, как видно из рис. 3.12,б, условия использования ресурсов в этой ССС по пропускной способности более близки к оптимальным.

Сходные задачи по передаче коротких цифровых сообщений с малой скоростью решаются в некоторых низкоорбитальных системах, примером которых являются *Гонец*, *Орбкомм* и др. При этом малые терминалы и главные станции работают в общем стволе СР, где, как правило, осуществляются обработка и хранение сигналов по принципу электронной почты в запоминающем устройстве (ЗУ) до момента пролета КА над заданным пунктом приема. Поэтому энергетические соотношения на участках "вверх", "вниз" в таких ССС независимы и на обоих имеет место ограничение по полосе.

Персональная спутниковая связь

Главной особенностью систем ПерСС, затрудняющей их реализацию на современном этапе, помимо дефицита энергетики мобильных АТ и ЛС в целом, является особая подверженность связи влиянию местных предметов при перемещении. В результате в канале появляются замирания разного типа, а также эффекты, связанные с многолучевостью при отражениях сигналов, погодными условиями и осадками, особенно в более высокочастотных диапазонах.

Поэтому наиболее острой проблемой при внедрении ПерСС следует считать достижение энергобюджета ЛС, необходимого для обеспечения надежной и качественной передачи информации при указанных ограничениях (наряду с применением соответствующих методов модуляции и кодирования). Это предполагает существенное повышение ЭЧП и получение дополнительных энергетических запасов на обоих участках линии связи по сравнению с системами ФСС и ПСС, использующими земные станции и физическую среду распространения с лучшими параметрами.

В системах ПерСС, использующих СР на ГСО и сквозную ретрансляцию, линии связи **прямого** направления с МДВР могут иметь ЭП, не превышающий 10 МГц, соотношение ЭП участков "вверх" и "вниз" – не более 10–20, а показатель $\Delta f/W_2$ близкий к 1, т.е. в 2–3 раза ниже оптимального. При этих условиях ИЭЭ незначительно снижается по сравнению с максимально возможным и составляет в среднем 0,1–0,2.

Менее эффективно, как и в ПСС, **обратное** направление, в котором соотношение ЭП участков и соотношение частотного и энергopotен-

циалов линий АТ-ЦЗС лежат в области 0,01–0,1, т.е. на порядок ниже оптимума. Таким образом, помимо того, что ЭЧП определяется очень ограниченной энергетикой на участке "вверх", ИЭЭ снижается в 3–4 раза из-за частотного дефицита.

В ЛС с узловой или базовой ЗС (УЗС, БЗС), имеющими меньшую добротность, т.е. с уменьшением ЭП, а также в линиях АТ-АТ, эффективность повышается за счет ЭЧП и приближения полосы частот к оптимальной (рис. 3.12,а).

Примером оптимального использования выделенной полосы частот ретрансляции при выбранных разработчиками энергопотенциалах прямой и обратной линий связи каждого луча является система *Глобалстар*.

В связи с использованием низкой круговой орбиты высотой порядка 1400 км и глобальным охватом за счет большого числа спутников, вся зона обслуживания системы распадается на множество отдельных зон, равное количеству КА в группировке (в данном случае 48). В свою очередь каждая из них представляет собой совокупность зон покрытия лучей бортовых МЛА, работающих в диапазоне ДЦВ, т.е. на абонентских участках "вверх" и "вниз". Число лучей МЛА в СР *Глобалстара* равно 16. В зоне обслуживания каждого спутника находится региональная ЗС, выполняющая функции центральной, по аналогии с системами на ГСО, которая передает и принимает на фидерном участке через общий СР сигналы оконечных ЗС (абонентских терминалов) всех 16 лучей. Таким образом, число РЗС увеличивается по сравнению с системами на ГСО.

На абонентских участках ЛС каждого луча здесь применен многостанционный доступ с комбинацией кодового и частотного разделения (МДКР-МДЧР), а между лучами – кодовое разделение сигналов. То есть, полоса частот ЛС каждого луча, равная 16,5 МГц, разделена на субполосы (группы каналов) по 1,25 МГц, в каждой из которых применяется МДКР.

Энергопараметры персональных АТ *Глобалстара* примерно равны рассмотренным выше для других систем ПерСС: ЭИИМ – минус 5–6 дБВт, добротность – минус 21–22 дБ/К. РЗС имеет ЭИИМ, равную 73 дБВт при диаметре антенны 3,5 м, и добротность порядка 20 дБ/К.

ЭИИМ СР в каждом луче составляет порядка 30 дБВт, при диаметре бортовой антенной решетки около 1 м, тогда как общая ЭИИМ в фидерной линии, имеющей бортовую антенну с широкой ДН, равна 10 дБВт. Соответственно, добротности приемной системы СР составляют минус 12 дБ/К и минус 26 дБ/К.

На фидерном участке используется X-диапазон (7 ГГц на передачу "вверх" и 5,1 ГГц на прием), на абонентском – L-диапазон на передачу "вверх" (1,610–1,6265 ГГц) и S-диапазон на прием (2,4835–2,5 ГГц).

В прямой ЛС имеет место ограничение по мощности: $MW_1 \gg \Delta f > W_2$. При этом межканальные помехи отсутствуют, т.к. на РЗС производится синхронное кодовое уплотнение ортогональных сигналов, и для оценки эффективности W/W_2 может использоваться рис. 2.4, 2.21.

Для обратной линии при указанных энергетических и частотных параметрах получаем: $W_1 \approx 47$ дБГц, $W_2 \approx 72$ дБГц. Число сигналов в луче при асинхронном МДКР может быть $M = 300$ –350. Таким образом, в обратной линии обеспечивается энергочастотный баланс, т.е. $MW_1 \approx W_2 \approx \Delta f$. При этом, если принять $M = 325$, выделенная полоса ретрансляции оказывается примерно равна оптимальной для асинхронного МДКР при $MW_1/W_2 \approx 1$. Это видно из рис. 2.21.

Согласно (2.15) $\Delta f_{\text{опт}} = (MW_1W_2)^{0,5} = (325 \cdot 5,15 \cdot 10^4 \cdot 1,58 \cdot 10^7)^{0,5} \approx 16,25$ МГц. Заявленная и выделенная полоса частот ретрансляции равна 16,5 МГц. Это позволяет заключить, что выбор полосы и энергопараметров СР, РЗС для обратных линий связи системы *Глобалстар* находится в близком соответствии с приведенными выше соображениями об оптимизации полосы при МДКР, с целью достижения максимальной эффективности использования ЭП, при существующих ограничениях на те и другие параметры.

Это видно и из рис. 3.12,б, где значение нормированной ПС для *Глобалстара* при базе сигналов порядка 200 и $MW_1/W_2 \approx 1$ в обратной ЛС близки к максимальным, при этом относительный ЭЧП также максимален. В прямом направлении, где используется синхронный МДКР, $MW_1/W_2 \approx 16$, $\Delta f/W_2 = 3$. Поэтому, как видно из рис. 3.12,а, ИЭЭ также близка к максимальной для этих показателей.

Необходимо отметить, что в обратных линиях связи *Глобалстара* предусмотрены определенные энергетические запасы, позволяющие ослабить влияние замираний при низких углах места АТ. Однако, как показали результаты испытаний и эксплуатации этой и других систем ПерСС, такие запасы должны быть значительно увеличены, чтобы можно было достичь надежности и качества связи, сопоставимых сотовыми сетями.

Глава 4

ЗАЩИТА ОТ ВНЕШНИХ И ВЗАИМНЫХ ПОМЕХ ПРИ МНОГОСТАНЦИОННОЙ РАБОТЕ

4.1. Помехозащищенность — показатель эффективности ССС

Защита от внешних помех, в особенности попадающих на вход общего ретранслятора, является одной из наиболее сложных проблем спутниковой связи, в значительной степени зависящей от всех видов системных ресурсов — от энергетических до финансовых.

Внешние помехи (ВП) в линии связи могут иметь различные физическую природу, источники возникновения, электрические и пространственные характеристики. К ВП будем относить как внутрисистемные (межствольные, межспутниковые), так и помехи внесистемного происхождения, причем последние сильно отличаются по степени предсказуемости параметров.

В частности, при расчетах и оценке ЭМС обычно учитываются мешающие излучения от существующих или вновь создаваемых систем спутниковой и других видов связи. В меньшей степени бывают определены помехи случайного или преднамеренного характера, источники и время появления которых достоверно не известны и могут лишь прогнозироваться с той или иной вероятностью.

При построении ССС должна предусматриваться возможность защиты от тех и других помех, в степени и объемах, зависящих от имеющихся ресурсов и назначения системы. Такая постановка вопроса основана прежде всего на существовании методов оценки вредного действия и борьбы с помехами, предполагающих знание анализ или экстраполяцию их параметров в комплексе с применением эффективных, в том или ином смысле, мер защиты.

Существует множество методов количественного и качественного описания структуры и характеристик помех, критериев оценки их влияния. В частности, в теории связи они часто отображаются математически в виде случайных процессов с теми или иными

статистическими характеристиками, среди которых в наибольшей степени используются для анализа: функции распределения мгновенных значений, амплитуд и фаз, а также моменты распределения более высоких порядков, среднее значение (математическое ожидание) и дисперсия, авто- и взаимокорреляционные функции и связанные с ними энергетический спектр, полоса частот, мощность и спектральная плотность помехи [4.1—4.4].

Использование статистических характеристик позволяет оценивать разного рода мешающие воздействия на качество приема полезных сигналов посредством математических операторов преобразования в такие показатели, как условные вероятности, средние значения помехи, отношение сигнал/помеха и др. на выходе демодулятора, или входе решающего устройства приемника дискретных сигналов, определяющие качество и достоверность получаемой информации.

Задачей данной главы является применение некоторых методов и подходов к модели многостанционной линии спутниковой связи с общим нелинейным СР, с целью оценки ее помехозащищенности и исследования путей защиты от мешающих воздействий.

Вредное действие ВП может устраняться или ослабляться в нескольких местах (сечениях) линии связи, за счет различных способов их селекции на фоне полезных сигналов. Так, до попадания в тракт ретрансляции на участке "вверх", для разнесения линий связи и защиты от помех применяется **пространственная и поляризационная селекции, выполняемая бортовыми антеннами путем придания им определенных функциональных, конструктивных свойств и формирования соответствующих диаграмм направленности.**

Для обеспечения такой защиты необходимо различать направления прихода или поляризации полезных и мешающих сигналов, либо комбинировать пространственную избирательность с другими отличительными признаками тех и других. В частности, переключение (выключение) лучей или ДН приемной бортовой антенны СР по определенному закону, т.е. селекция во времени, либо введение в сигналы различных отличительных параметров, являются примерами пространственно-временной или пространственно-кодовой селекции (обработки).

При недостаточном ослаблении за счет антенны СР У-помеха (см. (2.4)) попадает на вход приемного устройства и при прямой ретрансляции (без какой бы то ни было ее селекции в тракте) излучается на участке "вниз", отбирая полезную выходную мощность СР. Поэтому **обработка смеси сигналов и помех (с регенерацией или без) до усиления в выходном каскаде СР представляет собой радикальный**

путь защиты от ВП, основанный, главным образом, на селекции в частотно-временной (сигнальной) области. Его эффективность зависит в первую очередь от наличия частотного ресурса, а также от параметров сигнала, помехи и принципов самой обработки.

Наконец, среди способов борьбы с помехами на участке "вниз", в целом мало отличающихся от используемых в остальных видах радиосвязи, для защиты от излучений источников, находящихся в близких к СР орбитальных позициях, либо в зоне влияния на Земле, широко применяется пространственная селекция за счет избирательных свойств антенн ЗС, а также методы, основанные на преобразовании помех, в частности, по частотно-временным признакам, в приемных устройствах ЗС.

С целью достаточно полной оценки помехозащищенности линий связи обычно рассматриваются наиболее распространенные и вероятные типы мешающих воздействий, которые, как отмечалось выше, характеризуются энергетическим уровнем на входе приемного устройства СР, ЗС, а также статистическими характеристиками, методом и законом модуляции амплитуды, частоты, фазы, определяющими занимаемую помехой полосу частот.

Имея в виду в первую очередь влияние излучений соседних ЗС и СР, а также других радиотехнических средств близких по пространственному расположению систем, и то, что в большинстве современных и перспективных линий связи используются цифровые методы передачи информации, весьма вероятными являются помехи с параметрами, подобными самим сигналам.

Кроме того, часто в различных участках частотного диапазона имеют место шумоподобные, многочастотные и импульсные электромагнитные излучения, создаваемые источниками естественного или техногенного происхождения на обоих участках ЛС. К ним могут быть отнесены как излучения шумов Земли, Солнца, космоса и т.п., так и помехи от радиотехнических источников.

Следует также иметь в виду квазигармонические и синусоидальные (сосредоточенные по полосе частот или моночастотные) узкополосные относительно сигнала помехи, которые являются распространенной теорией и на практике классической моделью мешающих воздействий.

В этой главе рассматривается влияние ВП на участке "вверх", т.е. У-помех различного типа, на ЭЧП линии связи, которое проявляется как в уменьшении мощности полезных сигналов, так и в повышении уровня мощности или СПМ всех мешающих воздействий на входе ЗС при прямой ретрансляции. В зависимости от параметров сигналов и помех, способа разделения при МД, принципов построения приемного устройства и демодуляции в ЗС, это сказывается определенным

образом на результирующем отношении сигнал/помеха в решающем устройстве приемника и, в конечном итоге, на пропускной способности ЛС и достоверности передаваемой информации.

Как при прямой ретрансляции, так и при применении обработки сигналов в ретрансляторе (ОСР), в ЛС, не рассчитанной на внешнюю помеху, в случае появления последней происходит снижение скорости передачи информации при выбранном ансамбле сигналов и заданной достоверности, а зачастую не удается избежать и повышения вероятности ошибочного приема.

В этой главе будут рассмотрены, в частности, характеристики квазигармонических помех, подобных по структуре дискретным сигналам с ФМ и ЧМ, с помощью которых может оцениваться уровень и степень воздействия как взаимных, так и внешних помех в многостанционной линии связи.

Во второй части главы обсуждаются принципы и алгоритмы взаимокорреляционной обработки сигналов в СР (ВКО) как способа борьбы с внешними помехами, произведена оценка их эффективности в зависимости от структуры и характеристик устройств обработки, используемых типов сигналов и их параметров, занимаемой полосы частот, методов модуляции, кодирования и разделения на участке "вверх".

4.2. Энергетические соотношения при внешней помехе в линии связи с прямой ретрансляцией

В случае попадания на вход тракта ствола или луча МЛА внешних, т.е. внесистемных или внутрисистемных (межствольных, межлучевых, межспутниковых) У-помех, общий уровень которых соизмерим или превышает мощность суммы M сигналов на участке "вверх", т.е. $Y \geq 1$, происходит снижение энергочастотного потенциала.

Когда помеха равномерно распределена по полосе ретрансляции, относя такого рода помехи к линейным, согласно (2.4) получаем для равноэнергетических ЗС:

$$W = x_c W_2 [1 + Y + \Delta f / MW_1 + (x_m + x_n) W_2 / MW_1 + x_n (1 + Y) W_2 / \Delta f + x_n (1 + Y) W_2 / \Delta f]^{-1}. \quad (4.1)$$

Эта зависимость, нормированная к ЭП для нескольких значений Y , являющихся параметром, в функции от соотношения частотного и

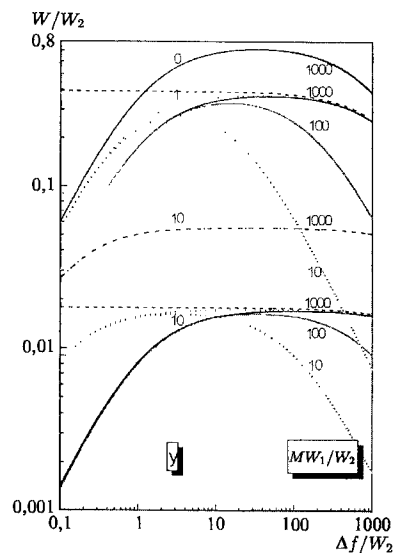


Рис. 4.1

вается с СПМ всех внутренних для данной ЛС помех в демодуляторе приемника ЗС.

Коэффициенты x_c , x_n , x_{Σ} , как показано в главе 2, по-разному зависят от Y и от статистических свойств амплитуды (огibaющей) помех. При соизмеримых с сигналами квазигармонических (с неизменной амплитудой) и любой интенсивности шумовых помехах (независимо от занимаемой полосы тех и других) изменения этих коэффициентов находятся в пределах порядка 1 дБ, а при значениях $Y \geq 10$ и помехах первого типа значение x_n/x_c приближается к 6 дБ (рис. 2.3).

Более сложные закономерности имеют место для соотношений на выходе СР между уровнями сигналов и продуктов их нелинейного взаимодействия с сильной ВП, когда мощность отдельных комбинационных составляющих может достигать значений, близких к сигналам.

При этом, если помеха сосредоточена по полосе (например, является синусоидальной), то для ЗС ее влияние сказывается не только на мощности принимаемых полезных сигналов, что отражается вторым слагаемым в (4.1), но и на результате обработки в приемном устройстве.

Остановимся на энергетическом воздействии помех в соответствии с (4.1), т.е. изменении ЭЧП в зависимости от уровня и ширины

энергетического потенциалов ЛС (нормированной полосы частот ретрансляции) приведена на рис. 4.1.

Физически помеха воздействует на величину ЭЧП трояким образом: уменьшает полезный сигнал на входе ЗС за счет отбора мощности СР и дополнительного подавления (до 6 дБ в пределе) из-за нелинейности тракта, а, кроме того, ретранслируется вместе с сигналами на вход ЗС, оказывая непосредственное влияние на прием.

В приведенном соотношении (4.1) последний фактор проявляется в виде усредненной СПМ линейных помех (последнее слагаемое), которая складывается

спектра не коррелированной ВП по входу СР, соотношений ЭП участков ЛС и полосы частот ретрансляции, что представляет значительный практический интерес для большинства ССС, работающих в условиях дефицита частотного ресурса.

Кривые, соответствующие влиянию распределенной по полосе помехи с постоянной амплитудой и всех мешающих факторов — отбора мощности, подавления более слабых сигналов и присутствия помехи на входе ЗС, показаны на рис. 4.1 сплошными линиями. Они относятся в общем ко многим способам формирования и разделения сигналов, позволяющим не считаться с комбинационными помехами, и показывают роль изменения (расширения до определенных пределов) полосы ретрансляции в смысле снижения СПМ помехи.

Влияние только отбора мощности и дополнительного подавления помехой сигналов в СР иллюстрируется пунктиром для МДКР и штриховыми линиями для МДВР (т.е. без учета последних двух слагаемых в (4.1)). Кроме того, штрих-пунктиром показана верхняя граница при действии помехи с $Y=10$ и шумовой статистикой огibaющей. Из сравнения всех графиков следует, что отбор мощности помехой является основной причиной снижения ЭЧП линии связи при прямой ретрансляции.

Вместе с тем, для каждого значения превышения распределенной по спектру помехи существует оптимальная полоса ретрансляции, позволяющая максимизировать использование общего энергopotенциала ЛС при том или ином соотношении энергopotенциалов участков "вверх" и "вниз" MW_1/W_2 .

Таким образом, известное ослабление воздействия широкополосной (распределенной по полосе ретрансляции и не коррелированной) внешней помехи, не считая неизбежного отбора ею мощности, при прямой ретрансляции возможно как за счет соответствующего распределения ЭЧП линии связи между сигналами, шумами СР, ЗС, линейными и нелинейными внутрисистемными помехами, так и путем оптимизации полосы частот, если энергopotенциал внешней помехи ограничен.

Применяя правило Лопиталья к сумме в скобках (4.1), приходим к соотношению для оптимальной полосы, подобному полученному выше при МДКР, и отличающемуся добавочным слагаемым с Y , а также зависимостью коэффициентов x от Y :

$$\Delta f_{\text{опт}} = [MW_1W_2(1+Y)(x_n + x_{\Sigma})]^{0,5}.$$

Далее, путем подстановки этого выражения в (4.1) определяются максимально возможные значения ЭЧП для соответствующего превышения помехи в зависимости от соотношения ЭП участков линии связи. Эти зависимости приведены на рис. 4.2 вместе с

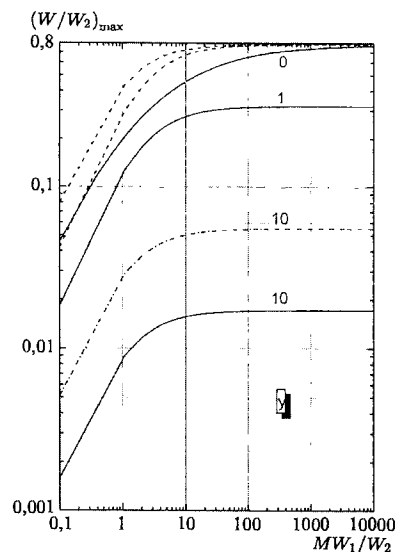


Рис. 4.2

Приведенный выше анализ относится к помехам с **фиксированной мощностью**, источником которых чаще могут быть передающие устройства других радиотехнических систем. И СПМ помехи в таких случаях является переменной величиной, изменяясь в зависимости от полосы частот, в которой излучают эти источники.

Возможны помехи другого рода, а именно задаваемые **фиксированной спектральной плотностью**. С изменением занимаемой полосы меняется и их мощность, т.е. в нашем случае превышение помехи над сигналом в полосе ретрансляции. Примерами подобных мешающих воздействий могут быть различного рода шумы естественного или техногенного происхождения, атмосферные, космические, а также интегральные излучения многих источников на земле либо в околоземном пространстве, в том или ином участке диапазона. По своим статистическим свойствам эти помехи близки к шумовым.

В таком случае превышение помехи имеет смысл выражать через отношение ее СПМ I_n также к спектральной плотности, например, собственного шума СР, определяющей, в числе других параметров, энергипотенциал участка "вверх" W_1 :

$$Y_0 = I_n / N_{0cp} = Y(MP_c)_{вх.ср} / \Delta f N_{0cp} = Y(\Delta f / MW_1)^{-1}.$$

Преобразование (4.1) через Y_0 дает следующий результат:

графиками, рассчитанными выше для различных методов МД при отсутствии внешней помехи (рис. 2.15).

Аналогичные кривые могут быть получены с помощью (4.1) более просто при учете только отбора мощности и подавления сигналов помехой. Причем уже для $Y \geq 10$ все зависимости мало отличаются друг от друга, при разных методах МД. В целом, как видно из рис. 4.2, максимальная эффективность использования ЭП линии связи при внешних помехах падает пропорционально превышению, с добавкой за счет подавления сигналов от 1 до 6 дБ (см. раздел 2.3).

$$W/W_2 = x_c [1 + (1 + Y_0) \Delta f / MW_1 +$$

$$+ (x_{ш} + x_n + x_n Y_0 + x_l Y_0) W_2 / MW_1 + (x_l + x_n) W_2 / \Delta f]^{-1}. \quad (4.2)$$

Как и в (4.1), основной вклад в отбор мощности СР помехой здесь вносит второе слагаемое, причем его величина растет с полосой и одновременно изменяются коэффициенты x , что делает трудным их учет. Однако пределы этого изменения, как и дополнительно подавления сигналов из-за нелинейности, не превышают 1 дБ, т.к. помеха имеет негармонический характер.

Таким образом, зависимость ОЧП от полосы частот может быть построена, с точностью до 1 дБ, по аналогии с рис. 4.1, для шумовой помехи, но с другим параметром — Y_0 , выражающим соотношение СПМ (рис. 4.3).

Другие вопросы воздействия преобладающих и соизмеримых помех на прием сигналов, с учетом не только их уровней, но и занимаемой полосы частот, а также корреляционных параметров, характеризующих внутреннюю структуру сигналов и помех, рассматриваются в следующих разделах.

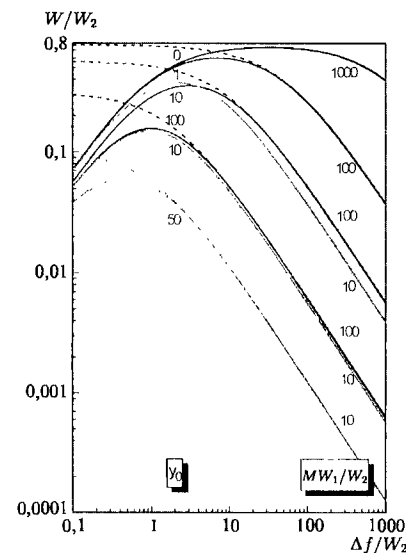


Рис. 4.3

4.3. Пропускная способность линии связи при внешних помехах

Воздействие внешней помехи, поступающей на вход ретранслятора в многостанционной ЛС, проявляется, как было отмечено выше, в разных формах, а именно: уменьшении полезной мощности на выходе СР, образовании дополнительных комбинационных составляющих в общем тракте усиления СР, непосредственном влиянии на прием в ЗС.

Если в ЛС с пропускной способностью, рассчитанной при отсутствии помех, учитывать появление на входе ретранслятора ВП

с заданной интенсивностью, то ПС может быть сохранена, полностью или частично, за счет следующих возможностей:

- увеличения мощности передающих устройств ЗС, либо их общего количества M , при соответствующем снижении скорости передачи информации в канале;
- улучшения энергетических параметров линии "вниз";
- подавления помехи посредством обработки ее смеси с полезными сигналами в ретрансляторе;
- изменения способа передачи или ансамбля сигналов (снижения h^2 при неизменной вероятности ошибочного приема P_0);
- улучшения структурных и корреляционных свойств сигналов внутри ансамбля, т.е. изменения их формы и спектрального состава.

Первые два пути можно назвать энергетическими, последние – структурно-сигнальными.

Для получения граничных оценок остановимся вначале на двух видах помех с фиксированной мощностью, наиболее эффективных (из некоррелированных с сигналом) с точки зрения непосредственного влияния на прием, и в то же время наиболее характерных по степени подавления более слабых сигналов в нелинейном ретрансляторе: **гауссовой шумовой**, с равномерной спектральной плотностью, и **квазигармонической**, с постоянной амплитудой.

Оба этих типа ВП относятся к распределенным в полосе приема, защита от которых обеспечивается обычно методами, основанными на использовании корреляционных отличий помехи и сигнала и сведении ВП в результате обработки к шумоподобной по статистическим характеристикам. Поэтому далее будем рассматривать **взаимокорреляционный прием** (обработку), оптимальный, как известно, в условиях флуктуационного шума и весьма эффективный во многих других случаях. (Сосредоточенные по спектру или времени помехи часто могут селектироваться по более простым, "первичным" признакам и в результате устраняться при приеме, так что не пораженная ими спектральная или временная структура сигнального пространства сохраняет часть переносимой информации).

На рис. 4.4,б показана (затушевана) область изменения пропускной способности ЛС, нормированной к ЭП линии связи W_2 , в зависимости от относительного уровня помехи Y на входе СР, полученная, по аналогии с (3.14), при более общем условии аддитивного добавления СПИМ внешней помехи ко всем внутренним помехам ЛС, с учетом отбора мощности и подавления в СР:

$$B_{\Sigma}/W_2 = (W/W_2)/h^2 =$$

$$= (\delta \ln 2)^{-1} (\Delta f/W_2) (\chi B_1/2)^{-1} \ln \{1 + (\Delta f/W_2)^{-1} (\chi B_1/2) \times$$

$$\times x_c [1 + Y + \Delta f/MW_1 + (x_{\text{ш}} + x_{\text{н}})W_2/MW_1 + x_{\text{н}}(1 + Y)W_2/\Delta f + x_{\text{л}}(1 + Y)W_2/\Delta f]^{-1}\}. \quad (4.3)$$

В основу расчета положены результаты глав 2, 3 и предыдущего раздела (4.1), а также известное положение об ослаблении распределенной по полосе помехи после взаимокорреляционной обработки в приемнике пропорционально изменению базы сигналов $B_1 = 2T_b F$.

Верхняя граница области соответствует **максимальным отношениям ЭП участков ЛС** ($MW_1/W_2 = 100$), частотного и энергетического потенциалов ($\Delta f/W_2 = 10$), шумовой помехе, отсутствию межканальных помех в ЛС, например, при МДВР, и случаям, когда ВП не попадает в приемные тракты ЗС, либо ее непосредственное воздействие на прием может не учитываться (благодаря соответствующей обработке, селекции). Для обозначения **нижней границы** выбраны **минимальные соотношения** показателей ($MW_1/W_2 = \Delta f/W_2 = 0, 1$) и квазигармоническая ВП, при учете всех слагаемых (4.3), что соответствует, в частности, случаю МДКР. Множитель δ , характеризующий ансамбль сигналов, принят равным 1,5.

Пространство между верхней и нижней кривыми на рис. 4.4,б охватывает остальные возможные случаи взаимного разнесения сигналов и помех в общей полосе частот, наиболее характерными из которых можно считать следующие:

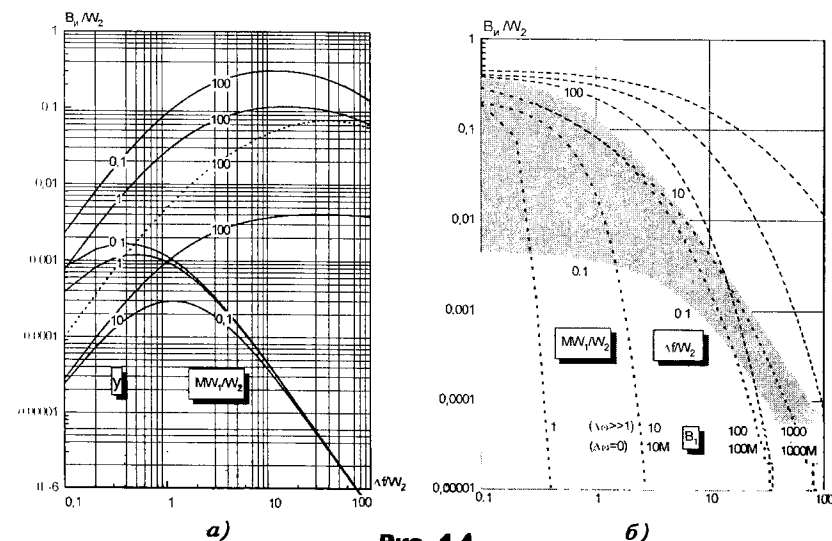


Рис. 4.4

1) Помеха, попадая в общую полосу ретрансляции, отбирает часть выходной мощности СР, подавляет более слабые сигналы и "образует" дополнительные комбинационные продукты, но не оказывает непосредственного воздействия на прием в ЗС;

2) Внешняя помеха, подобная одному из сигналов и имеющая близкую ширину спектра, или длительность во времени, оказывает то же действие и, кроме того, непосредственно влияет на прием в отдельном канале при МДЧР или МДВР, соответственно;

3) Помеха той же мощности является существенно более широкополосной или длительной относительно сигнала, т.е. распределяется по всем каналам ЛС при МДЧР или МДВР, так что появляется непосредственное мешающее воздействие на прием в каждом канале (ЗС);

4) ВП имеет ширину энергетического спектра, близкую к полосе ретрансляции, в которой сигналы передаются методом ШПС, что возможно при соответствующей базе каждого одиночного сигнала, либо всего ансамбля, и сопровождается, кроме того, взаимными помехами при МДКР или МДЧР-ШПС с не ортогональными (перекрывающимися по спектру) сигналами.

В ситуации 3) непосредственное воздействие ВП ослабляется, при тех же значениях Y , что и в 1), 2), до тех пор, пока оно не приблизится к 1, после чего происходит подавление всех каналов ЛС, если не приняты меры по ослаблению ВП. Последнее возможно, в частности, за счет увеличения базы сигналов, т.е. перехода к ситуации 4), и тем эффективнее, чем меньше соотношения Y/B и MW_1/W_2 . В результате снижение ПС зависит от этих соотношений и в наибольшей степени проявляется относительно верхней границы, когда ВП значительно интенсивнее собственных шумов СР. При малых MW_1/W_2 изменение ПС практически совпадает с нижней границей, т.к. решающее воздействие оказывают собственные шумы СР.

Рассмотренные ситуации отражены на рис. 4.4,б пунктирными линиями для двух крайних случаев разнесения сигналов: $\Delta\omega \gg$ (МДЧР) и $\Delta\omega = 0$ (МДКР).

В промежуточных, наиболее общих ситуациях, ВП будут попадать в часть (M_n) каналов и для них ПС будет ниже других, либо вообще устремится к нулю, тогда как для остальных ($M - M_n$) каналов, наоборот, повысится, в зависимости от энергочастотных соотношений в линии связи. Количество подверженных непосредственному воздействию сигналов, а следовательно и общая ПС, зависят от разнесения в полосе ретрансляции, т.е. способа разделения сигналов (взаимной расстройки по радиочастоте между собой и относительно ВП), уровня и характеристик самой помехи.

Таким образом, значения ПС внутри области на рис. 4.4,б соответствуют всем возможным ситуациям. Кривые показывают в самом общем виде характер относительного снижения ПС, которое в силу механизма действия ВП и присущих ему особенностей происходит нелинейно и более круто, чем изменение величины помехи. Так, на рис. 4.4, а также из сравнения с результатами главы 3 (рис. 3.8–3.9), следует, что при равенстве помехи и суммы сигналов ПС снижается почти в 4 раза, а при десятикратном превышении – почти на 2 порядка.

С ростом уровня ВП изменяются результирующий ЭЧП линии связи и условия согласования полосы частот ретрансляции с энергопотенциалом ЛС при заданной достоверности передачи информации (в данном случае вероятности ошибочного приема $P_0 = 10^{-3}$). В результате зависимости нормированной ПС (ИЭЭ) от $\Delta f/W_2$ и их максимумы сдвигаются относительно случая отсутствия внешних помех, что можно более наглядно наблюдать при сравнении кривых, рассчитанных по (4.3) и приведенных на рис. 4.4,а, с рис.3.8.

Передача всех сигналов в общей полосе частот методом МДКР-ШПС при соответствующей выбранной базе, несмотря на взаимные помехи, иногда оказывается выгоднее с точки зрения защиты от внешних помех, чем при МДВР, МДЧР и меньшей базе сигналов. Это будет иметь место в тех случаях, когда мощность ВП недостаточна для распределения по всем или части каналов, что важно, например, при обеспечении ЭМС двух соседних ССС, работающих в одном и том же диапазоне частот. Естественно, что возможность дальнейшего увеличения полосы ретрансляции и перехода к МДВР-ШПС, или МДЧР-ШПС, может оказаться еще более эффективной благодаря отсутствию взаимных помех, однако во всех случаях лишь до тех пор, пока собственные шумы СР не начнут сказываться сильнее, чем внешние помехи.

Необходимо подчеркнуть, что во всех рассмотренных случаях речь идет о некоррелированных ВП, в частности, шумовой и модулированных (манипулированных) по радиочастоте, т.е. сигналах других спутниковых или наземных систем связи. У таких помех закон изменения параметров (амплитудных, частотных, фазовых) статистически независим от полезных сигналов данной ССС.

Иной механизм воздействия на прием, как известно, будет иметь место при корреляции помех и сигнала. В этом случае даже широкополосные ВП, соизмеримые с сигналом по ширине энергетического спектра (на входе приемного устройства), не могут описываться спектральной плотностью, а эффективность взаимокорреляционной обработки, зависящая от степени корреляции, далека от оптимальной.

Примером образования сильно коррелированной ВП является попадание на вход СР узкополосной или моночастотной, не модулированной (синусоидальной) помехи, которая преобразуется в нелинейном тракте в комбинационные продукты, повторяющие структуру полезных сигналов и автоматически синхронизированные во времени с изменением их модуляционных параметров. Некоторые корреляционные свойства таких помех обсуждаются ниже, а их интенсивность и вредное действие зависят от соотношения мощности синусоиды и количества сигналов ЗС в линии связи Y/M . Если уровень ВП и суммарная мощность сигналов на входе СР соизмеримы, линия связи с прямой ретрансляцией при определенных условиях может прекратить функционирование [4.4].

Таким образом, возвращаясь к рис. 4.4, можно сделать вывод, что в ЛС с прямой ретрансляцией при наличии внешней не коррелированной помехи на входе СР имеется возможность для частичного сохранения пропускной способности – путем защиты от непосредственного действия ВП в приемном устройстве ЗС, в частности, с помощью методов увеличения базы сигналов, т.е. применения ШПС. Однако при этом ПС не может быть выше указанных границ, определяемых энергетическим подавлением.

Известное ослабление ВП и их воздействия на окончательный усилитель происходит, если приемная часть СР делится на отдельные тракты, по количеству сигналов или их групп, и в каждом тракте, например, с целью выравнивания уровней, включается ограничитель, либо АРУ. В этом случае при попадании ВП любой мощности в один или несколько трактов фактор отбора общей мощности СР ослабляется, хотя по мере распределения помехи по полосе ситуация приближается к 3) и 4), т.е. такая структура СР перестает давать преимущества.

Радикальное устранение зачастую решающего влияния ВП из-за отбора мощности и подавления сигналов в нелинейном тракте выходных каскадов ретранслятора, а также прямого воздействия коррелированных комбинационных помех, может быть достигнуто применением **взаимокорреляционной бортовой обработки сигналов**.

В данном случае эффективность ОСР с расширением полосы ретрансляции оказывается значительно выше, чем при отсутствии ВП (рис. 3.11). На рис. 4.4,б штриховыми линиями показано изменение ПС, когда отсутствует отбор мощности, т.е. при обработке сигналов с большой базой в линейном тракте СР. При этом сохраняются только межканальные помехи и непосредственное воздействие ВП, степень которого зависит от базы при частотном или временном разделении сигналов и от соотношения B/M при МДКР.

Таким образом, применение при прямой ретрансляции широкополосных сигналов (ШПС), имеющих базу в нескольких раз больше числа сигналов, представляет интерес как для организации МДКР – эффективного способа множественного радиодоступа при прерывистом трафике, в особенности в каналах с рассеянием и многоручестью, так и в целях защиты от внешних помех, улучшения электромагнитной совместимости. При этом кардинальным средством защиты от ВП, наряду с пространственной селекцией, является обработка сигналов и помех в бортовом ретрансляторе.

Перейдем к рассмотрению помехозащищенности ШПС и их специфических особенностей при многостанционной работе в системах спутниковой связи.

4.4. Основные типы и особенности сигналов с большой базой

На практике наибольшее распространение получили методы расширения спектра сигнала посредством модуляции сигнальных параметров на том или ином временном интервале, отрезке длительностью $T(T_b)$, соответствующем символу передаваемого сообщения. Среди них наиболее известны: 1) сигналы с двоичной **фазовой манипуляцией** (ОФМ) псевдослучайными последовательностями максимальной длины (ФМ-ПСП), или т.н. прямым расширением спектра (*direct sequency*); 2) сигналы с **многочастотной манипуляцией** по псевдослучайному закону (МЧМ-ПСП), называемые также сигналами с псевдослучайной перестройкой рабочих частот (ППРЧ) или скачкообразным изменением частоты (*frequency hopping*).

Тот и другой методы широко применяются в настоящее время в зарубежных системах спутниковой мобильной связи и фиксированного радиодоступа, а технологии МДКР (CDMA) с их использованием (в комбинации с МДВР, МДЧР) считаются наиболее перспективными для наземного и спутникового компонентов мобильных систем 3-го (3G) и последующих поколений.

При работе всех ЗС в общей полосе частот приведенные на рис. 4.4 зависимости и их закономерности в первом приближении справедливы для любого способа формирования сигналов с большой базой, будь то ФМ или МЧМ, а также импульсные последовательности или сигналы с плавно изменяющейся частотой (ЛЧМ). Но во всех случаях возможности защиты от помех ограничиваются прежде всего энергетическим фактором – отбором мощности СР. Отсюда следует, что энергетически более эффективные способы передачи и приема обеспечивают и более высокую ПС в условиях попадания ВП на вход ретранслятора.

В этом смысле в ССС с общим СР применение ансамблей с большим основанием кода более выгодно, чем в линиях связи без ретрансляции. И наоборот, увеличение базы одиночного сигнала без изменения СКК, не приводящее к существенному изменению помехоустойчивости в условиях аддитивного шума приемника, может вызывать снижение ПС из-за расширения полосы ретрансляции и возрастания мощности шумов на выходе СР, либо, при неизменной полосе ретрансляции, требует соответствующего уменьшения информационной скорости (рис. 3.5).

За многие годы методам МДКР в различных видах радиосвязи посвящалось большое количество исследований. Также хорошо изучены специфические свойства собственно широкополосных сигналов (часто называемых *шумоподобными*), при их использовании в каналах различного типа и воздействия разных видов помех [4.2, 4.4, 4.6, 4.10, 4.12]. Ниже, в контексте этой главы будут рассмотрены некоторые возможности ФМ-ПСП, МЧМ-ПСП применительно к многостанционной линии связи с общим СР, флуктуационным шумом, взаимными и внешними помехами.

Известны особенности, отличающие эти два метода (один от другого). Первая из них – **формирование сигнала**: при ФМ широкополосность (увеличение базы $B=B_1$) достигается путем прямого увеличения количества элементов на интервале символа сообщения T (за счет укорочения тактового интервала длительностью T_0), при МЧМ – передачей символов на разных частотах, так что такая же частая смена параметров на интервале символа T не требуется. Сигнал с МЧМ может формироваться путем передачи каждого символа сообщения на одной из многих частот, либо на нескольких (n) частотах (внутрисимвольная МЧМ), при этом ширина спектра и база **одиночного** сигнала во всех случаях остается много меньше общей полосы и базы ($B \gg 1$), которые слабо зависят от тактовой частоты ПСП.

Вторая особенность, связанная с первой – **принцип обработки в приемнике**: при ФМ-ПСП обычно применяется взаимокорреляционная обработка с когерентным накоплением (интегрированием) сигнала в целом, либо согласованный фильтр, тогда как при МЧМ-ПСП используется также ВКО (свертывание сигнала), но затем обычно осуществляются различные алгоритмы некогерентной поэлементной обработки и принятия решения.

Кроме того, последовательные символы или элементы тех других ШПС могут объединяться в блоки (с целью повторения или кодирования) и разноситься во времени, а при МЧМ они еще передаются на разных частотах. Возможны также комбинации того

другого типа сигналов, например, передача ФМ-ПСП на разных частотах.

Для **разделения** тех и других сигналов при многостанционном доступе применимы все известные способы, **асинхронные и синхронные**. При этом ФМ-ПСП обычно используются при МДКР или в комбинации МДКР-МДЧР, а МЧМ чаще ассоциируются с МДЧР или сочетанием МДЧР-МДВР – т.н. частотно-временной матрицей (ЧВМ).

Использование противоположных сигналов, когерентность, а также инвариантность к большинству помех (некоррелированных), достигаемая в результате обработки, благодаря превращению помех в шумоподобные и интегрированию на интервале T , при одинаковой полосе ретрансляции позволяют получить выигрыш в помехозащищенности ФМ-ПСП по сравнению с МЧМ.

Однако формирование ФМ-ПСП в известной степени усложняется по мере возрастания полосы, что является следствием ограничений по быстродействию и потреблению аппаратной и элементной базы. В то же время для создания МЧМ сигналов могут использоваться синтезаторы с автоматической перестройкой частоты, которые обычно входят в состав гетеродинов-возбудителей и применяются в КС, СР при более традиционных, узкополосных методах передачи информации.

В связи с этим МЧМ-ПСП позволяет **реализовывать большую избыточность по полосе частот ретрансляции**, повышающую эффективность в случаях воздействия помех, в особенности, при обработке в СР. Это важно при освоении новых, менее загруженных частотных полос, в частности в диапазоне миллиметровых волн.

Смена частот внутри информационного символа или повторение символов на разных частотах практически не усложняет формирование сигнала и вместе с тем, как будет показано ниже, кардинально повышает помехозащищенность. Поэтому известным свойством МЧМ-ПСП, в отличие от инвариантности помех при ФМ, является меньшая подверженность помехам, сосредоточенным по спектру или времени, которые влияют только на часть частотных позиций.

Благодаря указанным факторам, **при определенных условиях для МЧМ-ПСП может быть компенсирован проигрыш в помехозащищенности относительно ФМ-ПСП**. В то же время следует иметь в виду, что при более широких полосах предъявляются дополнительные требования к СВЧ трактам по равномерности АЧХ и ФЧХ.

Общим случаем ШПС являются т.н. **составные сигналы**, представляющие собой комбинацию того и другого вида модуляции с использованием ПСП (ФМ-МЧМ-ПСП). Их можно рассматривать как последовательную передачу на многих частотных позициях

"внутренних" ФМ-ПСП, либо, наоборот, как способ дальнейшего расширения спектра ФМ-ПСП с фиксированной базой.

То и другое, как будет показано ниже, позволяет ценой определенного усложнения повысить помехозащищенность. Причем, если полоса частот неизменна, это дает некоторый эффект при действии гармонических помех на отдельных частотных позициях, а в случаях расширения занимаемой полосы частот ПЗ возрастает пропорционально количеству частот МЧМ, т.е. базе ШПС.

Обязательным требованием ко всем широкополосным системам, использующим корреляционную обработку, является необходимость **внутриканальной синхронизации** ПСП местного (эталонного, опорного) и принимаемого сигналов. Существует, как известно, несколько видов кодовой синхронизации – цикловая, кадровая, тактовая (слежение за задержкой), а также синхронизация по частоте и фазе высокочастотной составляющей (несущей), свойственная и узкополосным системам. При этом имеется множество способов обеспечения синхронизации при ШПС [4.6, 4.10].

С точки зрения синхронизации, в особенности для ССС с НГСО, наиболее подверженных влиянию эффекта Доплера, метод МЧМ-ПСП обладает важным преимуществом. Благодаря большей длительности элемента сигнала в сравнении с ФМ-ПСП **прием и синхронная обработка сигналов с МЧМ менее чувствительны к временной и частотной нестабильности канала.**

Чаще применяются методы устранения временной (фазовой) и частотной неопределенности посредством автоподстройки параметров опорного сигнала под принимаемый. Но возможна и **синхронизация сигналов в передающих устройствах**, в частности с помощью высокостабильных источников (единого времени) и/или линий обратной связи, организуемых для передачи информации о рассогласовании параметров с эталоном на приемном конце.

При многостанционном доступе, в особенности с обработкой в СР, может возникнуть необходимость в **межканальной синхронизации** сигналов ЗС, т.е. совмещения их, например, по кадрам и тактам на входе ретранслятора.

Групповая синхронизация многих ЗС под общий бортовой генератор с помощью петли обратной связи и/или всемирной службы времени применяется в ССС для разновидностей МДВР. Подобного рода задача возникает и в системах, использующих ШПС – для обеспечения ортогональности сигналообразующих последовательностей или кодов.

При **групповой взаимокорреляционной обработке** в СР, с целью упрощения и экономии бортового ресурса, также оказывается более

эффективной синхронизация всех ЗС с единым генератором СР. То есть, основные функции синхронизации переносятся на Землю, что способствует защите ее от помех. При этом наличие обратного канала полезно и в других отношениях, например, для передачи разного рода служебной информации, управления мощностью ЗС и пр.

Ниже будет рассмотрен принцип построения системы с групповой ВКО и синхронизацией ЗС по опорным сигналам СР. Но вначале получим ряд количественных соотношений, достаточно подробно характеризующих помехозащищенность ССС с множественным доступом и использованием указанных типов широкополосных сигналов, независимо от способов внутри- и межканальной синхронизации.

4.5. Корреляционная обработка подобных помех

Корреляционная обработка смеси сигналов и помех является одной из основных и распространенных операций, осуществляемой приемниками дискретных сигналов в условиях разного рода помех. Она заключается в определении временной функции взаимной корреляции между эталоном сигнала $a(t)$, имеющимся в приемном устройстве, и приходящими сигналом $ka(t + \Delta t_a)$ и помехами $x(t + \Delta t_x)$:

$$B_T(\Delta t) \int_0^T [ka(t + \Delta t_a) + x(t + \Delta t_x)]a(t)dt = B_{T_c}(\Delta t_a) + B_{T_n}(\Delta t_x),$$

где T – время наблюдения (обработки); Δt_a – временной сдвиг между приходящим и эталонным сигналами; Δt_x – временной сдвиг между помехой и эталонным сигналом.

Линейность корреляционной операции позволяет представить результат обработки в момент отсчета T в виде двух аддитивных составляющих – сигнала B_{T_c} и помехи B_{T_n} . Если интересующим критерием является отношение сигнал/помеха на входе решающего устройства приемника, то вследствие случайного характера помехи приходится определять дисперсию мешающей составляющей на входе коррелятора:

$$D(\Delta t) = \langle B_{T_n}^2(\Delta t_x) \rangle = \left\langle \left[\int_0^T x(t + \Delta t)x(t)dt \right]^2 \right\rangle, \quad (4.3)$$

которая является функцией временного сдвига сигнала Δt (здесь " $<$ " " $>$ " — символ статистического усреднения; $\Delta t = \Delta t_x$).

Введем в анализ статистические корреляционные функции случайных процессов, описывающих соответственно помеху и сигнал: $B_x(t + \Delta t, \tau)$ и $B_a(t, \tau)$.

Поскольку передача дискретных сигналов происходит на радиочастотах, полагая их узкополосными относительно частоты $\omega_{x,a}$ косинусоидальной несущей со случайной равномерно распределенной начальной фазой, можно записать:

$$B_x(t + \Delta t, \tau) = D_x r_x(t + \Delta t, \tau) \cos \omega_x \tau, \quad B_a(t, \tau) = D_a r_a(t, \tau) \cos \omega_x \tau,$$

где D_x, D_a — соответственно дисперсии помехи и сигнала, r_x, r_a — огибающие корреляционных функций помехи и сигнала, полагаемые в дальнейшем четными функциями τ , что соответствует в действительности определенному классу сигналов и помех.

Принимая во внимание четность функций $r_x(t + \Delta t, \tau)$ и $r_a(t, \tau)$ относительно τ и учитывая, что $\omega_{x,a} \gg 2\pi/T$, $\omega_x + \omega_a \gg \omega_x - \omega_a = \Delta\omega$, можно получить выражение для $D(t)$ через корреляционные функции [4.5]:

$$D(\Delta t) = D_x D_a \int_0^T \cos(\omega_x - \omega_a) \tau \int_0^{T-\tau} r_x(t + \Delta t, \tau) r_a(t, \tau) d\tau d\tau. \quad (4.4)$$

Нахождение дисперсии помехи на выходе устройства обработки через автокорреляционные функции в ряде случаев открывает большие возможности, нежели непосредственное вычисление взаимокорреляционных функций сигнала и помехи и их последующее усреднение.

Особенно удобен этот путь при оценке воздействия помех **подобных по своим свойствам и параметрам сигналу**. Подобие здесь понимается в том смысле, что мешающая последовательность образована номинально из тех же элементов, что и полезный сигнал, имеет ту же временную структуру и отличается от сигнала, в силу независимости источников, лишь законом чередования элементов. Примерами подобных помех могут быть сигналы ЗС многостанционной ЛС при МДКР, либо сигналы, проходящие из соседних ЛС, либо несистемные помехи различного происхождения, сходные по методам и параметрам модуляции.

Дискретные сигналы с постоянной длительностью элементов (символов), широко применяемые в ССС, представляют в большинстве *периодически нестационарные* (в широком смысле) случайные

процессы, т.е. имеют зависящую от времени корреляционную функцию [4.1]. Соотношение (4.4) позволяет оценить мешающее воздействие таких сигналов с учетом их нестационарности, которая является причиной зависимости дисперсии помехи на выходе коррелятора от временного сдвига Δt . (Из (4.4) видно, что дисперсия при воздействии стационарной помехи одна и та же для любого значения Δt).

При изменяющемся в процессе радиоприема временном сдвиге иногда интересуются дисперсией, усредненной по Δt . Так, например, если сдвиг меняется случайно по равномерному закону в пределах от 0 до T , то, усредняя, приходим к выражению для дисперсии помехи через усредненные по времени корреляционные функции нестационарных помехи и сигнала $r_x^*(\tau), r_a^*(\tau)$. Действительно, можно показать, что:

$$D = D_x D_a T \int_0^T r_a^*(\tau) r_a^*(\tau) \cos \Delta\omega \tau d\tau. \quad (4.5)$$

Определим корреляционные функции некоторых типов дискретных сигналов и при помощи соотношений (4.4), (4.5) вычислим дисперсии подобных помех на выходе корреляторов.

Фазоманипулированные противоположные сигналы. Пусть сигнал и подобная ему помеха представляют собой независимые случайные последовательности равновероятных, противоположных по знаку двоичных элементов длительностью T_0 , сдвинутых на Δt . Пример одной из реализаций такого сигнала показан на рис. 4.5, а.

При передаче информации двоичным кодом ($m=2$) и противоположными сигналами каждому отрезку последовательности длиной $T = B_1 T_0$ соответствует один из двух символов сообщения, а такому же отрезку обратной по знаку последовательности — другой символ.

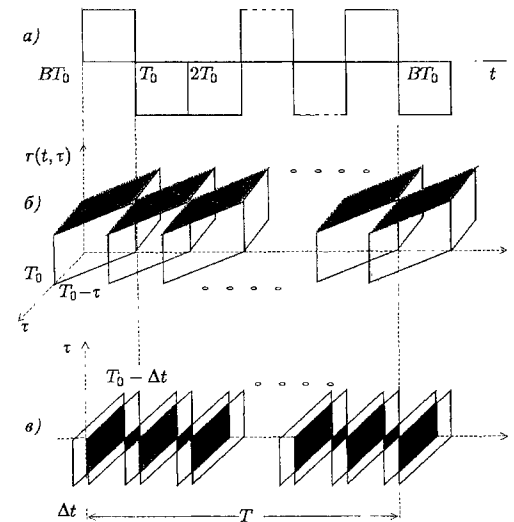


Рис. 4.5

Таким образом, сообщение передается посредством меняющихся по случайному закону дв. символов длительностью T , где величина B_1 характеризует базу одиночного сигнала. То есть, при $B_1 \gg 1$ случайные последовательности на радиочастоте представляют собой ФМ-сигналы с прямым расширением спектра (ФМ-ШПС), которые при определенных условиях можно считать адекватной моделью применяемых на практике псевдослучайных последовательностей максимальной длины (*M-последовательностей*), т.е. ФМ-ПСП сигналов.

Последовательности указанного типа по своим корреляционным свойствам не отличаются от узкополосного двоичного сигнала при передаче символов информации равномерным кодом.

В [4.1] показано, что такой сигнал описывается нестационарным случайным процессом, а его корреляционная функция, зависящая от t и τ , равна:

$$r(t, \tau) = \left\{ \begin{array}{ll} \left. \begin{array}{l} 1 \text{ при } (b-1)T_0 \leq t \leq bT_0 - \tau \\ 0 \text{ при } bT_0 - \tau < t < bT_0 \end{array} \right\} \tau > 0 \\ \left. \begin{array}{l} 1 \text{ при } (b-1)T_0 - \tau \leq t \leq bT_0 \\ 0 \text{ при } (b-1)T_0 < t < (b-1)T_0 - \tau \end{array} \right\} \tau < 0 \end{array} \right\} |\tau| \leq T_0 \quad (4.6)$$

$$|\tau| > T_0 (b = 1, 2, \dots, B)$$

Эта функция, показанная на рис. 4.5,б, представляет собой периодически чередующиеся на оси времени части поверхностей лоскостей), которые в соответствии с (4.6) либо приподняты на единичную высоту, либо совпадают с нулевой плоскостью $t_0\tau$.

Дисперсия подобной помехи, имеющей такую же корреляционную функцию, определяется в соответствии с (4.4) перемножением двух функций вида (4.6), сдвинутых на Δt , и последующим интегрированием с учетом радиочастотной несущей. Площадь интегрирования, соответствующая ненулевому результату, находится графически с помощью рис. 4.5,в: она является общей частью (наложением) указанных функций. В этом случае (4.4) принимает вид:

$$D(\Delta t) = D_x D_a B \int_0^{T_0} \cos \Delta \omega \tau \int_0^{T_0 - \tau} r_x(t + \Delta t, \tau) r_a(t, \tau) dt d\tau =$$

$$= D_x D_a B \left[\int_0^{T_0 - \Delta t} (T_0 - \tau - \Delta t) \cos \Delta \omega \tau d\tau + \int_0^{\Delta t} (\Delta t - \tau) \cos \Delta \omega \tau d\tau \right],$$

и после интегрирования получаем:

$$D(\Delta t) = 2D_x D_a B [1 - \cos(\Delta \omega T_0/2) \cos \Delta \omega (T_0 - 2\Delta t)/2] / (\Delta \omega)^2. \quad (4.7)$$

Исследуем это выражение при нулевой расстройке $\Delta \omega = 0$. Раскрывая неопределенность, имеем:

$$D(\Delta t) = D_x D_a B [T_0^2 - 2T_0 \Delta t + 2(\Delta t)^2] / 2.$$

Максимальное значение дисперсии получается при $\Delta t = 0$, а минимальное — при $\Delta t = T_0/2$. Находим $D(\Delta t)$ при $\Delta t = 0$, $\Delta t = T_0/4$, $\Delta t = T_0/2$:

$$D(0) = D_x D_a B T_0^2 / 2, \quad D(T_0/4) = D_x D_a B (5/16) T_0^2,$$

$$D(T_0/2) = D_x D_a B T_0^2 / 4.$$

Усредняя затем (4.7) по Δt при равномерном распределении сдвига в пределах от 0 до T_0 , получим:

$$D(\Delta t) = 2D_x D_a B [1 - \sin(\Delta \omega T_0) / \Delta \omega T_0] / (\Delta \omega)^2. \quad (4.8)$$

При синусоидальной (не модулированной) помехе, имеющей $r(t, \tau) = 1$, полагая $\Delta \omega = 0$, при подстановке (4.6) в (4.4) или $r_a(\tau) = 1 - \tau/T_0$ в (4.5), получим $D = D(0) = D_x D_a B T_0^2 / 2$, т.е. синусоидальная помеха декоррелируется и при нулевом сдвиге ($\Delta t = 0$) её дисперсия лишь в 1,5 раза (~ 2 дБ) превосходит среднюю дисперсию подобной помехи.

Дисперсия шумовой помехи с интервалом корреляции $\Delta \tau \approx T_0$ может быть определена так же, как и для подобной.

К таким же результатам приходим при усреднении (4.6) по времени и подстановке $r^*(\tau) = 1 - |\tau|/T_0$ в (4.5).

Соответственно при $\Delta \omega = 0$: $D(\Delta t) = 2D_x D_a B T_0^2 / 3$.

Зависимости (4.7) для трех значений Δt (сплошные, пунктир и штрих-пунктир) и (4.8) для усредненного сдвига (штриховые), нормированные к дисперсиям помех, сигнала на входе D_x, D_a , базе и длительности элемента T_0 , изображены на рис. 4.6 в функции от относительной расстройки $V = \Delta \omega T_0 / 2\pi$.

Видно, что при $\Delta t = 0$ и любых целых V , $\Delta t = T_0/2$ и четных V , $\Delta t = T_0/4$ и V , кратных 4, и т.д. дисперсия помехи на выходе коррелятора стремится к нулю. Это означает, что сигнал и помеха ортогональны, и соответствует синхронным методам разделения сигналов, в частности, при МДЧР.

Заметим, что в случае нулевой расстройки такие сигналы ни при каких условиях не могут быть ортогональными, что также следует из

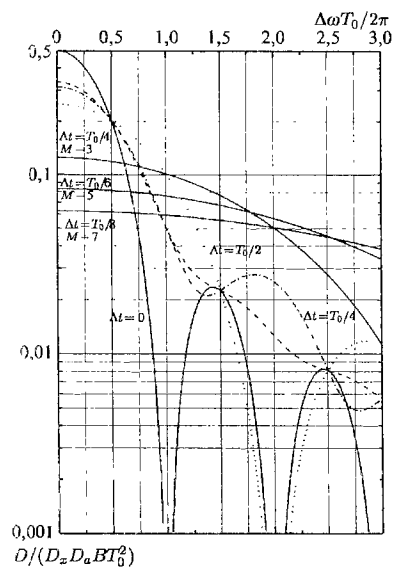


Рис. 4.6

ростом $\Delta\omega$ и B_1 , количественно эти параметры воздействуют по-разному. Так, при увеличении $\Delta\omega$ от нуля, если сохраняется единичная база, помеха ослабляется в большей степени, чем если база возрастает (но не быстрее относительной расстройки). Наоборот, при фиксированной базе увеличение расстройки во всех случаях способствует ослаблению помехи.

Сигналы, манипулированные по частоте. При передаче сообщений кодом с основанием $m \geq 2$ и ортогональными сигналами, в частности, с частотной манипуляцией (ЧМ, МЧМ), каждому из m кодовых символов соответствует сигнал определенной частоты или нескольких частот. Имеется ансамбль сигналов длительностью T , с разными частотами $\omega_1, \dots, \omega_2, \dots, \omega_i, \dots, \omega_m$, случайными начальными фазами $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_i, \dots, \varphi_m$ и одинаковыми амплитудами (усложнение структуры на интервале $0-T$ здесь может учитываться дополнительно):

$$\left. \begin{aligned} a_q &= A_m \cos(\omega_1 t + \varphi_1) \\ &\dots\dots\dots \\ a_m &= A_m \cos(\omega_m t + \varphi_m) \end{aligned} \right\} 0 \leq t \leq T. \quad (4.9)$$

Будем считать вероятность появления каждого из m -ичных символов одинаковой, т.е. $p_1 = p_2 = \dots = p_i = \dots p_m = 1/m$.

(4.7). В этом состоит принципиальное отличие шумоподобных сигналов, образованных на базе случайных или псевдослучайных последовательностей, от детерминированных ансамблей т.н. ортогональных и биортогональных "в точке" сигналов, к которым относятся, например, коды Рида-Мюллера, Стиффлера, Галея [4.6, 4.7].

При заданной длительности сигнала T_b (скорости передачи информации) ослабление подобной помехи происходит как за счет расстройки по частоте, так и за счет увеличения базы, которое характеризует "расстройку" по форме (коду) сигнала с ФМ-ПСП. Хотя имеется общая тенденция уменьшения дисперсии с

В зависимости от соотношения между фазами φ_i случайно чередующихся одиночных сигналов следует различать несколько разновидностей манипуляции:

- а) ЧМ "без разрыва фазы", т.е. $\varphi_1 = \varphi_2 = \dots = \varphi_i = \dots \varphi_m$;
- б) ЧМ "с разрывом фазы" при смене сигнала с последующим ее восстановлением при том же сигнале: $\varphi_i(t) = \text{const}$, $\varphi_1 \neq \varphi_2 \neq \dots \neq \varphi_i \neq \dots \varphi_m$;
- в) ЧМ "с разрывом фазы" при смене сигнала без ее восстановления, т.е. $\varphi_i(t) = \text{var}$, $\varphi_1 \neq \varphi_2 \neq \dots \neq \varphi_i \neq \dots \varphi_m$;
- г) ЧМ "с разрывом фазы" в каждом интервале через время T .

Случаи а) и б) можно отнести к когерентной ЧМ, а случаи в) и г) - к некогерентной. В [4.5] рассмотрена разновидность (в) как наиболее реальная и простая с точки зрения реализации. При этом предполагается, что при смене сигналов начальные фазы принимают некоторые значения с равномерным в пределах от 0 до 2π распределением вероятностей.

Корреляционная функция случайной последовательности равновероятных сигналов вида (4.9) при оговоренных условиях определяется:

$$\begin{aligned} R(t, \tau) &= \langle a_i(\tau) a_j(t + \tau) \rangle_{i,j,\varphi_i,\varphi_j} = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^m \langle a_i(t) a_j(t + \tau) \rangle_{\varphi_i,\varphi_j} p_{ij} = \\ &= \begin{cases} \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \cos \omega_i \tau, & t \leq T - \tau, |\tau| \leq T \\ \frac{1}{m^2} \sum_{i=1}^m \cos \omega_i \tau, & t > T - \tau, 0 \leq |\tau| \leq \infty. \end{cases} \quad (4.10) \end{aligned}$$

Здесь p_{ij} - вероятность появления через τ после $a_i(t)$ j -го сигнала, а

$$\begin{aligned} \langle a_i(t) a_j(t + \tau) \rangle_{\varphi_i,\varphi_j} &= \frac{A_m^2}{4\pi^2} \int_0^{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos(\omega_i t + \varphi_i) \cos[\omega_j(t + \tau) + \varphi_j] d\varphi_i d\varphi_j = \\ &= \begin{cases} 0 & \text{при } i \neq j, \\ \cos \omega_i \tau & \text{при } i = j. \end{cases} \end{aligned}$$

Для упрощения на сигналы налагаются два ограничения (далее мы от них откажемся), вполне оправданные с практической точки зрения:

- 1) частоты всех сигналов (4.9) разнесены на одну и ту же величину $\Omega = \omega_i - \omega_{i-1}$;
- 2) основание кода m четно, причем $m = 2^v$ ($v = 1, 2, 3, \dots$).

Средняя частота (при передаче радиосигналов - радиочастотная несущая) такой m -ичной ЧМ последовательности равна:

$$\omega_0 = \sum_{i=1}^m \omega_i / m. \text{ При этих условиях можно показать, что } \sum_{i=1}^m \cos \omega_i \tau = \\ = m \cos \omega_0 \tau \prod_{v=2}^{\log_2 m} \cos 2^{v-1} \frac{\Omega \tau}{2}.$$

Опуская "радиочастотное заполнение" корреляционной функции (4.10), по аналогии с (4.6) запишем огибающую корреляционной функции m -ичной ЧМ последовательности:

$$r(t, \tau) = \begin{cases} \prod_{v=1}^{\log_2 m} \cos 2^{v-1} \frac{\Omega \tau}{2}, & t \leq T - \tau \\ \frac{1}{m} \prod_{v=1}^{\log_2 m} \cos 2^{v-1} \frac{\Omega \tau}{2}, & t > T - \tau \end{cases} \quad |\tau| \leq T \quad (4.11)$$

Эта функция, изображенная графически в [4.5], представляет собой периодически чередующиеся поверхности (положительные и отрицательные), рельеф которых вдоль оси τ зависит от разности частот сигналов Ω и основания кода m , а масштаб изменяется скачком в моменты времени $t = T - \tau$ обратно пропорционально m . Там же показано, как изменяется $r(t, \tau)$ в сечении плоскостью $t = \text{const}$ (т.е. при фиксированном значении времени) для двух значений разности частот и основания кода.

Усреднение корреляционной функции (4.11) во времени дает следующий результат:

$$r^*(\tau) = \left[1 - \left(\frac{m-1}{m} \right) \frac{\tau}{T} \right] \prod_{v=1}^{\log_2 m} \cos 2^{v-1} \frac{\Omega \tau}{2}, \quad t \leq T.$$

Определение дисперсий подобных помех на выходе схемы обработки в любой из ветвей приемника m -ичных ЧМ сигналов не требует ограничений на разность частот Ω и основание кода m , поэтому далее может использоваться выражение для корреляционной функции (4.10).

Так как рассматриваемые сигналы не изменяют своих параметров на отрезке $0-T$, в соответствии с (4.4), (4.10) получаем:

$$D(\Delta t) = D_x D_a \int_0^T \cos(\omega_{0x} - \omega_{0a}) \tau \int_0^{T-\tau} r_x(t + \Delta t, \tau) dt d\tau = \frac{D_x D_a}{m} \times \\ \times \sum_{i=1}^m \frac{2 - \frac{1}{m} \left(1 + \cos(\Delta \omega_i T) - 2 \left(1 - \frac{1}{m} \right) \cos \frac{\Delta \omega_i T}{2} \cos \frac{\Delta \omega_i T}{2} \left(1 - 2 \frac{\Delta t}{T} \right) \right)}{(\Delta \omega_i)^2}. \quad (4.12)$$

Здесь $\Delta \omega = \omega_{ix} - \omega_{aj}$, т.е. представляет собой разность i -й (одной из m) частот помехи и частоты фиксированного j -го сигнала, в ветви которого определяется дисперсия. Зависимости слагаемых (4.12) от относительной расстройки $V_i = (\Delta \omega / 2\pi) T$ находятся по аналогии с ФМ сигналами и показаны на рис. 4.7. Здесь для каждого из трех значений временных сдвигов Δt и среднего сдвига (обозначения кривых соответствуют рис. 4.6) приведены по две кривые: нижние относятся к $m=2$, верхние — к $m \gg 1$. Видно, что разброс значений каждого слагаемого в зависимости от основания кода относительно невелик.

Суммированием слагаемых (4.12) можно определить дисперсию при любом расположении частот сигналов мешающей ЧМ последовательности. Так, при $\Delta \omega_i = 0$ слагаемое имеет значение $1 - \frac{\tau}{T} \left(1 - \frac{\tau}{T} \right) \left(1 - \frac{1}{m} \right)$.

Для средней по сдвигу Δt дисперсии получаем:

$$\overline{D(\Delta t)} = \frac{D_x D_a T}{m} \sum_{i=1}^m \int_0^T \left(1 - \frac{m-1}{m} \frac{\tau}{T} \right) \left(1 - \frac{\tau}{T} \right) \cos \Delta \omega_i \tau d\tau = \\ = \frac{D_x D_a}{m} \sum_{i=1}^m \left[\frac{2 - \frac{1}{m} (1 + \cos \Delta \omega_i T)}{(\Delta \omega_i)^2} - \frac{2 \left(1 - \frac{1}{m} \right) \sin \Delta \omega_i T}{T (\Delta \omega_i)^3} \right]. \quad (4.13)$$

При $\Delta \omega = 0$ слагаемое равно $1/3 + 1/(6m)$ [4.5].

Анализ (4.12), (4.13) также показывает, что слагаемые не сильно зависят от числа сигналов (основания кода) m . Между тем полная дисперсия для i -го сигнала обратно пропорциональна m , и, кроме того, определяется значениями всех m слагаемых, т.е. тем, каковы расстройки $\Delta \omega_i$. А последние, в свою очередь, зависят от разности средних частот (радионесущих) помехи и сигнала $\omega_{0x} - \omega_{0a}$ и разности $\Omega_{i,a}$ между $\omega_{ix,a}$. Так, например, при $\Delta t = 0$ и любых целых $V, \Delta t = T/2$

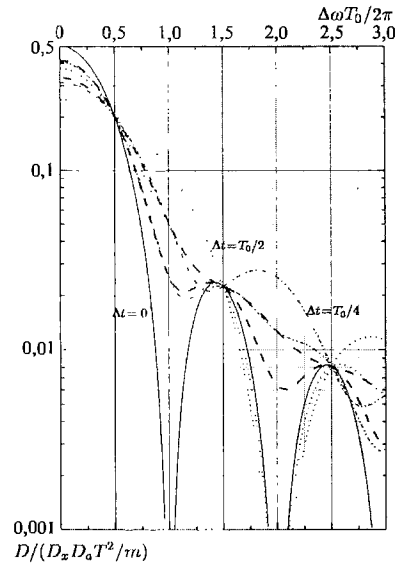


Рис. 4.7

и четных V , $\Delta t = T/4$ и V , кратных 4, и т.д. (т.е. $\omega_{0x} - \omega_{0a} = 0$, $\Omega_x = \Omega_a = 2\pi/T$, $\Delta t = 0$, $\Omega_x = \Omega_a = 4\pi/T$, $\Delta t = T/2$ и т.д.) и $m \gg 1$ получим те же результаты, что для ФМ сигналов при тех же сдвигах. При этом основание кода характеризует базу и степень коррелированности ЧМ сигналов.

Далее с помощью (4.12), (4.13) и графиков можно проследить, что при упомянутых расстройках и частотных разносах, но произвольном временном сдвиге, для средней дисперсии (как суммы слагаемых) получается несколько большее значение, чем в случаях ФМ сигналов. Однако по мере увеличения Ω и с ростом расстройки между средними частотами, в особенности при $\omega_{0x} - \omega_{0a} > \Omega_m$ (когда пропадает слагаемое с $\Delta\omega_i = 0$), происходит заметное ослабление дисперсии подобной ЧМ помехи в сравнении с ФМ помехой, расстроенной на такую же величину $\Delta\omega \geq 2\pi/T_0$ (при $B_1 = T/T_0 = m$). Данное обстоятельство также обусловлено различным характером влияния расстройки и базы на величину дисперсии помехи.

Полученные аналитические и графические зависимости позволяют определять дисперсии ВП, а затем отношения сигнал/помеха на входе решающего устройства приемника при изменяющихся базах, частотных расстройках, временных сдвигах, т.е. применительно к упомянутым выше и другим ситуациям взаимного разнесения сигналов и помех в полосе частот ретрансляции. При этом средние дисперсии рассчитываются через усредненные корреляционные функции сигнала и помехи.

4.6. Дисперсия комбинационной помехи на выходе коррелятора

При анализе помехозащищенности ССС, в которых через общий нелинейный СР передается несколько сигналов, а на входе СР возможно присутствие внешних помех, определяются статистические характеристики комбинационных продуктов как на выходе СР, так и после обработки в приемнике. Параметры, структурные свойства и уровни комбинационных помех в решающей степени зависят от характеристик входных воздействий (сигналов), из которых они образуются в результате нелинейных преобразований. В частности, корреляционная функция комбинационной помехи любого K -го порядка может быть выражена через аналогичные параметры полезных сигналов и внешних помех на входе нелинейного ретранслятора [4.8].

При нелинейном взаимодействии в СР происходит и преобразование некоррелированных с сигналами входных электромагнитных

воздействий, например, синусоидальных или импульсных, в комбинационные продукты и "приобретение" ими структурных и корреляционных свойств самих сигналов, т.е. образование **коррелированной** помехи.

Таким образом, для оценки характера и степени влияния ВП на помехозащищенность приема сигналов в многостанционной ЛС могут быть использованы, с одной стороны, упомянутые в главе 2 методы расчета уровней и характеристик основных и комбинационных продуктов на выходе нелинейного СР, а с другой стороны, требуется определить результаты прохождения тех и других через приемный тракт ЗС, и в частности, через элементы обработки сигналов.

С этой целью рассмотрим принципы преобразования характеристик нелинейных помех в корреляторе и расчета их дисперсии на входе решающего устройства приемника дискретных сигналов с фазовой и частотной манипуляцией, используя методологию предыдущего раздела.

Огибающая корреляционной функции комбинационной помехи K -го порядка согласно [4.8] равна произведению огибающих корреляционных функций $k_\mu - x$ гармоник взаимодействующих сигналов, каждый из которых имеет свой временной сдвиг Δt_μ относительно принимаемого ($K = \sum_{\mu=1}^M k_\mu$, k_μ — номер гармоники μ -го из M сигналов, "образующих" комбинационную помеху). Следовательно, дисперсия помехи является в общем случае функцией всех этих сдвигов. На основе соотношений, приведенных выше, дисперсия комбинационной помехи любого K -го порядка на выходе коррелятора выражается:

$$D(\Delta t_1, \Delta t_2 \dots \Delta t_M) = D_x D_a \int_0^T \cos(\omega_x^{(K)} - \omega_a)\tau \int_0^{T-\tau} r_a(t, \tau) \times \\ \times \prod_{\mu=1}^M r_{k_\mu}(t + \Delta t_\mu, \tau) dt d\tau, \quad (4.14)$$

где D_x, D_a — дисперсии помехи и сигнала на входе приемника, $\omega_x^{(K)}, \omega_a$ — средние (несущие) радиочастоты помехи и сигнала, r_{k_μ}, r_a — огибающие корреляционных функций k -й гармоники μ -го сигнала и основной гармоники принимаемого сигнала.

Рассмотрим конкретные типы сигналов и помех.

Фазоманипулированные сигналы. Сигналы, передаваемые через общий нелинейный тракт, как и в предыдущем разделе, будем

считать независимыми случайными последовательностями равновероятных, противоположных по фазе элементов длительностью T_0 . Символам принимаемого сообщения (одиночным сигналам) соответствуют отрезки длиной $T = BT_0$, где B характеризует базу сигнала. Корреляционные функции таких сигналов описываются (4.6).

Нетрудно заметить, что у корреляционных функций нечетных гармоник радиосигналов, манипулированных по фазе на 180° , сохраняется огибающая корреляционной функции основной гармоники сигнала, а четные гармоники имеют (в идеальном случае) корреляционную функцию немодулированной синусоиды (что является результатом т.н. "снятия манипуляции"). Поэтому при пользовании соотношением (4.14) достаточно оперировать непосредственно корреляционными функциями взаимодействующих сигналов (подобных принимаемому), когда k_μ нечетно, а при четных k_μ считать, что $r_{k_\mu} = 1$.

Согласно этой методике, после подстановки корреляционных функций в (4.14) необходимо графически определить пределы интегрирования. На рис. 4.8 в качестве примера (для $M=3$) изображены проекции корреляционных функций входных ФМ сигналов на плоскость $t_0\tau$, смещенные одна относительно другой в соответствии с временными сдвигами между сигналами. Затусованные участки определяют область, в которой подынтегральное произведение в (4.14) отлично от нуля (в данном случае равно 1). Производя интегрирование в пределах, ограниченных этой площадью, получаем:

$$D(\Delta t_1, \Delta t_2, \dots, \Delta t_M) = D_x D_a B \sum_{\mu=1}^M \int_0^{\Delta t_{\mu-1}} (\Delta t_\mu - \Delta t_{\mu-1} - \tau) \cos \Delta \omega d\tau =$$

$$= \frac{D_x D_a B}{(\Delta \omega)^2} \sum_{\mu=1}^M [1 - \cos \Delta \omega (\Delta t_\mu - \Delta t_{\mu-1})],$$

$$(\Delta \omega = \omega_x^{(K)} - \omega_a, \Delta t_0 = 0, \Delta t_M = T_0). \quad (4.15)$$

Если полагать временные сдвиги между сигналами Δt_μ фиксированными, то можно выделить несколько наиболее показательных частных случаев для значения дисперсии помехи любого нечетного порядка. При совмещении всех сигналов, когда $\Delta t_1 = \Delta t_2 = \dots = \Delta t_M = 0$, а также когда несколько или все сигналы имеют сдвиг

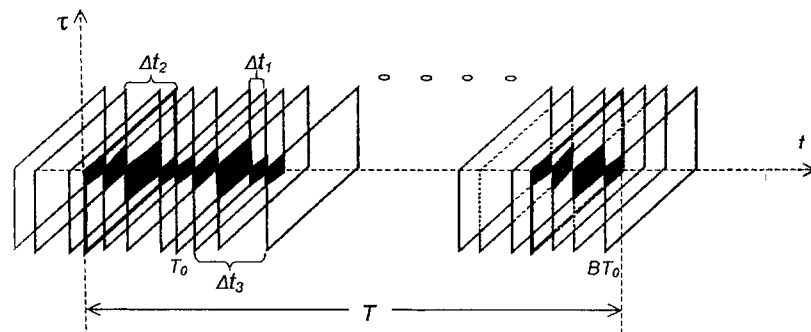


Рис. 4.8

$T_0/2$ и $T_0/4$, результаты совпадают со значениями дисперсий подобных помех при $\Delta t = 0, T_0/2, T_0/4$.

Кроме того, следует особо отметить крайний случай наименее коррелированной комбинационной помехи при $\Delta t_1 = \Delta t_2 - \Delta t_1 = \dots = \Delta t_1 - \Delta t_3 = \dots = T_0 - \Delta t_{M-1} = T_0/(M+1)$. Тогда (4.15) принимает вид:

$$D \Big|_{\Delta t_\mu - \Delta t_{\mu-1} = \text{const}} = D_x D_a \frac{B}{(\Delta \omega)^2} (M+1) \left(1 - \cos \frac{\Delta \omega T_0}{M+1} \right). \quad (4.16)$$

Зависимости дисперсии от относительной расстройки комбинационной помехи и сигнала $V = (\Delta \omega T_0)/2\pi$ для указанных значений Δt_μ и $M=3, 5, 7$ приведены сплошными линиями на рис. 4.6. При $\Delta \omega = 0$ минимальные значения дисперсии получаются при:

$$\Delta t_\mu - \Delta t_{\mu-1} = \text{const} = \frac{T_0}{M+1};$$

$$D_{\Delta \omega=0} = \frac{D_x D_a B}{2} \sum_{\mu=1}^{M+1} (\Delta t_\mu - \Delta t_{\mu-1})^2 = \frac{D_x D_a B T_0^2}{2(M+1)}$$

или

$$\frac{D}{D_x D_a B T_0^2} = \begin{cases} 1/8, M=3 \\ 1/12, M=5 \\ 1/16, M=7 \end{cases} \quad (4.17)$$

Как следует из (4.15), дисперсия равна нулю (сигнал и комбинационная помеха ортогональны) при условии $\cos \Delta \omega (\Delta t_\mu - \Delta t_{\mu-1})$, т.е. $\Delta \omega = 2\pi n / (\Delta t_\mu - \Delta t_{\mu-1})$ для всех μ (относительная расстройка $V =$

целое положительное число). Поскольку $\Delta\omega$ не зависит от μ , это означает, что сдвиги между сигналами должны быть равны, либо кратны друг другу. Случаи ортогональности сигнала и комбинационной помехи соответствуют подобным помехам на рис. 4.6.

При случайных изменениях сдвигов Δt_μ определение средней во времени дисперсии комбинационной помехи значительно усложняется по сравнению со случаем подобной помехи. Объясняется это тем, что дисперсия (4.15) есть функция M случайных аргументов Δt_μ и усреднение должно производиться по всем этим переменным, т.е.

$$\bar{D} = \int_0^{T_0} \int_{\Delta t_1}^{T_0} \dots \int_{\Delta t_{M-1}}^{T_0} D(\Delta t_1, \Delta t_2, \dots, \Delta t_M) w(\Delta t_1) w(\Delta t_2) \dots \\ \dots w(\Delta t_M) d\Delta t_1 d\Delta t_2 \dots d\Delta t_M, \quad (4.18)$$

где $w(\Delta t_\mu)$ плотность вероятностей значений временных сдвигов.

После подстановки (4.15) в (4.18), предположения равномерного закона распределения сдвигов между принимаемым и одним из фиксированных взаимодействующих сигналов и ряда довольно громоздких математических преобразований и вычислений могут быть получены в графической форме значения для усредненной дисперсии комбинационных помех 3-го, 5-го, 7-го порядков ($M=3, 5, 7$) в зависимости от разности частот $\Delta\omega$ [4.9]. Анализ их совместно с остальными кривыми для фиксированных Δt_μ подтверждает среднестатистический характер полученных результатов.

С помощью (4.15) также может быть получено значение дисперсии коррелированной комбинационной помехи, образованной в результате взаимодействия сигналов с немодулированной синусоидой. Ее корреляционная функция будет аналогична функции нечетных, в том числе первых, гармоник сигналов, поэтому ослабление такой помехи, не зависящее от базы и временного сдвига, минимально при комбинациях третьего порядка, типа 21, 111, в которых участвует основная гармоника принимаемого сигнала.

Не останавливаясь на определении дисперсий комбинационных помех для других типов сложных ФМ сигналов (в частности, детерминированных, противоположных и ортогональных), отметим лишь, что зависимость их от базы и расстройки имеет приблизительно тот же характер. В то же время нелинейные помехи при передаче ЧМ сигналов отличаются определенной спецификой, поэтому упомянем о них.

Частотноманипулированные сигналы. Огибающая корреляционной функции k_μ -й гармоники ЧМ сигнала с основанием кода m описы-

вается (4.11). Площади интегрирования при определении дисперсий согласно (4.15) находятся по той же методике.

Дисперсия совпадающей по средней радиочастоте с сигналом комбинационной помехи практически не зависит от разности частотных позиций Ω и от того, ортогональны передаваемые ЧМ сигналы или нет, а определяется в основном временными сдвигами.

При случайных сдвигах Δt_μ вычисление дисперсии значительно усложняется. В результате ряда упрощений, перехода к усредненным во времени корреляционным функциям и последующих расчетов с применением графического интегрирования в [4.9] были найдены значения средних во времени дисперсий различных комбинационных помех 3 и 5-го порядков для двоичной ЧМ.

На примере помех типов 111 и 21 наблюдается достаточное соответствие среднестатистических результатов и рассмотренных выше частных случаев фиксированных сдвигов, что позволяет сделать предположение о справедливости, хотя и с некоторой погрешностью, полученных значений и возможности их использования для расчетов.

Подобным же образом могут быть рассчитаны нормированные значения средних дисперсий и для ЧМ сигналов с более высоким основанием кода. Причем, как можно заметить, принимая во внимание (4.11), с ростом m значение интеграла в выражении для дисперсии комбинационной помехи все более уменьшается, ибо возрастает число косинусоидальных сомножителей. Это означает, что помеха, декоррелируясь, все более ослабляется. Основание кода m в данном случае играет такую же роль, что и параметр B для ФМ сигналов.

Таким образом, дисперсия комбинационной помехи на выходе коррелятора при любых сигналах зависит от типа и порядка комбинации, а также от количества сигналов, "образующих" эту помеху. При передаче сигналов, манипулированных по фазе на 180° , когда имеет место "снятие манипуляции" на четных гармониках, дисперсия комбинационных помех зависит от количества нечетных гармоник. Основание кода (число позиций) при частотной манипуляции характеризует базу сигнала, а следовательно и степень уменьшения дисперсии комбинационной помехи на выходе коррелятора.

4.7. Помехозащищенность сигналов с большой базой

Вначале при анализе ПЗ рассматриваемых типов сигналов будем полагать, что те и другие формируются в пределах полосы частот ретрансляции Δf без применения помехоустойчивого кодирования в

классическом смысле. Используются лишь специфические формы кодирования сигнала на интервале T – псевдослучайная смена полярности с тактовой частотой, соизмеримой с Δf в случае ФМ-ПСП, а при МЧМ изменение частоты по псевдослучайному закону в моменты смены символа сообщения и внутри символов. То есть, в общем случае частотная манипуляция происходит через интервал T/n , где $n \geq 1$ – количество изменяемых частот (частотных позиций) за время передачи символа. Будем также считать, что в приемнике в обоих случаях осуществляется синхронное во времени перемножение сигнала на его местный эталон и последующее интегрирование или фильтрация, а метод дальнейшей обработки и демодуляции определяется типом и принципом формирования ШПС.

Флюктуационная (шумовая) помеха

ВП этого типа, имеющая фиксированную мощность, может быть распределена во всей полосе или ее части Δf_n . Известно, что при взаимокорреляционном приеме ФМ-ПСП реализуется оптимальный метод обработки для канала с белым шумом – когерентное накопление сигнала на интервале T . При этом вероятность ошибочного приема символа сообщения P_o является функцией отношения (мощностей, дисперсий) сигнала к помехе (P_c/P_n) и полосы частот.

При передаче информации методом ОФМ (сравнение фаз), либо ортогональными сигналами при оптимальном некогерентном приеме:

$$P_o = 0,5 \exp[-q(P_c/P_n)\Delta f T], \quad (4.19)$$

где q принимает значения 1 и 0,5 для первого и второго метода, соответственно [4.2].

Если бы при МЧМ имела место когерентная манипуляция при передаче, то помехоустойчивость двух типов ШПС при прочих равных условиях оказалась бы идентичной. Однако обычно частотные элементы такого сигнала имеют статистически независимые фазы, поэтому после перемножения в корреляторе приходится чаще применять некогерентную демодуляцию и поэлементные методы принятия решения, что приводит к потерям по сравнению с ФМ-ПСП. Вероятность ошибки в этом случае является функцией отношения энергии или мощности одного элемента сигнала к СПМ или дисперсии помехи, а также некоторого алгоритма последетекторной обработки по n элементам.

МЧМ являются сигналами, для которых в соответствии с [4.6, 4.10] при аналоговом некогерентном накоплении (линейном сложении) элементов потери по сравнению с когерентной обработкой при

тех же методах передачи сообщений (ОФМ, ЧМ) составляют (2–3) дБ для $n < 10$ и $P_o = 10^{-5} \div 10^{-3}$. С увеличением n потери растут.

В случае поэлементного приема с более часто применяемым дискретным накоплением, в частности, *мажоритарным* алгоритмом принятия решения:

$$P_o = \sum_{i=\frac{n-1}{2}}^n C_n^i (P_o')^i (1 - P_o')^{n-i}, \quad (4.20)$$

где P_o' – вероятность ошибочного приема элемента МЧМ, определяемая (4.19) при $q=0,5$ и подстановке T/n вместо T .

Как показывает расчет, потери при этом для тех же значений n и P_o возрастают до (3–6) дБ соответственно.

Приведенные цифры характеризуют **выигрыш ФМ-ПСП по сравнению с МЧМ при шумовой помехе, равномерно распределенной во всей полосе**. Кривые помехоустойчивости, построенные с использованием (4.19) и (4.20) при $n=3,5$, приведены на рис. 4.9.

Однако, если флюктуационная ВП той же мощности занимает не всю полосу ретрансляции, а часть ее, то можно показать, что при определенном соотношении полос $\Delta f_n/\Delta f$ вероятность ошибки на один элемент возрастает:

$$P_o' = (n/e)[(P_c/P_n)\Delta f T]^{-1}. \quad (4.21)$$

При этом для каждого значения P_o' существует оптимальное соотношение полос помехи и сигнала $(\Delta f_n/\Delta f) = 2eP_o'$ ($e \approx 2,718$).

При $n=1$ и любом соотношении полос результирующая вероятность ошибочного приема информационного символа, совпадающая с (4.21), становится максимальной (штриховая линия). Это объясняется увеличением СПМ помехи, несмотря на то, что часть частотных позиций (символов в случае $n=1$) сохраняется не пораженной.

Увеличение количества элементов на интервале T до

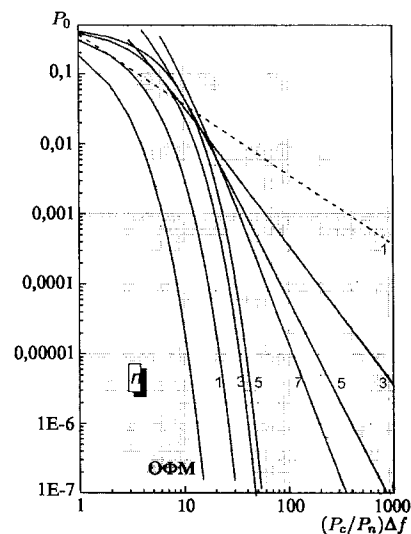


Рис. 4.9

$n=3,5,7$ позволяет значительно ослабить мешающий эффект и повысить достоверность приема за счет псевдослучайной отстройки от помехи, т.е. не попадания частотных позиций элементов в полосу Δf_n . Соответствующие кривые в правой части рис. 4.9 имеют обратный и более заметный характер зависимости от n по сравнению с помехой, распределенной по полосе, в особенности с уменьшением P_0 . Данное обстоятельство объясняется менее выраженным влиянием длительности элемента T/n на P'_0 и в связи с этим относительно большим вкладом в конечный результат алгоритма мажоритарной обработки, эффективность которой резко возрастает с ростом n , в особенности до 7–9.

Как показывает расчет, в данном случае поэлементный способ регистрации с мажоритарным решением (4.20) оказывается также эффективнее когерентного накопления (при ортогональных символах сигнала), но потери по сравнению с ФМ-ПСП все равно достаточно велики и составляют (7–10) дБ для $P_0=10^{-3} \div 10^{-5}$. С дальнейшим увеличением n (свыше 10), как видно из графиков, тенденция изменения зависимостей такова, что результаты при полностью и частично распределенной помехе сближаются.

Гармонические и многочастотные помехи

Рассмотрим воздействие ВП, подобных сигналу по структуре и параметрам элементов, что имеет место в многостанционных линиях связи при МДКР. Как показано выше, для ФМ-ПСП дисперсия подобной помехи на выходе коррелятора при нулевой расстройке несущей и усреднении по всем значениям временного сдвига отличается от немодулированной синусоидальной (того же уровня) в 1,5 раза.

Таким образом, по аналогии с (4.19), в предположении нормального закона распределения помехи на входе решающего устройства приемника ФМ-ПСП, что обычно имеет место при $\Delta f T > 10$,

$$P_0 = 0,5 \exp[-1,5(P_c/P_n)\Delta f T]. \quad (4.22)$$

Кривая помехоустойчивости, построенная в соответствии с (4.22), приведена на рис. 4.10. Здесь под P_n можно понимать мощность одиночной помехи, либо сумму мощностей всех помех от других каналов (станций).

Для МЧМ рассмотрим воздействие помех в виде гармонических составляющих, совпадающих с частью частотных позиций сигнала. При этом могут иметь место два характерных случая. В одном из них соседние спектральные составляющие помехи располагаются на оси частот с одним и тем же частотным разнесом Ω и совпадают, таким

образом, с частью полосы сигнала Δf_n , по аналогии с рассмотренной выше флюктуационной помехой.

При разнесении частот манипуляции сигнала, соответствующих двоичным символам сообщения, кратном Ω и много меньшем Δf_n , можно считать, что помеха попадает в оба тракта (фильтра) демодулятора ЧМ с вероятностью $\Delta f_n/\Delta f$ при наихудшей ситуации немодулированных спектральных составляющих ВП. В этом случае [4.11]:

$$P'_0 = (1/\pi)(\Delta f_n/\Delta f) \arccos(h/2),$$

где h — отношение мощностей (дисперсий) сигнала и одной синусоидальной составляющей помехи на входе приемника, начальная фаза которой случайна и распределена равномерно от 0 до 2π .

Как и при флюктуационной помехе в части полосы, здесь существует наименее благоприятное соотношение полос $\Delta f_n/\Delta f$, при котором вероятности ошибочного приема при тех же P_c/P_n , P'_0 и разных значениях n практически совпадают с зависимостями, приведенными на рис. 4.9. Отметим лишь, что это соотношение в $\sim 1,5$ раза меньше из-за различной структуры той и другой помех, т.е. каждая синусоидальная составляющая увеличивается по мощности по сравнению с флюктуационной в той же полосе.

Во втором случае, более близком к воздействию подобных помех при МЧМ, спектральные составляющие модулированной помехи располагаются на оси частот со случайным, кратным Ω взаимным разнесом и их соотношение с числом позиций сигнала также равно $\Delta f_n/\Delta f$. При этом помеха может попадать в один или оба тракта демодуляции, либо не попадать ни в один из них. Вероятность ошибочного приема элемента сигнала в этом случае будет равна:

$$P'_0 = 0,5[(\Delta f_n/\Delta f)(1 - \Delta f_n/\Delta f) + (1/\pi)(\Delta f_n/\Delta f)^2 \arccos(h/2)].$$

Можно показать, что общее число частотных позиций сигнала МЧМ в полосе Δf при оптимальном их разнесении равно $\Delta f T/n$. Тогда число поражаемых помехами позиций (совпадающих частот

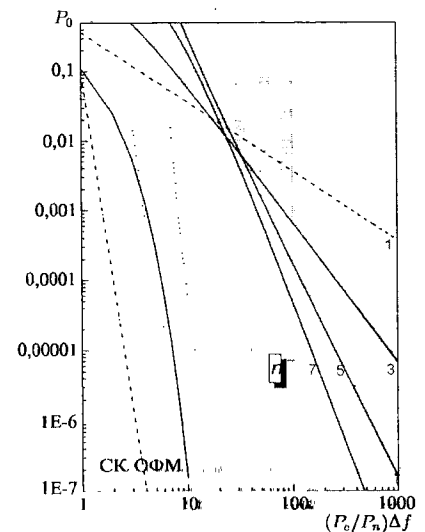


Рис. 4.10

помех и сигнала) $\Delta f_{\pi} T/n$. Приняв для граничной оценки условие ошибочного приема элемента при равенстве мощностей одной гармонической составляющей помехи и сигнала на фиксированной частотной позиции ($h=1$) и полагая $(\Delta f_{\pi}/\Delta f) = (P_{\pi}/P_c)/\Delta f T$, получим:

$$P'_0 = 0,5(\Delta f_{\pi}/\Delta f)[1 - 0,333(\Delta f_{\pi}/\Delta f)] \approx 0,5[(P_c/P_{\pi})\Delta f T/n]^{-1},$$

$$(P_c/P_{\pi})\Delta f T \gg 1. \quad (4.23)$$

Кривые помехозащищенности МЧМ-ПСП при воздействии многочастотных гармонических помех, рассчитанные в соответствии с (4.23) и (4.20), приведены на рис. 4.10 (сплошные линии).

Анализ графиков показывает что помехозащищенность МЧМ в данном случае несколько снижается по сравнению с флюктуационной ВП, т.к. при тех же соотношениях сигнал/помеха вероятность ошибочного приема элемента при синусоидальных и подобных помехах выше, что следует из сравнения (4.23) и (4.21). Кроме того, возрастают потери по отношению к ФМ-ПСП.

Так, если для $P_0=10^{-3}$ проигрыш МЧМ относительно ФМ в зависимости от n колеблется в пределах (10–12) дБ, то для $P_0=10^{-5}$ он возрастает до 13 дБ при $n=7$ и до 20 дБ при $n=3$. Увеличение n свыше 9 незначительно изменяет результат. Таким образом, значения n , близкие к 10 (7,9,11), можно считать оптимальными для МЧМ-ПСП, имея в виду и результаты при флюктуационной помехе.

На основании сравнительной оценки двух типов широкополосных сигналов без применения кодирования следует заключить, что выигрыш по помехозащищенности ФМ-ПСП относительно МЧМ при $n=7,9$ в зависимости от типа помехи составляет от 2–3 до 10 дБ для $P_0=10^{-3}$ и от 3–4 до 13 дБ для $P_0=10^{-5}$.

Таким образом, применение n -кратного повторения с разнесением элементов символа по частоте при МЧМ-ПСП является весьма эффективным средством защиты от многочастотных помех, попадающих в часть полосы ретрансляции. Что касается приведенных количественных и сравнительных результатов по отношению к ФМ-ПСП, то, как показано выше, они относятся к мажоритарному способу решения. Эти результаты могут быть улучшены путем применения других методов и алгоритмов последетекторной, главным образом цифровой, обработки.

В частности, один из методов заключается не только в регистрации знака элемента в решающем устройстве приемника, но и оценке суммарного уровня сигнала и помехи по признаку превышения некоторого порога в течение нескольких временных позиций (преоб-

разованных из частотных при ВКО). Как показывают достаточно сложные расчеты, подобная коррекция чисто мажоритарного правила, т.е. "смягчение" решения, приводит, в зависимости от отношения сигнал/помеха и величины выбранного порога, к исправлению значительной части двойных и тройных ошибок, т.е. снижению P_0 и соответствующему уменьшению (на 2–3 дБ) проигрыша относительно ФМ-ПСП.

Еще более высокие результаты для обоих типов сигналов получаются при применении эффективных способов кодирования, упомянутых в предыдущей главе. В частности, на рис. 4.10 показаны зависимости, относящиеся к использованию сверточных кодов (СК) с алгоритмом декодирования Витерби (штрих-пунктир) в предположении повторения и случайного перемежения символов тех и других сигналов [4.12]. Применительно к ФМ-ПСП в качестве примера выбран код с $R=1/2$, $d=10$, $v=6$, близкие значения получаются и при других кодах, в том числе длинных блоковых и каскадных. Здесь же приведены две кривые для МЧМ с ортогональными символами сообщения при $m=2$ и 8, $v=6$ и $R=1/2$ (пунктир).

Как видим, при МЧМ-ПСП в случае сверточного кодирования имеет место существенное повышение защищенности от наихудшей помехи в части полосы по сравнению с простым повторением и еще более заметное улучшение характеристик по отношению к отсутствию кодирования и повторения ($n=1$) – порядка 10–12 дБ и свыше 30 дБ, соответственно, для $P_0=10^{-5}$. При этом разница между ФМ и МЧМ сигналами снижается до 5–7 дБ.

Импульсная помеха

В отличие от гармонических и шумовых, распределенных во всей полосе ретрансляции Δf , прерывистая во времени – импульсная помеха (ИП) той же средней мощности, т.е. имеющая некоторую скважность $\zeta < 1$, может оказывать значительно более сильное воздействие на прием ФМ-ПСП и МЧМ-ПСП. Это объясняется тем, что ее пиковая мощность $P_{\text{пик}} = P_c/\zeta$ возрастает обратно пропорционально скважности, что по конечному результату близко к сужению полосы Δf_{π} рассмотренных выше непрерывных во времени помех. То и другое приводит к увеличению вероятности ошибки из-за концентрации энергии ВП в некоторой временной или частотной области. В частности, при ИП, совпадающей по радиочастоте с ФМ-ПСП:

$$P_0 = 0,5\zeta \exp[-\zeta(P_c/P_{\pi})\Delta f T],$$

причем максимальное значение вероятности ошибки, соответствующее

щее некоторой оптимальной скважности, обратно пропорционально P_c/P_n :

$$P_{\text{опт}} = (0,5/e)[(P_c/P_n)\Delta f T]^{-1}.$$

Изменение P_0 при ФМ-ПСП и разной скважности ИП показано на рис. 4.11 (пунктир) вместе с этой верхней границей (жирный пунктир). Для МЧМ-ПСП при $n=1$ имеет место подобная же картина, только вероятность ошибки при одинаковой полосе частот несколько выше (верхняя штриховая линия) и определяется (4.21).

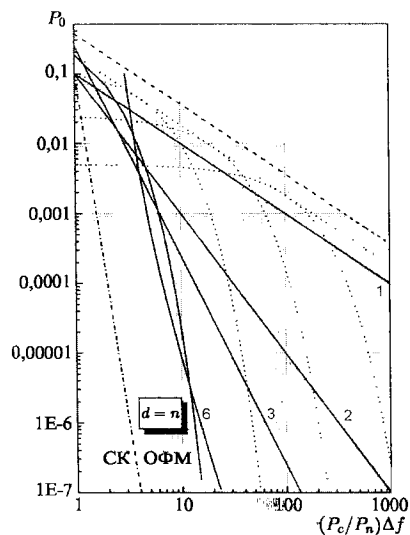


Рис. 4.11

Вредное воздействие ИП предотвращается применением разнесения (n -кратного повторения) элементов сигнала во времени и/или эффективных методов кодирования-декодирования, что приводит к декорреляции ИП и сближению ее статистических характеристик на входе решающего устройства приемника с нормальным случайным процессом.

Как уже рассмотрено выше, разнесение эффективно при любых видах помех для МЧМ, а для ФМ-ПСП — только при импульсной ВП, ибо этот вид сигналов инвариантен к остальным помехам. При соответствующем разнесении, псевдослучайном пе-

ремешении с целью декорреляции и оптимальной схеме приема ошибка происходит лишь в случае поражения всех n повторяющихся элементов. Тем самым достигаются результаты, аналогичные рис. 4.10, с поправкой на противоположность сигналов.

Дополнение разнесения и перемежения кодированием с исправлением ошибок еще более повышает помехозащищенность обоих типов сигналов. На рис. 4.11 показаны сплошные зависимости для ФМ-ПСП и произвольного кода с расстоянием $d=n$ (несколько лучше, чем при простом разнесении), близкие к кривым для непрерывного перемежения при $d>6$.

Но значительное повышение защищенности от импульсных, как и от гармонических помех, достигается путем использования сверточного кодирования с декодированием по Витерби и также с

случайным перемежением. Оно эффективно в случаях максимизации P_0 из-за оптимизации скважности ИП, либо соотношения полос помехи и сигнала при МЧМ (когда "скважность" по полосе преобразуется после ВКО в скважность по времени).

Как показано в [4.12], разница в воздействии того и другого видов помех (гармонической и импульсной) при СК с мягким и жестким декодированием, разными значениями кодового расстояния и ограничения невелика (доли и единицы дБ), а по сравнению с отсутствием кодирования и разнесения выигрыш составляет десятки дБ. При этом относительное различие МЧМ и ФМ в значительной степени стирается.

На рис. 4.11 помехозащищенность при СК обозначена штрихпунктирными линиями, т.е. улучшение по сравнению с не кодированными сигналами достигает 30 и более дБ, а потери МЧМ относительно ФМ находятся в пределах 6 дБ.

4.8. Помехозащищенность составных ФМ-МЧМ-ПСП сигналов

Будем полагать, что помимо МЧМ с помощью ПСП модулируется по фазе каждый элемент (частотная позиция), причем законы изменения ПСП могут быть независимы. Образовавшуюся "внутреннюю" базу элемента обозначим B_n . Таким образом, ширина энергетического спектра элемента МЧМ становится пропорциональной nB_n/T . В зависимости от ее соотношения с разном частотных позиций Ω возможны два варианта структуры такого сложного ФМ-МЧМ сигнала:

- полоса, занимаемая элементом сигнала, соизмерима с $\Omega \approx (1 - \epsilon)nB_n/T$;
- полоса элементарного сигнала много меньше Ω .

Можно показать, что в первом варианте, с учетом передачи методом ОФМ и нормализации ВП после коррелятора, вероятностный ошибочного приема элемента выражается следующим образом:

$$P'_0 = (n/2T\Delta f)(P_n/P_c)h \exp(-h). \quad (4.24)$$

Сравнение этого выражения с (4.23) показывает, что они отличаются множителем вида $x \exp(-x)$, где $x = h$. Исследуя эту функцию на экстремум, получим, что в наихудшем случае $h=1$, т.е. отношение помеха/сигнал на одной частотной позиции равно B_n . Таким образом, выигрыш при комбинированном, составном ШПС относительно МЧМ в этом варианте формирования сигнала составит $\approx 2,72$ раза, т.е. $\sim 4,3$ дБ.

Данный результат является следствием декорреляции и нормализации помехи при ФМ-ПСП, хотя, строго говоря, при небольших B_n он будет несколько ниже из-за не полной нормализации ВП.

Во втором варианте, т.е. при более частой расстановке частотных позиций МЧМ и неизменной общей полосе Δf , относительное число частот, поражаемых той же помехой, уменьшается в B_n раз. Но при этом ВП чаще попадает в фильтры демодулятора, т.е. основную полосу, занимаемую элементом сигнала, и ее уровень на выходе коррелятора в большей степени зависит от соотношения радиочастот.

Учитывая (4.5), (4.7), где отображается влияние частотной расстройки помехи и сигнала, можно показать, что при $B_n \gg 1$:

$$P'_0 \rightarrow (n/T\Delta f)(P_{\Sigma}/P_c)e^2. \quad (4.25)$$

То есть, по сравнению с первым вариантом помеха при той же вероятности ошибки на элемент возрастает в $e/2$ раз ($\sim 1,3$ дБ), выигрыш относительно МЧМ-ПСП составляет $e^2/2$, т.е. $\sim 5,6$ дБ.

Таким образом, формирование сложных, составных ШПС путем комбинирования ФМ-ПСП и МЧМ-ПСП позволяет при той же полосе частот ЛС повысить помехозащищенность в 2–4 раза.

Однако, в отличие от частотного или частотно-временного разделения при МЧМ-ПСП, когда сигналы можно считать ортогональными, параметры сигналов с ФМ-МЧМ-ПСП должны выбираться с учетом уровня взаимных помех в общей полосе ретрансляции, который зависит от соотношения базы элемента B_n и количества сигналов M .

При этом возможна работа ЗС либо на общих частотах в течение длительности элемента МЧМ, т.е. с асинхронным, чисто кодовым разделением, либо, что более реально, с разнесением по частоте кратным T/n , т.е. с частотно-кодовым разделением. Так, например, при $M \sim 100$ "внутренняя" база B_n должна быть не менее нескольких тысяч, чтобы при МДКР обеспечивался приемлемый уровень межканальных помех, учитывая наличие в линии собственных шумов и, тем более, внешних помех.

Указанная база ФМ-ПСП реализуема для скоростей передачи информации, намного не превышающих 10 кбит/с. Для более высоких скоростей уменьшение базы сигнала приводит вначале к потере выигрыша от применения ФМ-МЧМ-ПСП, а затем к недопустимому возрастанию взаимных помех. Если же, с целью ослабления взаимного мешания ЗС, увеличивать разнесение частотных позиций, при фиксированной полосе ретрансляции, то это

приведет к уменьшению общей базы сигнала, т.е. в итоге также к снижению помехозащищенности.

Альтернативой асинхронным методам разделения при ФМ-МЧМ является применение вместо ПСП ортогональных последовательностей и обеспечение единой синхронизации в линии связи.

В связи с ограниченностью частотно-орбитального ресурса в ССС возникает проблема ЭМС, т.е. защиты от помех, создаваемых как внутрисистемными, так и внешними линиями связи соседних стволов и лучей. В частности, использование ШПС рассматриваемых типов позволяет решать задачу совместной работы в общей или смежных полосах частот ретрансляции при соответствующем выборе параметров, прежде всего базы сигналов, или числа частотных позиций МЧМ. Необходимым условием этого является их значительное превышение над числом сигналов в ЛС ($B/M \gg 1$). Кроме того, количество одновременно работающих стволов (обозначим его M_1) должно быть относительно невелико, т.е. $M_1 \ll M$.

При ФМ-МЧМ-ПСП взаимное влияние имеет место, когда один или несколько сигналов ЗС той и другой ЛС совпадают по времени в течение части интервала частотной позиции (кадра). Вероятность такого события пропорциональна $(M_1 - 1)M/B$. Вероятность совпадения сигналов более, чем двух линий уменьшается по степенному закону, поэтому в первом приближении ее можно не учитывать.

Оценивая вероятность ошибочного приема, как показатель ущерба при такого рода ситуациях (в отличие от действия непрерывных многочастотных ВП), можно полагать, что временной сдвиг между мешающим и полезным сигналами изменяется равномерно, так что в среднем его можно считать равным половине перекрывающегося интервала.

Рассмотрим вначале наиболее тяжелый случай ФМ-МЧМ при $\Omega = (1 - 2nB_n/T)$ с учетом и межканальных помех от $M-1$ станций данного ствола. При оговоренных условиях можно показать, что вероятность ошибочного приема элемента сигнала близка к значению:

$$P'_0 = [(M_1 - 1)MnB_n/4T\Delta f] \exp(-B_n/2M). \quad (4.26)$$

Анализ этого соотношения показывает, что при условии $B_n/M \gg 1$, независимо от остальных параметров, вероятность ошибок от воздействия других линий связи пренебрежимо мала ($P'_0 \ll 1$). Однако, как указывалось выше, выполнение этого условия далеко не всегда возможно.

При уменьшении "внутренней" базы и использовании МЧМ-ПСП

без ФМ внутри элемента (частотной позиции) экспоненциальный множитель в (4.26) устремляется к единице и вероятность ошибки при взаимных помехах будет зависеть от основных ресурсных параметров линии связи, прежде всего полной базы МЧМ-ПСП ($T\Delta f$) и количества сигналов.

Поскольку база определяется скоростью передачи информации в полосе частот, нетрудно заметить, что приемлемые значения P_0 получаются далеко не при любых параметрах. Например, для скорости передачи до 10 кбит/с, $M=100$, $M_1=3$, $n=7$ вероятность ошибки на элемент порядка $(2-3) \cdot 10^{-2}$, обеспечивающая $P_0=10^{-5}$ при мажоритарном решении, получается при полосе ретрансляции в менее 100 МГц. Более эффективные методы кодирования позволяют улучшать использование энергочастотных ресурсов и уменьшать требуемую полосу, либо повысить пропускную способность.

4.9. Взаимокорреляционная обработка в ретрансляторе

Как показано в разделе 4.3, эффективная реализация пропускной способности и высокой помехозащищенности ССС за счет особых свойств ШПС с большой базой возможна при взаимокорреляционной обработке в СР. При этом ПСП, на основе которых формируются ФМ и МЧМ сигналы, являются **отличительным признаком** поступающих на вход СР излучений собственных ЗС данной системы, **разрешающим ретрансляцию** и в то же время препятствующим прохождению через СР посторонних сигналов и внешних помех. Таким образом, обработка ШПС в бортовом ретрансляторе позволяет также обеспечивать защиту от несанкционированного доступа к каналам ССС.

При многостанционной работе с использованием того или иного типа ШПС на основе этого идентификационного признака в виде самой ПСП или ее производных формируется эталонный сигнал в приемнике. При МДКР и индивидуальной бортовой обработке сигналов ЗС количество таких эталонов в СР должно соответствовать числу станций и они должны иметь отличающиеся законы чередования двоичных знаков ПСП (чипов), т.к. в этом случае ПСП являются адресным признаком ЗС. МДЧР и МДВР в случае применения ШПС предполагают частотное или временное адресование (селекцию при приеме), при этом ПСП могут быть одинаковыми, выполняя только функции идентификации своих ЗС и модуляции параметров сигнала с целью расширения спектра, т.е. повышения помехозащищенности.

При необходимости обеспечения ВКО в СР для защиты от помех или НСД индивидуальная обработка каждого сигнала не создает дополнительных технических проблем по сравнению с прямыми каналами без ретрансляции и может предусматривать любые принципы синхронизации, демодуляции, декодирования и т.д. Основной проблемой является только экономия массо-габаритных и энергетических ресурсов СР, т.к. количество индивидуальных трактов обработки определяется числом сигналов ЗС. При индивидуальной ВКО должна обеспечиваться поканальная синхронизация эталонной ПСП с приходящим ШПС тем или иным способом, а разделение сигналов может быть как асинхронным, так и синхронным (с межканальной синхронизацией).

В то же время в ССС возможно применение групповых методов обработки, выдвигающих ряд принципиальных специфических требований, которые обсуждаются далее.

Во-первых, в простейшем случае, если стоит задача групповой обработки сигналов ЗС при помощи одного, **общего взаимокорреляционного устройства СР**, то использование МДКР в чистом виде не представляется возможным, т.к. ШПС всех станций должны иметь закон изменения параметров на основе ПСП, повторяющий (при наличии внутриканальной синхронизации) ПСП эталонного сигнала.

Поэтому должны применяться другие методы – МДЧР, МДВР, а в случаях их комбинирования с МДКР – вводится дополнительный признак разделения, например, разбиение на временные окна (фреймы), либо сдвиг по радиочастоте, кратный $1/T$.

При этих условиях на выходе коррелятора, выполняющего линейное перемножение общего для всех станций эталона (опорного сигнала) на сумму M широкополосных сигналов от ЗС и последующую фильтрацию в групповой полосе Δf , будут присутствовать т.н. обернутые, т.е. узкополосные сигналы, которые могут представлять собой любые СКК, рассмотренные выше в главе 3. При этом, очевидно, будет иметь место тенденция к автоматической синхронизации всех сигналов ЗС между собой (т.е. межканальной), что открывает возможность использования более широкого класса ШПС на основе т.н. "детерминированных" ПСП.

Затем, в зависимости от построения системы, сигналы могут в неизменном виде (после преобразования по частоте и усиления в СР) транслироваться на участке "вниз", либо предварительно подвергаться тем или иным, в том числе нелинейным преобразованиям: аналого-цифровому, демодуляции, декодированию, уплотнению и т.д. на участке "вниз".

Кроме того, поскольку при групповой ВКО речь идет о едином эталонном сигнале, большинство функций синхронизации, как упоминалось выше, должно выполняться в ЗС, с использованием обратного канала от СР. При этом частотно-временные параметры прямого и обратного каналов (доплеровский сдвиг, время распространения, частотная и фазовая нестабильности задающих генераторов), а также скорости их изменения, оказывают решающее влияние на характеристики синхронизации. Это означает, что эффективность и сложность систем синхронизации будут зависеть от длительности элементов сигнала (в частности, значений тактовых частот), а также ряда других сигнальных параметров.

Уже отмечалось, что в этом отношении МЧМ сигналы значительно менее критичны. В частности, временной сдвиг между тактами ведущего (бортового) и ведомых (станционных) генераторов ПСП, набегающий за время распространения, может превышать длительность элемента сигнала с ФМ-ПСП. Расчеты показывают, что даже при ГСО с отклонением по долготе в десятые доли градуса эффект Доплера и изменение задержки приводят к соизмеримому сдвигу при тактовой частоте ПСП порядка 10 МГц и более. Для функционирования системы синхронизации в таких случаях потребуется непрерывное предсказание времени распространения с предельно высокой точностью, что ведет к усложнению ЗС и системы в целом. В связи с этим практический интерес представляет рассмотрение принципа функционирования и структуры ССС, в которой применяется групповая ВКО сигналов с МЧМ.

Линия связи с групповой обработкой ШПС в ретрансляторе

Принцип групповой взаимокорреляционной обработки в общем СР заключается в следующем.

1. На каждой ЗС, независимо друг от друга, формируются ШПС одним и тем же законом изменения параметров, воспроизводящим закон ПСП, задаваемый генератором эталонного сигнала ретранслятора.

2. Разделение сигналов при многостанционном доступе к С производится одним из известных методов: по частоте, времени и комбинациям, включая кодовое, но на основе других ПСП.

3. В общем преобразователе (смесителе) тракта СР, выделенного для данной группы (сети) ЗС, происходит "свертывание", т.е. линейное перемножение на эталонный сигнал, с последующей групповой фильтрацией всех ШПС в более узкой полосе частот

определяемой суммой пропускных способностей каналов ЗС и частотными (временными) нестабильностями.

4. Дальнейшая ретрансляция сигналов ЗС происходит одним из известных способов, в зависимости от энергopotенциала и полосы частот на участке "вниз".

5. Для обеспечения синхронной работы ЗС с ведущим бортовым генератором ПСП предусматриваются: а) возможность организации общего канала передачи информации о состоянии, параметрах эталонной ПСП и б) обязательные обратные каналы к каждой из ЗС для анализа состояния процесса синхронизации всех уровней.

6. В зависимости от вида и длительности ПСП цикловая синхронизация ЗС с эталонным генератором СР может происходить автономно, либо путем передачи по выделенному каналу СР-ЗС (общему для всех станций) информации о фазовом состоянии и параметрах эталонной ПСП.

7. Начальные условия для вхождения в синхронизм по кадрам, фреймам и тактам каждая ЗС определяет автономно, либо с помощью обратного канала, после чего переходит в режим поиска путем последовательного совмещения с эталонным сигналом.

8. Регистрация "свертывания" ШПС, разрешающая переход станции в режим слежения за задержкой и передачи информации, т.е. дальнейшее поддержание синхронизма по кадрам и тактам, происходят посредством фиксации факта фазирования собственного сигнала по отклику в обратном канале и удержания его с помощью автоподстройки генератора тактовой частоты ЗС.

Последняя операция является наиболее важной и предполагает наличие в ЗС дискриминатора рассогласования ШПС с эталонным сигналом, а в СР — индикатора, реагирующего тем или иным способом на эти события, и передающей части обратного канала.

На рис. 4.12 приведены упрощенные блок-схемы ретранслятора и К', иллюстрирующие принцип групповой ВКО применительно к МД с частотным или/и временным разделением сигналов, изменяющих параметры по закону, задаваемому эталонной последовательностью. ШПС формируется в ЗС тем или иным способом: в генераторе ПСП на базе регистров сдвига с обратными связями, программном устройстве и т.д., затем балансным модулятором при ФМ, частотном синтезаторе при МЧМ или их комбинации при составных сигналах.

В СР результаты групповой ВКО подвергаются затем индивидуальной обработке сигналов каждой ЗС в селекторе рассогласования по частоте и задержке (СРЧЗ), которая в принципе может производиться параллельно или последовательно, быть аналоговой или цифровой, предусматривать или не предусматривать демодуляцию и регенера-

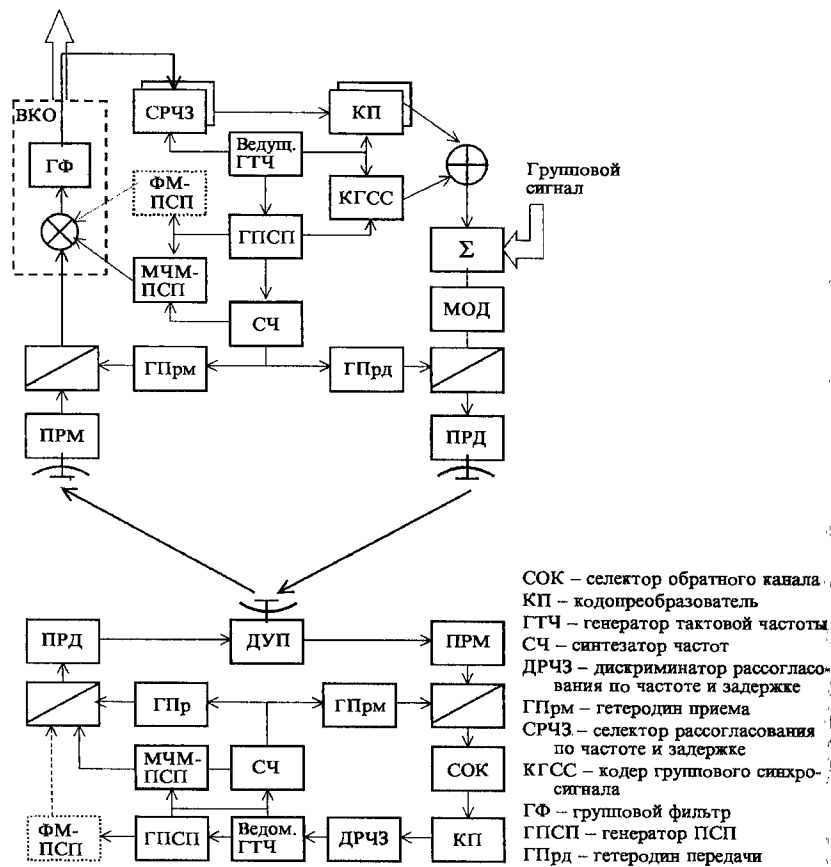


Рис. 4.12

цию сигналов. Результат обнаружения совмещения или рассогласования эталонной и ведомой ПСП, полученный тем или иным способом (сравнение с порогом, стробирование, счет частоты и пр.) преобразуется в кодере (КП) и уплотняется одним из возможных способов для передачи по обратному каналу соответствующей ЗС.

Кроме того, в СР генератор ПСП (ГПСП) при необходимости может вырабатывать групповой синхросигнал, содержащий информацию о местном (бортовом) времени, начале работы или изменении параметров ПСП, для передачи которого также требуется кодопреобразователь (КГСС) и общий для всех ЗС (циркулярный канал). Индивидуальная обработка в СР после ВКО (в частности

регенерация) может распространяться на сигналы в целом, либо только на выявление признаков, указывающих степень рассогласования с бортовой ПСП. В зависимости от этого определяется энергочастотный ресурс, требуемый для организации циркулярного и обратных каналов ЗС.

В приемнике ЗС производится селекция циркулярного и обратного каналов, демодуляция, декодирование и далее сигналы поступают в ГПСП и дискриминатор рассогласования по частоте и задержке (ДРЧЗ). Последний формирует управляющее воздействие в кольце частотной и фазовой автоподстройки ведомого ГТЧ, определяя опорную частоту для ГПСП, модулятора, синтезатора и обеспечивая синхронизацию изменения параметров ШПС, а также когерентность несущих радиочастот.

В рассмотренной системе могут применяться различные способы и параметры разделения сигналов с большой базой. В более простом случае ШПС-МДЧР сигналы того или другого типа, генерируемые в разных ЗС, синхронно (по кадрам, элементам или тактам) изменяют параметры (ФМ, МЧМ) в соответствии с общим законом ПСП ретранслятора и их адресным признаком является номинал рабочей частоты. При этом разнесение средних частот для достижения ортогональности может быть минимальным, кратным тактовой частоте сигнала.

На рис. 4.13,а в качестве примера показаны условно частотно-временные форматы сигналов с МЧМ-МДЧР, которые, помимо изменения параметров внутренней структуры (в данном случае частоты) по общему закону ПСП, имеют присвоенный каждой ЗС постоянный (адресный) частотный сдвиг.

При групповой обработке в СР возможно также **временное разделение на участке "вверх"** (ШПС-МДВР), главная особенность которого заключается в сжатии сигналов, т.е. применении импульсного режима работы ЗС с ШПС.

При этом структура ретрансляции и обработки сигналов, а также передачи на участке "вниз", существенным образом не меняется и в то же время появляется возможность снижения расходования бортового энерго-массового ресурса. Имеется в виду обеспечение демодуляции и регистрации символов сообщения в групповом приемном устройстве СР, последовательно во времени, т.е. отказ от индивидуальных параллельных трактов.

Подобный же эффект достигается при аналого-цифровом преобразовании во временную последовательность совокупности одновременно приходящих на вход СР узкополосных сигналов, разделенных по частоте. Однако в случае использования ШПС-ПСП такая

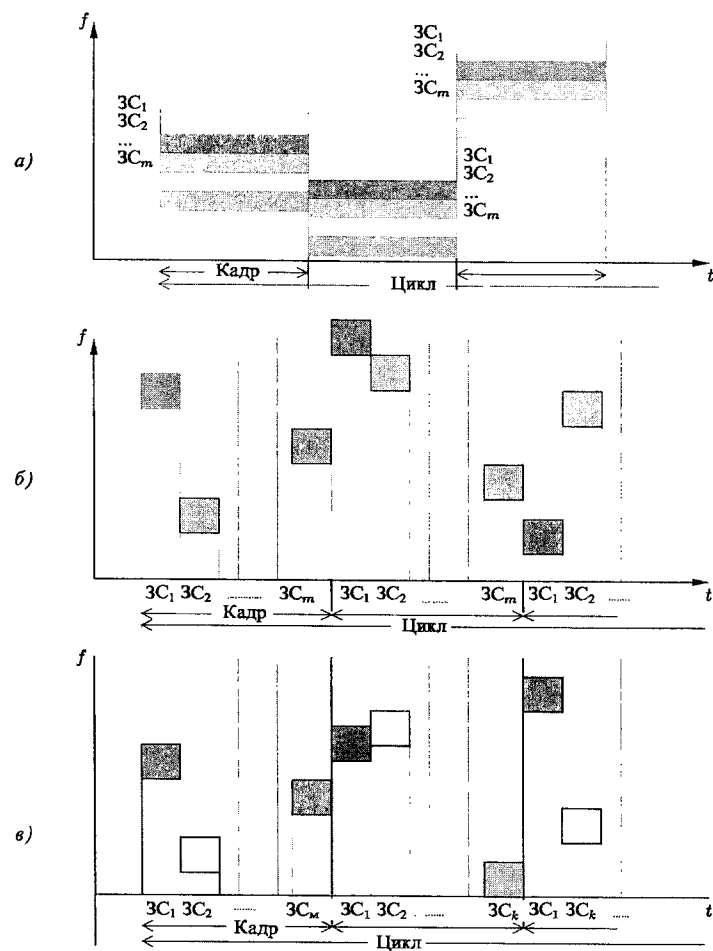


Рис. 4.13

обработка существенно усложняется, т.к. на борт переносятся многие индивидуальные функции формирования ПСП каждой ЗС.

Использование МДВР с ФМ-ПСП (TD-CDMA) в различных модификациях предложено, в частности, в рамках европейской программы UMTS (Universal Mobile Telecommunications Systems) в качестве новых технологий и стандартов радиоинтерфейсов наземной мобильной связи 3-го поколения. Позднее появились рекомендации о распространении этих стандартов и на спутниковую составляющую ЗС

Особенности и сложности обеспечения синхронизации при групповой обработке сигналов с ФМ-ПСП в линиях связи СССР уже упоминались. Очевидно, что они усугубляются при дополнительном сжатии ШПС в случае применения МДВР. Поэтому представляет особый интерес рассмотреть далее принципы МДВР с МЧМ-ПСП (МЧМ-МДВР), которые не столь критичны к частотным, фазовым и временным нестабильностям в ЛС. Отметим, что отдельные варианты такого рода технологий (FH-CDMA/TDMA) получили распространение в наземных системах беспроводного абонентского доступа (WLL – Wireless Local Loop).

При МЧМ-МДВР и неизменной полосе ретрансляции уменьшается возможное количество частотных позиций из-за расширения спектра элементов сигнала в результате временного сжатия, но общая база системы в первом приближении остается неизменной за счет пропорционального увеличения числа временных позиций (тактов). В связи с единой синхронизацией в системе, и потому ортогональностью сигналов ЗС при групповой ВКО, сигнальное пространство может характеризоваться частотно-временной матрицей частотных и временных не перекрывающихся интервалов.

На рис. 4.13 показаны принципы использования плоскости "время-частота" M станциями при МЧМ-МДВР с детерминированным (б) и псевдослучайным (в) использованием интервалов. В отличие от МЧМ-МДЧР в обоих случаях законы манипуляции частоты каждой ЗС различаются, но они должны быть связаны однозначным образом с опорной ПСП бортового генератора, а излучение происходит в течение интервала (кадра), занимающего определенное место в общем цикле. Структура, длительность, другие параметры кадров и циклов определяются конкретным способом формирования сигнала и скоростью передачи информации.

На рис. 4.14 приведено несколько время-частотных диаграмм образования МЧМ сигналов. Все они для простоты и наглядности представления предполагают детерминированное распределение временных интервалов между ЗС. Псевдослучайность смены интервалов не оказывает влияния на принципы формирования, синхронизации и обработки.

Первая из структур (а) соответствует передаче каждого символа сообщения на n частотах в реальном масштабе времени. В этом случае длительность элемента сигнала с учетом защитных интервалов и синхропосылок потребуется несколько меньше, чем T_b/nM . При скорости передачи информации порядка десятков кбит/с, $n < 10$ и $M \sim 100$ длительность элемента составит десятки наносекунд, что

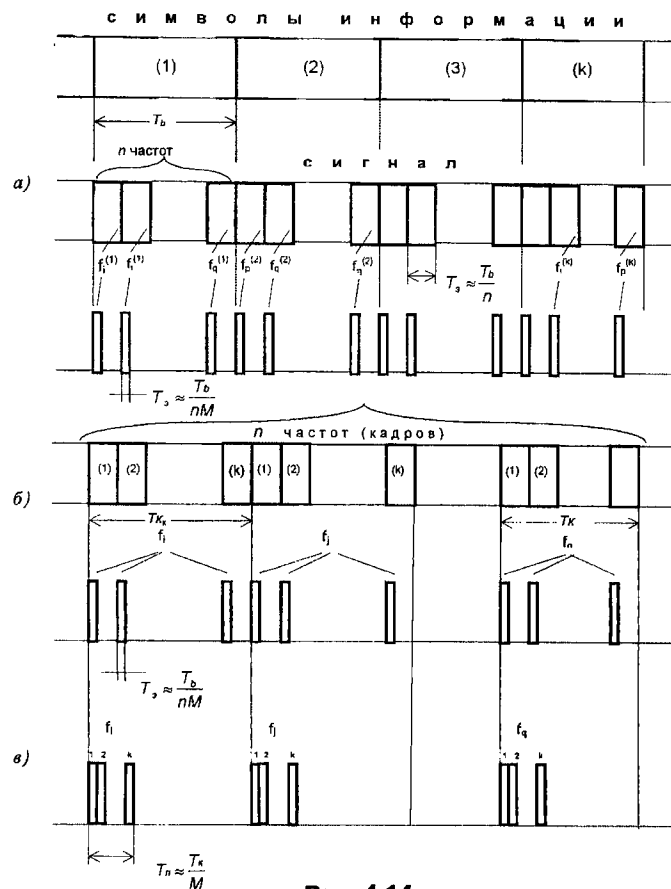


Рис. 4.14

трудно реализуемо, так же, как и в случае ФМ-ПСП с такой скоростью чипов.

Целесообразно обратиться к алгоритмам формирования на основе объединения некоторого количества (k) символов в пакеты и последовательной их передачи на n или более частотах. Далее рассмотрим два варианта сигналов применительно к МЧМ-МДВР. Один из них, на рис. 4.14,б, соответствует укорочению элемента пакета в M раз без изменения длительности кадра (частотной позиции) и повторению элементов на n частотах. Такой сигнал мало отличается от непрерывного при МДЧР, рассмотренного выше, при этом все ЗС будут использовать в течение кадра одну и ту же частоту МЧМ, т.е. общую ПСП, но только с разделением по времени.

Данный способ позволяет производить обработку в СР всех сигналов одним устройством, но не дает возможности декоррелировать по отношению ко всем станциям помеху с близким законом манипуляции частот.

В качестве следующего шага возможно сжатие пакета символов в целом на каждой ЗС и передача на одной (своей) псевдослучайной частоте в течение времени $T_n \approx T_k/M = kT/nM$ и с n -кратным повторением на других частотах (рис. 4.14,в). (При более сложном кодировании пакет может передаваться более чем на n частотах). Такая структура сигнала ЗС позволяет перестраивать рабочие частоты со скважностью $1/M$ по закону индивидуальной ПСП, являющейся циклическим сдвигом или частью опорной бортовой последовательности. Таким образом, кадр будет состоять из M пакетов, каждый из которых включает k тактовых интервалов.

Временные диаграммы при таком алгоритме функционирования ИС приведены на рис. 4.15, где показан пример структуры цикла, кадров, пакетов. Сигналы цикловой синхронизации, образованные в групповом устройстве ВКО и "привязанные" к бортовому времени, передаются по отдельному каналу на участке "вниз" и выделяются приемными станциями. Каждой ЗС назначается ПСП, определяющая ее временные и частотные позиции внутри кадра (детерминированные

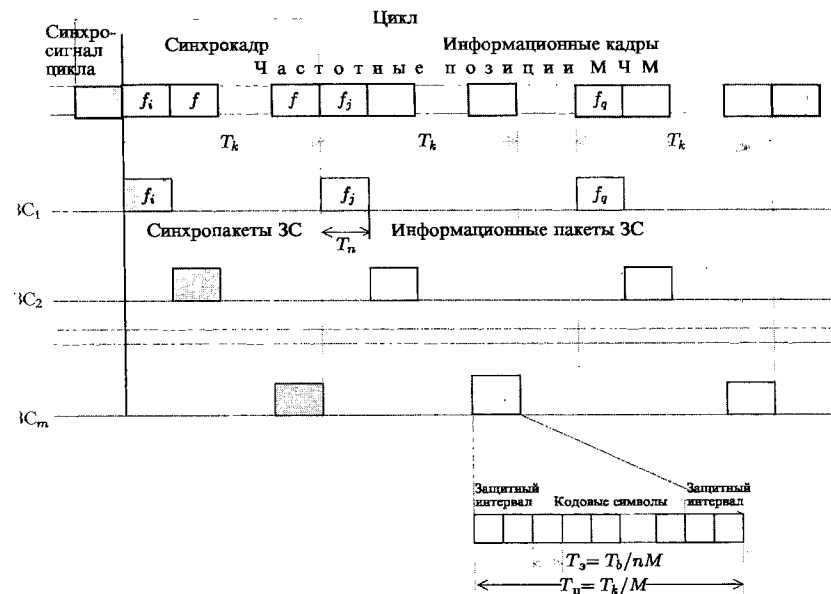


Рис. 4.15

или квазислучайные). После процедуры поиска происходит вхождение в синхронизм по кадрам, фреймам и тактовым символам, затем переход к передаче информации.

Если принять, по аналогии с международными стандартами CDMA/TDMA, длительность кадра $T_k = 10$ мсек, то при $n = 10$ (учетом элементов синхронизации и защитных интервалов) и $M = 10$ длительность пакета, или одной частотной позиции при МЧМ составит порядка 100 мсек. Указанные значения T_k могут быть увеличены при использовании более эффективных кодов (уменьшении n до 2–4).

Такая длительность частотного интервала вполне приемлема с точки зрения групповой синхронизации даже при НГСО, т.е. в тех случаях, когда изменение временного и доплеровского сдвига за время реакции системы слежения за задержкой может составлять десятки микросекунд.

Глава 5

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ЭНЕРГОЧАСТОТНЫХ И ПРОСТРАНСТВЕННЫХ РЕСУРСОВ В МНОГОСТВОЛЬНЫХ И МНОГОЛУЧЕВЫХ СИСТЕМАХ

5.1. Роль пространственных параметров и структуры СР в обеспечении эффективности ССС

В первой главе отмечена важность задачи исследования многоствольных и многолучевых ССС (М-систем) как совокупности многостанционных линий связи (ЛС). Последние изучены в наибольшей степени и их основные аспекты рассмотрены в предыдущих главах. Переходя к данной задаче будем исходить из того положения, что в практике ССС с многоствольной или многолучевой структурой СР все виды ресурсов для линий связи каждого ствола (луча) образуются обычно путем деления имеющихся или доступных общесистемных ресурсов в той или иной пропорции, в зависимости от количества, назначения, требуемой пропускной способности многостанционных линий и т.д.

Обеспечение эффективности отдельно взятой ЛС при заданной структуре СР обычно состоит в том, чтобы наилучшим образом (в том или ином смысле) использовать **выделенный** для нее, прежде всего энергетический и частотный, потенциал, зависящий в значительной степени от пространственного ресурса и структуры ССС в целом. Последняя, в свою очередь, во многом определяется находящимся на той или иной орбите бортовым ретрансляционным комплексом (БРК), представляющим собой совокупность многоствольного оборудования и антенно-фидерных устройств, в частности, таких сложных, как МЛА.

Под МЛА в общем случае понимается антенна с одним или многими входами (выходами), способная формировать одну или несколько пространственно разнесенных ДН, каждая из которых

может состоять из нескольких парциальных лучей, причем количество и пространственное положение последних может изменяться.

При проектировании БРК большое внимание должно уделяться рациональному синтезу или учету параметров, количества и структуры стволов, трактов ретрансляции, соответствующих лучам бортовых МЛА и эффективности **распределения** между ними как энергочастотного, так и других видов ресурсов, прежде всего пространственных – внешнего, орбитального, и внутренних – аппаратного, массо-габаритного, механического и прочих, относящихся к космическому сегменту.

Таким образом, по сравнению с отдельно взятой линией связи **существенно расширяется массив параметров и структур**, находящихся в тесной взаимозависимости и определяющих облик М-системы. В частности, относятся:

- пространственные параметры и структуры бортовых антенн, апертура, определяющая усиление и зоны покрытия, число лучей МЛА, тип антенны и диаграммообразующих схем (ДОС);
- тип, структурно-функциональная схема, энергочастотные параметры, элементная база оборудования бортового ретранслятора;
- пространственные параметры, структура и состав орбитально-группировки КА, прежде всего высота, тип орбиты, кепплеровские данные;
- характеристики космического аппарата – энергопотребление, вес, габариты и объем, отводимые для полезной нагрузки, размеры, размещение антенных устройств.

При проектировании М-системы требуемого назначения одной из первоочередных задач, наряду с архитектурно-топологическим сетевым построением, является параметрический синтез (оптимизация) соотношений и взаимозависимости между энергопотенциалами участков линий связи "вверх" и "вниз", полосами частот сигналов ретрансляции, с одной стороны, структурой направленности, зонами покрытия, размерами антенн СР, в особенности МЛА, и пространственно-временными характеристиками орбиты, с другой.

Кроме того, при разработке ССС должна оптимизироваться и пространственному (массогабаритному) и энергетическому признакам структура БРК, которая характеризуется принципом формирования стволов, их количеством и взаимосвязями, при том или ином способе присоединения к антеннам или ДОС. Здесь и далее речь пойдет о стволах СР, образующих многостанционные линии связи, работающие в одном выделенном участке (диапазоне) частот. (Существуют также многодиапазонные СР, включающие несколько БРК, ра-

ботающих в разных диапазонах, принадлежащих различным ССС, но использующих один и тот же КА).

Понятия *многостовольности* и *многолучевости* означают здесь деление СР на отдельные тракты, которые могут быть электрически, механически изолированы и функционировать независимо. В то же время по входу и выходу, т.е. на участках "вверх" и "вниз", к ним могут подключаться как разные, так и общие антенны, облучатели или ДОС. При перекрывающихся в пространстве ДН антенных устройств или отдельных формируемых лучей, относящихся к разным стволам, последние разносятся по частоте, структурно-сигнальным параметрам, поляризации сигналов или по времени.

Тракты стволов и лучей могут соединяться между собой внутри СР посредством т.н. "*перекрестных связей*" и устройств межствольной, межлучевой коммутации или маршрутизации, о чем пойдет речь ниже.

Многостовольность с разделением по частоте, при работе на общую антенну, и многолучевость с разделением по пространству, при работе в общей полосе частот, представляют собой два наиболее характерных (крайних) случая структурно-параметрического решения одной и той же проблемы – распределения энергетического, частотного, пространственного, а также остальных общесистемных ресурсов, при проектировании ССС различного назначения.

Мотивацией многостовольного структурного построения СР часто служат прагматические и технологические соображения, такие как: удобство разделения энергетического и частотного ресурса СР между различными владельцами, ведомствами; наличие и освоенность относительно маломощных выходных электронных приборов (ЛБВ, твердотельные усилители) с приемлемым КПД; универсализация и возможность комбинирования полезных нагрузок КА; упрощение частотного регулирования. Кроме того, деление на стволы оказывается иногда полезным для предотвращения влияния друг на друга СС, сильно отличающихся по энергопараметрам.

Многостовольность получила наибольшее применение в системах ФСС с СР на ГСО, в частности, для наращивания емкости спутниковых сетей в определенных географических зонах, что способствовало появлению бортовых антенн с управляемой формой ДН (т.н. контурными ДН). Применяется также поляризационное разделение стволов с общими частотными полосами, как вариант повторного использования спектра.

Развитие земного сегмента в направлении создания станций с малой апертурой антенн для ФСС, непосредственного теле- и радиовещания (СНТВ), ПСС при ограниченности орбитального ресурса на

ГСО и ужесточении условий частотной координации стимулировало увеличение количества стволов СР в менее загруженных диапазонах, с целью занятия свободных орбитальных позиций.

Широкое использование МЛА, являющееся по существу дальнейшим развитием принципа многостовольности, наблюдается в большей степени в системах ПСС и ПерСС с различными орбитами. Но в последние годы появилось множество проектов т.н. широкополосных ССС, предназначенных для мультимедийных применений, в которых на борту КА устанавливаются МЛА со сверхузкими ("карандашными") лучами, работающие в Ка и более высокочастотных диапазонах распределенных для ФСС.

Вначале в этой главе будут рассмотрены энергетические и частотные соотношения внутри и между многостанционными линиями связи, имеющие место при относительно простом **многостовольном** построении СР, когда антенны с глобальной или более узкой ДН, как правило, однолучевые, подключаются одновременно к нескольким стволам, работающим в разных полосах одного диапазона частот и/или с разной поляризацией радиоволн. Такой принцип деления СР на стволы-транспондеры широко применялся в первых отечественных ССС на базе спутников *Молния*, *Радуга* и продолжает использоваться в системах ФСС с КА *Интелсат*, *Горизонт*, *Экспресс* и др.

Задача обеспечения эффективного использования ресурсов СР в системе в целом выдвигает критерии, которые, будучи весьма важными, могут не совпадать однозначно с традиционными подходами к построению многостовольных СР. Одним из примеров является проектирование т.н. малоразмерных СР, когда во главу угла ставится экономия массо-энергетического ресурса КА, в связи с чем вопрос о делении на стволы и энергочастотных показателях линии связи приобретает особое значение.

5.2. ЭЧП и пропускная способность в многостовольных системах

Опираясь на полученные выше соотношения и графически зависимости для относительной ПС, или информационно-энергетической эффективности (ИЭЭ) $B_{\text{и}}/W_2$ многостанционной линии связи (ствола СР), как функции соотношения полосы частот ретрансляции, энергопотенциалов участков ЛС, можно убедиться в значительном влиянии данных показателей на проблему многостовольности вообще и выбор числа стволов, в частности.

Перепишем (3.14) применительно к ЛС **одного** из n стволов СР, работающих на общую антенну, при **фиксированном энергопотенциале**

линии W_2 и зависящей от n полосы частот ретрансляции $\Delta f_n = \Delta f/n$ каждого из стволов, что часто обычно имеет место на практике:

$$\begin{aligned} B_{\text{и}}/W_2 &= (W/W_2)/h^2 = \\ &= (\delta \ln 2)^{-1} (\Delta f_n/W_2) (\chi B_1/2)^{-1} \ln \{1 + [(\Delta f_n/W_2)^{-1} (\chi B_1/2)] \times \\ &\quad \times x_c [1 + \Delta f_n/MW_1 + x_{\text{ш}} W_2/MW_1 + x_{\text{л}} W_2/\Delta f_n + \\ &\quad + x_{\text{н}} (1 + \Delta f_n/MW_1) W_2/\Delta f_n]^{-1}\}. \end{aligned}$$

Тогда суммарная ПС **всех** линий связи для n **стволов**, нормированная к ЭП ствола, выражается:

$$\begin{aligned} (B_{\text{и}}/W_2)_n &= n(\delta \ln 2)^{-1} (\Delta f/nW_2) (\chi B_1/2)^{-1} \times \\ &\times \ln \{1 + [(\Delta f/nW_2)^{-1} (\chi B_1/2)] x_c [1 + \Delta f/(nMW_1) + x_{\text{ш}} W_2/MW_1 + \\ &\quad + x_{\text{л}} W_2 n/\Delta f + x_{\text{н}} (1 + \Delta f/nMW_1) W_2 n/\Delta f]^{-1}\}. \end{aligned} \quad (5.1)$$

Эта зависимость представлена на рис. 5.1 (сплошные линии соответствуют $n > 1$, штриховые – одному стволу) для наиболее простого случая МДВР, с целью наглядно продемонстрировать, что дает многостовольность при тех или иных энергочастотных и пространственных условиях образования стволов. Анализ графиков приводит к следующим результатам.

При $\Delta f/W_2 < (0, 1 - 0, 2)$, что имеет место в ряде эксплуатируемых систем ФСС С-диапазона, добавление новых стволов с таким же ЭП, но пропорциональным сужением полосы, при условии согласованного выбора ансамбля сигналов (т.е. h^2), не приводит к соответствующему повышению суммарной пропускной способности. В особенности это проявляется при $MW_1/W_2 \gg 1$: для $n = 2-6$ приращение составляет не более 100%. Близкое к пропорциональному увеличение суммарной ПС по всем стволам может быть достигнуто при полосах частот, приближающихся к оптимальным, которые зависят от соотношения ЭП участков.

Иными словами, переход к меньшему числу стволов (вплоть до одного) с одним и тем же фиксированным ЭП линий связи W_2 ствола, при некотором увеличении общей полосы частот Δf (соответственно и Δf_n – обратно пропорционально n) и оптимизации ансамбля сигналов (!), позволяет, в зависимости от $\Delta f/W_2$, MW_1/W_2 , экономить пространственно-габаритный и массо-энергетический ре-

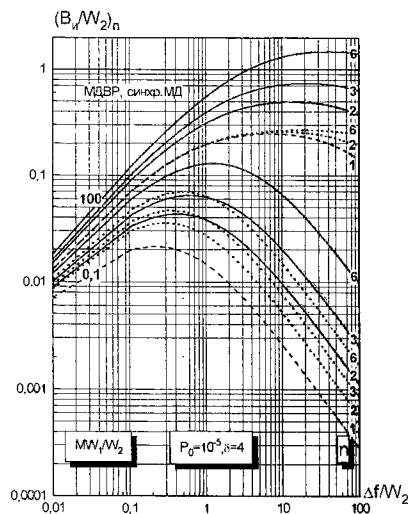


Рис. 5.1

курс СР. Что предполагает, в частности, возможность использования более легких КА.

Если же, в отличие от рассмотренного условия фиксированного ЭП ствола исходить из **ограниченного суммарного энергетического потенциала** W_2 всего СР и полагать, что ЭП одного ствола $W_2 = W_{2n}/n$, то, как нетрудно заметить из (5.1), общая ПС, отнесенная к W_{2n} , т.е. ИЭЭ, будет также возрастать с увеличением числа стволов, но только за счет слагаемого ЭЧП W_2/MW_1 , характеризующего соотношение шума и сигнала на двух участках. Причем деление на стволы в данном случае эффективно при малых MW_1/W_2

(рис. 5.1, пунктир). Это объясняется улучшением энергобаланса участков ЛС за счет распределения ЭП по стволам, при условии сохранения ЭП участка "вверх" и количества ЗС, загружающих каждый ствол СР.

Вместе с тем, с целью модернизации и универсализации космического и земного сегментов, ввода новых канальных емкостей, экономии технологических и производственных ресурсов, эксплуатационной гибкости ССС многоствольность используется на практике в случаях, когда имеется возможность наращивания энергетического частотного потенциалов линий связи.

Таким образом, из анализа с использованием (3.14) и (5.1) следует, что эффективность применения многоствольных СР зависит от соотношений частотного, энергетических потенциалов ЛС на обоих участках и их распределения по стволам. Так, при фиксированных исходных W_2 и Δf линии связи каждого ствола, которые могут увеличиваться со временем, например, вместе с энергомассовым ресурсом новых КА, добавление стволов не имеет преимуществ в пропускной способности СР, по сравнению с прежним количеством, но более мощных стволов.

В целом же, эффективность стволообразования повышается при многолучевой структуре ССС, рассматриваемой ниже.

5.3. Пространственно-орбитальные параметры, энергочастотный потенциал и пропускная способность систем с МЛА

Выше обсуждалась взаимосвязь ЭЧП и ПС с энергетическими показателями участков линии связи W_1, W_2 и полосой ретрансляции. В свою очередь, ЭП участков "вверх" и "вниз" согласно (2.1), (2.2) определяются энергоресурсными параметрами ЗС и СР ($P_{зс,ср}$, $G_{зс,ср}$, $T_{зс,ср}$), а также затуханием в радиолинии на каждом из участков. От энергетических характеристик и типа ЗС, обусловленных прежде всего назначением системы, а также от высоты орбиты, зависят требуемые параметры ретранслятора, приемной и передающей бортовых антенн. **Связь ЭЧП и ПС с высотой орбиты и другими пространственными характеристиками для ССС с МЛА требует более подробного исследования.**

В общем случае многолучевого ретрансляционного комплекса ЭП участков зависят от высоты орбиты H по-разному, если принять во внимание, что **требуемое усиление**, т.е. ширина ДН (ШДН) и число лучей МЛА, как по приему, так и по передаче, являясь функциями H , могут отличаться друг от друга.

Наклонная дальность до спутника d , квадрат которой определяет затухание в свободном пространстве, зависит сложным образом от высоты и положения СР относительно ЗС при движении по орбите, принимая два крайних граничных значения:

$d_{\max} = [H(2R + H)]^{0.5}$ — при нахождении ЗС на краю зоны видимости и нулевом угле места ($\beta = 0$), где R — радиус Земли;

$d_{\min} = H$ — при нахождении СР относительно ЗС в зените ($\beta = 90^\circ$ гр.).

Далее необходимо иметь в виду следующее важное обстоятельство. Угол, под которым СР "охватывает" Землю, называемый иногда углом **глобального обзора**, определяет общую, т.е. максимальную, полную зону покрытия земной поверхности бортовыми антеннами любого типа по приему и передаче, при любом количестве лучей ДН. Величина этого угла определяется, согласно рис. 5.2, а, следующим образом:

$$\Theta_{\text{ср}} = 2 \arcsin(R \cos \beta / R + H) = k \Theta_{\text{л}}, \quad (5.2)$$

где $\Theta_{\text{л}}$ — ШДН одного луча антенны СР, k — количество лучей в сечении телесного угла глобального обзора.

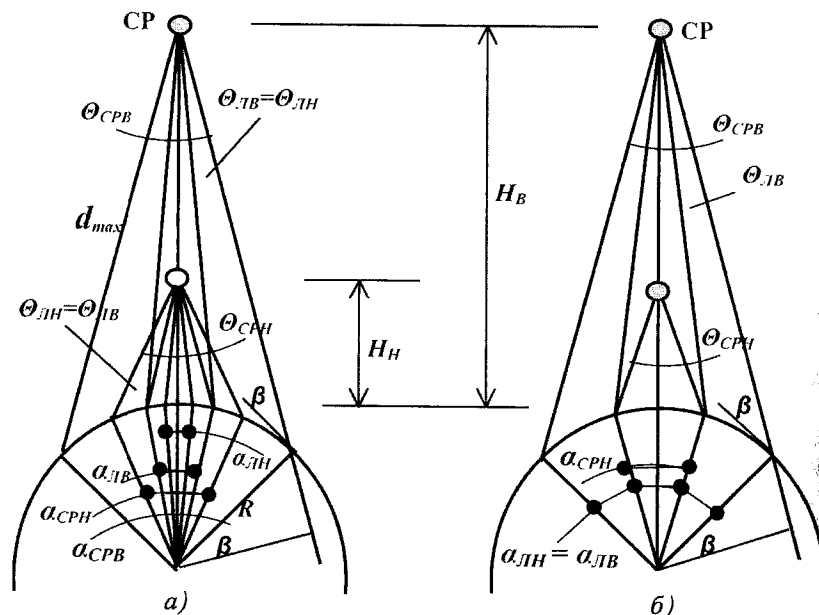


Рис. 5.2

Если принять общее количество лучей МЛА, уступающее необходимому перекрытием в зоне телесного угла глобального обзора, приближенно равным

$$n = (\pi/4)(\Theta_{CP}/\Theta_{Л})^2 = \pi[\arcsin(R \cos \beta / R + H)]^2 / \Theta_{Л}^2, \quad (5.3)$$

то при фиксированных высоте орбиты H и Θ_{CP} усиление МЛА в луче ($G_{Л} \sim 1/\Theta_{Л}^2$) будет пропорционально числу лучей. С другой стороны при фиксированной суммарной (по всем лучам) выходной мощности СР определяемой энергоресурсом КА, мощность в луче $P_{Л} = P_{CP}/n$ (Индекс при n соответствует участку "вниз"). Таким образом, при указанных условиях ЭИИМ в луче не меняется при изменении апертуры и числа лучей МЛА: $(PG)_{Л} = (PG)_{CP}$.

Это положение позволяет определять ЭП $W_{2Л} = W_2$ и затем ЭЧП многостанционной ЛС одного луча (монолучевого парциального тракта) $W_{Л}$ для многолучевого СР двояким образом:

– через ЭИИМ в луче, задаваясь $\Theta_{Л}$ и $P_{Л}$, которым соответствуют конкретное значение n и, следовательно, суммарная выходная мощность $P_{CP} = n_2 P_{Л}$;

– через ЭИИМ СР при глобальном обзоре, не зависящую от ШДН луча и количества лучей.

Энергетические потенциалы участков и ЭЧП линии связи с МЛА

Чтобы получить достаточно простую и наглядную форму выражения для W_2 в зависимости от H , будем считать P_{CP} и $(G/T)_{ЗС}$ фиксированными и не зависящими от высоты орбиты параметрами участка "вниз".

Кроме того, на основании известных из радиотехники соотношений полагаем: $G_{CP} = 27000 / \Theta_{CP}^2$, $L_2 = 16\pi^2 d^2 / \lambda^2 = 16\pi^2 d_{(M)}^2 f_{(ГГц)}^2 / 0,09$, $G_{ЗС} = 0,5\pi^2 D_{ЗС}^2 / \lambda^2 = 50 D_{(M)}^2 f_{(ГГц)}^2$, где $D_{ЗС}$ – диаметр антенны ЗС.

Введем также важный для дальнейшего рассмотрения показатель, учитывающий только величины энергоресурсных параметров СР и ЗС на участке "вниз": $w_2 = 50 P_{CP} D_{ЗС}^2 / T_{ЗС}$, с размерностью [Вт·м²/К].

После чего, проведя ряд несложных преобразований, в соответствии с (2.2) и (5.2) можем записать при максимальной наклонной дальности d_{max} и $P_{CP}(H) = \text{const}$:

$$W_2(H) = 2,8 \cdot 10^{23} w_2 \{H(2R + H)[\arcsin(R \cos \beta / R + H)]^2\}^{-1}, \quad (5.4)$$

Или, через ШДН луча и количество лучей, согласно (5.3):

$$W_2(H, \Theta_{Л}) = 10^{24} w_2 [H(2R + H)n_2 \Theta_{Л}^2]^{-1}. \quad (5.4)$$

Аналогично, введем для участка "вверх" показатель $w_1 = 50 P_{ЗС} D_{ЗС}^2 / T_{CP}$ и, при тех же соотношениях для L_1 , G_{CP} , $G_{ЗС}$, учитывая, что ЭИИМ ЗС от n не зависит, а усиление в луче приемной антенны СР пропорционально n , получим:

$$W_1(H, \Theta_{Л}) = 2,8 \cdot 10^{23} w_1 n_1 \{H(2R + H)[\arcsin(R \cos \beta / R + H)]^2\}^{-1} = 10^{24} w_1 [H(2R + H)\Theta_{Л}^2]^{-1}. \quad (5.5)$$

Напомним, что в (5.4) и (5.5) W_1 и W_2 выражаются в [Гц]. Таким образом, при $P_{CP}(H) = \text{const}$, условия глобального обзора, фиксированных энергопараметрах ЗС и СР энергетические потенциалы участков, во-первых, по разному зависят от высоты орбиты и, во-вторых, не зависят от номинала рабочей частоты.

Часто при сравнении высоких, например, геостационарной, и более низких орбит в качестве преимущества последних упоминается улучшение энергетики линии связи за счет меньшего затухания на участках. При этом, во-первых, обычно не оговаривается соотношение мощностей или ЭИИМ СР при отличающихся высотах, во-вторых, не уточняется вклад каждого из участков в общую величину

ЭЧП. В [5.1], где рассмотрено влияние высоты орбиты на ЭП участка "вниз", показано, что при $P_{\text{ср}}(H) = \text{const}$ уменьшение затухания с падением высоты существенно компенсируется снижением усиления бортовой антенны при глобальном обзоре, т.е. не дает "ожидаемого" преимущества, а при условии равенства ЭИИМ ($PG_{\text{ср}} = \text{const}$) полный энергетический выигрыш налицо. Это же следует из анализа выше приведенных соотношений.

Но в конечном итоге необходимо исследовать влияние высоты орбиты на обобщенный энергочастотный показатель многостанционный линии связи, т.е. ЭЧП для парциального тракта (луча) СР, и получить таким образом, зависимости $W(H, \Theta_{\text{л}}, n)$ с учетом обоих участков. этой целью произведем подстановку (5.4), (5.5) в (2.5), затем необходимые преобразования и в результате получим:

$$\begin{aligned} W_{\text{л}}/W_2 &= x_{\text{с}} \{1 + (x_{\text{ш}} + x_{\text{н}})(w_2/w_1)/Mn_1 + \Delta f H(2R + H) \times \\ &\times [\arcsin(R \cos \beta / R + H)]^2 / (2,8 \cdot 10^{23} w_1 M n_1) + \\ &+ 2,8 \cdot 10^{23} (x_{\text{н}} + x_{\text{л}}) w_2 / \Delta f H(2R + H) / [\arcsin(R \cos \beta / R + H)]^2 \}^{-1} = \\ &= x_{\text{с}} \{1 + (x_{\text{ш}} + x_{\text{н}})(w_2/w_1)/Mn_1 + \Delta f H(2R + H) \Theta_{\text{л}}^2 / 10^{24} w_1 M + \\ &+ (x_{\text{н}} + x_{\text{л}}) 10^{24} w_2 / [\Delta f H(2R + H) n_2 \Theta_{\text{л}}^2] \}^{-1}. \end{aligned} \quad (5.6)$$

Таким образом, при анализе ЭП и ЭЧП необходимо иметь в виду, что если ЭП участков по определению прямо связаны с энергопараметрами ЗС и СР, а также высотой орбиты, то ЭЧП сквозной линии $W(H, \Theta_{\text{л}})$ и, соответственно, степень использования ЭП участка "вниз" W/W_2 имеют более сложную зависимость и отличаются от (5.4), (5.5) в большей или меньшей степени, определяемой значениями каждого из слагаемых в (5.6) и соотношениями между ними.

Полученное выражение (5.6) удобно тем, что, характеризуя эффективность использования ЭП линии связи в обобщенно-нормированной форме, т.е. независимо от конкретной величины W , позволяет в то же время вариационным путем произвести выбор соотношений между ресурсными энергопараметрами ЗС и СР, а также количества сигналов, числа лучей бортовой МЛИА, полосы частот СР при различных орбитах. Тем самым становятся возможными как анализ радиолиний конкретных систем, так и синтез новых, проектируемых М-систем спутниковой связи, т.е. решение обратной задачи.

5.4. ЭЧП и пропускная способность в зависимости от кластера и числа лучей

Остановимся вначале на закономерностях изменения ЭЧП при переходе от линии связи к многолучевой системе, как совокупности таких линий. Выражение (5.6), являющееся разновидностью первого (энергетического) уравнения ЛС, учитывающей высоту орбиты и число лучей (трактов СР) в ССС, может быть переписано в форме, более близкой к рассмотренным в главе 2 и в то же время отражающей зависимость суммарного ЭЧП, а значит и пропускной способности системы с МЛИА, от специфики распределения и повторного использования полосы частот (ПИЧ).

Как следует из (5.4), (5.5), с увеличением количества лучей ЭП на участке "вниз" для одного луча $W_{2\text{л}}$ не изменяется ($n \sim 1/\Theta_{2\text{л}}$), а ЭП на участке "вверх" $W_{1\text{л}}$ растет, что является следствием ограниченности (по условию) суммарной выходной мощности $P_{\text{ср}}$ и "неограниченности" числа сигналов и лучей на участке "вверх" $Mn_1 P_{\text{зс}}$. Это соответствует уменьшению второго и третьего членов выражения (5.6) и, следовательно, возрастанию $W_{\text{л}}/W_2 = nW_{\text{л}}/nW_2 = W/W_{2n}$, где W и W_{2n} – суммарные ЭЧП и ЭП многолучевой системы. Что касается полосы ретрансляции в пределах линии связи одного луча, то она составляет $\Delta f/K$, где Δf – полоса, отведенная всей системе, K – размер кластера, т.е. количество соседних лучей с отличающимися рабочими частотами.

В тех случаях, когда этот размер более 1, в частности, $K=3,5,7$, т.е. ЛС лучей внутри кластера разделены по частоте, взаимными межлучевыми помехами внутри ССС обычно пренебрегают. И тогда, при указанных выше условиях, (5.6) для простейшего случая МДВР и вообще синхронных методов разделения в ЛС каждого луча может быть переписано следующим образом:

$$W_{\text{л}}/W_2 = W/W_{2n} = [(4/\pi)(1 + \Delta f/KMw_1) + (W_2/Mw_1)]^{-1}. \quad (5.7)$$

То есть, в ССС с многолучевой структурой, при фиксированных энергопотенциале и частотном ресурсе СР, нормированный ЭЧП, как приходящийся на один луч, так и суммарный по всем лучам (но не общая ЛС системы!) не зависит от числа лучей или апертуры передающей антенны СР. В то же время эффективность использования ЭП отдельной линии связи повышается с ростом этих параметров за счет ЭП участка "вверх" в луче, т.е. приемной МЛИА, а также размера кластера. Последнее объясняется снижением доли собственных шумов на выходе тракта каждого луча в K раз. Такая закономерность будет иметь место как для МДВР, так и при асинхронных методах

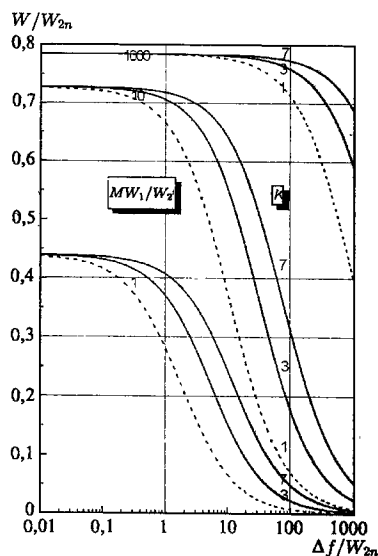


Рис. 5.3

Однако, как и при многоствольной структуре, в данном случае падают ИЭЭ и ПС парциальных линий связи каждого луча, что объясняется вынужденным применением менее эффективного ансамбля сигналов при сокращении полосы и следует из (3.14). В то же время суммарная пропускная способность СР растет за счет числа лучей с неизменным ЭП или, при заданном кластере, показателе повторного использования частот $K_{\text{пич}} = n_2/K$.

Это видно по рис. 5.4, где несколько кривых для разных n , K соотношений ЭП участков приведены в сравнении с линией связи, работающей на обычную монолучевую антенну (штриховая кривая). Сравнивая их с рис. 5.1 (сплошные линии), можно наблюдать идентичность зависимостей для одного кластера МЛА ($K_{\text{пич}} = 1$) при превышении энергоресурса многоствольного СР относительно многолучевого в $n = K$ раз. А сравнение с пунктирными кривыми на рис. 5.1 указывает на **большую разницу** между влиянием количества стволов многоствольного СР и количества лучей МЛА при одинаковых **энергочастотных ресурсах** СР. То и другое является следствием эффективного "подключения" **пространственного ресурса**, т.е. применения МЛА — **увеличения размеров и направленности бортовой антенны**.

Еще более эффективной, с точки зрения использования энергоресурса, система с МЛА становится при **увеличении отводимой полосы** K раз по сравнению с одноствольной ЛС и одновременно возможен

разделения в ЛС каждого луча, т.е. МДЧР, МДКР и их комбинациях, когда $K > 1$. В этих случаях (2.5), (2.13) вместо Δf подставляется также $\Delta f/K$.

Зависимости нормированной ЭЧП от соотношения энергетического и частотного потенциалов многолучевой ССС, в сравнении с аналогичными для линии связи и гл. 2 (т.е. с одним лучом СР штриховые линии), приведены на рис. 5.3. Они иллюстрируют повышение энергетической эффективности при переходе к многолучевой ССС. Это происходит за счет деления в K раз "внутрилучевой" полосы частот при неизменном общем частотном ресурсе системы.

большим количеством лучей, пропорционально которому растет общая пропускная способность. Что касается эффективности использования полосы, то она повышается пропорционально $K_{\text{пич}}$, а при одном и том же количестве лучей зависит от $\Delta f/W_2$.

Сравнение нормированной суммарной пропускной способности ССС при той и другой стратегии использования частотного ресурса может быть проведено путем подстановки в (3.14) соответствующих полос частот и увеличения в n раз значений B_n/W_2 . При этом, как видно из рис. 5.4, 5.5 для МДВР и МДЧР внутри луча, деление общей полосы частот СР Δf , приводящее к сдвигу максимумов функций по оси абсцисс вправо, **влияет на выигрыш в ПС за счет МЛА** тем в большей степени, чем выше $\Delta f/W_2$ для того или иного случая. Это является следствием снижения выходной мощности СР, отбираемой собственными шумами, в несколько раз менее широкой полосе частот.

Естественно, что **увеличение частотного ресурса СР в K раз** при переходе к МЛА не приводит к изменению параметров и пропускной способности ЛС каждого отдельно взятого луча и **сохраняет постоянным выигрыш по суммарной ПС**, равный n_2 при любых соотношениях частотного и энергopotенциалов в луче.

Картина роста **выигрыша системы с МЛА по пропускной способности** $\Delta(B_n/W_2)_n$ при ограниченном частотном ресурсе, представляющая значительный практический интерес, показана на рис. 5.6. Видно, что ход его изменения зависит не только от полосы частот, но и от соотношения ЭП участков. При малых MW_1/W_2 выигрыш существенно больше, но его рост с увеличением полосы замедляется раньше и кривые, соответствующие разным соотношениям, сближаются. Это связано с различной степенью влияния шумов СР и разными оптимальными значениями полос частот в тех и других случаях.

Видно также, что выигрыш при приближении Δf к W_2 превышает количество лучей, что объясняется отмеченным выше меньшим

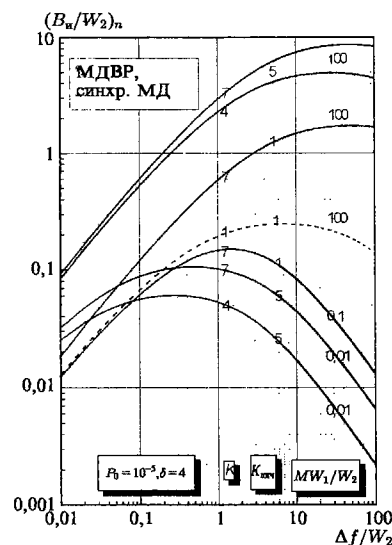


Рис. 5.4

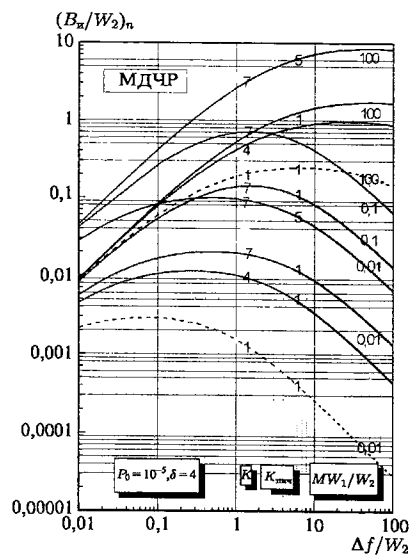


Рис. 5.5

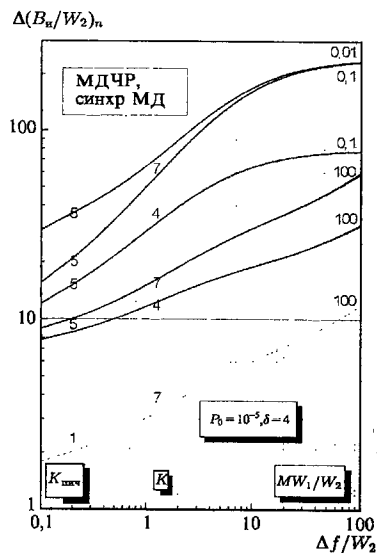


Рис. 5.6

влиянием собственных шумов СР в линиях с МЛА из-за сужения полосы в каждом тракте, в то время как фактор выбора СКК в зависимости от полосы сказывается в этой области все слабее. То есть, даже при неизменных ЭП парциальных ЛС, по отношению к С с глобальной антенной, пропускная способность для одного луча возрастает при переходе к МЛА в силу указанных причин.

Практический интерес при МДВР и МДЧР представляют области значений полосы частот ретрансляции, меньших или соизмеримых энергопотенциалами. Как следует из рис. 5.6, в таких случаях выигрыш в наибольшей степени зависит от соотношения Э участков и с этой точки зрения применение МЛА тем эффективнее, чем ниже данное соотношение.

ЭЧП и пропускная способность при единичном кластере

Особого рассмотрения требует применение в ЛС каждого луча МЛА метода асинхронного МДКР в сочетании с кодовым разделением линий разных лучей при **единичном кластере** ($K=1$). В этом случае достигается наиболее высокая эффективность использования частотного ресурса для данного метода разделения, т.к. все лучи работают в одной и той же полосе частот Δf , но при этом ЭЧП и П снижаются из-за взаимных (внутрисистемных) помех между Л смежных лучей, имеющих пересекающиеся ДН.

С целью оценки этого ухудшения необходимо ввести дополнительные слагаемые в (5.6) в виде Y -помех на участке "вверх", т.е. для приемной МЛА, и Z -помех на участке "вниз", для передающей МЛА. При этом совокупность таких помех будет обладать статистическими свойствами, аналогичными линейным межканальным помехам в многостанционной линии связи, рассмотренным выше.

Количество и степень влияния мешающих лучей зависят от их взаимного расположения и уровней пересечения, которые отображаются в виде проекций парциальных ДН (зон покрытия лучей) на земную поверхность, имеющих форму, близкую к круговой (рис. 5.7). Для упрощения далее будем полагать, что взаимному влиянию подвержены только граничащие зоны и это допущение не приводит к ощутимым погрешностям. Рассмотрим два крайних случая.

Худшим из них, очевидно, является пересечение любой четверки парциальных зон, когда границы каждой из них проходят через центры соседних (рис. 5.7,а), т.е. в любой точке каждой зоны имеет место однократное перекрытие с одним из трех ближних лучей, а в части зоны — двойное перекрытие с парами ближних или ближним и дальним лучами (более темные области). При этом количество и, следовательно, суммарная мощность мешающих сигналов на участке "вверх" (от ЗС, находящихся в зонах перекрывающихся лучей) максимальны, так же как и сигналов, излучаемых на участке "вниз".

Наиболее эффективной является распространенная гексагональная модель покрытия (рис. 5.7,б), т.к. при меньшем количестве лучей в общей зоне обслуживания СР она обеспечивает наименьшие площади перекрытия соседних лучей и, соответственно, уровни взаимных помех.

Как показывает анализ, в предположении равномерного расположения ЗС в зонах парциальных лучей, на участке "вверх" в первом случае мощность помех в областях с

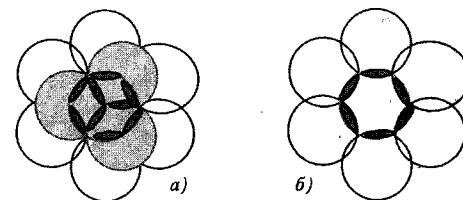


Рис. 5.7

однократным перекрытием составит не менее половины уровня M сигналов данного луча ($Y \geq 0,5$), а в дважды перекрывающихся областях $Y \geq 1$, т.е. в сумме $Y \rightarrow 2$. На участке "вниз" также будем считать максимальным значение $Z = 2$.

Во втором случае уровень суммы сигналов от ЗС на входе СР снижается пропорционально площади однократного перекрытия, т.к. значительно большая часть соседних ЗС не попадает в зону рассматриваемого луча, поэтому в целом можно принять $Y \leq 0,5$. А

на участке "вниз" соизмеримые с суммой полезных сигналов мощности от каждого из шести мешающих лучей приходится на области перекрытия по краям зоны, составляющие меньше половины ее площади. Для ЗС, попадающих в эти области, будем считать $Z \approx 1$ а для не перекрывающихся областей – $Z \approx 0,5$.

Более точные оценки могут быть получены только при учете динамики загрузки СР, характеристик направленности и уровней боковых лепестков МЛИА, а также топологии ЗС.

С учетом приведенных соображений, далее следует распространить (5.6) на рассмотренные случаи путем использования (2.4), (2.6) или (2.13), а затем получить зависимости для ЭЧП при $Y = Z \approx 0$, как определяющие верхнюю границу ПС, а при $Y = Z \approx 2$ – нижнюю

$$\begin{aligned} W_n/W_2 = x_c \{1 + Y + (x_n + x_n + Z)(w_2/w_1)/Mn_1 + \Delta f H(2R + H) \times \\ \times [\arcsin(R \cos \beta / R + H)]^2 / (2,8 \cdot 10^{23} w_1 M n_1) + 2,8 \cdot 10^{23} (x_n + x_n + Z) \\ \times (1 + Y) w_2 / \Delta f H(2R + H) / [\arcsin(R \cos \beta / R + H)]^2 \}^{-1} = \\ = (\pi/4) [(1 + Y + \Delta f / MW_1) + (\pi/4 + Z)(W_2 / MW_1) + \\ + (\pi/4 + Z)(1 + Y)(W_2 / \Delta f)]^{-1}. \end{aligned} \quad (5.8)$$

Здесь учтено, что при МДКР используется режим насыщения СР, можно не считаться с влиянием нелинейных помех. Далее, подставляя (5.8) вместо последнего сомножителя в (3.14), получаем нормированную суммарную пропускную способность для линий связи n лучей при единичном кластере:

$$\begin{aligned} (B_n/W_2)_n = n(\delta \ln 2)^{-1} (\Delta f / W_2) (\chi B_1/2)^{-1} \ln \{1 + [(\Delta f / W_2)^{-1} (\chi B_1/2)] \times \\ \times (\pi/4) [(1 + Y + \Delta f / MW_1) + (\pi/4 + Z)(W_2 / MW_1) + \\ + (\pi/4 + Z)(1 + Y)(W_2 / \Delta f)]^{-1} \}. \end{aligned} \quad (5.9)$$

На рис. 5.8,а данная зависимость приводится в той же графической форме, что и для других методов МД, при двух крайних соотношениях ЭП участков 100; 0,01 и двух значениях n – 20 и 35, с целью сравнения рис. 5.4, 5.5, где $K_{\text{плч}} = 5$ при размерах кластера $K = 4,7$ соответствуют этому же количеству лучей. Штрихами показана ПС однолучевой линии связи с полосой ретрансляции, соизмеримой с полосой сигнала ($B_1 = 1$), а пунктиром – при большой базе сигналов ($B_1 = 100$).

При расчете в качестве примера принято, что для $n = 20$ помехи от соседних лучей максимальны, и это соответствует нижней границе ПС для данного n , а для $n = 35$ – минимальны, т.е. показаны верхние границы ПС, при $K = 1$ в том и другом случае.

Анализ (5.9) и сопоставление с результатами по МДВР, МДЧР на рис. 5.4–5.6 показывают, что при использовании МЛИА с тем же количеством лучей, одинаковыми энергопотенциалами парциальных линий и равными общими полосами СР пропускная способность для асинхронных методов МДКР с единичным кластером дополнительно снижается относительно указанных более традиционных методов МД. То есть, ценой применения кодового разделения между лучами ($K = 1$) и более высокой степени ПИЧ становится повышение уровня внутрисистемных (межлучевых) помех, при сохранении полосы частот в ЛС каждого луча, и, соответственно, уровня собственных шумов СР, тех же, что и в однолучевой системе.

В зависимости от величины взаимных помех между лучами, т.е. модели многолучевого покрытия, и соотношений MW_1/W_2 , $\Delta f/W_2$ это снижение ПС доходит до 4–5 раз при $B_1 = 1$ до 10–20 при $B_1 = 100$.

По иному ведут себя и зависимости выигрыша от применения МЛИА в ССС с МДКР, приведенные на рис. 5.8,б. Так, в случае формирования лучей с полным взаимным перекрытием ($n = 20$), соответствующем нижней границе ПС, и $B_1 = 1$ (сплошные кривые)

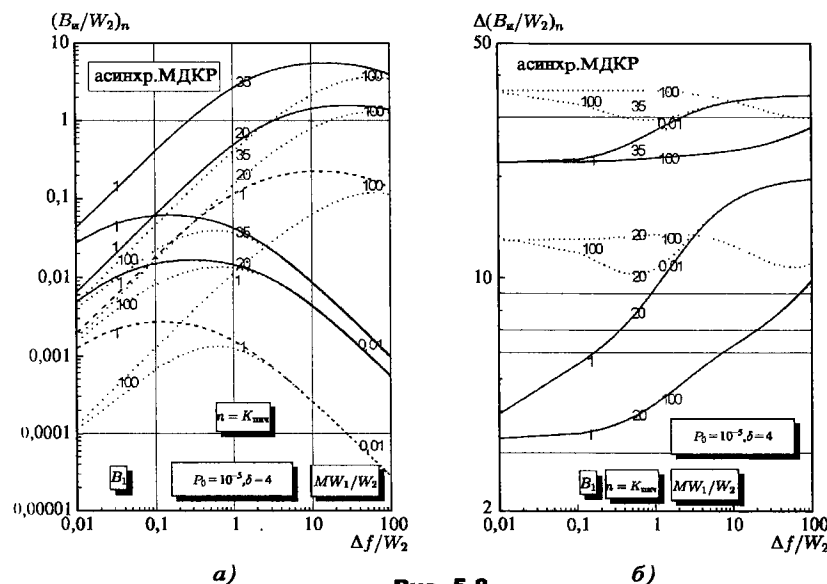


Рис. 5.8

изменение $\Delta(B_n/W_2)_n$ с увеличением полосы частот происходит более резко, чем при МДВР, хотя и сохраняется зависимость от соотношения ЭП участков. Это можно объяснить опять же достаточными интенсивными межлучевыми помехами, ослабление которых прямо зависит от полосы.

При гексагональной модели покрытия ($n=35$), определяющей верхнюю границу ПС, СПМ таких помех ниже и они слабо влияют на величину выигрыша, который, в отличие от МДВР и МДЧР, во всех случаях применения единичного кластера (что не приводит к уменьшению отбора мощности собственными шумами СР из-за деления полосы частот между лучами) не превышает числа лучей.

Также следует отметить более слабую зависимость ПС от полосы при сигналах с большой базой (пунктирные кривые), что является следствием дополнительного подавления взаимных помех при любой конфигурации формирования многолучевого покрытия зоны обслуживания.

5.5. Энергопотенциалы участков при изменении высоты орбиты и параметров покрытия зоны обслуживания

До сих пор анализ ЭЧП и ПС линии связи производился в зависимости от соотношений частотного и энергопотенциалов, также ЭП участков ЗС-СР и СР-ЗС, при нормировании к энергопотенциалу сквозной линии W_2 , образованной стволом СР или трактом одного луча ДН бортовой МЛИА. При этом ЭП по определению являются обобщенными показателями, включающими тоже комплексные энергопараметры оборудования ЗС, СР и затухание в линии на участках распространения, зависящее от наклонной дальности до СР, т.е. от высоты орбиты. В свою очередь, энергетические характеристики аппаратуры земного и космического сегмента определяются рядом важнейших пространственных параметров, связанных с размерами и направленностью антенн, выбор которых оказывает значительное влияние на технико-экономическую эффективность ССС.

Поэтому для дальнейшего рассмотрения вопросов рационального распределения и использования пространственных ресурсов требуется включение в анализ и синтез ССС таких характеристик как высота тип орбит, их геометрические, географические, баллистические и прочие свойства, относящиеся к пространственно-орбитальному ресурсу. При этом, применительно к космическому сегменту следует

учитывать и влияние размеров, массы антенн СР, как и прямо связанные с ними усиление, ШДН, количество лучей и т.д., которые могут быть отнесены к пространственно-бортовому ресурсу. Наконец, роль аналогичных антенных параметров ЗС, во многом определяемых назначением системы, также весьма велика.

Выше получены исходные соотношения (5.4), (5.5), (5.6) для ЭП участков и ЭЧП линии связи с МЛИА в зависимости от частотных параметров и количества лучей бортовых МЛИА, а также комплексных энергетических показателей оборудования ЗС и СР (w_1, w_2). С их помощью и с целью сравнения или синтеза новых ССС, используя подход, содержащийся в [5.1], целесообразно рассмотреть наиболее характерные примеры взаимозависимости между этими показателями, параметрами и высотой орбиты, во многом отражающие ситуации, возникающие на практике. Будем считать, что значения высот орбит H могут при этом изменяться от 300–400 км до 40–50 тыс. км.

При сравнении ССС с разными по высоте орбитами принимается методика оценки энергопотенциалов участков "вверх", "вниз" и линии связи в целом, при прочих равных условиях, прежде всего для фиксированных энергопараметров ЗС, частотных диапазонов и ограничений по полосе рабочих частот.

СР с однолучевыми антеннами

В случае однолучевой антенны КА ее диаграмма направленности обычно обеспечивает глобальный обзор в соответствии с (5.1).

Коэффициент усиления антенны СР при этом будет изменяться по закону:

$$G_{cp}(H) \sim 1/\Theta_{cp}^2 \sim [\arcsin(R \cos \beta / R + H)]^{-2}. \quad (5.10)$$

Возможны различные варианты соотношений между энергетическими и пространственными параметрами однолучевых СР, выводящих на разные высоты.

1) СР имеют равные выходные мощности, т.е. соизмеримые массово-энергетические ресурсы: $P_{срн} = P_{срв}$ ("н" и "в" – индексы "нижней" и "верхней" орбит согласно рис. 5.2). При этом для глобального обзора без потери энергии излучения необходимо, чтобы $\Theta_{срв} < \Theta_{срн}$, т.е. усиление бортовой антенны СР возрастает с высотой $G_{срв} > G_{срн}$, из-за чего "верхний" КА имеет несколько большую массу, при прочих равных условиях.

В этом случае, в соответствии с (5.4), (5.5), при отсутствии ограничений на изменение ШДН, получаем относительные – норми-

рованные по дальности к $H=1000$ км, показателям w_1, w_2 и постоянным множителям – значения ЭП участков в зависимости от высоты показанные на рис. 5.10 (при $\beta=0$) с индексом 1:

$$\overline{W_1(H)}, \overline{W_2(H)} \sim \{H(2R+H)[\arcsin(R \cos \beta / R+H)]^2\}^{-1}. \quad (5.11)$$

Отсюда следует, что изменение ЭП от высоты орбиты из-за переменности дальности частично компенсируется изменением усиления за счет ШДН.

2) СР имеют равные ЭИИМ: $(PG)_{\text{срн}} = (PG)_{\text{срв}}$. Для выполнения этого условия при однолучевой антенне с глобальной ДН необходимо, чтобы $P_{\text{срн}} > P_{\text{срв}}$ в то же число раз, что и $G_{\text{срн}} > G_{\text{срв}}$.

Это означает, что ЭП на участке "вниз" будут инвариантны изменению ШДН с высотой – из-за ее компенсации изменением выходной мощности, т.е. зависимость ЭП линии от высоты определяется только наклонной дальностью, тогда как ход зависимости ЭП участка "вверх" не меняется по сравнению со случаем 1) (кривые с индексом 2):

$$\overline{W_2(H)} \sim [H(2R+H)]^{-1}. \quad (5.12)$$

Для удобства сравнения здесь принято, что $P_{\text{ср}}$ и $G_{\text{ср}}$ при минимальной высоте орбиты $H_{\text{мин}} = 400$ км имеют те же значения, что и в предыдущем случае.

Необходимо отметить, что зона покрытия на поверхности Земли, совпадающая с зоной глобального обзора, имеет угловой размер (рис. 5.2,б):

$$\alpha_{\text{ср}}(H) = 2 \arccos(R \cos \beta / R+H) - 2\beta. \quad (5.13)$$

То есть, при глобальном обзоре $\alpha_{\text{н}} < \alpha_{\text{в}}$, что объясняет большую плотность потока мощности при более низкой орбите в случае равных мощностей передатчиков или ЭИИМ СР. В то же время одинаковые центральные углы зоны покрытия $\alpha_{\text{н}} = \alpha_{\text{в}}$ при равных R обеспечиваются при условии $G_{\text{ср}} \sim d^2$. Значит, антенна "верхнего" КС должна иметь большее усиление, т.е. размер, и меньшую зону обслуживания, чем при глобальном обзоре, а КА несколько большую массу.

Зависимость ЭП от дальности в этом случае будет компенсироваться ШДН, поэтому $\overline{W_1(H)} = \overline{W_2(H)} = \text{const}$ (пунктир на рис. 5.10).

МЛА с одинаковыми углами парциальных ДН

С уменьшением высоты орбиты, т.е. возрастанием $\Theta_{\text{ср}}$ (5.2) равенство углов парциальных ДН будет поддерживаться за счет увеличения k . Далее нормируем число лучей к условно минималь-

ному, например при $H_{\text{max}} = 40000$ км, и, полагая, что при любой рассматриваемой высоте орбиты $\Theta_{\text{л}} \leq \Theta_{\text{ср}}(H_{\text{max}}) = 2 \arcsin(0,1374 \cos \beta)$, получаем:

$$n \sim k^2(H) = [\arcsin(R \cos \beta / R+H) / \arcsin(0,1374 \cos \beta)]^2. \quad (5.14)$$

Эта зависимость показана на рис. 5.9 для $\beta=0^\circ, 10^\circ$ и 20° .

Как и при однолучевых бортовых антеннах, здесь возможны варианты соотношения энергопараметров лучевых трактов.

1) СР с МЛА на орбитах разной высоты H обеспечивают глобальный обзор (в оговоренном выше смысле), имеют одну и ту же суммарную (по всем лучам) выходную мощность ($P_{\text{срн}} = P_{\text{срв}}$) и одинаковые, т.е. не зависящие от H , ШДН луча $\Theta_{\text{л}}$.

Ситуация может быть иллюстрирована рис. 5.2,а и соответствует на практике случаю, когда на любую по высоте орбиту выводятся КА с примерно одинаковым энергоресурсом и апертурой МЛА, а количество парциальных лучей и соединенных с ними трактов передачи уменьшается с ростом H .

Таким образом, по мере повышения орбиты, с возрастанием выходной мощности и ЭИИМ в луче благодаря уменьшению числа лучей при $P_{\text{ср}}(H) = \text{const}$, будет происходить частичная компенсация роста затухания из-за увеличения дальности. Картина изменения здесь подобна случаю 1 с той разницей, что повышение ЭИИМ с высотой происходит из-за увеличения мощности, а не усиления антенны.

В результате зависимость ЭП линии одного луча от высоты орбиты, приведенная на рис. 5.10,а с индексом 3, будет аналогична (5.11). Или, иначе, при фиксированных ШДН луча и суммарной мощности СР, изменение ЭП парциальной линии связи обратно пропорционально дальности и количеству лучей.

В отличие от этого, как видно из рис. 5.10,б (кривая 3) ЭП участка "вверх" при фиксированной ШДН меняется обратно пропорционально только дальности, т.е. по аналогии с (5.12), и возрастает в n раз относительно случая 1.

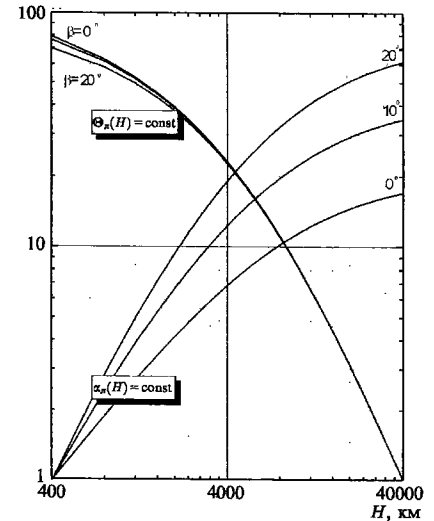


Рис. 5.9

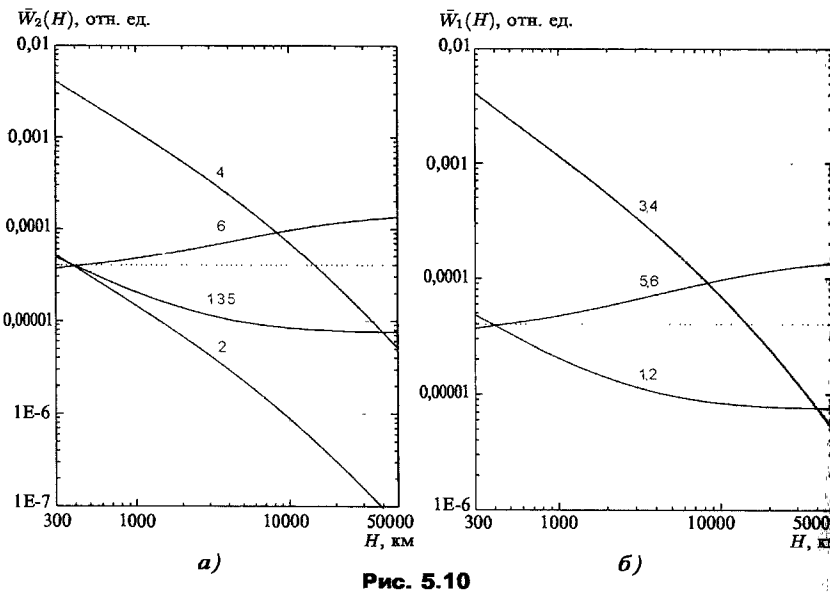


Рис. 5.10

2) СР при глобальном обзоре на орбите любой высоты имеют одни и те же выходные мощности в луче $P_{\text{л}}(H) = \text{const}$ и ШДН луча $\Theta_{\text{л}}(H) = \text{const}$, т.е. ЭИИМ на выходе облучателя каждого луча не зависит от высоты орбиты, а $P_{\text{ср}}(H) = nP_{\text{л}}$. При этом количество лучей в зоне глобального обзора также является убывающей функцией высоты (рис. 5.9).

Данный случай соответствует положению, когда структура СР для разных орбит создается на базе МЛА с одной и той же апертурой и одинаковых по мощности лучевых трактов, количество которых энергоресурс СР уменьшаются с высотой орбиты. В некотором смысле это эквивалентно запуску n одинаковых по энергоресурсу СР однолучевыми антеннами, имеющими узкие ДН и покрывающим зону глобального обзора.

В отличие от предыдущего случая, в силу постоянства ЭИИМ, при заданных параметрах ЗС изменение ЭП в каждом луче в зависимости от H на обоих участках определяется только наклонной дальностью (5.12). Но, поскольку выходные мощности в луче $P_{\text{л}}(H)$ неизменны, ЭП на участке "вниз" возрастает по сравнению с предыдущим случаем в n раз:

$$\overline{W_2(H)} \sim n \{H(2R + H)[\arcsin(R \cos \beta / R + H)]^2\}^{-1} =$$

$$= \{H(2R + H)[\arcsin(0,1374 \cos \beta)]^2\}^{-1}, \quad (5.15)$$

$$\overline{W_1(H)} \sim [H(2R + H)]^{-1} \sim [H(2R + H)\Theta_{\text{л}}^2]^{-1}.$$

Этим зависимостям на рис. 5.10 соответствует индекс 4.

МЛА с одинаковыми парциальными зонами покрытия

Применительно к обозначениям рис. 5.2,б условие сохранения одного и того же углового размера зоны покрытия одного луча α при любой высоте записывается:

$$\alpha_{\text{лн}} = \alpha_{\text{лв}} = \alpha_{\text{л}} = \alpha_{\text{ср}}(H)/k(H),$$

где $\alpha_{\text{ср}}(H)$ – угловой размер глобальной зоны обзора на поверхности Земли, определяемый (5.13).

Как видно из рис. 5.2,б, в отличие от случаев одинаковых ШДН, с уменьшением высоты орбиты, т.е. $\alpha_{\text{ср}}$, принятое условие равенства угловых размеров парциальных зон может быть выполнено за счет уменьшения количества лучей k в вертикальном сечении телесного угла глобального обзора $\Theta_{\text{ср}}(H)$.

При поддержании неизменной зоны парциального луча его ШДН $\Theta_{\text{л}}$, определяющая размеры и усиление МЛА, уменьшается с ростом высоты и, кроме того, должна еще более сжиматься по мере удаления луча от центра зоны обзора. Можно показать, что при достаточно больших высотах орбиты (по сравнению с диаметром парциальной зоны) требуемая для этого $\Theta_{\text{л}}$ изменяется обратно пропорционально квадрату дальности и вдобавок еще не менее чем вдвое, на краю зоны.

Согласно (5.13) общее число лучей в глобальной зоне обзора:

$$n \sim k^2(H) = 4[\arccos(R \cos \beta / R + H) - \beta]^2 / \alpha_{\text{л}}^2.$$

Полагаем, что $\alpha_{\text{л}} > \alpha_{\text{ср}}(H_{\text{min}} = 400 \text{ км}) = 2[\arccos(0,941 \cos \beta) - \beta]$, что соответствует диаметру парциальной зоны ~ 2700 км. Нормируя n к $\alpha_{\text{ср}}(400)$, получаем:

$$n \sim k^2(H) =$$

$$= [\arccos(R \cos \beta / R + H) - \beta]^2 / [\arccos(0,941 \cos \beta) - \beta]^2. \quad (5.16)$$

Данная зависимость приведена на рис. 5.9 вместе с графиками $n(H)$ для предыдущего условия неизменных углов ДН. Видно, что в отличие от последнего, при фиксированных парциальных зонах лучей

их количество с высотой орбиты возрастает и более заметно зависит от угла места на краю зоны обзора.

ШДН луча в данном случае определяется как:

$$\Theta_{\pi}^2(H) = (\pi/4)\Theta_{\text{ср}}^2/n(H) = (\pi/4)[\arcsin(R \cos \beta / R + H)]^2 / [\arccos(R \cos \beta / R + H) - \beta]^2 / [\arccos(0,941 \cos \beta) - \beta]^2. \quad (5.17)$$

Рассмотрим варианты формирования выходной мощности ЭИИМ линий связи в лучах.

1) СР имеет, независимо от высоты орбиты, постоянную суммарную мощность по выходу всех лучей $P_{\text{ср}}(H) = \text{const}$, которая делится между лучами пропорционально их количеству, возрастающему с высотой, т.е. $P_{\text{лп}} = P_{\text{ср}}/n > P_{\text{лв}}$.

Таким образом, относительный ЭП линии связи одного луча (в участке "вниз") изменяется обратно пропорционально числу лучей:

$$\overline{W_2(H)} \sim P_{\text{л}}(H)[H(2R + H)\Theta_{\pi}^2]^{-1} = \{H(2R + H)[\arcsin(R \cos \beta / R + H)]^2\}^{-1}.$$

Эта зависимость, имеющая индекс 5 на рис. 5.10,а ($\beta = 0$), совпадает кривыми 1, 3 и (5.11). Хотя здесь, в отличие от случая 1, мощность луче падает с высотой из-за деления $P_{\text{ср}}$ между лучами, это компенсируется пропорциональным ростом усиления антенны благодаря сужению парциальной ДН.

ЭП на участке "вверх" (кривая 5, рис. 5.10,б) изменяется более сложным образом, соответствующим только изменению ШДН луча (5.17):

$$\overline{W_1(H)} = \{[H(2R + H)][\arcsin(R \cos \beta / R + H)]^2 [\arccos(0,941 \cos \beta) - \beta] / [\arccos(R \cos \beta / R + H) - \beta]^2\}^{-1}. \quad (5.18)$$

2) СР с МЛА обеспечивают одинаковые или соизмеримые мощности в луче при разных высотах орбит: $P_{\text{л}}(H) = \text{const}$. Это соответствует часто применяемому на практике подходу, когда задается требуемый размер (диаметр) парциальной зоны на поверхности Земли, и исходя из этого, определяются остальные параметры МЛА, СР и системы в целом с использованием низких, средних, геостационарных, высокоэллиптических и других типов орбит.

Таким образом, при изменении ШДН в соответствии с (5.17) одинаковых для любой высоты выходных мощностях передатчика

(СР в луче $P_{\text{лп}} = P_{\text{лв}}$ и фиксированных энергопараметрах ЗС, энергopotенциал парциальных ЛС на обоих участках определяется (5.18), а его зависимость от высоты орбиты на рис. 5.10,а,б имеет индекс 6.

ЭП на участке "вниз" возрастает в n раз по сравнению с предыдущим случаем и его зависимость от высоты орбиты имеет возрастающий характер, приближающийся по мере увеличения H к $W_2(H) = \text{const}$. Это означает, что усиление антенн за счет роста числа лучей (т.е. апертуры, при условии глобального обзора) с высотой в пределе повышается пропорционально дальности.

5.6. ЭЧП и пропускная способность в зависимости от высоты орбиты

Рассмотренные зависимости энергopotенциалов участков ЛС от высоты орбиты для наиболее показательных случаев построения СР позволяют получить подобные же зависимости для ЭЧП линии и реальной ПС. При этом, с целью распространения общих результатов на возможно более широкие области конкретных числовых значений энергопараметров ЗС, СР и представления ПС в абсолютном, а не нормированном виде, целесообразно перейти в (5.7), (5.9) к введенным выше комплексным показателям w_1, w_2 и относительной форме выражения ЭП из раздела 5.3. Как следует из (5.4), (5.5):

$$W_2(H) = 2,8 \cdot 10^{23} w_2 \overline{W_2(H)}, \quad W_1(H) = 2,8 \cdot 10^{23} w_1 n_1 \overline{W_1(H)},$$

где $\overline{W_1(H)}, \overline{W_2(H)}$ соответствуют полученным выше и приведенным на рис. 5.10 зависимостям, но без нормировки по высоте орбиты.

Тогда пропускная способность линий связи одного луча СР для наиболее общего случая МДКР может быть выражена в следующем виде:

$$B_{\pi} = [(\delta \ln 2)^{-1} (\Delta f / K) (\chi B_1 / 2)^{-1}] \ln \{1 + [\overline{W_2(H)} (2,8 \cdot 10^{23} w_2) \times \\ \times (K / \Delta f) (\chi B_1 / 2)] x_c [(1 + Y) + (x_{\text{м}} + x_{\pi} + Z)(w_2 / w_1) / M n_1 + \\ + (\Delta f / K) / \overline{W_1(H)}] / (2,8 \cdot 10^{23} w_1 M n_1) + \\ + (x_{\pi} + x_{\text{л}} + Z)(1 + Y) \overline{W_2(H)} (2,8 \cdot 10^{23} w_2) / \Delta f\}^{-1}. \quad (5.19)$$

Данное соотношение, в основу которого положено (3.14), состоит из трех больших сомножителей, заключенных в квадратные скобки, два из которых находятся под знаком логарифма. Первый сомножитель

характеризует ансамбль сигналов, последний – энергочастотный потенциал ЛС, второй – то и другое, причем при МДВР в нем отсутствует последнее слагаемое.

Выражение (5.19) содержит множество важнейших характеристик, которые могут рассматриваться как независимые переменные или варьируемые параметры, определяющие пропускную способность при различных условиях и требованиях, сопровождающих обычное решение задачи построения ССС того или иного назначения.

Эта зависимость является **обобщенной на многолучевую структуру формы второго – информационно-сигнального уравнения ССС.**

В теоретическом плане можно заключить, что функция (5.19) описывает непрерывный континуум величин ПС, изменяющихся в взаимосвязи с большинством основных энергетических, частотных, пространственных характеристик М-системы, при ансамбле сигналов, согласованном с полосой частот (в том смысле, как это определено в главе 3).

Таким образом, далее с помощью (5.11)–(5.19) для каждой ситуации относительного изменения ПДН и выходной мощности СР (случаи 1–6), любых значений полосы частот ретрансляции Δf , энергопараметров СР, ЗС (содержащихся в комплексных показателях w_1, w_2), с учетом размера кластера, может быть получено многопараметрическое семейство зависимостей пропускной способности ССС от высоты орбиты.

Но, прежде чем перейти к рассмотрению тех или иных конкретных примеров, необходимо ввести ряд условий, прежде всего оценки представляющие интерес и возможные на практике величины энергопоказателей w_1, w_2 .

Типовые значения энергетических параметров и показателей ЗС, СР

Как уже отмечалось, в зависимости от типа, назначения архитектуры системы ресурсные энергопараметры ЗС и СР могут иметь самые различные значения, большой разброс которых будет оказывать существенное влияние на сомножители и слагаемые (5.19).

Будем считать, что ЭИИМ ЗС может изменяться от -10 дБ (персональный абонентский терминал в виде тф трубки) до $+80$ дБ (стационарные станции фиксированной связи и фидерных линий систем ПСС), а добротность ЗС (G/T) – соответственно от -25 дБ до $+35$ дБ/К. При этом эквивалентный диаметр антенны приблизительно составит, соответственно, от ~ 1 см до ~ 7 м, а выходная мощность $P_{зс}$ – от $0,1$ до 1000 Вт. Необходимо также иметь в виду,

что суммарная выходная мощность СР, в зависимости от типа системы, принимает значения от ~ 10 до ~ 1000 Вт, а шумовая температура приемного устройства СР может изменяться в пределах от 100 до 1000 К.

Кроме того, количество сигналов в стволе (луче), в зависимости от их информативности, может быть принято от 10 до 1000 , а число лучей – от 1 до 100 – 200 . Полоса частот СР реально может изменяться от 1 до 150 МГц при работе в традиционных системах (освоенных диапазонах) и до 500 МГц в диапазонах $20/30$ ГГц и выше, а также в других отдельных применениях.

При указанных разбросах значений параметров имеет смысл выделить граничные и наиболее типичные их сочетания, характеризующие комплексными показателями w_1 и w_2 . Эти случаи сведены в таблицы 5.1 и 5.2, соответственно.

Цифры в таблицах имеют приближенный характер и иллюстрируют разницу в энергопоказателях систем различного назначения.

Табл. 5.1 содержит четыре граничных (скорее гипотетических, но характерных) случая, которые анализируются ниже:

- 1) показатели w_1, w_2 минимальны (СР и ЗС имеют "наихудшие" энергопараметры);
- 2) w_1, w_2 максимальны ("наилучшие" энергопараметры СР и ЗС на обоих участках);
- 3) w_2/w_1 минимально (высокий ЭП на участке "вверх");
- 4) w_2/w_1 максимально (высокий ЭП участка "вниз");
- 5) w_1 и w_2 принимают средние и соизмеримые значения.

В табл. 5.2, отражающей близкие к реальным типичные случаи, первая строка близка к показателям систем с малыми СР и ЗС, таких как, например, *Гонец*, *Орбком* и др., вторая и пятая иллюстрируют соотношения в прямом и обратном направлениях ССС персональной связи *Глобалстар*, *ICO*, *Гаруда*, третья – ближе к системам с СР *Горизонт*, *Интелсат* с большими ЗС С-диапазона, четвертая – к ССС

таблица 5.1

	w_1	w_2	Mn	
$(PG)_{зс}, P_{ср-min}$	5×10^{-7}	$1,6 \times 10^{-4}$	$10^2 \div 10^4$	$MW_1 \geq W_2 \geq \Delta f$
$(PG)_{зс}, P_{ср-max}$	$2,5 \times 10^4$	$8,3 \times 10^4$	$10^1 \div 10^3$	$MW_1 > W_2 \gg \Delta f$
$(PG)_{зс-max}, P_{ср-min}$	$2,5 \times 10^4$	$1,6 \times 10^{-4}$	≥ 1	$MW_1 \gg W_2 \geq \Delta f$
$(PG)_{зс-min}, P_{ср-max}$	5×10^{-7}	$8,3 \times 10^4$	≥ 1	$W_2 \gg \Delta f > MW_1$
$(PG)_{зс}, P_{ср-mid}$	1	1	$\gg 1$	$MW_1 \gg W_2 \geq \Delta f$

Таблица 5.2

	w_1	w_2	Mn		
$(PG)_{3c} = (0 \div 10)$ дБВт $P_{cp} = (10 \div 40)$ Вт $(G/T)_{3c} \leq -20$ дБ/К	$10^{-3} \div 10^{-4}$	$\sim 10^{-1}$	≈ 100	$W_2 \geq \Delta f \geq MW_1$	Гонец, Орбком
$(PG)_{3c} > 40$ дБВт $P_{cp} \geq 100$ Вт $(G/T)_{3c} < -10$ дБ/К	$> 10^3$	$10^1 - 10^2$	≥ 1	$MW_1 \gg W_2 \geq \Delta f$	Инмарсат Гаруда (пр.)
$(PG)_{3c} > 30$ дБВт $P_{cp} \leq 40$ Вт $(G/T)_{3c} > 0$ дБ/К	$10^1 \div 10^4$	$10^2 \div 10^3$	≈ 100	$MW_1 \gg W_2 \gg \Delta f$	Горизонт Интелсат
$(PG)_{3c} > 60$ дБВт $P_{cp} \leq 20$ Вт $(G/T)_{3c} < 30$ дБ/К	$10^3 \div 10^4$	$\sim 10^3$	$1 \div 10$	$MW_1 \gg W_2 \gg \Delta f$	Евтелсат Экспресс
$(PG)_{3c} \leq 0$ дБВт $P_{cp} < 10$ Вт $(G/T)_{3c} > 30$ дБ/К	$< 10^{-3}$	$\sim 10^3$	≤ 1000	$W_2 \geq \Delta f \gg MW_1$	Глобал- стар Гаруда (обр.)

со спутниками *Евтелсат*, *Экспресс*, *Ямал* и широким классом З (в том числе типа VSAT).

Анализ пропускной способности в зависимости от высоты орбиты при различных энергетических, частотных и пространственных параметрах

На рис. 5.11–5.16 приведены расчетные значения суммарной пропускной способности $B_n(H)$ для ЛС всех лучей бортовой антенны и указанных типичных величин, соотношений энергопараметров, также условий изменения ШДН и выходной мощности СР с высотой орбиты. При построении приняты следующие допущения: $Y = Z = x_{ш} = x_n = x_d = 0$, $K = 7$, $\chi = 2$, $B_1 = 1, 100$; $\delta = 4$. Графики получены путем перемножения (5.19) на число лучей, определяемое согласно (5.14) (5.16) в том или ином из рассмотренных выше случаев.

Зависимости характеризуют, как отмечалось, влияние не только высоты орбиты, но, в значительной степени, ресурсных энергопараметров земного и космического оборудования, а также полос частот, количества ретранслируемых сигналов и числа лучей МЛСР, определяемого изменением ШДН. Полоса частот ретрансляции выбиралась при расчетах как в абсолютных величинах (кГц, МГц) так и по отношению к высоте расположения СР (МГц/км), что

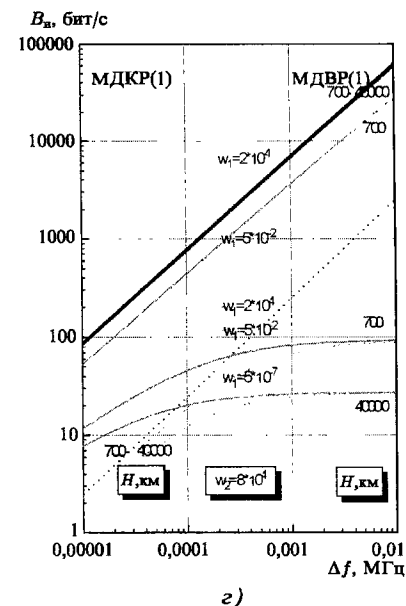
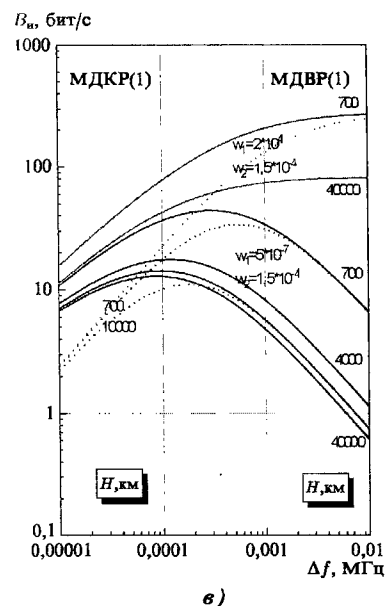
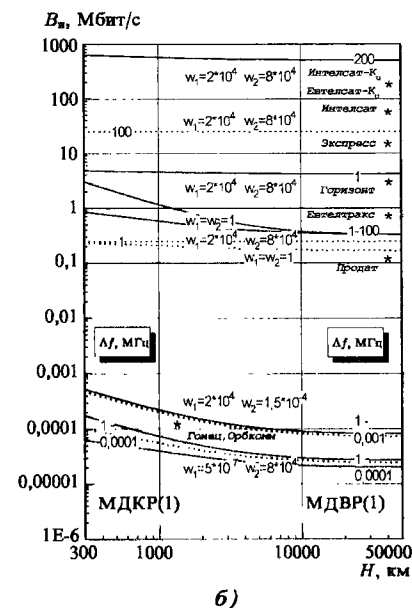
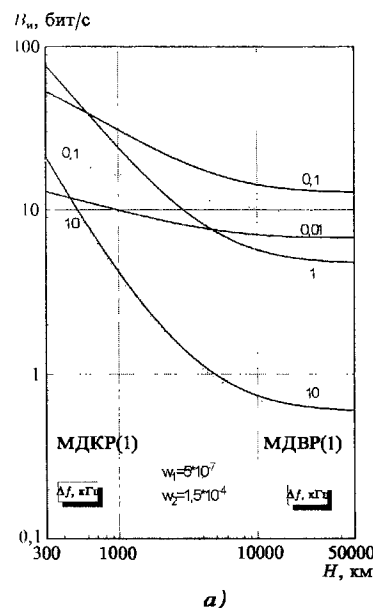


Рис. 5.11

представляет определенный интерес для анализа ССС с различными орбитами.

Каждому из сочетаний перечисленных показателей соответствуют те или иные сомножители и слагаемые в (5.19), находящиеся в разнообразных соотношениях (сравнимых или преобладающих, одно по отношению к другому), которые и определяют значение функций ход кривых на графиках. Ниже проводится анализ ряда зависимостей представляющих наибольший интерес и относящихся к тому или иному сочетанию параметров и показателей.

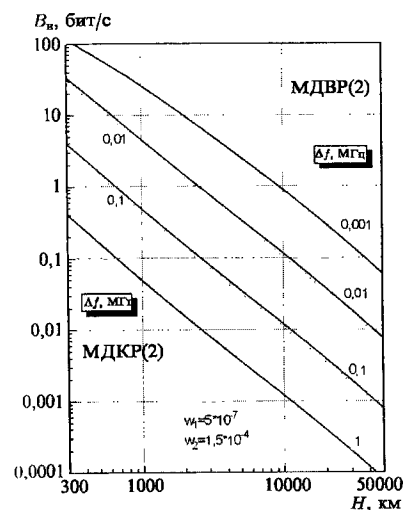
Условия постоянства выходной мощности и ЭИИМ СР с глобальной антенной (случай 1,2)

Рис. 5.11, а, б и 5.12, а, б для случаев 1 и 2, соответственно иллюстрируют зависимость ПС от высоты орбиты, когда СР имеет однолучевую антенну и ее усиление, а следовательно и размеры, возрастают с высотой, обеспечивая покрытие всей зоны радиовидимости КА с заданными углами места. При этом, в первом случае выходная мощность СР остается постоянной, при любой высоте, а во втором – снижается, так, чтобы выполнялось условие постоянства ЭИИМ. Скобки при способах МД указывают принадлежность графиков к тому или иному случаю. Сплошные кривые соответствуют МДВР, пунктирные – МДКР, МДЧР занимают промежуточное положение.

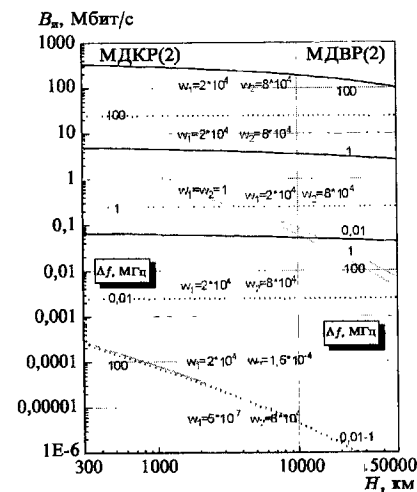
В качестве параметров на графиках выбраны значения полос частот ретрансляции от долей до сотен МГц при различных сочетаниях энергопараметров участков из табл. 5.1. Наблюдается заметное влияние на величину ПС и ход кривых указанных показателей, а также характера зависимостей ЭП участков от высот орбиты $W_1(H)$, $W_2(H)$, приведенных на рис. 5.10.

Как видно из рис. 5.11, а, 5.12, а, при минимальных энергопараметрах w_1, w_2 (первая строка таблиц) имеет место достаточно ярко выраженная зависимость ПС от высоты орбиты и полосы частот, что обусловлено влиянием всех сомножителей – как сигнальной составляющей, так и ЭЧП, т.е. слагаемых под знаком логарифма в (5.19). Причем в случае 2 ПС меньше, т.к. при неизменной ЭИИМ СР ЭЧП оказывает влияние только затухание в ЛС на участке "вниз" пропорциональное квадрату наклонной дальности.

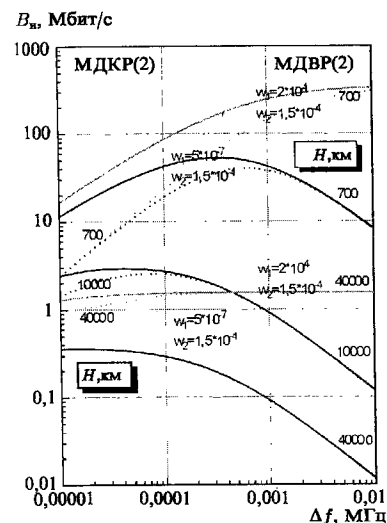
В то же время при максимальных ЭП участках, прежде всего участка "вниз", т.е. $w_2 \gg 1$ (вторая строка таблиц), ЭЧП от затухания в линии и, следовательно, от высоты орбиты, практически не зависит, т.к. $\Delta f/W_2 \ll 1$ и имеет место ограничение по полосе (рис. 2.9). Величина ПС при этом почти полностью определяется полосой частот в соответствии с первым сомножителем (3.14) и (5.19).



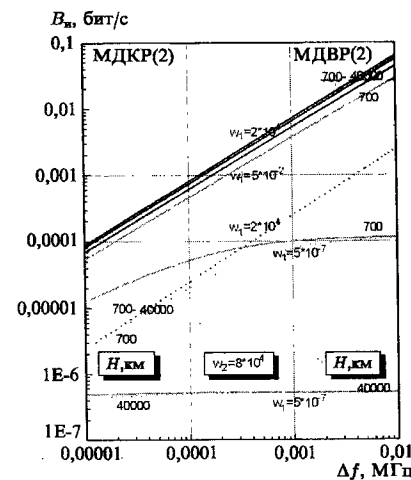
а)



б)



в)



г)

Рис. 5.12

Другие сочетания энергопараметров (остальные строки таблиц приводят к промежуточным результатам по величине ПС и ход кривых, что следует из сравнения первой пары рис. 5.11, 5.12. Хотя зависимости от высоты орбиты здесь в той или иной степени соответствуют относящимся к случаям 1 и 2 кривым на рис. 5.10, а зависимости от полосы частот также сглаживаются – либо за счет ограничения по энергетике при малых w_2 и достаточно больших или соизмеримых w_1 , либо из-за большой разницы в энергетике участков ($MW_1 \ll W_2$) и влияния шумов СР с ростом полосы.

Условие неизменной ширины ДН лучей бортовой МЛА (случай 3, 4)

Как следует из рис. 5.13, а и 5.14, а, соответствующих случаям 3 и 4 (цифры в скобках для МДВР и МДКР), при граничном сочетании минимальных ЭП на обоих участках (первая строка в табл. 5.1, 5.2 наблюдается, как и в предыдущих случаях, значительное влияние характера изменения энергопотенциалов участков (рис. 5.10) на пропускную способность и ее зависимость от высоты орбиты. Такая картина объясняется тем, что слагаемые во втором сомножителе по знаку логарифма в (5.19), относящиеся к ЭЧП, сопоставимы по величине, что и определяет его влияние на ход кривых.

Как показано в разделе 5.2, ПС линии связи каждого парциального луча при одинаковых фиксированных (ограниченных) энергетическом и, в особенности, частотном потенциалах всего СР снижаются по сравнению с однолучевой глобальной антенной из-за сужения полосы пропорционально размеру кластера при МДВР, МДЧР или из-за взаимных помех при МДКР. Причем, это снижение тем заметнее, чем меньше $\Delta f/W_2$. Приведенные на рис. 5.13 значения ПС относятся к тем же суммарным ЭП линии, что и в случае 1, также нескольким значениям полосы ретрансляции. В зависимости от последней, в силу указанных выше причин, они превышают ПС для случая 1 либо менее, чем в n раз (при $\Delta f = 0,1$; 1 кГц), либо более, чем в n раз (при расширении Δf по сравнению со случаем 1).

По мере увеличения Δf все большее влияние оказывают шумы С (третье слагаемое в последнем сомножителе (5.19)), ЭЧП уменьшается быстрее, чем растет помехоустойчивость ансамбля сигналов, и, основном определяемое ЭЧП снижение ПС с высотой приближается к пропорциональному квадрату наклонной дальности, т.е. изменению затухания в линии связи.

В случае 3, как отмечено выше, увеличение затухания на участке "вниз" частично компенсируется возрастанием выходной мощности СР в луче по мере повышения орбиты и уменьшения числа лучей.

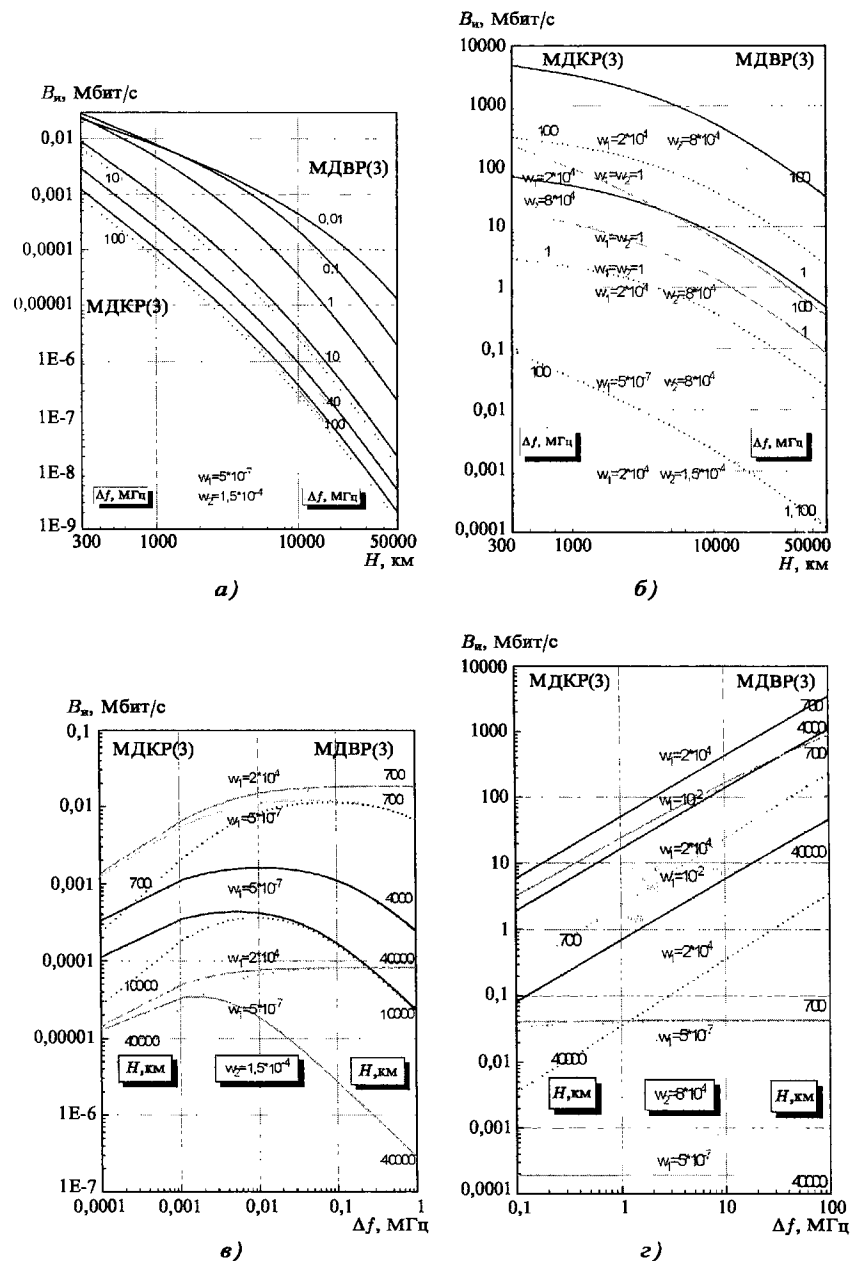


Рис. 5.13

случае 4 мощность в луче неизменна по условию, ЭП на обоих участках снижаются пропорционально затуханию с ростом высоты, но ЭП линии W_2 при большом числе лучей, т.е. малых высотах орбиты (рис. 5.9), возрастает почти на два порядка.

Переходя к сравнению случаев 3 и 4, можно заметить, что ПС падающая с повышением орбиты и за счет уменьшения числа лучей (рис. 5.9), при прочих равных условиях (сплошные кривые для фиксированных полос ретрансляции от 1 до 100 МГц) отличается по величине и по разному зависит от H из-за неизменной выходной мощности в луче в случае 4.

В случае 4 наблюдается также несколько более выраженная нелинейная зависимость от высоты при МДКР (пунктир), что объясняется изменением баланса между взаимными помехами собственными шумами СР.

Для сочетания ЭП, соответствующего $w_1, w_2 \gg 1$ (вторая строка таблицы 1 и 3–4 строки в табл. 5.2, рис. 5.13,б, 5.14,б) и значительно более сильному ограничению по полосе ($\Delta f/W_2 \ll 1$), а также и при $w_1 \approx w_2 \approx 1$, относительный ЭЧП слабее зависит от затухания линии, как при МДВР, так и при МДКР. Поэтому функция $B_n(H)$ для одного луча и $w_1 \approx w_2 \geq 1$ определяется в основном первым сомножителем (5.19) и при этом ПС также слабо зависит от высоты орбиты. Более заметная зависимость в случае 4 появляется при максимально отличающихся w_1 и w_2 (третья и четвертая строка). Это сказывается и при перемножении (суммировании) B_n на n лучей (рис. 5.13,б, 5.14,б).

При МДКР и большом ограничении по полосе относительный ЭЧП за счет последнего слагаемого в (5.19) снижается на порядок более (в зависимости от величин и соотношений ЭП участков), что сильно сказывается на значениях ПС, соответствующих показателям второй строки таблицы 5.1. (пунктир на рис. 5.13, 5.14,б).

Из рис. 5.13, 5.14 следует, что возрастание пропускной способности по величине при любом способе МД происходит с ростом соотношения ЭП участков w_1/w_2 , например, при переходе от значений четвертой строки таблицы к второй, третьей, причем при МДКР оно нивелируется последним слагаемым ЭЧП, соответствующим спектральной плотности межканальных помех.

Наконец, при больших ЭП участка "вверх" и малых ЭП участка "вниз", т.е. $MW_1/W_2 \gg 1$ (третья строка таблиц), картина отличается наиболее высокой эффективностью использования энергопотенциала линии связи B_n/W_2 , что следует из сопоставления значений на рис. 5.13, 5.14. Это происходит главным образом за счет сигнально-составляющей при любом способе МД. Как показано в главе 2

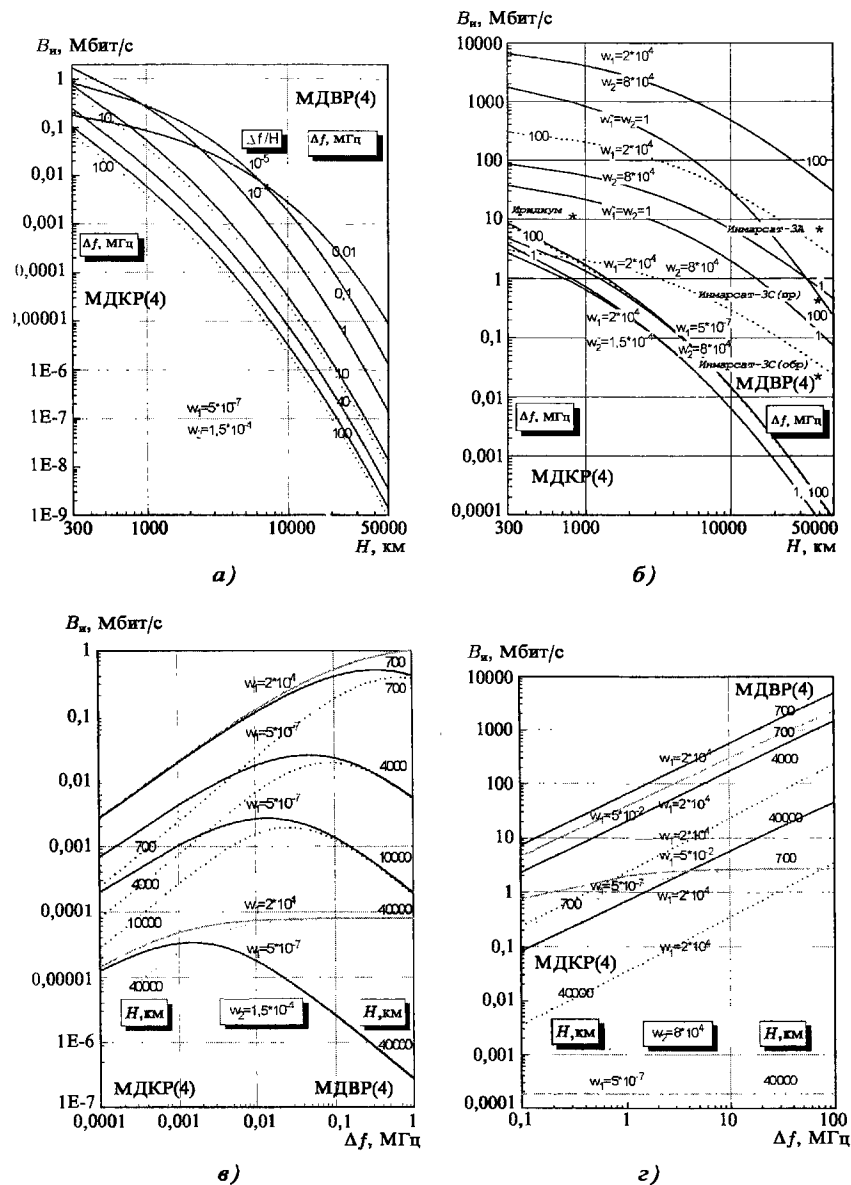


Рис. 5.14

относительный ЭЧП здесь наиболее близок к 1, а его абсолютное значение изменяется с высотой практически по закону ЭП участка "вниз".

Данное сочетание ЭП участков эффективно с точки зрения использования ЭП линии в целом, что и имеет место в реализованных ССС, в частности, на линиях прямого направления в системах ПСС и ПерСС (вторая строка табл. 5.2). В то же время, как видно из рис. 5.13, 5.14, ограничение по полосе и очень малые ЭП на участке "вверх" (пятая строка), соответствующие обратному направлению, сильно снижают эффективность. В этом смысле улучшение может быть достигнуто путем сужения ДН с ростом высоты, как это будет видно ниже, при анализе случаев 5, 6.

Необходимо отметить, что ход кривых $B_n(H)$ при любых параметрах сглаживается по сравнению с ЭП на рис. 5.10 из-за второго множителя в (5.19), где изменение W_2 с высотой происходит под знаком натурального логарифма. Но крутизна зависимостей от H здесь все же определяется разницей хода кривых на рис. 5.10.

В целом, из сравнения всех кривых для случаев 3 и 4 следует ожидаемое превосходство по суммарной пропускной способности пропорциональное количеству лучей, что достигается, естественно, за счет соответствующих затрат общего энергетического и массово-габаритного ресурса КА.

Условие неизменных парциальных зон (случаи 5, 6)

При поддержании постоянных размеров парциальных зон и изменении высоты орбиты зависимость $\overline{W}_2(H)$ в случае 5 (деления суммарной $P_{ср}$ между лучами) аналогична случаю 3, а ЭП участка "вверх" меняется примерно в тех же относительных пределах, но с противоположным знаком. В случае 6, при $P_{дл}(H) = \text{const}$, характер изменения ЭП на обоих участках одинаков (рис. 5.10). Таким образом, зависимости энергопотенциалов от высоты имеют более сглаженный характер по сравнению с предыдущими.

В связи с этим, при сочетании минимальных энергопоказателей ЗС и СР на обоих участках (первая строка в таблицах) влияние изменения ЭЧП с высотой (третий множитель) сказывается более слабо (рис. 5.15, а, 5.16, а). При этом вклад ЭП участков в ЭЧП и, соответственно, в величину ПС соизмерим.

Случай 5, в котором ДН, как и в случае 1, сужается (т.е. растет усиление антенны с подъемом орбиты), а мощность СР делится между лучами, по ходу зависимостей $B_n(H)$ близок к случаю 1, а по значениям ПС в диапазоне высот орбиты более 1000 км и полос частот более 1 МГц превосходит его. В случае 6, благодаря

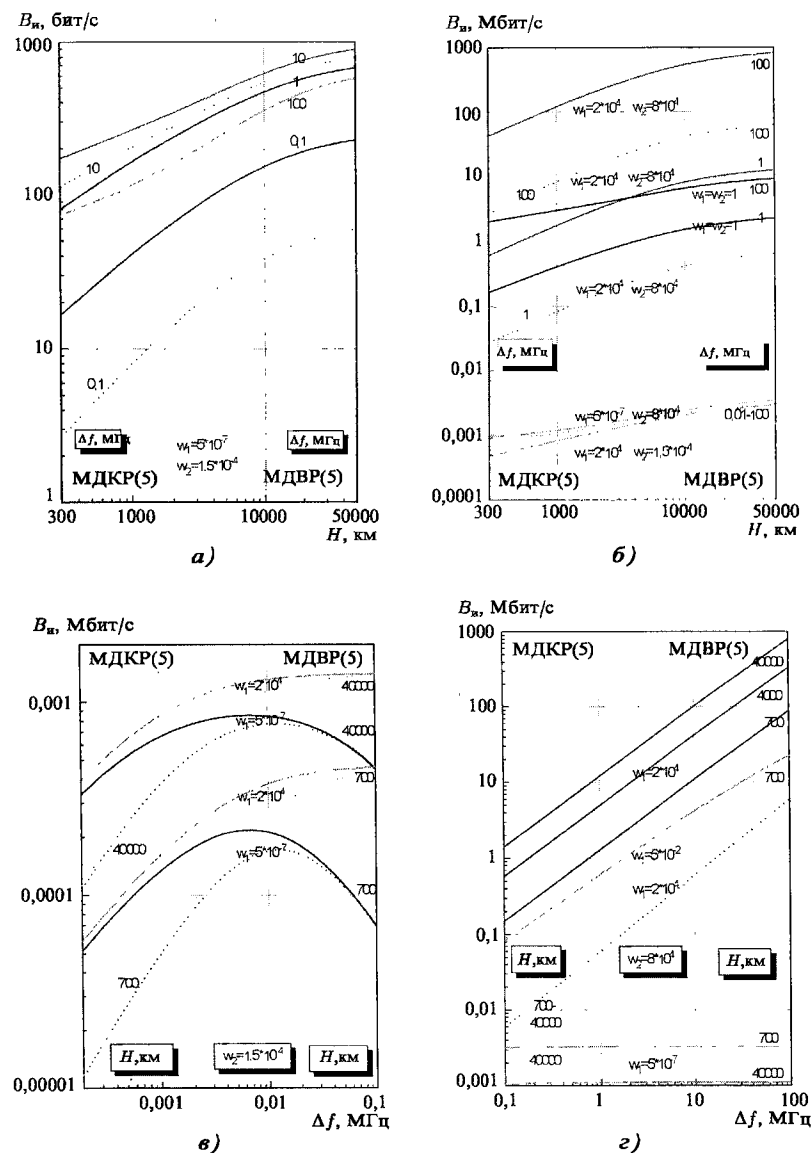


Рис. 5.15

сохранению выходной мощности в луче и также росту усиления МЛД с высотой, ПС для данного сочетания энергопараметров и полосы частот более 1 МГц заметно возрастает.

В целом закон изменения ПС в случаях 5, 6 далек от пропорционального затуханию в линии.

При $w_2 \gg 1$ (вторая и четвертая строка) характер зависимостей ПС от высоты, приведенных на рис. 5.15,б, 5.16,б, подобен случаям 3 и 4. Следует отметить также малые углы наклона кривых, что объясняется влиянием главным образом ЭП участка "вниз" (рис. 5.10,а) и является следствием поддержания неизменных парциальных зон на поверхности Земли. Значения ПС по величине также близки, в особенности к случаю 3 при малых высотах.

В основном те же закономерности сохраняются и при энергопотенциалах участков, соответствующих третьей строке таблицы 5.1, когда $w_2 \ll 1$.

Зависимость от полосы частот ретрансляции

Важно подробнее проследить влияние ширины полосы Δf при изменении высоты орбиты и других условий, соответствующих приведенным шести случаям.

Здесь наблюдается действие рассмотренных выше общих закономерностей, связанных главным образом с двумя соотношениями разного уровня: во-первых, между энергетическим и частотным потенциалами ЛС, как важнейшими ресурсными показателями, во-вторых, между ЭЧП и помехоустойчивостью ансамбля сигналов зависящими от этих показателей и их соотношений.

Чем напряженнее энергетика, описываемая параметрами участка ЛС, тем большее воздействие ЭЧП оказывает на конечный результат. При преобладании полосы частот над энергопотенциалом ЛС он "перевешивает" сигнальную составляющую в том смысле, что ПС более резко снижается не только с подъемом орбиты из-за роста затухания, но и под влиянием собственных шумов СР. Причем последнее зависит от соотношения ЭП участков, что видно из сравнения первой и третьей строк табл. 5.1.

С уменьшением полосы относительно ЭП, т.е. переходом к ограничению по полосе, решающую роль начинает играть сигнальный компонент, которой соответствуют первые два множителя (5.19) определяемые $\Delta f/W_2(H)$. При этом ПС с ростом полосы (в пределах указанного ограничения) повышается. Рассмотрим это на приведенных графиках.

В случаях 1, 2 и очень малых ЭП участков пропускная способность имеет максимумы при определенных значениях полосы частот, более

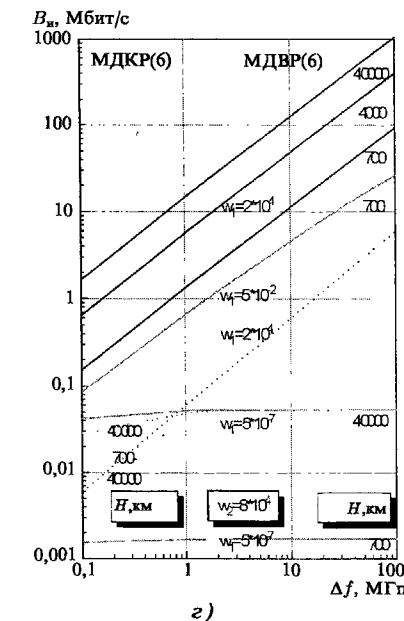
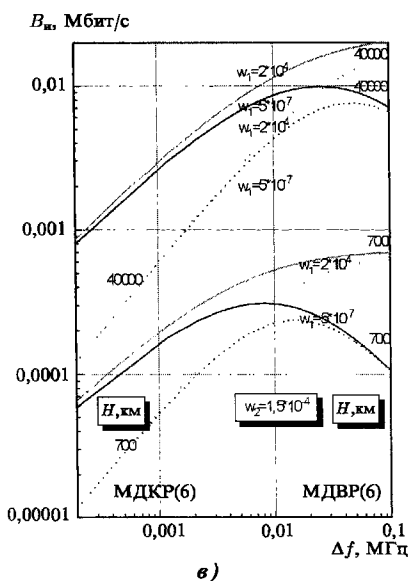
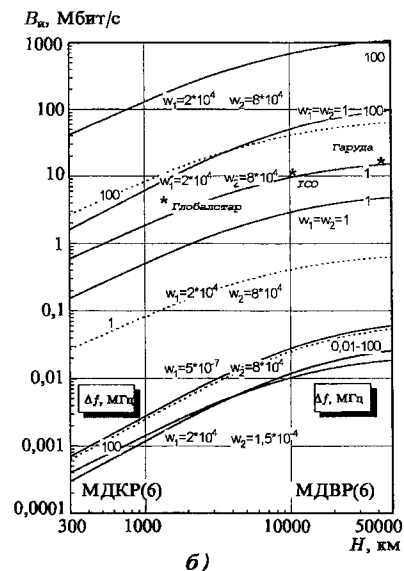
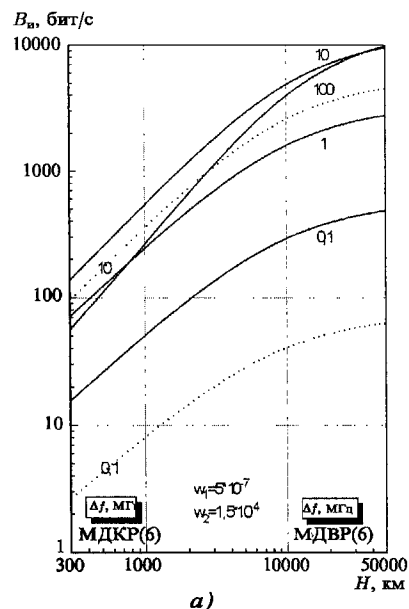


Рис. 5.16

ярко выраженные для малых высот орбиты. По физической природе это соответствует балансу энергетического и частотного ресурсов ЛС, т.е. переходу от ограничения по энергетике к ограничению по полосе или оптимизации соотношений частотного и энергетического потенциалов, о чем говорилось выше.

При расширении полосы частот и малых ЭП линии (первая и третья строки таблицы 5.1) пропускная способность для всех высот орбиты снижается, что объясняется ограничением по энергетике, когда основное влияние оказывает ЭЧП (третий сомножитель в (5.19)). Наоборот, при больших w_2 (рисунки с индексом "б") имеет место ограничение по полосе и ПС возрастает пропорционально Δf за счет сигнальной составляющей. Для промежуточных сочетаний зависимость от больших полос исчезает.

В случаях 3, 4, при применении бортовой МЛА, т.е. определенном повышении энергопотенциала и сужении полосы парциальной ЛС изменение Δf проявляется более просто. В частности, при постоянной ШДН величина ПС для больших высот и малых ЭП также снижается с ростом Δf , тогда как при больших ЭП – наоборот, а при малых w_1 и больших w_2 она меняется слабо. Т.е. эти случаи наиболее показательны тем, что являются граничными, переходными в смысле перераспределения влияния мощности собственных шумов СР и помехоустойчивости ансамбля сигналов (рис. 5.13,а, 5.14,а).

При асинхронном МДКР (пунктир) большой проигрыш по отношению к МДВР имеет место в тех случаях, когда полоса ретрансляции много меньше оптимальной и преобладают межканальные помехи (последнее слагаемое в 5.19). Особенно ярко это проявляется при больших ЭП участков (рис. с индексами б) и з)), а также уменьшением Δf в остальных случаях.

Из рис. 5.13,а, 5.14,а также следует, что при переходе от случая 3 к случаю 4, т.е. сохранении постоянной мощности в луче, при малых ЭП относительно малых полосах (порядка нескольких МГц) значительного повышения ПС не происходит. Тогда как при Δf более 10 и до 100 МГц ПС по мере снижения высоты возрастает на порядок в сравнении с случаем 3.

Наконец, в случаях 5, 6, благодаря еще большему усилению МЛА из-за сохранения размеров парциальных зон с ростом высоты орбиты, наступает ограничение по полосе даже при малых w_2 . Это приводит к преобладающему влиянию ансамбля сигналов, т.е. возрастанию ПС с расширением полосы ретрансляции для любых соотношений ЭП участков.

Если теперь рассмотреть, как меняются оптимальные значения полосы $\Delta f_{\text{опт}}$ и соответствующая им ПС в зависимости от H , то

приходим к выводу, что при малых ЭП участков степень уменьшения оптимальной полосы и ПС в сл. 1–4 усугубляется от случая к случаю (рис. с индексами в). В области за частую реальных Δf , далеких от оптимума, ПС линейно падает с ростом полосы для всех высот, что является следствием ограничения по энергетике и влияния собственных шумов СР.

Сочетания энергопотенциалов участков с большими ЭП (на рисунках с индексом з) относятся к случаям полного ограничения по полосе в области наиболее реальных значений полосы частот и используемых высот орбиты и не имеют оптимума. В то же время графики демонстрируют очень слабую зависимость ПС от высоты (почти все значения ПС сливаются в одну жирную линию для МДВР и пунктирную для МДКР), а также явную тенденцию к увеличению пропускной способности ЛС с ростом полосы частот ретрансляции и ее отношений к высоте орбиты при больших энергопотенциалах линий связи, т.е. за счет сигнальной составляющей.

Тогда как сочетания с резко отличающимися показателями w_1, w_2 (строки 3, 4) занимают промежуточное положение и ПС в этих случаях слабо зависит от полосы частот.

В заключение отметим, что выражение для полосы, отнесенной к ЭП участков, при подстановке $W_2(H)$ и $W_1(H)$ из (5.4), (5.5) в (2.10) принимает вид:

$$\Delta f_{\text{опт}} = (MW_1W_2)^{0,5} = 2,8 \cdot 10^{23} (Mnw_1w_2)^{0,5} \times \\ \times \{H(2R + H)[\arcsin(R \cos \beta / R + H)]^2\}^{-1}.$$

Если теперь преобразовать (2.20) при $\Delta f_{\text{опт}}$, то приходим к выводу, что максимальное значение ЭЧП, при фиксированном ЭП участка "вниз", не зависит от высоты орбиты. Это же следует и из (2.16) для МДКР, форма которого повторяется здесь:

$$W/W_2 = 1/[1 + (w_2/w_1 Mn)^{0,5}]^2.$$

5.7. Особенности ретрансляции и бортовой обработки в многоствольных и многолучевых системах

МЛА создаются на базе зеркальных (параболических, сферических), линзовых отражателей или фазированных антенных решеток (ФАР). Зеркальные и линзовые МЛА формируют n пересекающихся (обычно на уровне половинной мощности) парциальных лучей на

излучающем раскрыве через ДОС с помощью n -элементного облучателя, который располагается вблизи фокальной плоскости зеркала (линзы).

МЛА типа ФАР собираются из малогабаритных активных элементов (приемных или передающих), использующих управляемые фазовращатели. Такие антенны могут выполнять те же функции, что и зеркальные МЛА, однако увеличение их апертуры, определяющей ШДН лучей и усиление, значительно более проблематично.

Характеристики излучения МЛА определяются выбранной топологией лучей и весовой обработки парциальных сигналов в ДОС. Последняя создает определенный комплексный коэффициент возбуждения для каждого луча, обеспечивая тем самым формирование результирующей ДН, состоящей из лучей с одинаковыми ШДН, либо любой другой формы и ориентации (с точностью до размеров парциального луча).

Возможны следующие основные варианты формирования результирующих ДН МЛА:

- каждый из n выходов многоэлементного облучателя запитывается отдельным передатчиком (приемником), что аналогично по структуре n однолучевым антеннам; данный вариант на практике реализуем с количеством лучей порядка нескольких сотен, при их фиксированном положении в пространстве;

- ДОС МЛА выполняет функцию коммутатора и подключает любой луч из n ко входу (выходу) одного из n_0 приемников (передатчиков) ретранслятора ($n \geq n_0$), что является эквивалентом одной антенны со сканированием во времени;

- все n сигналов облучателя складываются с равным весом в ДОС и поступают на один приемник ретранслятора, что является эквивалентом однолучевой антенны, но, например, с плоской ДН, т.е. $G_a = \text{const}$ в зоне покрытия;

- сигналы с n выходов складываются в одной ДОС с разными весами и поступают на один общий приемник (передатчик); ДН может принимать любую форму и размеры – от одного луча до глобальной ШДН, а также с "обнулением" в заданных направлениях;

- облучатели разбиваются на несколько групп, различных по количеству и размещению парциальных элементов, при этом каждая группа имеет отдельную ДОС, подключаемую к своему приемнику (передатчику) и формирующую ДН для той или иной локальной зоны обслуживания.

При прямой ретрансляции в ССС с многоствольной и многолучевой архитектурой тракты СР практически инвариантны к типичным параметрам модуляции и структуре сигналов, если все происходящее

в них преобразования линейные. То есть, можно считать, что СР таких систем "прозрачны" для большого класса сигналов. Вместе с тем, как отмечалось выше, структура СР и распределение ресурсов в системе – энергетических, частотных, пространственных – будут существенно зависеть от способов МД и разделения сигналов.

Определенная специфика появляется в случаях, когда в СР производится обработка (ОСР), в частности широкополосных сигналов с изменением параметров по псевдослучайному закону (ФМ, МЧМ-ПСП и др.). Для демодуляции в ЛС разных стволов (лучей) при этом могут применяться индивидуальные тракты обработки и регенерации, либо групповые демодуляторы множества несущих и методы аналого-цифровых преобразований.

При групповой взаимокорреляционной обработке (ВКО), рассмотренной в главе 4, использование многолучевой архитектуры выдвигает ряд дополнительных требований к структуре и функциям СР.

В зависимости от условий формирования зон покрытия бортовых МЛА на участках ЛС "вверх" и "вниз" могут возникать различные варианты построения СР и всей системы. Ниже рассматриваются некоторые аспекты этой проблемы.

Локальные зоны обслуживания

Пусть не перекрывающиеся ДН приемных бортовых антенн либо лучей МЛА соответствуют нескольким локальным зонам обслуживания одного и того же или нескольких стволов СР.

Такое условие применимо как к многоствольным СР с однолучевыми антеннами, подключенными к отдельным стволам или группе стволов, так и к многолучевым СР. Для последних в качестве не перекрывающихся ДН могут рассматриваться, с некоторыми оговорками, группы парциальных ДН, относящихся к одному кластеру.

При полном электромагнитном разнесении зон обслуживания, в частности, использовании разных полос частот, в которых передают ЗС, и пространственной независимости трактов, подключенных к той или другой антеннам (лучам), каких-либо специфических вопросов, связанных с формированием ЛС на участке "вниз", а также расчетом ее энергетических, частотных и информационных показателей, не возникает.

Если же для работы во всех зонах выделяется одна и та же общая полоса ретрансляции, что может иметь место при передаче как узкополосных, так и, в особенности, широкополосных сигналов, то существуют по крайней мере два варианта назначения рабочих частот ЗС.

Один из них предполагает **идентичные или независимые частотные планы во всех не перекрывающихся зонах, т.е. ПИЧ на участке "вверх"**. Это означает либо необходимость работы на участках "вниз" в полностью разнесенных по пространству стволах (трактах) и произвольное использование одной и той же полосы в каждом из них, либо разнесение рабочих частот путем сдвига в СР при объединении трактов или перекрытии их зон обслуживания на участке "вниз". В последнем случае на этом участке потребуется пропорциональное количеству зон расширение полосы частот, т.е. соответствующее построение СР, с целью преобразования на борту пространственного ресурса в частотный.

Второй вариант заключается в **разделении рабочих частот ЗС на группы, соответствующие каждой зоне обслуживания на участке "вверх"**, т.е. по приему в СР, усилению и преобразованию в отдельных трактах СР, а затем суммированию сигналов в мультиплексоре общего ствола на передачу, либо излучении тех и других через разные бортовые антенны (лучи МЛА).

То есть, в этом случае не применяется ПИЧ на участке "вверх", из-за чего может снижаться пропускная способность линий связи, т.е. ограничивающим фактором часто является полоса частот на этом участке. В то же время, при разнесении ДН на участке "вниз" возможность ПИЧ, т.е. преобразования частотного разделения в пространственное, существует.

В частности, подобный подход может быть применен в системах подвижной и персональной спутниковой связи с большим количеством узловых (базовых) ЗС.

При передаче информации широкополосными сигналами с МДК в общей для разных зон полосе и применении ВКО в СР возникают аналогичные ситуации с распределением частот. При этом может потребоваться сдвиг частот опорных генераторов ВКО на борту будут идентичны аппаратура обработки и УПЧ сигналов каждой зоны, а разделение сигналов между зонами на участке "вниз" обеспечивается теми же способами, либо автоматически, за счет различных форм (кодирующих ПСП) ШПС. Пропускная способность ЛС для каждой зоны, в соответствии с приведенными выше соотношениями, будет определяться полосой частот линии "вниз" соотношением ЭП участков.

Принцип использования ШПС с общей ПСП-ФМ или МЧМ общей полосы и групповой ВКО в СР также может быть применен, как для одного ствола с несколькими зонами покрытия бортовых антенн по приему, так и для нескольких стволов с перекрывающимися зонами обслуживания. При этом тот или иной вариант частотного

плана на участке "вверх" будет предпочтителен в зависимости от способа разделения сигналов.

Заметим, что количество индивидуальных физических трактов обработки в СР для каждой из зон зависит от заданной скорости передачи информации в каналах и количества ЗС. Однако, при групповой цифровой обработке сигналов с использованием современных методов АЦП, например, таких как БПФ, понятие индивидуальных трактов становится виртуальным, что позволяет реализовывать энергочастотный потенциал ЛС и, кроме того, варьировать число сигналов. Так, при изменении информационной нагрузки ДН бортовых антенн могут перенацеливаться в зоны с более интенсивным трафиком, что приводит к возможности их перекрытия. В таких случаях распределение рабочих частот ЗС будет в большей степени зависеть от способов МД и разделения сигналов, что обычно и имеет место при использовании МЛА.

Многолучевая структура на участке "вверх"

Для зоны обслуживания, образуемой перекрывающимися приемными парциальными лучами МЛА с той или иной размерностью кластера (K) наиболее эффективным условием защиты от внутрисистемных и внешних помех, а также ограничения доступа к СР, является частотное разнесение лучевых трактов СР, т.е. работа земных станций в ЛС соседних лучей не только на разных частотах, но и в разных полосах частот.

Таким образом, при МЛА структура СР в большинстве применений соответствует описанному выше второму варианту частотообразования с разделением частот для линий связи лучей, относящихся к одному кластеру, и первому варианту – для линий остальных кластеров, т.е. с использованием ПИЧ.

При такой архитектуре сигналы ЗС, работающих на общих частотах в лучах разных кластеров, обычно ретранслируются в фидерную линию к центральным (зональным) ЗС в разных полосах – путем обеспечения в СР различных частотных сдвигов, т.е. преобразования пространственного ресурса в частотный. В прямом направлении, от ЦЗС, происходит обратное преобразование с возможностью ПИЧ на участке "вниз". По такому принципу построены, как известно, многие системы ПСС и ПерСС: *Инамарсат*, *Глобалстар*, *АСеS* и др.

В то же время примером систем с иной многолучевой архитектурой является *Глобалстар*, в которой асинхронное кодовое разделение сигналов применяется как в ЛС каждого луча, так и между лучами, т.е. используется кластер с размерностью 1. Выше отмечалось, что

это приводит к снижению ЭЧП из-за взаимных помех, хотя и создает ряд преимуществ, связанных с работой в канале с переменными параметрами и разнесенным приемом, а также при частотном планировании и переменной абонентской нагрузке.

С позиций защиты от внешних помех использование единичного кластера и асинхронного кодового разделения между лучами не может считаться удачным решением, т.к. в результате расширяется пространственная зона подверженности помехам из-за перекрытия ДН лучей. С другой стороны, деление общей полосы СР между лучами кластера при МДКР в ЛС лучей приводит к пропорциональному снижению базы сигналов, т.е. помехозащищенности, а в условиях частотного дефицита — вообще к нецелесообразности применения МДКР-ШПС.

Если обратиться к вопросу о **ВКО широкополосных сигналов и многолучевых СР**, то разнесение лучей по частоте вызывает, кроме того, возможное увеличение бортового генераторного оборудования, в частности, при обработке сигналов с МЧМ-МДЧР, МЧМ-МДВР.

В этом случае, с целью экономии бортового энергомассового ресурса и использования общего оборудования формирования опорного сигнала ШПС для всех лучей, в тракте каждого луча могут быть образованы частоты сигналов, поступающих на устройство ВКО в полосе по ПЧ, соответствующей единому групповому синтезатору МЧМ.

После ВКО алгоритмы последующей обработки (в широком смысле, т.е. с цифровой фильтрацией и/или демодуляцией, регенерацией) остаются такими же, как и при однолучевой антенне СР. Кроме того, сохраняются и все особенности, связанные с изменением загрузки и межлучевой маршрутизацией при прямой ретрансляции (В этом смысле процедура "наложения" ПСП на частоту или фазы сигналов и обратного "свертывания" не нарушает прозрачности ретрансляции, конечно же при условии синхронизации ЗС и СР).

Эффективным средством отслеживания информационной нагрузки (изменения трафика, количества работающих ЗС) внутри зон парциальных лучей при ВКО является временной доступ, в частности, применение МДВР-ШПС, удачно сочетающее возможности по обеспечению помехозащищенности, предотвращению НСД и информационной гибкости ССС.

Однако фактором, ограничивающим пропускную способность помимо полосы ретрансляции $\Delta f/K$, здесь может быть энергетика ЗС на передачу, связанная с импульсным режимом работы. Кроме того, учитывая влияние на общую ПС энергопотенциала линии "вниз", например, одной антенны с широкой ДН, необходимо иметь в виду

возможность перераспределения нагрузки между приемными лучами МЛА, вплоть до ограничения емкости ЛС того или иного луча на участке "вверх".

С этой целью каждой ЛС может выделяться определенное количество каналов, например, временных позиций в общем групповом потоке на линии "вниз", которое изменяется по командам с Земли. Кроме того, может быть дополнительно зарегистрировано поражение помехой и полное отключение всего тракта парциального луча. Таким образом, помехозащищенность и ЭМС при использовании МЛА обеспечиваются за счет комплексного применения ШПС, частотной и пространственной селекции на борту СР.

Многолучевая структура на обоих участках

При конфигурации ССС, когда МЛА с n парциальными ДН применяется и на участке "вниз", общая пропускная способность системы может быть повышена не менее, чем в n раз, т.е. появляется возможность более полного использования ЭЧП парциальных линий связи, вместе с гибким перераспределением нагрузки между лучами. При этом ПИЧ широко используется на обоих участках. Примером могут служить системы ПерСС на низких, средних орбитах и ГСО.

В данном случае при групповой ВКО и МДВР наряду с регулированием внутрилучевого трафика облегчается межлучевая коммутация, хотя это и достигается за счет известного расходования пространственного и энергомассового ресурса СР.

Выше речь шла, главным образом, о многолучевых ССС с **одновременным формированием парциальных зон, т.е. параллельным многозоновым обслуживанием.**

Рассмотрим кратко особенности ССС с **последовательным** зоновым обслуживанием, т.е. использованием бортовой антенны на прием и/или передачу со сканированием одним узким лучом ДН, аналогичной парциальной ДН МЛА. Более подробное описание разновидностей зонального обслуживания можно найти в [5.3, 5.4].

При таком способе луч антенны СР дискретно сканирует широкую зону обслуживания, освещая все ее точки через определенные промежутки времени, соответствующие циклу сканирования (переключения по программе). То есть, сигналы на том и/или другом участках ЛС передаются и принимаются отдельными пачками (пакетами), что требует соответствующего сжатия во времени и повышения мощности излучения передающих устройств СР, ЗС.

Пропускная способность и ЭЧП линий связи со сканированием передающей антенны СР не меняется по сравнению с МЛА, имеющей такую же ШДН лучей. При этом, на борту СР требуется один

передатчик с той же (приблизительно) энергетикой, а антенна с одним облучателем и управляемой в пространстве, главным образом, электронными методами, диаграммой направленности.

Сканирование узкой ДН при работе ЗС в режиме синхронного переключения и временного разделения групп каналов между зонами хорошо сочетается прежде всего с МДВР, а также групповой ВКО в СР.

Если способы с пространственным разнесением парциальных ДН МЛА предполагают многократное повторное использование частот, но требуют раздельных трактов приема на борту, то при временном сканировании и работе в общем диапазоне частот используется одно и то же бортовое оборудование приема/передачи, обработки сигналов.

Это приводит к известному сокращению объема оборудования и экономии ресурса СР, однако работа в импульсном режиме с высокой скоростью передачи означает усложнение ЗС.

Полоса частот ретрансляции при сканировании ДН определяется степенью сжатия сигналов во времени, которое пропорционально количеству зон, т.е. такая система не обеспечивает повторного использования частот (кластерирования).

Вместе с тем, появляются некоторые дополнительные функции и затраты бортового ресурса на обеспечение ретрансляции сигналов со значительно более высокой скоростью передачи. Если внутри парциальной зоны луча используется МДВР, то в сочетании с временным сжатием за счет сканирования это приводит к значительному возрастанию групповой скорости, но вместе с тем и к возможностям комплексирования методов синхронизации, обработки и коммутации, что в конечном итоге должно сказываться на структурно-параметрической эффективности системы.

Иногда прибегают к частотному разделению сигналов ЗС внутри парциальной зоны луча и индивидуальной фильтровой обработки сигналов в СР, которая вместе с тем может быть групповой для ЗС разных зон [5.3].

5.8. Межствольная и межлучевая связь

Отличительной особенностью ССС с многоствольными СР или бортовыми МЛА является требование обеспечения передачи сигналов ЗС из линий связи на участке "вверх", образуемых одним стволами (лучами), в линии на участке "вниз" других стволов (лучей) или организация т.н. *перекрестных, межлучевых* соединений. Таким образом, к проблеме МД внутри ЛС добавляется обеспечение

множественного доступа ЗС между ЛС стволов, лучей, а к признакам разделения сигналов в частотно-временной области – принципы **пространственного разнесения**. Такое разнесение может происходить как на участках распространения сигналов, т.е. в эфире, так и в ЦЗС, УЗС, либо в СР, посредством создания межканальных, межствольных, межлучевых физических или виртуальных соединений (трактов), которые иногда называют *перекрестными линиями связи*. Это оказывает большое влияние на структуру ЗС, СР и системы в целом.

В наиболее простых случаях, когда по условиям системной архитектуры разные стволы (лучи) имеют общие, либо перекрывающиеся зоны обслуживания (т.е. ДН бортовых антенн) на одном из участков ("вверх" или "вниз"), межствольное соединение может быть обеспечено без задействования дополнительного аппаратного ресурса центральной, узловой ЗС или СР. Для этого оконечной ЗС, работавшей в одном стволе, достаточно перейти на частоту или поляризацию другого ствола (луча).

Но чаще всего схемы перекрестной связи предполагают использование статических или динамических соединений на базе ответвителей, фильтров, сумматоров, коммутационных устройств и т.п. на рабочих, промежуточных или видеочастотах. При этом наземное или бортовое оборудование усложняется по мере увеличения количества стволов и, в особенности, лучей МЛА, а также повышения требований к объему, связности и гибкости межсоединений.

При **радиальной (типа "звезда") архитектуре ССС** фиксированной и подвижной служб с использованием ЗС VSAT и мобильных абонентских терминалов, соответственно, широко распространено обеспечение связи между оконечными ЗС через центральную станцию, как внутри ствола, так и между ЛС лучей. Оно не представляет каких-либо трудностей с точки зрения реализации, однако обладает серьезными недостатками, обусловленными удвоением времени задержки и неэффективным использованием энергоресурса из-за "двойного скачка" в линии связи. Такой способ организации соединений между ЗС применяется во многих сетях международных и национальных систем ФСС, а также в системах ПСС *Имарсат, Глобалстар* и др.

Решение задачи межствольной и межлучевой связи с переносом функций перекрестных соединений на СР позволяет не только избежать указанных недостатков, но и имеет целый ряд преимуществ в расширении возможностей, гибкости организации связи при разных типах архитектуры ССС. Вместе с тем, это сопряжено с расходом бортового ресурса, а также рядом относительно новых и еще недостаточно изученных, специфических проблем общесистемного и

структурно-функционального характера, о некоторых из которых речь пойдет ниже.

В многоствольных системах и ССС с зональным обслуживанием и использованием бортовых МЛА, наряду с возможностью разделения общей полосы ЛС каждого ствола, луча на субполосы и организации долговременных межлучевых соединений, существует более серьезная проблема динамической, или быстрой маршрутизации каналов, принадлежащих парциальным зонам разных лучей. Этот процесс предусматривает разделение сигналов (групп каналов) в СР, принимаемых в каждом луче, их перераспределение и последующее объединение оперативными методами [5.3–5.5].

Простейший принцип организации перекрестной связи при не большом количестве стволов предполагает образование отдельных радиочастотных (СВЧ или ПЧ) межствольных трактов с разделением по частоте для групп ЗС линий связи и не требует какой-либо коммутации. На рис. 5.17 показана упрощенная структурная схема обеспечения такого рода соединений.

По такому же принципу может быть построено и коммутационное устройство (типа матрицы) с возможностью статического (долговременного) или динамического (оперативного) управления межствольными

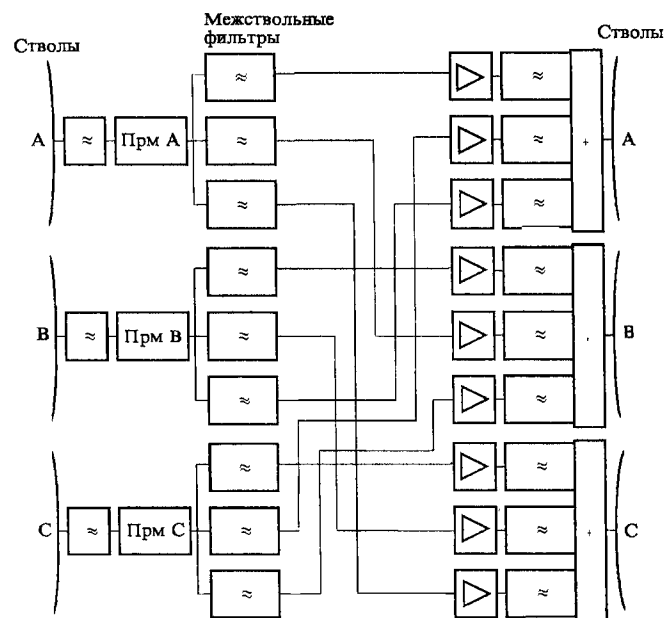


Рис. 5.17

ными и, в особенности, межлучевыми соединениями по командам с Земли, либо по программе. Первый способ применен, в частности, в СР *Интелсат-5*.

Подобные решения в настоящее время становятся более реальными и эффективными в связи с развитием технологий цифровой обработки сигналов, в частности, аналогово-цифрового и обратного преобразований (АЦП-ЦАП), быстрого преобразования Фурье (БПФ) и т.п. Примерами реализации таких методов обработки и коммутации многих сигналов в СР являются [5.3]:

- входные фильтры-разуплотнители с переменной полосой пропускания и переменной средней частотой, использующие быстрое преобразование частоты;
- блоки фильтров ПЧ на поверхностных акустических волнах (ПАВ);
- коммутирующие матрицы с разделением по частоте и типа время-пространство-время, работающие как на РЧ, ПЧ, так и в цепях групповой полосы видеочастот, в которой формируются в ЗС и демодулируются в СР передаваемые сигналы;
- разуплотнители-коммутаторы, использующие аналого-цифровое преобразование, последующую цифровую фильтрацию различными методами, цифровую коммутацию и обратное цифроаналоговое преобразование сигналов на участке "вниз";
- демодуляторы множества несущих с цифровой обработкой (различных принципов и модификаций);
- многопортовые твердотельные усилители для выходных каскадов СР с МЛА и т.д.

Традиционно более удобной для динамических межлучевых соединений между каналами отдельных ЗС считается пространственно-временная *циклическая коммутация пакетов* при МДВР в линиях связи лучей, которые могут быть разнесены либо по частоте, либо во времени, в том числе и при сканировании лучом. Конфигурация СР с переключающей временной матрицей-распределителем, показанная упрощенно на рис. 5.18, применена, например, в *Интелсате-6* для обеспечения взаимного циклического доступа через СВЧ матрицу между ЗС двух стволов, подключенных к шести полуглобальным и локальным (зональным) лучам. Коммутационная матрица с переключением по ПЧ между ЛС четырех узких лучей использована, например, в СР *Олимпус* [5.2].

Перечисленные выше цифровые методы позволяют линейно преобразовать массивы сигналов с МДЧР во временную область, производить их быструю коммутацию с использованием процессора и затем обратное преобразование, т.е. обеспечивать "прозрачную"

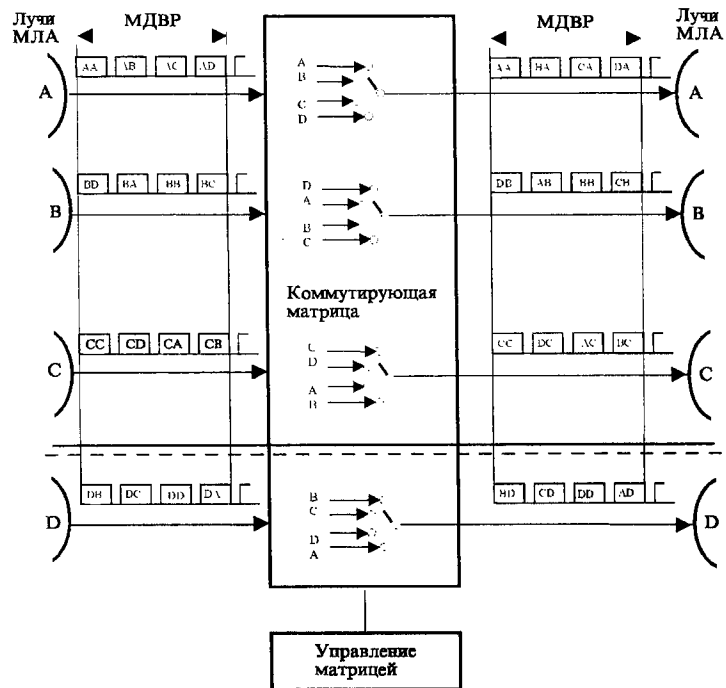


Рис. 5.18

ретрансляцию без изменения структуры сигнала. Подобные технологии применяются в проектах систем мобильной и персональной связи, предложенных в последние годы. К их числу относятся *ICOCeS* (*CP Гаруда*) и др.

В случаях, когда коммутация происходит на радиочастотах, результате чего при перекрестной связи образуются межлучевые компоненты линий в составе ЛС каждого луча, можно считать, что линии сохраняются энергочастотные соотношения, имеющие место при прямой ретрансляции. Это дает основания использовать результаты анализа, полученные в главах 2,3, для систем с многолучевой структурой.

При обработке сигналов с демодуляцией и регенерацией в С функции бортового распределительного оборудования расширяются вплоть до аналогии с наземными узлами коммутации, адресной маршрутизацией, полносвязной архитектурой, гибким учетом различия и изменения трафика отдельных ЗС, что позволяет более эффективно использовать выделенный ресурс выходной мощности

СР, в том числе при разноэнергетических станциях. Но одновременно возникает вопрос о включении в работу через данный СР, например, в процессе развития ССС, ЗС с новыми ансамблями и форматами сигналов.

Примером реализации межлучевой коммутации по СВЧ и по видеочастоте с помощью бортового процессора, при обработке с регенерацией, на уровне технологий 80-90-х годов является экспериментальный спутник *ACTS*, разработанный по заказу НАСА США.

Рассмотренные принципы и примеры реализации межлучевой ретрансляции с пространственно-временной обработкой в большинстве предполагают наличие синхронизации тактовых частот ЗС и СР. Последние достижения в области цифровых сетевых технологий сделали возможными и технические решения с использованием асинхронных методов МД как внутри луча, так и между лучами.

Таким образом, в настоящее время наиболее известны и распространены способы межлучевой ретрансляции через ЦЗС при радиальной архитектуре или коммутации в СР для организации полносвязных соединений между лучами. Однако, ими, по-видимому, не должно ограничиваться решение проблемы. В частности, в тех случаях, когда топология и распределение трафика пользователей требуют установки в парциальных зонах обслуживания собственных узловых (базовых, по аналогии с сотовой связью) ЗС, т.е. при радиально-зонавой архитектуре системы, применение указанных способов также возможно, но оно приводит к значительному усложнению оборудования СР и менее эффективному использованию его массо-энергетического ресурса.

В целях упрощения и удешевления СР, его производства и эксплуатации, а также универсальности применения для различных типов ЗС и форматов сигнала, представляются полезными способы обеспечения межлучевой связи, не требующие динамической коммутации и обработки сигналов с регенерацией в ЦЗС или СР. Один из них рассматривается ниже.

Обеспечение межлучевой связи без коммутации в ретрансляторе

Принципы межлучевой ретрансляции через ЦЗС при радиальной архитектуре и пространственно-временной коммутации в СР для организации соединений между лучами (группами ЗС или отдельными станциями) наиболее известны и распространены [5.3-5.5], однако они не исчерпывают все способы межлучевой связи. Использование указанных принципов соответствует решению задач, находящихся на двух полюсах довольно широкого спектра потребительских требова-

ний и возможностей ССС: в одном случае преобладает чисто радиальный трафик и связь между оконечными ЗС, хотя и возможна (с двойным скачком), но не является основной, в другом — предполагается организация обмена между ЗС по схеме "каждая с каждой" и, в пределе, достижение полносвязности.

Между тем, в разнообразных применениях как наземных, так и спутниковых телекоммуникаций, от телефонной связи общего пользования до передачи данных и мультимедийной информации в выделенных сетях, широко распространен радиально-узловой принцип организации связи и его разновидности по сетевым функциям и архитектуре. Топология и распределение трафика большого круга пользователей, в частности в России, соответствуют именно такой сетевой структуре.

Поэтому в ССС может требоваться установка в парциальных зонах лучей местных узловых (зоновых, базовых) ЗС, т.е. применение радиально-узловой архитектуры. В таких случаях коммутация в ЦЗС или СР также возможна, но она не приводит к эффективному использованию системных ресурсов, вызывает в первом случае появление дополнительных временных задержек или же значительное усложнение, удорожание СР. При отсутствии отработанных технологий и элементной базы требование коммутации на борту затрудняет выполнение еще одного из условий — достаточно быстрой реализуемости ССС при минимальных издержках.

Могут быть предложены более простые решения, в частности, не требующие двойного скачка, коммутационных устройств и обработки сигналов в ретрансляторе с демодуляцией и регенерацией. В известной степени их следует рассматривать как альтернативу тем и другим принципам с коммутацией и одновременно как компромисс применительно к более универсальной архитектуре ССС.

Одним из таких решений является способ, заключающийся в применении, наряду с МЛА, широкоугольной, относительно длинной антенны (ШБА) для межлучевой связи оконечных (абонентских) станций (АЗС) с узловыми ЗС, а также и для радиальной связи с ЦЗС. Такая антенна может охватывать всю зону глобального обзора СР, либо группу парциальных зон, например, кластер. При этом сохраняется один из основных принципов преимущества многостанционного доступа в радиосвязи — маршрутизация, или адресация, в эфире.

Способ основан на возможности организации связи УЗС, находящейся в зоне любого луча, с АЗС другого луча (и наоборот) через ШБА путем настройки на частоту, соответствующую (сопряженную) частоте приема ЗС корреспондента. При этом, для поддержания связи с АЗС

нескольких парциальных зон УЗС должна работать на передачу и прием во всей полосе частот системы.

В отличие от связи ЦЗС с АЗС при чисто радиальной архитектуре (когда может происходить настройка ЦЗС на любую частоту в пределах всей полосы фидерной линии), каждой УЗС, которая, так же как и АЗС, может работать в полосе частот внутрилучевой связи без фидерной линии, выделяются субполосы для межлучевой связи с тем или другим лучом. Загрузка и закрепление этих полос за лучами могут изменяться в зависимости от трафика.

Имеется в виду, что полоса частот межлучевой связи на узловом участке (УЗС-СР, СР-УЗС), являющемся в известном смысле аналогом фидерных линий при радиальной архитектуре, может выбираться в том же диапазоне, что и на абонентском участке (АЗС-СР, СР-АЗС).

В общем случае для внутри- и межлучевой связи, т.е. в пределах каждой из полос, может использоваться любой метод МД и разделения сигналов: частотное, временное, кодовое. Тогда как разнесение трактов СР и в целом линий внутрилучевой и межлучевой связи между собой происходит по частоте.

Таким образом, общая полоса ретрансляции всей системы Δf_y на участках ЛС с МЛА "вверх" и "вниз", учитывая ПИЧ между кластерами, делится на K полос $\Delta f_{\text{л}}$, включающих полосы внутрилучевой связи $\Delta f_{\text{вл}}$ и межлучевой связи $\Delta f_{\text{мл}}$. Полоса частот на участках с ШБА $\Delta f_{\text{ш}}$ делится на $n = K \cdot K_{\text{пич}}$ полос межлучевой связи $(\Delta f)_{\text{мл}}$ и, кроме того, может включать полосу для связи между УЗС и ЦЗС через ШБА. Соотношение между полосами может быть произвольным, но резонно ожидать, что в большинстве случаев $\Delta f_{\text{мл}} < \Delta f_{\text{вл}}$, поскольку внутриузловой трафик обычно превосходит межузловой. Число полос межлучевой связи на участке с ШБА можно уменьшить до K , если, например, зона покрытия ШБА ограничивается зоной кластера, либо лучи разных кластеров разделяются по поляризации и форме (коду) сигналов.

Структурно-функциональная схема БРК для одного кластера и частотный план подобной системы приведены на рис. 5.19.

Межлучевая связь в системе при такой конфигурации БРК и распределении частотного ресурса осуществляется следующим образом.

УЗС, находящиеся в зоне любого луча, излучают в общей полосе $n(\Delta f)_{\text{мл}}$ своего диапазона через приемную ШБА, т.е. на линии "вверх", один или несколько сигналов на частотах, являющихся адресным признаком станции-корреспондента и находящихся в разных субполосах, каждая из которых однозначно соответствует одному из n лучей МЛА. После прохождения через преобразователь

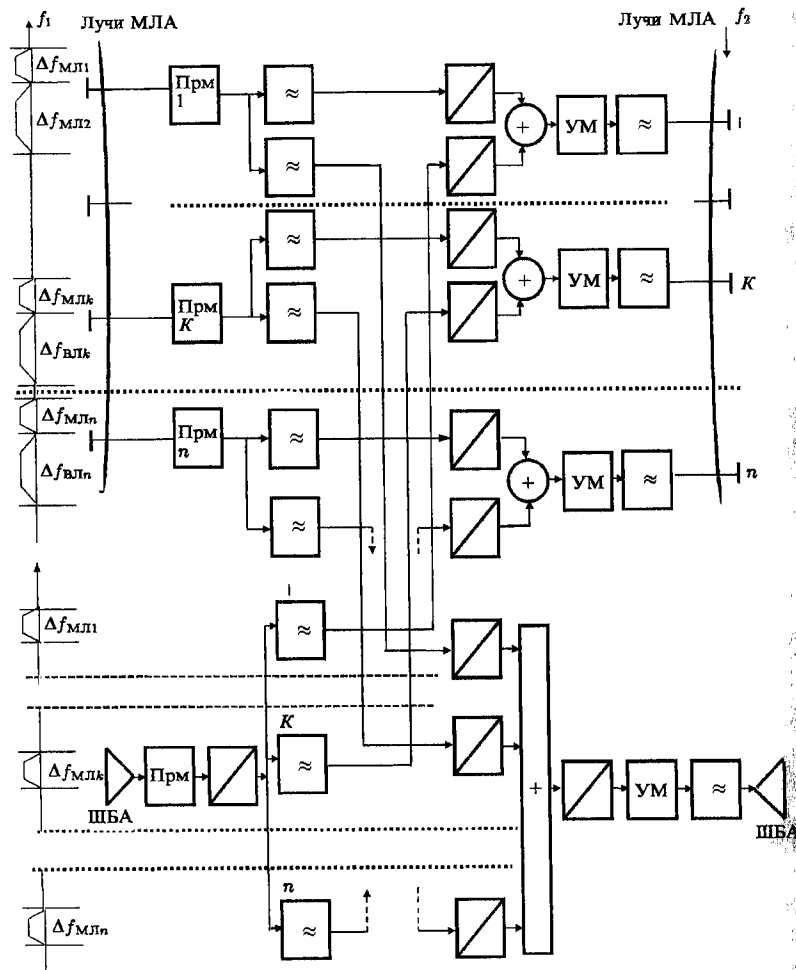


Рис. 5.19

частоты в диапазон МЛ, фильтры субполос и преобразование частоты, обеспечивающего сдвиг в полосу соответствующего луча, сигналы суммируются с прямыми (внутрилучевыми) сигналами этого луча и излучаются через МЛ с узкой диаграммой (УДН) на линии "вниз", где принимаются ЗС-корреспондентом.

В обратном направлении АЗС излучают в своем частотном диапазоне через приемный луч МЛ в межлучевой полосе частот, сопряженных с приемными частотами УЗС любого (в то

числе, возможно, и своего) луча. Сигналы проходят через фильтры в лучевых трактах с полосой $\Delta f_{\text{МЛ}}$ данного луча и далее, каждый со своим сдвигом частоты (рис. 5.19), суммируются с межлучевыми сигналами остальных лучей. После чего переводятся в диапазон УЗС, усиливаются и излучаются через ШБА на линии "вниз", где принимаются УЗС в широкой полосе $\Delta f_{\text{ш}}$ на частотах, сопряженных с частотами передачи станций разных лучей.

Количество межлучевых линий (трактов) здесь равно $2n$, тогда как у ретрансляторов с коммутацией матричного типа — n^2 .

При описанном способе ретрансляции сохраняются рассмотренные выше закономерности изменения ЭЧП и пропускной способности внутри- и межлучевых линий связи в зависимости от энергочастотных параметров, а также обеспечивается **прозрачность, в смысле взаимной инвариантности структуры, параметров СР и передаваемых сигналов (СКК)**, что важно для соблюдения стандартов на радиоинтерфейсы, т.е. виды модуляции, кодирования, форматы сигналов при создании и развитии системы.

Серьезным, на первый взгляд, недостатком такого способа, по сравнению, например, с пространственной коммутацией по видеочастоте после демодуляции в СР (ОСР), является недостаточная гибкость перераспределения трафика между лучами, что обусловлено фиксированными значениями полос $(\Delta f)_{\text{МЛ}}$ и входными фильтрами межлучевых трактов. Но, во-первых, это отчасти компенсируется возможностью передачи и приема УЗС во всей полосе системы $\Delta f_{\text{ш}}$, т.е. изменения трафика обмена с тем или иным лучом. Во-вторых, в принципе здесь может быть применено управление межлучевой полосой, хотя это и усложняет систему. В-третьих, степень изменения межлучевого трафика относительно среднестатистического (среднесуточного) значения зависит от его абсолютной интенсивности и в каждом конкретном случае это может быть учтено при назначении межлучевых полос.

ЭЧП и пропускная способность линий связи с прямой ретрансляцией и МЛ на участке "вниз", образуемых слиянием внутри- и межлучевых составляющих с отличающимися ЭП на участке "вверх" $W_{1\text{ш}}, W_{1\text{л}}$, определяется соотношениями $\Delta f_{\text{ш}}/W_{2\text{л}}, MW_{1\text{л}}/W_{2\text{л}}$, а также $W_{1\text{ш}}/W_{1\text{л}}$, т.к. имеет место случай ЛС с разноэнергетическими станциями (глава 2).

ЭЧП и пропускная способность линий связи с прямой ретрансляцией и ШБА на участке "вниз", образуемых слиянием только межлучевых составляющих с примерно одинаковыми ЭП на участке "вверх" $W_{1\text{л}}$, определяется в основном соотношениями $\Delta f_{\text{ш}}/W_{2\text{л}}, nW_{1\text{л}}/W_{2\text{л}}$. Важно отметить, что, в отличие от фидерных линий с

одной ЦЗС, пропускная способность здесь не должна быть равна общей ПС по всем лучам, а определяется требуемым межзонавым трафиком. Если он не велик по отношению к внутризонавому, то это позволяет существенно снизить энергопараметры УЗС, т.е. сделать их более легкими и дешевыми.

Отсюда появляется возможность создания **малоканальных УЗС** в диапазонах частот АЗС (абонентских терминалов), т.е., например, **L, S** диапазонах – **применительно к подвижной и персональной спутниковой связи**. Это позволит унифицировать те и другие станции, придать УЗС свойства мобильности. Например, при соответствующей энергетике СР они могли бы иметь слабонаправленные антенны и ЭИИМ на один-два порядка выше мобильных терминалов, что значительно скажется на их реализуемости, стоимости и объемах производства.

Что касается использования частотного ресурса, то здесь вопрос не однозначен. Ибо, по сравнению с радиальной системой и ЦЗС полоса частот в диапазоне абонентских станций, в данном случае ограниченном Регламентом радиосвязи для использования подвижными службами, расширяется за счет межзвонковых полос ЛС на участке УЗС-СР и обратно. Вместе с тем, поскольку в системе нет фидерных линий, не требуется выделение полос частот в диапазоне ФСС.

При пространственно-временной коммутации в СР и радиальной узловой архитектуре земного сегмента, без фидерных линий для ЛС лучей одного кластера, потребуется тот же общий частотный ресурс, что и для обоих трактов (с МЛА и ШБА) в описываемой системе. Однако, из-за разделения по частоте межзвонковых полос кластеров, использующих одну и ту же ШБА, общая полоса системы расширяется на величину $\Delta f_{\text{МЛ}}(K_{\text{пич}}-1)$. Это видно из частотного плана на рис. 5.20, где число межлучевых полос равно количеству кластеров. Так что потребность в дополнительном частотном ресурсе зависит от числа лучей МЛА и $\Delta f_{\text{МЛ}}$, т.е. относительной интенсивности межлучевого трафика.

Дефицит частотного ресурса сдерживает создание новых ССС в **S** и других освоенных диапазонах, независимо от типа многолучевых ССС и способов межлучевой связи. По-видимому, кроме традиционных методов координации в этих полосах и использования новых более высокочастотных диапазонов (Ка и выше), существуют другие более гибкие организационно-технические возможности решения этой проблемы, принятие которых зависит от степени важности вопроса для многих видов потребителей ССС.

В связи с этим необходимо подчеркнуть, что реализация подобных систем в России приведет к созданию **распределенной радиальной**

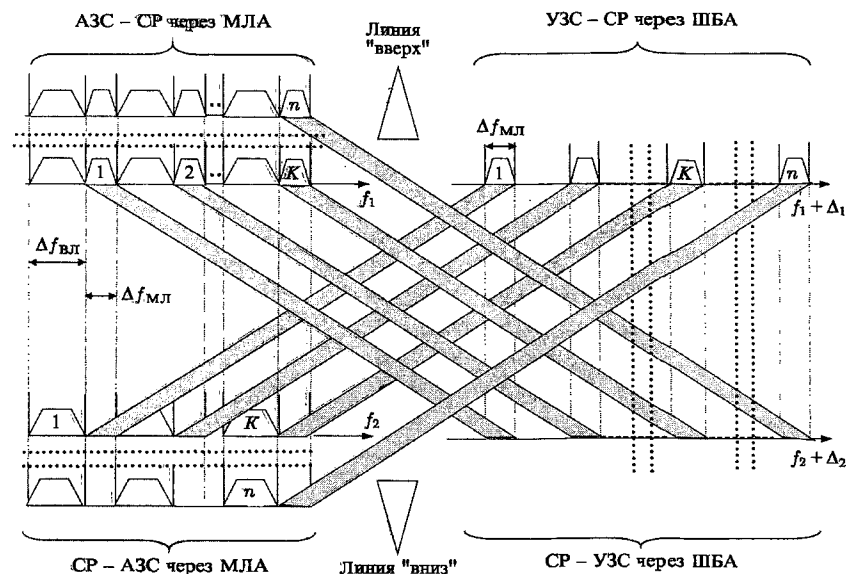


Рис. 5.20

узловой архитектуры спутниковых сетей, а также беспроводного доступа к наземным сетям общего пользования на местном и внутрирегиональном уровнях, т.е. внедрению **качественно новой телекоммуникационной инфраструктуры**, в особенности в районах со сложными природно-географическими условиями.

5.9. Оценка пропускной способности действующих и проектируемых ССС

В разделе 3.6. и на рис. 3.12 приведены примеры соответствия ПС некоторых известных ССС фиксированной и подвижной служб потенциальным возможностям линий связи с различными соотношениями энергетических показателей и полосы частот ретрансляции. В данном разделе рассмотрим общую ПС многозвонковых и многолучевых систем в контексте расчетных и графических результатов этой главы.

Фиксированная спутниковая служба

Большинство эксплуатируемых и создаваемых на ближайшем этапе российских и зарубежных спутников ФСС на ГСО имеют многозвонковую структуру с присоединением нескольких однолуче-

вых бортовых антенн с глобальными, полуглобальными или зональными ДН к отдельным стволам или группам стволов, разделенных по частоте (поляризации) и имеющих стандартные полосы частот ретрансляции $\Delta f = 36$ МГц. При этом, как показано выше, в ЛС каждого ствола имеет место ограничение по полосе ($\Delta f < \Delta f_{\text{опт}}$), частично компенсируемое расходом энергоресурса, и ее ПС не достигает максимально возможных значений, которые могли бы быть получены при более оптимальном распределении энергочастотного ресурса по стволам и применении более эффективных (более широкополосных) ансамблей сигналов (рис. 5.1).

То есть, при существующем принципе образования стволов СР с фиксированными полосами частот, эквивалентными 36 МГц, и наличии свободного частотного ресурса, общая реальная пропускная способность, или канальная емкость системы, может наращиваться за счет увеличения количества стволов. В то же время, в эксплуатируемых российских КА *Горизонт*, *Экспресс*, *Экспресс-А* имеет место известное ограничение энергоресурса бортовых источников питания, а также массо-габаритных параметров полезной нагрузки.

В связи с этим число стволов указанных СР оказывается недостаточным для полного использования частотного ресурса на ГСО, скоординированного для российских спутниковых сетей на линии "вниз" и составляющего 800 МГц при двух поляризациях в С-диапазоне, плюс 500 МГц при двух поляризациях в Ku-диапазоне [5.6]. У спутников типа *Интелсат*, *Евтелсат*, имеющих много большую мощность источников питания, отсутствие дефицита энергии и массы позволяет размещать на них в 2–3 раза большее число стволов.

На рис. 5.11,б показаны примерные значения ПС, приведенные одному стволу вышеназванных СР и соответствующие 3-й, 4-строкам таблицы 5.2 ($MW_1 \gg W_2 \gg \Delta f$). Их величина – от единиц до десятков Мбит/с близка к реальным значениям. Из графика следует, что увеличение полосы частот ретрансляции в стволе, например, до 200 МГц приводит к пропорциональному относительному возрастанию ПС. При этом, как показано выше (см. 5.2), число стволов уменьшится, т.е. для повышения пропускной способности потребуются затраты массоэнергетического ресурса КА.

Другой путь наращивания ПС – применение МЛА, т.е. увеличение размеров бортовых антенн, что при массоэнергетических возможностях существующих российских КА фиксированной службы может быть реализовано при условии незначительного возрастания массы полезной нагрузки и апертуре МЛА, не превышающей 1,5 м [5.6].

Напомним, что в общем случае, при ограниченных или фиксированных ресурсах имеющейся космической платформы, порядок значений пропускной способности с применением МЛА в СР ФСС, работающих на ГСО, может быть определен с помощью рис. 5.15,б, т.е. при условии деления выходной мощности в луче пропорционально числу лучей. При этом последнее определяется энергоресурсом КА и шириной ДН луча, которая, в свою очередь, зависит как от массогабаритного ресурса КА, так и от размеров требуемой парциальной зоны обслуживания. В целом ПС возрастает по сравнению с однолучевой (глобальной) антенной СР также пропорционально числу лучей n .

Подвижная и персональная спутниковая связь

Ввиду большого разброса показателей систем ПСС по орбитальным и энергомассовым параметрам СР, при относительно близких значениях энергетических характеристик ЗС, практический интерес представляет сравнительная оценка пропускной способности, зависящей от эффективности распределения и использования пространственно-энергетических ресурсов космического сегмента. С помощью полученных выше графоаналитических зависимостей эта задача может решаться для различных типов орбит и параметров СР как существующих ССС, так и большого количества предложений нового поколения, заявляемых в международные координирующие органы. Однако подобным оценкам часто препятствуют недостаточное количество, противоречивость или вообще отсутствие необходимых данных, сведений по тем или иным ССС.

Обычно наиболее распространенными при сравнении низко-, средне- и высокоорбитальных (в том числе ГСО) систем являются рассуждения качественного характера, например, такие как:

- низкоорбитальные МССС имеют преимущества за счет меньшей наклонной дальности, но требуют большего числа КА;
- выведение КА на более низкую орбиту дешевле, но создание больших ОГ дороже;
- низкоорбитальные СР, в отличие от остальных, позволяют решить проблему персональной связи "с трубкой в руке" и т.д.

При этом часто не учитываются многие другие важные условия сопоставления, а именно: в каком соотношении находятся энергопараметры, масса и, как следствие, стоимость СР, т.е. какой ценой даются те или иные преимущества, недостатки. Например, помимо низко- и среднеорбитальных ССС существует много проектов СПСС с ГСО, которые также позволяют иметь терминал в виде кейса или ручной телефонной трубки. Подобные же системы возможны, и тому

есть примеры, когда применяются ЭО с разными высотами апогея и перигея. Так что сравнение возможностей той или иной МССС, по крайней мере, требует конкретных оговорок предполагаемых условий.

Такие показатели, как усиление бортовых антенн и выходная мощность стволов (лучей) СР, с учетом высоты, типа орбиты и во взаимосвязи с энерговооруженностью и массой КА, а также количество спутников и прямо связанные с этим затраты на создание и поддержание ОГ, вносят, как правило, весьма весомый, если не решающий, вклад в оценки эффективности ССС в целом. Анализ указанных характеристик частично выполнен в этой главе и будет продолжен далее, в последующих главах.

Оценочные значения пропускной способности для систем ПСС на ГСО, таких как *Евтелтракс*, *Омнитракс*, *Продат*, т.е. соответствующих случаю 1, когда усиление однолучевой бортовой антенны СР растет с высотой орбиты, исходя из условия покрытия всей ЗРВ, показаны на рис. 5.11,б вместе с рассмотренными выше системами ФСС, относящимися к этой же модели покрытия.

Здесь же приведены ориентировочные значения ПС для низкоорбитальных "малых" систем класса *Гонец*, *Орбкомм*, составляющие сотни бит/с.

Большинство же систем ПСС используют многолучевую архитектуру и различные орбиты, причем можно выделить два наиболее типичных варианта изменения системных параметров, относящихся к рассмотренным в этой главе случаям 4, 6 и соответствующих рис. 5.14, 5.16.

К первому из них могут быть отнесены такие СПСС, как *Иридиум* и *Инмарсат-3* — по признаку примерно одинаковых размеров апертуры, т.е. ДН и усиления бортовой МЛА, близких значений мощности источников питания СР и соизмеримой выходной мощности в луче. Этот случай показателен тем, что отображает **важное свойство низкоорбитальных систем: многолучевость** здесь достигается (например, по сравнению с ГСО) не за счет сужения ДН (апертура в данном случае неизменна), а **благодаря снижению орбиты**, т.е. использованию природного пространственного ресурса (рис. 5.9).

Как следует из рис. 5.14,б, расчетные значения суммарной ПС для *Иридиума*, при прочих равных условиях, должны быть значительно выше — более чем на 2 порядка. Однако, усредненные, более близкие реальным величины ПС той и другой системы, выраженные количестве эквивалентных каналов (2,4 кбит/с) и сообщаемые рекламных документах разработчиков и операторов, примерно одинаковы и составляют порядка 4000 каналов. Это может быть

объяснено учетом энергетического запаса, который в *Иридиуме* принят равным 16 дБ, а также более, чем двукратной разницей по полосе частот на один луч и по добротности АТ в пользу *Инмарсата*.

Второй пример позволяет сравнить известные СПСС, использующие круговые орбиты разных высот: низкую ($H=1414$ км) — *Глобалстар*, среднюю ($H=10355$ км) — *ICO* и одну из систем с ГСО, например, со спутником *Гаруда*. Все они обеспечивают примерно **одинаковые по размеру (диаметру) парциальные зоны лучей при возрастании суммарной ПС благодаря увеличению числа лучей**, при сохранении выходной мощности СР в луче. Это следует из рис. 5.16,б, на котором нанесены значения для указанных систем, определяющие округленное количество эквивалентных каналов: 2500, 4500, 6000, соответственно. Данные результаты находятся в близком соответствии с заявочной документацией на эти СПСС и рекламными цифрами.

Далее, путем перемножения B_n на количество КА в группировке могут быть получены зависимости суммарной, интегральной ПС многоспутниковой системы для условия нижней границы, т.е. максимальной наклонной дальности $d_{\max}$ [5.1]. Они также раскрывают ряд важных закономерностей. Наибольший интерес здесь представляют случаи 1, 4, 6, когда $P_{\text{ср}}$ постоянна для любой H , т.е. энергомассовые показатели КА примерно одинаковы. При этом общая ПС всей системы со снижением орбиты возрастает еще более резко, чем B_n — за счет увеличения количества КА. Таким образом, **затраты на ОГ определенным образом компенсируются**.

Интересно также отметить, что в случае 5, эквивалентном как бы увеличению числа стволов с подъемом орбиты, при сохранении общего энергоресурса КА, интегральная ПС слабо меняется с высотой [5.1]. Это объясняется тем, что увеличение числа КА (N) со снижением орбиты компенсируется меньшим числом лучей (равноэнергетических стволов) и произведение B_n на N_n остается примерно постоянным. Цена этого — **утяжеление и удорожание КА с подъемом орбиты за счет роста числа стволов**.

Глава 6

ОРБИТАЛЬНОЕ ПОСТРОЕНИЕ МНОГОСПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

6.1. О критериях соответствия орбитальных параметров задачам спутниковой связи

Основным содержанием структурно-параметрической теории и синтеза показателей спутниковых систем передачи информации в предыдущих главах являются исследование и изыскание условий оптимизации параметров, рационального построения, обеспечения эффективности многостанционных линий связи, создаваемых на базе многоствольной или многолучевой архитектуры в рамках моноспутниковой модели ССС, т.е. присутствия в рассмотрении только одного общего СР.

Многие современные ССС, получающие все большее распространение на практике, содержат более одного СР (КА), т.е. являются **многоспутниковыми (МССС)**. Такие системы позволяют увеличивать зоны обслуживания вплоть до глобальной и время передачи информации, вплоть до непрерывного, круглосуточного, когда КА находятся на **не геостационарных орбитах (НГСО)**.

В общем случае под многоспутниковыми будем понимать такие ССС, которые не требуют одновременного использования (взаимной радиовидимости) **одного и того же СР всеми ЗС**, находящимися в зоне обслуживания системы. То есть, имеется в виду образование каналов связи между ЗС как через один общий СР, так и через разные СР, применением межспутниковой ретрансляции или земных станций ретрансляторов (ЗР). Это позволяет считать необходимым условием нахождения в зоне связи каждой ЗС по крайней мере одного СР в ССС **с однократным обзором и нескольких СР при многократном обзоре**.

Многоспутниковая модель может распространяться и на орбитальные группировки (ОГ) геостационарных СР, если речь идет о системах, близких по зонам обслуживания (ЗО) к глобальным, континентальным, национальным, или, например, о наращивании пропускной способности, надежности связи в ограниченных, локаль-

ных ЗО путем запуска нескольких КА в близкие орбитальные позиции.

Поскольку ГСО представляет собой хотя и наиболее распространенный, уникальный, максимально изученный, но лишь один из множества типов орбит, исследование и применение МССС с НГСО следует считать весьма перспективным с точки зрения расширения возможностей и повышения эффективности спутниковой связи. Как видно из дальнейшего рассмотрения и подтверждается практикой, особенно с учетом большой пространственной и частотной перегруженности ГСО, это положение относится и к общесистемным техническим показателям эффективности (ПС, ПЗ, ЭМС и др.), и к экономическим критериям.

Уже отмечалось, что введение орбитального уровня в модель М-системы в процессе ее синтеза имеет смысл прежде всего с точки зрения достижения лучшего **соответствия пространственно-орбитальной структуры ССС и ее параметров целевым задачам собственно передачи информации**, а также методам их решения.

Это означает, что критерии оптимизации и эффективности орбитального построения МССС должны, с одной стороны, удовлетворять рассмотренным выше условиям и соотношениям по обеспечению энергочастотных и пространственно-структурных показателей линий связи, а с другой стороны быть адекватными техническим, технологическим, технико-экономическим условиям и возможностям создания самого космического сегмента.

Весьма существенным фактором влияния параметров орбиты на общую эффективность ССС является ее высота, от которой зависит пропускная способность линий связи. Степень этого влияния, как следует из главы 5 (рис. 5.10–5.16), может меняться, при определенных условиях, в ту или иную сторону, причем изменение высоты орбиты сказывается на энергетических, конструктивных, массогабаритных, стоимостных характеристиках КА, средств их выведения на орбиту и, в конечном счете, на реализации всей системы. Подобным же образом могут оказывать влияние и другие орбитальные характеристики. Задача синтеза ССС, в особенности многоспутниковой, предполагает учет и возможную оптимизацию большого числа показателей орбитального построения при выполнении заданных условий и требований по передаче информации.

Ярким примером исторического компромисса между выбором типа, высоты орбиты, затратами на реализацию космического сегмента и системно-аппаратурными, а также эксплуатационными характеристиками связанного сегмента, являются ГСО и ВЗО типа "Молния". Что касается остальных типов орбит, то они не получили

пока столь широкого распространения для ССС, хотя их применение, как показывает практика, безусловно целесообразно, но для достижения результата требуются более глубокие исследования.

Актуальными следует считать проблемы оптимизации или, по крайней мере, рационального выбора параметров круговых, эллиптических орбит и группировок спутников связи, соответствующих общепринятым информационным, реализационным и технико-экономическим показателям назначения и качества ССС. К таковым относятся пропускная способность, помехоустойчивость, электромагнитная совместимость, в большой степени связанные с высотой орбиты, количеством КА и структурой ОГ, пространственно-временными характеристиками зон обслуживания и их изменениями в процессе передачи информации, а также рядом других орбитальных параметров.

При проектировании и оценках технико-экономической эффективности ССС до последнего времени основное внимание уделялось энергетическим, массо-габаритным и конструктивным характеристикам бортовых комплексов КА и оборудования ЗС. Вопросы оптимизации орбитального построения, т.е. обоснования и выбора предпочтительных типов и параметров орбит, изучены в меньшей степени. На это имеется ряд объективных причин, одна из которых (возможно, основная) – фактически безальтернативное использование ГСО, как наиболее простого, доступного и понятного всем системно-технического решения.

Общие требования к параметрам орбит спутников связи изложены, например, в [6.1–6.3], где подробно рассмотрены особенности орбитального построения и характеристики систем КА на ГСО и ВЗО. К сожалению, подобного рода работы не охватывают многих проблем, относящихся к исследованию орбит ССС в более широком понимании, в частности, оптимизации свойств и параметров НГСО применительно к многоспутниковым системам связи.

В ряде ранних публикаций, посвященных ССС [6.4, 6.5], вопросы выбора орбит, в частности, НГСО, если и ставились, то фрагментарно, особенно с точки зрения сравнения, анализа эффективности ОГ и затрат на ее обеспечение. Это, очевидно, объясняется не только сложностью, но и "непрофильностью" задач для связистов – разработчиков ССС, на фоне фактического применения на практике ГСО и ВЗО. Последнее стимулировало проведение работ, посвященных именно этим орбитам.

Фундаментальные исследования по вопросам орбитального построения при выведении КА на произвольную орбиту проводились в основном с позиций динамики полета, баллистики и общих условий

обзора Земли [6.6–6.8]. Они мало затрагивают общесистемные и информационные аспекты **спутниковой связи**, такие как энергетика радиолиний и пропускная способность, множественный доступ, трафик и архитектура систем.

В последнее десятилетие, благодаря развитию космических, электронных и телекоммуникационных технологий, появлению и реализации в связи с этим проектов МССС с использованием низких и средних орбит для подвижной, персональной связи, доступа в Интернет, а также в связи с перегруженностью ГСО, наблюдается повышение интереса к НГСО и вопросам их исследования [6.9–6.12 и др.].

С точки зрения решения целевых задач по обеспечению передачи информации с высокой пропускной способностью, качеством и надежностью, в требуемой зоне обслуживания и при минимальных затратах, **к наиболее важным характеристикам орбитального построения МССС, подлежащим оптимизации, могут быть отнесены:**

- тип (круговая, эллиптическая, синхронная, несинхронная), высота, наклонение орбиты;
- время и территория радиовидимости КА, при которых углы места (у.м.) в любой точке ЗО и их изменение удовлетворяют требованиям надежной связи;
- число КА, тип орбитальной группировки, количество, пространственное и временное разнесение орбитальных плоскостей и КА внутри плоскости;
- показатели наблюдения КА земными станциями (по углам места и азимута), связанные с пространственно-временными изменениями траекторий и зон радиовидимости (ЗРВ), в частности, кратность покрытия ЗО;
- пространственное положение орбит отдельных КА и группировки в целом относительно других радиотехнических систем;
- время распространения сигналов, определяемое протяженностью трассы, т.е. наклонными дальностями на участках ЛС;
- величины доплеровского сдвига частоты, обусловленные взаимным перемещением КА и ЗС.

Анализ закономерностей изменения указанных характеристик в зависимости от многих факторов и исследование возможностей их достижения в соответствии с требованиями связного сегмента, а также технологическими и технико-экономическими критериями эффективности земного, космического комплексов, ССС в целом, должны способствовать рациональному выбору и оптимизации орбитальных параметров.

Получение в результате такого анализа оценок и количественных значений параметров определяется **критериями соответствия орбита-**

льного построения целевым задачам и требованиям к эффективности ССС. Строго говоря, выполнение этих критериев является одним из априорно необходимых условий структурно-параметрического синтеза любой большой системы, в частности и МССС.

Вместе с тем, построение ССС предусматривает наличие ряда важнейших условий, не связанных прямо с орбитальными структурой и параметрами, от которых во многом зависят основные показатели линии связи, рассмотренные выше, и прежде всего пропускная способность. Из теории систем хорошо известно, что подобная многокритериальность предполагает многообразие возможных постановок задачи синтеза и алгоритмов ее решения, имеющих определенные области применимости и эффективности.

Отсюда вытекает целесообразность использования возможно более общего подхода к отысканию близких к оптимальным (субоптимальным), приближенных решений на базе декомпозиции, т.е. решения частных задач. В нашем случае это означает выстраивание критериев по значимости или удобству для применения и выбору методов анализа, в наибольшей степени удовлетворяющих каждому из них.

Известные основополагающие принципы исследования применяются в данной главе вместе с методом "логического суммирования" полученных частных решений, при сохранении возможностей последующего учета не использовавшихся методик и подходов в дальнейшем.

Например, в качестве одного из возможных частных (промежуточных) критериев соответствия орбитальных параметров требованиям к экономической эффективности ССС часто принимается **минимизация количества спутников в ОГ (N)** при условии обеспечения заданной зоны обслуживания МССС с углами места ЗС (β) не менее требуемого в течение времени связи Δt_c . Этот критерий в общем виде может быть записан следующим образом:

$$X^* = \arg \min N(X | \varphi_n, \varphi_v, \lambda_n, \lambda_p, \beta > \beta_0, \Delta t_c \leq t_0),$$

где φ_n, φ_v — верхняя и нижняя геоцентрические широты, λ_n, λ_p — левая и правая геоцентрические долготы района обслуживания, X — вектор оптимизируемых орбитальных параметров.

Но вместе с тем следует иметь в виду, что, в зависимости от стоящих перед разработчиком задач, **те или иные параметры орбиты и/или ОГ могут варьироваться и в соответствии с другими, возможно более важными, целевыми критериями связи.** К таковым относятся, прежде всего, максимальные ПС, ПЗ, ЭМС, высокая надежность и

готовность канала связи и минимальные время доставки (задержки) информации, а также пространственно-временные изменения целеуказаний (у.м. и азимута) для наведения антенны ЗС, доплеровский сдвиг частоты.

На практике полное удовлетворение всем требованиям оказывается очень сложной, если вообще разрешимой проблемой. Так, ГСО, занимающая среди других орбит лидирующее положение, безусловно оптимальна лишь по двум — четвертой и седьмой из приведенных выше позиций (показателей) и, с определенными ограничениями, предполагающими региональное обслуживание, — по остальным показателям. То есть, имеется в виду главным образом, **неподвижность СР относительно земных станций** в сочетании с возможностью непрерывной круглосуточной связи через один КА на значительной части территории Земли, что и предопределило ее преимущественное применение для средних и экваториальных широт.

Наоборот, ВЗО является не самой оптимальной по показателям, связанным с количеством и изменением положения КА относительно ЗС, оснащенных направленными антеннами, хотя и более удобна для обслуживания высоких широт, приполярных и полярных территорий, в частности, **большой части северного полушария.**

Также многие типы НГСО, оптимальные с точки зрения глобального обслуживания, **возможностей улучшения энергетики ЛС за счет снижения орбиты, уменьшения временных задержек**, и потенциально приемлемые по углам места и ЭМС, редко применяются для работы ЗС с узконаправленными антеннами. Однако, такие понятия как, например, сложность системы наведения и слежения антенн ЗС за спутником или процедуры переключения ("перенацеливания") ЗС на СР, находящийся в другой орбитальной позиции, не имеют однозначного числового выражения, а их полных экономических оценок, в сравнении с затратами на КА с более высокими, но "удобными" в этом смысле орбитами не проводилось.

Очевидно, что система тем ближе к оптимальной, чем большему числу условий и требований по приведенному перечню орбитальных характеристик она удовлетворяет, при наименьших или приемлемых затратах. В то же время, ввиду сложности проблемы, при поиске правильных решений предпочтение должно отдаваться тем факторам и требованиям, которые в наибольшей степени могут повлиять на конечный результат и вместе с тем поддаются количественным или четким сравнительным оценкам.

В соответствии с приведенными соображениями, первостепенное внимание уделяется далее **критериям, связанным с учетом влияния на эффективность и стоимость МССС двух групп факторов:** во-первых,

высоты и типа орбит, количества КА, изменения их пространственно-временных характеристик, во-вторых, энергетических и массогабаритных параметров КА и ЗС, в значительной степени определяющих ресурсные затраты на создание системы.

Отметим также, что определение орбитального построения предполагает выполнение еще целого ряда специфических условий реализации, затрагивающих баллистические аспекты, в том числе запуск, развертывание, поддержание и восполнение ОГ, прецессию плоскости, эволюцию и коррекцию параметров орбит при воздействии различных дестабилизирующих (возмущающих) факторов. Эти вопросы, не связанные прямо с передачей информации, являются предметом отдельного рассмотрения. В ходе анализа и синтеза ССС на начальном этапе проектирования они должны учитываться в той мере, в какой могут повлиять на общие качественные результаты, а в процессе реализации систем – отрабатываться в полном объеме.

6.2. Пространственно-временные характеристики орбиты

Как следует из предыдущей главы, **повышение ПС линий связи** при ограничениях на энергетические и частотные параметры ЗС, СР может быть получено главным образом за счет **снижения орбиты и/или увеличения апертуры бортовых антенн КА**. С другой стороны, из элементарных физических и геометрических представлений понятно, что более высокая орбита обеспечивает большую пространственную и временную (пространственно-временную) зону радиовидимости, т.е. потенциальную территорию обслуживания МССС, при меньшем количестве КА. Нахождение компромисса между этими условиями и другими ограничивающими факторами составляет одно из основных положений задачи приближения к оптимизации орбитального построения и МССС в целом.

В этом смысле полученные выше оценки относительной ПС как важнейшего комплексного показателя технической эффективности ССС с одним СР, при определенных энергетических и пространственно-орбитальных параметрах ЛС, позволяют иметь только часть исходных данных для решения указанной задачи. Данные параметры характеризуют, во-первых, тип ЗС, определяемый назначением системы и соответствующими требованиями по энергетике и стоимости, во-вторых, ограничения по полосе частот, типам сигналов, способам многостанционного доступа и т.п., в-третьих, варианты использования энергомассового и пространственного ресурсов на борту КА, в частности, многолучевую архитектуру при изменении высоты орбиты

Вместе с тем, для последующего сравнительного анализа, как одного из путей оптимизации параметров системы, необходимо определить еще ряд начальных условий, относящихся прежде всего к орбитальному построению.

Среди них важную роль играют факторы и характеристики, от которых, при вариации параметров орбиты, зависит обеспечение требуемой **зоны обслуживания МССС**. В соответствии с общепринятой, в известном смысле условной, классификацией, ЗО делятся на **глобальные** (или близкие к ним), **региональные**, **локальные**, с теми или иными размерами (площадью, диаметром, угловым радиусом и пр.).

Понятие зоны обслуживания при анализе и оптимизации может быть отнесено к показателям назначения системы и является скорее эксплуатационной характеристикой. При этом той или иной **территориальной ЗО**, а также требованиям по ВВХ системы, соответствует время обслуживания, или **временная ЗО**, которая тоже задается назначением ССС и может быть непрерывной (круглосуточной), дискретной (равной определенной части суток), сеансной и пр. Для получения требуемой зоны обслуживания, как одного из прочих равных условий анализа, возможно применение разнообразных вариантов построения космического сегмента и его орбитальной группировки.

К техническим характеристикам, обеспечивающим заданную ЗО и прямо зависящим от параметров орбит, относятся такие обобщенные понятия как **пространственная**, или **территориальная**, **зона радиовидимости (ЗРВ)**, **время радиовидимости**, или **временная ЗРВ**, каждого КА и орбитальной группировки в целом. В конечном счете эти характеристики определяют количество спутников на орбите, как один из основных показателей, влияющих на эффективность МССС.

Под зоной радиовидимости ССС (зоной видимости применительно к связи через СР) понимается территория, из любой точки которой спутник наблюдается многими ЗС данной системы, под углами места не менее заданного, в течение определенного времени радиовидимости. Часто используется также понятие **мгновенной зоны видимости**, которому соответствует часть земной поверхности, наблюдаемая с орбиты в любой момент времени и ограниченная линией равных углов места той или иной величины.

Отметим, что, вообще говоря, зона и время радиовидимости, или **пространственная и временная ЗРВ**, связаны между собой количественными (баллистическими, геометрическими) соотношениями и каждая по-разному, достаточно сложным образом, зависит от орбитальных параметров.

Производным от ЗРВ можно считать такое понятие как зона покрытия, применяемое обычно для ГСО и определяемое как часть ЗРВ, в которой обеспечивается определенная плотность потока мощности (вообще энергетика линий связи) на обоих участках ЛС, т.е. на входе СР и ЗС, при тех или иных энергопараметрах и ДН антенн ЗС, СР [1.8, 1.9]. А зона обслуживания при этом определяется исходя из условий ЭМС, защиты от внесистемных помех и координации в МСЭ, т.е. не превышает зону покрытия.

Мы будем придерживаться более простого и универсального для любого типа орбиты и количества КА понятия зоны обслуживания как совокупности пространственных и временных ЗРВ, обеспечивающих покрытие требуемой территории в течение заданного времени при определенных углах места на ее границах. Подразумевается, что необходимые энергетические соотношения между собственными сигналами, внутренними и внешними помехами должны выполняться при параметрах ЗС и СР (прежде всего антенных устройств), соответствующих этим углам.

Согласно приведенным критериям, кроме характеристик, связанных с ЗРВ, к начальным условиям выбора и оптимизации орбитального построения могут быть отнесены также такие требования со стороны земного сегмента как допустимая временная задержка, доплеровский сдвиг частоты, ширина ДН антенн ЗС и возможности их наведения, слежения за спутником.

Итак, ССС как система передачи, наряду с энергетическими и "локальными" пространственными факторами (относящимися к отдельно взятым ЛС и СР), испытывает на себе воздействие потенциальных возможностей орбитального ресурса, от которых в значительной степени зависят затраты на космический сегмент и выбор его параметров. В этом смысле среди последних наиболее важными будем считать **высоту орбиты и количество КА**, а также **пространственно-временные изменения их положения на орбите**. Эффективность орбитального построения ССС далее будет оцениваться прежде всего с точки зрения влияния указанных параметров.

Время радиовидимости

Как известно, мгновенная ЗРВ, называемая выше зоной глобального обзора СР (5.13) и выражаемая обычно угловым размером (центральный угол, или угловым диаметром) $\alpha_{\text{ср}}$, определяется всего двумя параметрами – высотой орбиты и заданным углом места (рис. 5.3):

$$\alpha_{\text{ср}}(H) = 2 \arccos(R \cos \beta / R + H) - 2\beta.$$

А наиболее высокая (верхняя) географическая широта, попадающая в ЗРВ спутника, зависит от максимальной широты подспутниковой точки (трассы), т.е. наклона, высоты орбиты и угла места ЗС:

$$\varphi_{\text{в}} = i + \arccos(R \cos \beta / R + H) - \beta.$$

Что касается времени радиовидимости СР земной станцией, либо времени радиовидимости с орбиты всех ЗС, находящихся в заданной ЗО как совокупности, множестве мгновенных зон, то оно зависит, кроме того, от расположения ЗО на земной поверхности (*географических координат*), наклона и формы (*эксцентриситета*) орбиты, а также от *параметров ориентации орбиты* – долготы восходящего узла, аргумента и времени прохождения перигея (не считая воздействия дестабилизирующих факторов).

В общем случае, в связи с взаимным движением КА и Земли время радиовидимости есть изменяющаяся от витка к витку разность текущего времени выхода КА из зоны и входа в зону радиовидимости. Величина этой разности определяется из условия пересечения трассы полета КА с границей зоны видимости той или иной ЗС на заданной территории (например, ЗС, расположенной в центре или на краю ЗО) и зависит от стратегии выбора указанных параметров орбиты.

Из этих величин складывается **общее время радиовидимости на всех витках** за более длительный промежуток, например, за сутки, и однозначно связанное с ним интегральное время передачи информации, а также число КА, необходимое для обеспечения этого времени, что позволяет сопоставлять орбиты по данному показателю.

Таким образом, в качестве одной из составляющих, от которых зависит степень соответствия орбиты функциональным задачам МССС и ее эффективность, рассмотрим **длительность радиовидимости КА на том или ином витке орбиты из точки стояния ЗС с заданными координатами и углами места**.

Круговые орбиты

При **несинхронных** круговых орбитах КА облетает по долготе всю земную поверхность, попадающую в его зону видимости по широте, определяемую высотой и наклоном орбиты. Повитковое, а также и суточное время радиовидимости Δt_c является переменной величиной, но может быть усреднено за длительный период, например, неделю, месяц. При этом, как показывают расчеты, зависимость Δt_c от долготы по мере возрастания периода усреднения уменьшается и в пределе исчезает, т.е. может не учитываться.

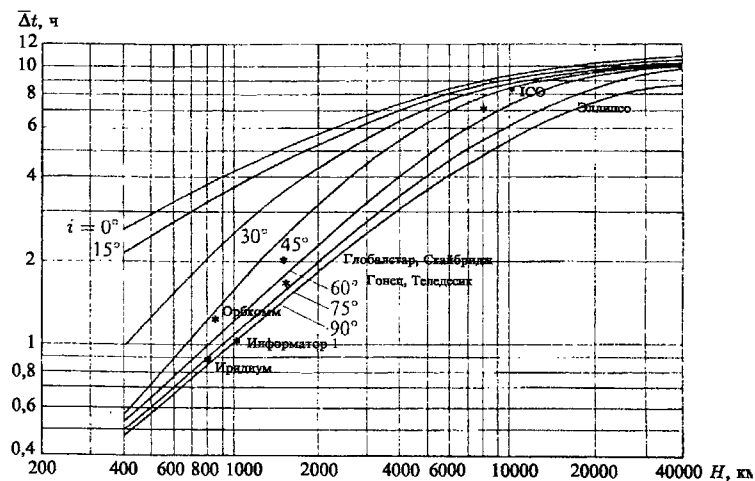


Рис. 6.1

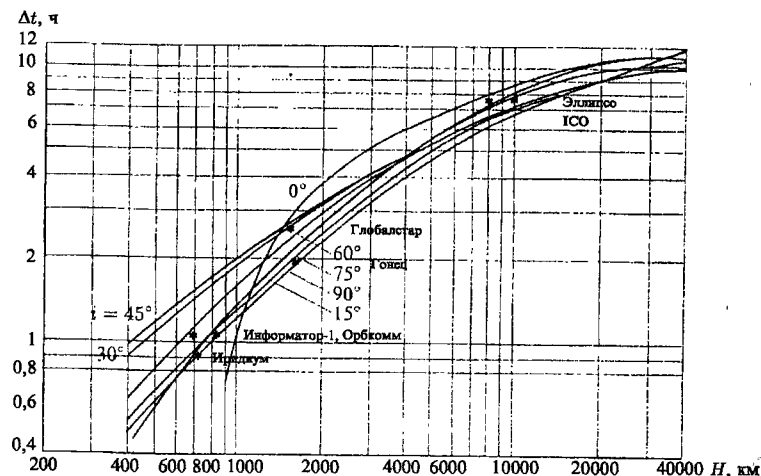


Рис. 6.2

Получение аналитическим путем зависимостей $\Delta t_c(H)$ в явном виде не представляется возможным при учете вращения Земли. Поэтому на рис. 6.1–6.4 приведены рассчитанные программным способом, путем обработки большого массива данных для орбит реальными параметрами, семейства графиков суммарного **среднего точного времени радиовидимости** Δt_c (в часах) при нулевых углах мест [6.13]. Они характеризуют зависимость Δt_c от высоты H и наклонения

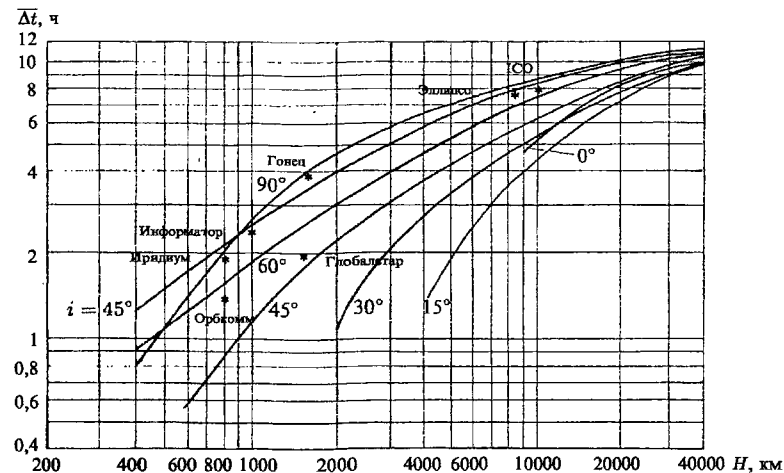


Рис. 6.3

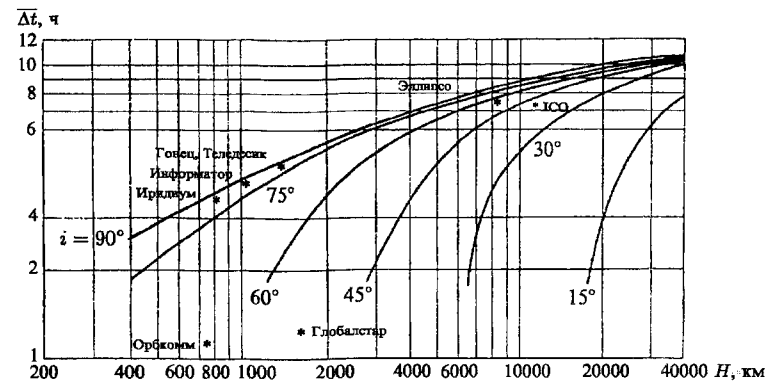


Рис. 6.4

и круговых орбит для ЗС, располагаемой на любой долготе и, соответственно, широтах 0° , 30° , 60° и 90° .

Чтобы можно было воспользоваться этими значениями применительно ко всей территориальной ЗО, например, глобальной, либо находящейся между заданными широтами (поясной), запишем условие попадания максимальной широты ЗО в зону радиовидимости КА с высотой H :

$$H \geq [R \cos \beta / \cos(\varphi_{\max} + \beta - i)] - R. \quad (6.1)$$

Для этих высот и разных значений наклонения орбиты по рис. 6.1–6.4

могут определяться нижние границы среднесуточного времени радиовидимости для ЗО, ограниченной каждой из расчетных широт. Однако, они будут соответствовать нулевым углам места.

При геосинхронных орбитах, период которых кратен звездным суткам, один КА при больших у.м. и высотах орбиты может не обеспечивать видимость в любой точке по долготе, независимо от длительности наблюдения (ГСО является частным случаем). При этом временная ЗРВ на отдельных, одинаковых по номеру витках и за период повторения трассы не меняется, если не учитывать прецессию плоскости орбиты, смещение долготы восходящего узла и др. возмущающие факторы. Она зависит от положения ЗС относительно трассы КА, принимая на каждом витке максимальные значения при нахождении ЗС на трассе и уменьшаясь (вплоть до нуля) по мере удаления ЗС от трассы.

Таким образом, в принципе, если период повторения геосинхронной орбиты не превышает 24-х часов, то суточное, т.е. суммарное по всем виткам, время радиовидимости (ВРВ) для ЗС с заданными координатами можно считать постоянным и определенным при идеализированной орбите с фиксированными параметрами [6.1].

Вместе с тем, различие значений ВРВ для пунктов с разной долготой будет зависеть от величины смещения трассы КА за виток для той или иной высоты, т.е. от скорости невозмущенного движения или периода обращения на круговой орбите $T_K = 2\pi(R+H)/v_K$, где $v_K = 630/(R+H)^{0.5}$ в км/с [6.14].

На рис. 6.5 сплошными линиями показана эта зависимость, построенная в виде соотношения сдвига трассы по долготе (штриховая линия) $\Delta L = 2\pi T_0/T_z$ (T_z – период обращения Земли) и углового размера территориальной ЗРВ (пунктирные кривые) $\alpha_{cp}(H, \beta)$:

$$\Delta L/\alpha_{cp} = \pi[(R+H)^3/\mu^{0.5}][\arccos(R \cos \beta / R+H) - \beta] - 1,$$

где $\mu = 3,986 \cdot 10^5$ км³/сек² – коэффициент, равный произведению гравитационной постоянной на массу Земли [6.15].

Из графиков следует, что для углов места по краю ЗРВ (до 30–40°) высот орбиты до 20–30 тыс. км угловой сдвиг трассы на смежных витках не превышает половины ЗРВ. Это означает достаточную взаимную близость размеров (длин) рабочих участков трасс КА внутри ЗРВ для ЗС, находящихся на фиксированной широте и разных долготах, что указывает на тенденцию усреднения по долготе их суточного времени радиовидимости и сопоставимости его с несинхронными орбитами. Отсюда можно предположить, что при определенных условиях допустимо применение кривых на рис. 6.1–6.4 и к синхронным орбитами.

Далее указанные зависимости на рис. 6.1–6.4 могут быть распространены на произвольные ненулевые значения углов места. При этом следует иметь в виду, что время радиовидимости на каждом витке и его суммарные значения, в том числе и усредненные за сутки, определяются длиной l_b участка пересечения трассы КА с территориальной ЗРВ пункта расположения ЗС и относительной векторной скоростью движения КА на этом участке v_b .

Две последние величины, в свою очередь, являются функциями высоты орбиты, причем первая пропорциональна угловому размеру зоны $\alpha_{cp}(H, \beta)$, т.е. зависит от у.м., а также удаления ЗС от трассы КА. Вторая представляет собой векторную разность скоростей невозмущенного движения КА v_k и вращения Земли v_z в подспутниковой точке [6.14, 6.15]. Расчет той и другой величин аналитическими методами не представляется возможным, поэтому ограничимся следующей формой записи:

$$l_b(H, \beta) \sim (R+H)\alpha_{cp}(H, \beta), v_b(H, \varphi) \sim [\mu/(R+H)]^{0.5}.$$

Предполагая, с учетом приведенных выше соображений и результатов программного расчета, что распределение удаления от трассы за период усреднения во времени близко к равномерному, а широта ЗС фиксирована, сосредоточим внимание на зависимости среднего времени радиовидимости от высоты орбиты и угла места:

$$\bar{\Delta t}_c = (l_b/v_b) \sim (R+H)^{1.5}\alpha_{cp}(H, \beta).$$

Такую же, но выраженную в явном виде и поддающуюся аналитическому расчету, зависимость имеет время радиовидимости на одном витке для ЗС, расположенной на трассе КА с круговой орбитой в предположении неподвижной Земли, т.е. близкая к максимальной (при $i > 0$) составляющая часть среднесуточной временной ЗРВ:

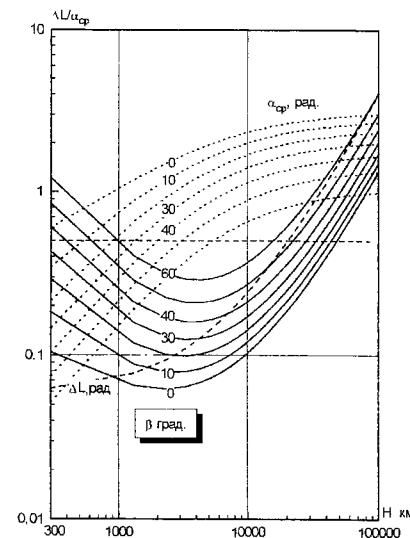


Рис. 6.5

$$\Delta t_{\text{в}}(H, \beta) = (R + H)^{1,5} \alpha_{\text{ср}}(H, \beta) / \mu^{0,5} =$$

$$= [2 \arccos(R \cos \beta / R + H) - 2\beta] [(R + H)^3 / \mu^{0,5}]. \quad (6.2)$$

Основываясь на физических и геометрических представлениях, можно предположить, что изменение $\Delta t_{\text{в}}$ на других витках (когда ЗС не находится на трассе КА) происходит пропорционально уменьшению рабочего, т.е. попадающего в ЗРВ участка трассы, по такому же или близкому закону. (Отметим, что для экваториальных орбит ($i=0$) время видимости от витка к витку не меняется, а зависит лишь от удаления ЗС от экватора).

В результате зависимость (6.2), построенная на рис. 6.6, дает возможность оценивать графоаналитическим методом относительное увеличение высоты орбиты при переходе от нулевого к любому заданному значению у.м. и выполнении условия сохранения при этом неизменной временной ЗРВ на любом витке.

В соответствии с поставленной задачей, как уже упомянуто, данное выражение и кривые не учитывают широту ЗС и наклонение орбиты. Они являются лишь инструментом для нахождения высотных поправок, позволяющих приближенно определять суммарное среднесуточное время радиовидимости КА на круговых орбитах при ненулевых углах места и разных широтах и наклонениях с помощью

рис. 6.1–6.4. Это позволяет рассчитывать необходимое количество КА для обеспечения круглосуточной связи в МССС.

Основные выводы проведенного анализа, с учетом [6.13], состоят в следующем:

- предпочтительными по времени нахождения КА в зоне видимости ЗС для круговых несинхронных орбит являются наклонения, близкие к значению широты ЗС, независимо от долготы ее точки стояния;

- для ЗС, расположенных в средних широтах (30–60°) и на любой долготе, наиболее приемлемы низкие орбиты, обеспечивающие лучшее сочетание време-

ни наблюдения и плотности потока информации; при ограничениях ЗО по долготе более эффективна ГСО;

- с точки зрения глобального обслуживания, при расположении ЗС на всех широтах, из орбит высотой $H < 5000$ –6000 км предпочтительны приполярные ($i=75$ –90°), а при больших высотах выбор наклонения менее критичен ($i > 30^\circ$).

Эллиптические орбиты

Известно, что при ЭО время радиовидимости КА из пунктов, в зону наблюдения которых попадают участки траектории, близкие к апогею, увеличивается по сравнению с круговой орбитой с тем же периодом обращения $T_K = T_{\text{Э}} = T_0$ и радиусом, равным *большой полуоси* ЭО: $H_K + R = (H_A + H_{\text{П}} + 2R)/2$, где H_K , H_A , $H_{\text{П}}$ – высота круговой орбиты, апогея и перигея ЭО, соответственно. Это происходит благодаря снижению скорости КА на указанных участках из-за ненулевого эксцентриситета орбиты.

Между угловым размером ЗРВ $\alpha_{\text{ср}}(H_A, \beta)$ и *истинной*, либо *средней аномалией* ЭО существует точная взаимосвязь [6.14, 6.15]. Это позволяет определять ВРВ на витке для подспутниковой точки в зависимости от полусуммы высот апогея и перигея $(H_A + H_{\text{П}})/2$, эквивалентной высоте круговой орбиты H_K в указанном выше

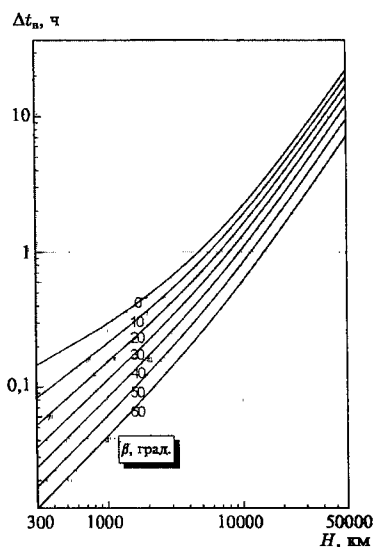


Рис. 6.6

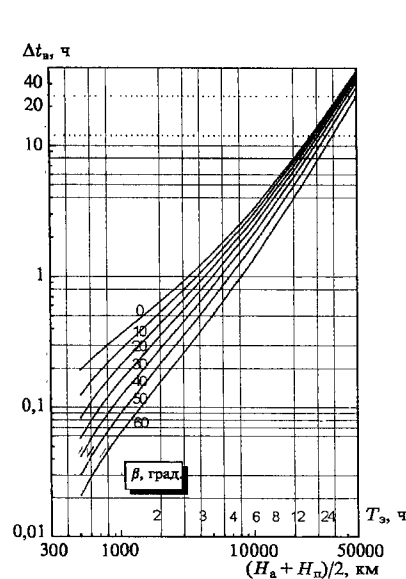


Рис. 6.7

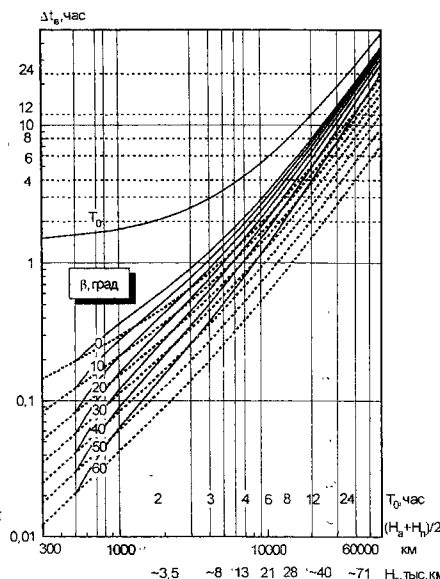


Рис. 6.8

смысле. Зависимости $\Delta t_b(H, \beta)$, рассчитанные программным способом, приведены на рис. 6.7 для нескольких значений углов места.

Каждому сочетанию высот апогея и перигея, как и высоте эквивалентной круговой орбиты, соответствует определенный период обращения, показанный также на оси абсцисс. Кратность периода звездным суткам указывает на синхронность орбиты. Это позволяет выделить **геосинхронные ЭО**, нашедшие на практике широкое применение.

На рис. 6.8 период обращения T_0 и время радиовидимости на витке $\Delta t_b(H, \beta)$ приведены совместно для круговых орбит с высотой H (пунктир) и эллиптических с перигеем 500 км и апогеем $H_A = 2H_K - 500$ (сплошные линии). Из сравнения тех и других кривых видна разница в значениях ЗРВ при эллиптической и круговой орбитах с одинаковыми периодами. Эта разница в пользу ЭО приводит также к увеличению среднесуточной временной ЗРВ. Внизу по оси абсцисс на рис. 3.8 показаны приближенные значения H_a для синхронных ЭО.

Среднесуточное время радиовидимости Δt_c для эллиптических орбит также может определяться по аналогии с круговыми, с использованием рис. 6.7, 6.8 (для нахождения высотных поправок) и рис. 6.1–6.4.

6.3. Изменение углов места при эллиптических орбитах

Свойство увеличения времени радиовидимости КА на ЭО за счет снижения скорости полета по мере приближения к апогею приводит к замедлению изменения углов связи ЗС с СР во времени, которое зависит от орбитальных параметров, а также географических координат ЗС. Знание и количественная оценка закономерностей величин изменения углов места и азимута важны с точки зрения энергетики линий связи, учета разного рода препятствий на трассе распространения радиосигналов, наведения антенн ЗС, ЭМС и другими системами, космическими и наземными.

В [6.1] и др. источниках содержатся подробные зависимости анализ взаимосвязи величин у.м. с параметрами ЭО вообще и 12 часовой орбиты типа *Молния*, в особенности. Воспользовавшись классическими соотношениями, вытекающими из кеплеровских законов невозмущенного движения, применим далее графоаналитический метод для наглядного отображения и изучения указанных зависимостей.

Угол места вычисляется с помощью следующего выражения [6.1]:

$$\beta = \arctg[(\sin \varphi \sin \varphi_{3c} + \cos \varphi \cos \varphi_{3c} \cos \Delta L_{3c} - \rho) / \sin(\arccos(\sin \varphi \sin \varphi_{3c} + \cos \varphi \cos \varphi_{3c} \cos \Delta L_{3c}))], \quad (6.3)$$

где $\rho = 0,5(H_A + H_{II} + 2R)(1 - e \cos E)$, e – эксцентриситет ЭО, E – эксцентрическая аномалия, $\varphi(t) = \arcsin[\sin(\omega + \varepsilon) \sin i]$ – текущая геоцентрическая широта спутника, ω – аргумент перигея, ε – истинная аномалия, $\Delta L_{3c} = L(t) - L_{3c}$, $L(t) = \arctg[\tg(\omega + \varepsilon) \cos i] + L_3 - \omega_3(t - t_3)$ – текущая долгота КА, L_3 , t_3 – долгота и время прохождения восходящего узла, ω_3 – угловая скорость вращения Земли.

Выражение (6.3) не учитывает полярное сжатие Земли, высоту ЗС над уровнем моря, а также разницу между геоцентрическими и географическими широтами, что приводит к ошибкам в ед. угловых минут и вполне допустимо при проводимом анализе приближенных значений углов места и характере их изменения во времени.

С использованием соотношений, аналогичных (6.3), и соответствующих поправок обычно рассчитываются целеуказания для наведения антенн ЗС. С их помощью также можно получать зависимости времени радиовидимости от параметров ЭО и координат ЗС, наносить на карту трассы и ЗРВ для тех или иных орбит и т.д.

Для дальнейшего анализа закономерностей изменения углов места, с целью сравнения ЭО с разными высотами апогея и периодами обращения, удобно ввести относительное время нахождения КА в той или иной фазе ЗРВ, в виде **отношения текущего времени движения, с началом отсчета от точки перигея, к значению полупериода обращения $t/0,5T_3$** .

Как можно видеть из (6.3), величина у.м. в любой момент определяется координатами СР и ЗС, причем первые (широта и долгота КА) меняются во времени в соответствии с изменением *истинной аномалии* (при фиксированном значении аргумента перигея), которая, в свою очередь, зависит от большой полуоси и эксцентриситета орбиты, т.е. высот апогея и перигея. На ход зависимости угла β от времени оказывает влияние и величина ρ , выражаемая также через эти параметры и *эксцентрическую аномалию* E . Кроме того, долгота спутника L и ее изменение во времени в значительной степени зависят от соотношения угловых скоростей движения Земли и КА, т.е. в конечном счете от тех же параметров.

На рис. 6.9 показано изменение истинной аномалии (сплошные линии) и эксцентрической аномалии (штриховые линии) в течение первой половины витка для ЭО с разными периодами обращения при

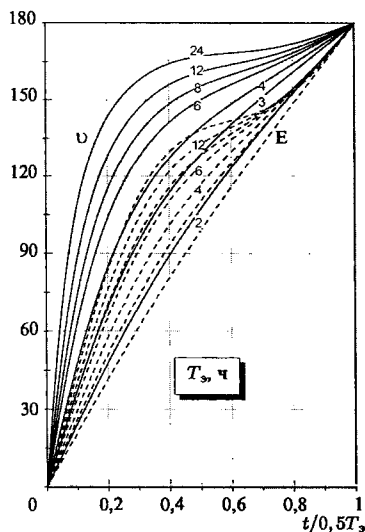


Рис. 6.9

одной и той же высоте перигея 500 км и аргументе перигея $\omega = 270^\circ$, что соответствует симметрии орбит относительно линии узлов при апогее в северном полушарии. На следующем участке траектории углы аномалии возрастают по закону симметрии 2-го рода. Как показывает анализ, истинная аномалия оказывает решающее влияние на ход зависимостей $\beta(t)$ и скорости изменения углов места во времени.

Рассматриваемые зависимости угла места от относительного текущего времени при прохождении спутником основной части "восходящего" полувитка, т.е. $t/0,5T_2 = 0,3-1$, приведены на рис. 6.10–6.12 для семи геосинхронных орбит с $H_n = 500$ км, $\omega = 270^\circ$ и $i = 63,4^\circ$ (которые условно могут быть отнесены к низким, средним и высоким ЭО), нескольких значений широты ЗС $\varphi_{ЗС}$ и разнесения ЗС по долготе $\Delta L_{ЗС}$ относительно линии симметрии трассы КА (подапогейной точки). На втором ("нисходящем") полувитке у.м. убывает симметрично по времени.

Анализ графиков и составных частей (6.3) показывает, что основной вклад в значения переменной $\beta(t)$ вносят члены с $\sin\varphi$ и $\cos\varphi$, т.е. изменение углов места (как и азимута) происходит в зависимости от аргумента широты КА, который меняется при движении по истинной аномалии. Сравнение кривых указывает на большой разброс значений углов места и скорости их изменения для разных орбит в зависимости от их параметров и приводит к следующим результатам.

Сплошные кривые на рис. 6.10,а, 6.11,а относятся к расположению ЗС на широте 60° и 30° , соответственно, и на долготе апогее принятой условно нулевой ($\Delta L_{ЗС} = 0$). Кроме того, на рис. 6.10,а пунктиром показано изменение углов места для ЗС, находящихся на том же меридиане в другом полушарии, т.е. при $\Delta L_{ЗС} = 180^\circ$. Как видим, разброс значений β заметно возрастает с уменьшением периода и высоты ЭО, в особенности, начиная с 4-часовой орбиты. При низких ЭО изменение у.м. во времени происходит также значительно более резко – в несколько раз за половину периода.

Сплошные кривые на рис. 6.10,а, 6.11,а относятся к расположению ЗС на широте 60° и 30° , соответственно, и на долготе апогее принятой условно нулевой ($\Delta L_{ЗС} = 0$). Кроме того, на рис. 6.10,а пунктиром показано изменение углов места для ЗС, находящихся на том же меридиане в другом полушарии, т.е. при $\Delta L_{ЗС} = 180^\circ$. Как видим, разброс значений β заметно возрастает с уменьшением периода и высоты ЭО, в особенности, начиная с 4-часовой орбиты. При низких ЭО изменение у.м. во времени происходит также значительно более резко – в несколько раз за половину периода.

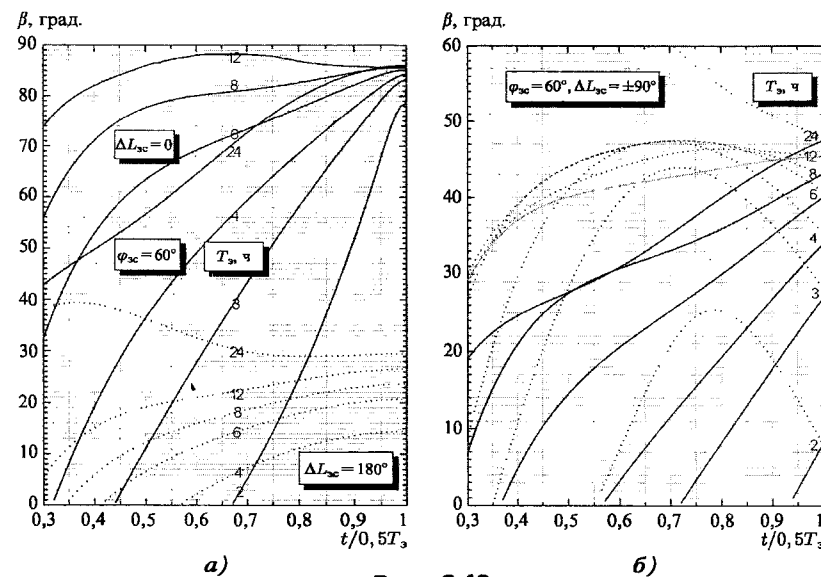
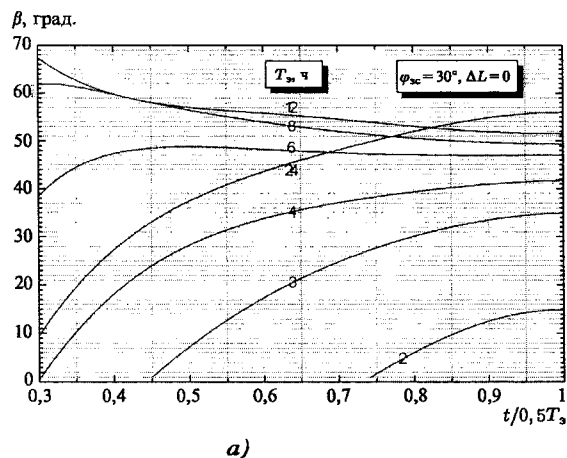


Рис. 6.10

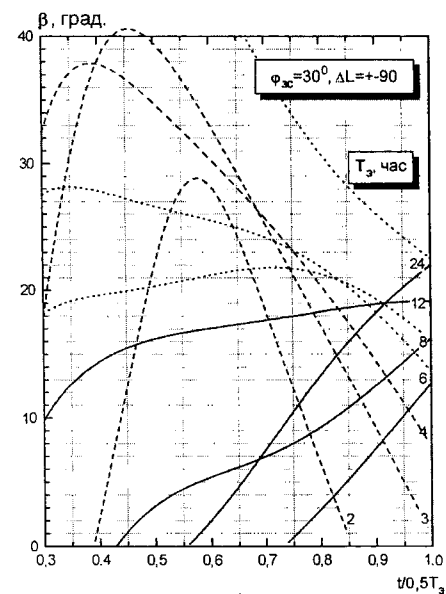
Со снижением широты (рис. 6.11,а) значения угла места по понятным причинам уменьшаются, их разница нивелируется, а относительное изменение во времени сглаживается, в особенности для низких орбит.

Изменение у.м. для точек наблюдения на тех же широтах, но разнесенных по долготе относительно нулевого меридиана на $\pm 90^\circ$, показано на рис. 6.10,б, 6.11,б. Сплошными линиями обозначены значения для более удаленных долгот ЗС от трассы КА ($\Delta L_{ЗС} = +90^\circ$) в первую половину периода, пунктиром – для долгот ЗС, находящихся значительно ближе к трассе ($\Delta L_{ЗС} = -90^\circ$). Во втором полупериоде, при $t/0,5T_2 > 1$, картина меняется на обратную и в лучшем положении находятся ЗС с плюсовым сдвигом. В целом же на каждом витке, в течение всего времени радиовидимости, гарантированными для тех и других долгот являются меньшие значения у.м., показанные сплошными линиями.

Как видно из графиков, для широты $\varphi_{ЗС} = 60^\circ$ в течение полупериода ненулевые значения углов (более 15°) при $\Delta L_{ЗС} = \pm 90^\circ$ обеспечиваются в случаях, когда ЭО имеет период не менее 6 часов, тогда как 4-часовая и 3-часовая позволяют иметь $\beta \approx 10^\circ$ и 50° , соответственно, лишь в течение четверти периода обращения. Для $\varphi_{ЗС} = 30^\circ$ (рис. 6.11,б) КА на трех самых низких орбитах вообще не виден при



а)



б)

Рис. 6.11

биты, начиная с 4-часовой, слабо проявляют положительные свойства ЭО по увеличению времени радиовидимости за счет эксцентриситета в этом смысле мало отличаются от круговых. Остановимся далее на сравнении остальных, условно относимых к **высоким** и **средним** ЭО.

долготах, находящихся по другую сторону от нулевого меридиана по отношению к трассе. Поэтому соответствующие значения углов, превышающие нулевые только во время одной половины периода, не могут считаться рабочими (показаны штриховыми линиями).

Что касается полюса ($\varphi_{zc} = 90^\circ$) и приполярных широт, то значения у.м. и их изменения при ЭО периодом более 4-х часов находятся в приемлемых пределах, и это иллюстрируется рис. 6.12.

Из анализа всех приведенных графиков следует заключить, что низкие ор

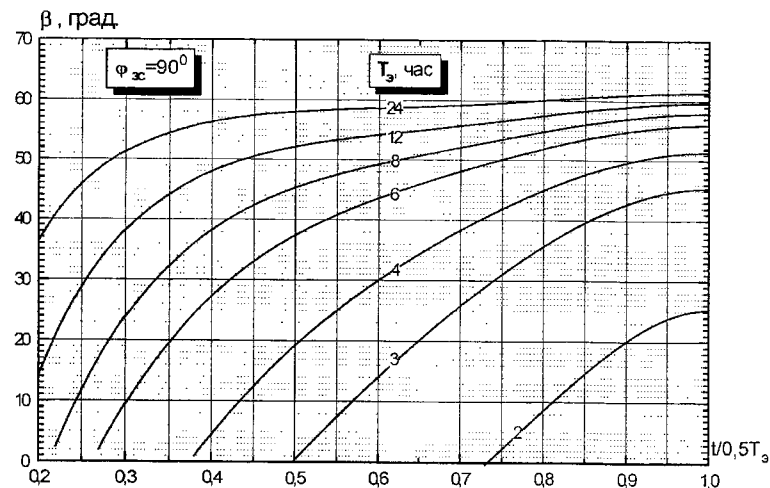


Рис. 6.12

Как и следовало ожидать, **наибольшие значения углов места** (близкие к 90° в середине периода) при нулевых и малых долготах соответствуют широте $\varphi_{zc} = 60^\circ$, которая близка к наклонению, т.е. является практически подспутниковой в момент прохождения апогея. При этом **максимальная стабильность у.м. во времени имеет место для 12-часовой ЭО**, а по мере снижения широты это свойство проявляется также при 8- и 6-часовой орбитах. Особняком в этом плане стоит 24-часовая ЭО, при которой долгота КА в течение полупериода сильно меняется, что приводит и к наибольшему изменению у.м., даже при низких широтах ЗС.

В тех случаях, когда ЗС на высоких и средних широтах сильно удалены от трассы по долготе, т.е. $\Delta L_{zc} = \pm 90^\circ$, характер относительного изменения углов во времени для всех четырех орбит в целом сохраняется. Тогда как при $\varphi_{zc} = 30^\circ$ все орбиты, кроме 12-часовой, не обеспечивают даже минимальных углов в течение половины периода. Последняя же имеет небольшое изменение β (порядка 5°) и для $\varphi_{zc} = 30^\circ$, при гарантированных абсолютных значениях не менее $10-15^\circ$ (рис. 6.11, б).

Данное уникальное свойство 12-часовой эллиптической орбиты, относящееся также и к изменению азимутальных углов, проявляется в "зависании" КА на максимальном по времени участке траектории по сравнению с другими ЭО. Оно объясняется приблизительным равенством угловых скоростей движения спутника и Земли в этом

случае, т.е. при соответствующих значениях и соотношениях высот апогея, перигея, а также других элементов орбиты. Это свойство весьма важно, когда желательно снизить скорость слежения или наведения (перенацеливания) антенн ЗС, либо вообще иметь их неподвижными, поэтому 12-часовую ЭО, по аналогии с ГСО, иногда называют псевдостационарной [6.17].

Отметим, что, как видно из рис. 6.10, 6.11, определенная стабильность значений углов места может быть достигнута и при других ЭО, в частности, 6- и 8- часовых, но на меньших территориальных или временных участках ЗО. Имеются примеры использования данного фактора в проектах многоспутниковых систем с известной избыточностью количества КА, образующих ОГ в виде "пояса" в области апогеев, что дает основание называть их виртуальными геостационарными [6.17, 6.18].

6.4. Методы определения количества КА

Пропускная способность МССС складывается из ПС многостанционных линий связи стволов и лучей многих СР, находящихся в общем случае в различных областях околоземного пространства. При этом спутники могут выводиться на орбиты в одной и той же плоскости и/или в разнесенных по пространству плоскостях, образуя единую орбитальную группировку, которую иногда называют "созвездием".

Как уже отмечалось, в общей постановке задачи количество СР (КА) в МССС должно выбираться в соответствии с многими критериями, основанными на показателях эффективности, путем изменения высоты и других параметров орбиты. Таким образом, если ПС линии связи и многолучевого СР, при заданных энергетических показателях ЗС и СР, зависит прежде всего от высоты орбиты и углов места, то суммарная пропускная способность МССС находится в более сложной зависимости от большего числа орбитальных характеристик.

В общем случае необходимое количество КА в группировке должно рассчитываться исходя из, по крайней мере, одного из следующих условий, или подходов к определению покрытия требуемой зоны обслуживания (глобальной, региональной, локальной):

- пространственного (территориального) покрытия заданной ЗО мгновенными ЗРВ;
- временного (непрерывного, дискретного, периодического) покрытия ЗО, т.е. обслуживания земного сегмента в течение заданного временного интервала;
- вероятностного (пространственно-временного) покрытия ЗО.

На практике зона обслуживания формируется исходя из всех этих условий, с учетом вращения Земли, параметров орбиты и структуры ОГ. В частности, в предельном случае, при глобальном покрытии и непрерывной круглосуточной связи, используются первое и второе условия в комплексе, а иногда они, очевидно, совпадают.

Применение того или иного подхода к выполнению требований покрытия во многом связано с развертыванием, восполнением и управлением ОГ, т.е. поддержанием и коррекцией параметров КА. Количество СР в МССС часто определяется из условия минимизации, хотя это соответствует лишь одному, частному технико-экономическому критерию, во многих случаях действительно наиболее важному и весомому с точки зрения затрат на космический комплекс. Все же при выборе ОГ необходимо иметь в виду и такие целевые показатели эффективности, как возможно большая пропускная способность, плотность обслуживания и ряд других, о чем речь пойдет ниже. А затем, пользуясь весовыми коэффициентами, учитывать все компоненты проектирования системы. В результате число КА в МССС становится функцией целого ряда пользовательских, технических и экономических показателей:

$$N = \min\{W, B, n, \Delta t_v, \dots\}.$$

Существуют разнообразные стратегии использования спутников-ретрансляторов в составе ОГ и, соответственно, их пропускной способности, во времени и пространстве. Среди них могут быть указаны следующие:

- СР функционируют одновременно в заданной пространственной ЗО (глобальной или региональной), причем каждый отдельно взятый СР в течение определенного времени обслуживает одну и ту же фиксированную группу (подсистему) ЗС;

- СР функционируют одновременно в заданной ЗО (глобальной или региональной) и каждый отдельно взятый СР обслуживает последовательно группу ЗС, попадающих в ЗРВ (однократный обзор);

- СР функционируют одновременно в заданной ЗО (глобальной или региональной) и часть из них или все СР обслуживает параллельно те или иные группы ЗС, попадающих в ЗРВ (многократный обзор);

- СР функционируют последовательно, сменяя друг друга в заданной (региональной, локальной) ЗО, и каждый отдельно взятый СР обслуживает последовательно ту или иную группу ЗС, попадающих в ЗРВ (однократный обзор);

– СР функционируют последовательно во времени, сменяя друг друга в заданной ЗО, и несколько или все СР обслуживают параллельно те или иные группы ЗС, попадающих в ЗРВ (многократный обзор);

– СР функционируют одновременно, или часть из них последовательно во времени, обслуживая группы ЗС, попадающих в ЗРВ каждого СР при однократном, либо многократном обзоре, и, кроме того, используют межспутниковые линии связи (МЛ).

Принципы построения и использования ОГ порождают многокритериальные подходы и варианты оптимизации МССС. Системы, содержащие к тому же многолучевые СР, приобретают облик и свойства распределенных сетей, называемых иногда многопролетными [6.16], а к важнейшим показателям их эффективности добавляется понятие *связности*. Основной задачей синтеза таких МССС становится оптимизация пространственной структуры как космического, так и земного сегментов в соответствии с критериями своевременной доставки информации, обеспечения связности, но с обязательным учетом более традиционных показателей эффективности – ПС, ПЗ, ЭМС, о которых здесь в основном идет речь.

В методологическом плане анализ и синтез таких многоспутниковых распределенных сетей с большим количеством узлов – наземных и/или спутниковых ретрансляторов – могут быть отнесены как к статической, так и к динамической теории ССС, или быть связующим звеном между той и другой. Значительное число проблем, характерных для этого направления исследований, отражено в ряде публикаций, представляющих теоретический и практический интерес [6.11, 6.12, 6.16].

Использование временных зон радиовидимости

Определение необходимого числа СР в МССС исходя из заданного времени обслуживания возможно и целесообразно главным образом в тех случаях, когда точно известны и реализуемы территориальные ЗРВ каждого КА, соответствующие требуемой ЗО. Это условие выполняется, в частности, если один КА обеспечивает глобальное покрытие за несколько периодов обращения, например, в течение суток, либо при последовательном во времени покрытии требуемой территории (региона) и движении каждого КА по одной и той же трассе, т.е. для *изомаршрутных* ОГ. В обоих случаях наращивание группировки до N спутников позволяет увеличить время обслуживания, вплоть до круглосуточного.

Для нахождения количества СР могут быть использованы значения среднесуточного времени радиовидимости КА в том виде, как это

описано выше (рис. 6.1–6.4). Причем вначале необходимо определить высоту орбиты, достаточную для покрытия заданной территории. Например, при глобальном обслуживании условие (6.1) нахождения ЗС в ЗРВ КА должно выполняться для всех широт, включая $\varphi = 90^\circ$, что соответствует высотам:

$$H \geq R[\cos \beta / \sin(i - \beta) - 1], i > \beta.$$

Отсюда следует известное положение, что **глобальная ЗО обеспечивается при тем меньших высотах орбиты и тем больших у.м., чем ближе наклонение к 90°** . В частности, при $i = 83^\circ$ (т.н. *приполярная* орбита) минимально возможная высота для $\beta \geq 20^\circ$ составляет ≈ 350 км, при $i = 75^\circ$ и тех же у.м. H должна быть не менее 950 км, а при $i = 15^\circ$ и $\beta = 5^\circ$ $H > 30000$ км.

Расчет значений H в соответствии с (6.1) и графиками, аналогичными рис. 6.1–6.4 для разных углов места, позволяет определить количество КА, необходимое для обеспечения полной временной (например, круглосуточной) ЗРВ в той или иной ЗО, ограниченной заданными широтами.

В рассмотренном случае несинхронных круговых орбит **минимальное количество КА в орбитальной группировке МССС** для обеспечения непрерывной круглосуточной связи может быть получено путем деления общего времени суток (24 часа) на среднесуточное время видимости, т.е. $N = 24/\Delta t_c$. При этом N КА будут обеспечивать обслуживание всей зоны покрытия земной поверхности для того или иного наклонения орбиты, вплоть до глобальной.

Метод мгновенных зон

Один из наиболее простых способов расчета количества КА в группировке состоит в сопоставлении площадей требуемой ЗО и мгновенной ЗРВ (или зон покрытия с необходимой ППМ) каждого КА, без учета вращения Земли. При этом обычно ставится условие полного (без разрывов) территориального покрытия ЗО в любой момент заданного времени обслуживания (временной ЗРВ). Число КА в этом случае определяется как выраженное в целых числах, с добавлением единицы, отношение площадей, помноженное на некоторый коэффициент, учитывающий обязательное перекрытие мгновенных ЗРВ для выполнения условия сплошного обзора.

Площадь мгновенной ЗРВ находится через ее угловой размер $\alpha_{ср}(H, \beta)$ в предположении сферичности Земли: $S_{мгн} = 2\pi R^2(1 - \cos \alpha_{ср}/2)$. В случае глобальной ЗО, т.е. охвата всей площади поверхности Земли, $S_z = 4\pi R^2$. Если принять коэффициент

перекрытия круговых мгновенных ЗРВ отдельных КА равным (30–50)%, получаем:

$$N = E\{(2,6 - 3,0)/[1 - \cos \alpha_{\text{ср}}(H, \beta)/2]\} + 1, \quad (6.4)$$

где E – ближайшее к целому число.

Эта зависимость приведена на рис. 6.13 в не целочисленном виде (штриховые кривые – для нулевых у.м., сплошные – для $\beta = 30^\circ$)

чтобы отразить общую закономерность и сравнить затем с другими способами расчета. Полученные таким образом значения N будут приближенно соответствовать нижней границе количества СР в МССС.

Возможен несколько иной способ оценки числа КА в ОГ без учета вращения Земли. Он основан на том, что полное покрытие сферы кругами с угловым диаметром $\alpha_{\text{ср}}(H, \beta)$, определяемым высотой орбиты и углом места на краю зоны, достигается при пересечении каждой из ЗРВ соседними окружностями – границами зон, с минимальным, т.е. однократным, перекрытием. Их количество может быть различным,

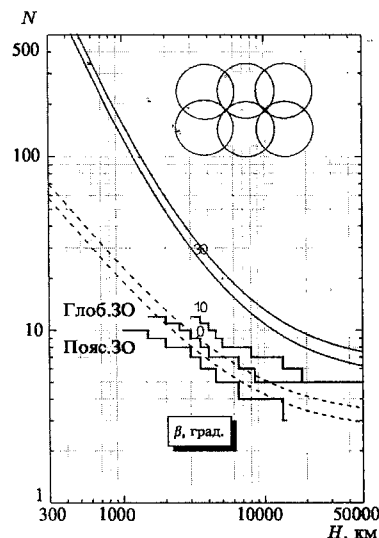


Рис. 6.13

ным, в зависимости от пространственно-временного сдвига между спутниками, выводимыми в соседние орбитальные плоскости.

В первом приближении, при отсутствии сдвига по широте, если рассматривать такую модель на плоскости (что тем ближе к реальности, чем ниже высота орбиты), то хорды, стягивающие точки пересечения окружностей, будут примерно одинаковы по длине и превышать в $\sqrt{2}$ раз линейный радиус ЗРВ, т.е. равны $R_{\text{ср}}/2^{0.5}$ (рис. 6.13).

Таким образом, вся поверхность Земли (или любая ЗО) разбивается на сферические квадраты площадью, соизмеримой с $(R\alpha_{\text{ср}})^2/2$, число которых приблизительно равно количеству КА в системе, т.е. $N \approx S_3/S_{\text{мтн}} \approx 8\pi/\alpha_{\text{ср}}^2(H, \beta)$. Этой зависимости на графике соответствуют верхние штриховые и сплошные кривые для тех же углов места, проходящие в непосредственной близости от предыдущих, что свидетельствует о справедливости такого подхода.

Данный метод может использоваться для предварительной оценки на этапах обоснования и выбора системных параметров МССС, в особенности с низкими круговыми орбитами. Реальное выполнение условия полного покрытия ЗО мгновенными ЗРВ в течение всего заданного времени требует больших значений N , которые, помимо высоты, зависят от других параметров и типа орбиты, а также границ и координат ЗО. Как будет показано ниже, существуют и могут быть применены на практике более точные методы.

Вероятностный подход

Иногда для определения необходимого количества КА в системе используется в общем справедливый постулат, что реальная временная ЗРВ КА на том или ином витке не является детерминированной, т.е. ее значения подчиняются законам распределения случайных величин. Но, поскольку этот закон зависит от многих факторов и может быть определен только эмпирически, то обычно вводятся допущения.

В частности, для несинхронных и не корректируемых орбит иногда предполагается, что $\Delta t_{\text{с}}$ изменяется от витка к витку и от суток к суткам по случайному закону, близкому к равномерному: $w(\Delta t_{\text{с}}) = \text{const}$. В таком случае вероятность нахождения одного СР в ЗРВ любой ЗС в течение достаточно длительного времени, например, за сутки, может определяться как отношение среднесуточных значений $\Delta t_{\text{с}}$, рассчитанных выше, к $T_{\text{сут}} = 24$ ч: $p(1) = \Delta t_{\text{с}}/24$.

А вероятность того, что в ЗРВ этой ЗС будет находиться хотя бы один из N спутников ОГ, распределенных в пространстве и по времени равномерно, рассчитывается по формуле:

$$p(N) = 1 - [1 - p(1)]^N.$$

Если рассчитывать $p(1)$ через значения $\Delta t_{\text{с}}$ из рис. 6.1–6.4 и им подобных для ненулевых у.м., то можно получить зависимости $N(H, \beta)$, задаваясь теми или иными значениями $p(N)$, которые в известной степени характеризуют также вероятность предоставления или надежность канала связи через СР.

Классические методы оптимизации покрытия и построения ОГ

В теории синтеза орбитальных структур [6.6] задача оптимизации номинальных параметров ОГ по количеству КА решается путем математического описания *фазового состояния* системы из N спутников, представляющего собой пару векторов – радиуса-вектора и

скорости для каждого j -го КА: $s_j = \{r_j, \dot{r}_j\}$. Геоцентрическое угловое расстояние между любой точкой ЗРВ с радиусом-вектором $\mathbf{r}$ и j -м КА в каждый момент времени определяется указанными параметрами.

Критериальной функцией, характеризующей заданную произвольную (глобальную, региональную, поясную) зону непрерывного обзора, является зависимость углового размера ЗРВ от варьируемого фазового состояния $\alpha_{cp}(s)$. Для нахождения оптимального состояния ОГ из N спутников, описываемого, в зависимости от задачи, $3N$ или $6N$ параметрами, используются достаточно сложные минимаксные критерии типа:

$$\alpha_{cp}(s_{opt}) = \min\{\max[\alpha_1(s), \alpha_2(s), \dots, \alpha_N(s)],$$

смысл которых состоит в возможном уменьшении углового радиуса (т.е. увеличении углов места, уменьшении наклонной дальности до СР, ширины ДН бортовых антенн и т.д.) при условии минимального количества КА.

Задачи обеспечения непрерывного (или периодического) обзора, как однократного, так и многократного, рассматриваются для определенных классов т.н. кинематически симметричных, либо несимметричных систем (группировок) КА, имеющих, соответственно, равномерное и неравномерное разнесение плоскостей орбиты в пространстве. В этом смысле задача сплошного непрерывного обзора близка по постановке, и в первом приближении, к рассмотренному выше методу мгновенных зон, а также родственна геометрической задаче о покрытии сферы кругами. Но она имеет математически более сложные и точные решения, основанные на теории групп и теории симметрии, что объясняется более строгими критериями оптимальности и учетом вращения Земли, прецессии орбит, ряда баллистических и возмущающих факторов, в частности, не центральности гравитационного поля Земли.

Большинство содержащиеся в [6.6] результатов ограничено количеством КА в группировке от 5 до 12, что сужает их применимость для низкоорбитальных систем. Они характеризуют возможности непрерывного и многократного обзора для симметричных, в том числе т.н. кинематически правильных спутниковых ОГ, и направлены прежде всего на решение радионавигационных задач. Вместе с тем некоторые результаты представляют интерес и для МССС.

На рис. 6.13 вместе с расчетами, приведенными выше для приближенного метода мгновенных ЗРВ, нанесены целочисленные зависимости $N(\alpha_{cp}, H, \beta)$ из [6.6], являющиеся теоретическими границами

ными оценками снизу и показывающими минимально возможное число спутников при непрерывном глобальном и поясном (широтном) покрытии. Налицо весьма близкое совпадение тех и других результатов для глобального обзора, лишь при больших высотах орбит (малых N) они занижены в случае мгновенных зон.

В то же время большинство реализуемых ОГ, рассмотренных в [6.6], в том числе оптимальные и близкие к ним кинематически симметричные ("правильные" и "неправильные") содержат значительно большее число КА, необходимое для глобального покрытия, в особенности при средних и низких орбитах. Это подтверждается и расчетами, приводимыми ниже, а также практикой.

В [6.6] также показано, что лучшие глобальные системы из 6, 9, 10, 12 спутников, т.е. имеющие удачную структуру с точки зрения минимизации числа КА, содержат кинематически правильную подсистему с наклонными орбитами и несколько экваториальных спутников. А в задаче непрерывного обзора широтного пояса для любой его широты $0 \leq \varphi \leq \varphi_{max}$ абсолютно оптимальной в этом смысле является группировка экваториальных спутников, движущихся на равных расстояниях друг от друга. Получены также оценки для систем периодического обзора.

С позиций теории групп обосновывается, что лучшие правильные ОГ с одинаковым наклонением орбит обладают весьма ценными свойствами, которые соответствуют различным критериям оптимальности — не только упомянутым выше, но и таким, как стабильность относительного расположения плоскостей орбит в процессе их эволюции. Это дает возможность существенно снизить энергетические затраты при коррекции движения спутников.

Вопросам орбитального построения, в частности связанного с ним определения количества КА в системе, посвящены такие фундаментальные, и в то же время носящие прикладной характер, исследования как [6.1, 6.7]. Во втором содержатся аналитические методы решения задач покрытия, расчета пространственных и временных зон непрерывного обзора, в основном для различных ОГ на круговых орбитах. В [6.1] главное внимание уделено наиболее широко применяемым в спутниковой связи ГСО и ВЭО типа "Молния".

В следующем разделе рассматриваются зависимости количества спутников в МССС от высоты и других параметров круговых орбит с использованием подхода и соотношений [6.7]. Затем будет изложена методология нахождения количества КА при использовании группировок на ЭО с различными структурами и высотами.

6.5. Территориальное покрытие и количество КА при круговых орбитах

Чаще всего количество КА в ОГ рассчитывается исходя из условия пространственного покрытия заданной ЗО в течение того или иного времени. Соответственно, многоспутниковые системы применяются для глобального или зонального (поясного, регионального) охвата с непрерывным по времени или прерывистым (сеансным) обслуживанием. Для большинства ССС наиболее характерно непрерывное покрытие территориальной ЗО, требующее определения количества КА и их распределения в пространстве, т.е. структуры и параметров ОГ.

Задача **непрерывного обзора** применительно к спутниковой связи в общей постановке предполагает вариацию высоты и орбитальных параметров движения КА с учетом вращения Земли и изменения размеров ЗРВ каждого КА, в зависимости от углов обзора (ДН), бортовых антенн и возвышения (у.м.) антенн ЗС. При этом условия покрытия требуемой ЗО существенным образом зависят от географического положения территории.

Непрерывный обзор областей, близких к полярным или экваториальным, значительно проще выполняется при запуске спутников в одной орбитальной плоскости. Тогда как обеспечение радиовидимости для остальных участков земной поверхности при НГСО требует нескольких орбитальных плоскостей, количество которых, как и общее число КА в ОГ, зависит от географических координат ЗО, высоты, типа и наклона орбиты, ряда прочих параметров.

При круговых орбитах необходимым условием непрерывности связи для МССС во всей заданной ЗО является **обеспечение непрерывности на самой близкой к экватору широте**. В частности, если требуется глобальное покрытие, достаточно обеспечить непрерывность ЗРВ, т.е. отсутствие территориальных и временных разрывов, при обзоре многими КА экватора.

Количество КА в плоскости, число плоскостей и их произведение, т.е. **общее количество КА** в ОГ, зависит от углового расстояния между плоскостями, которое адекватно **полосе обзора** $\Delta(H) = 2b$, и между спутниками в одной плоскости $2a$ (рис. 6.14), жестко (геометрически) связанных с размерами ЗРВ, т.е. угловым диаметром $\alpha_{\text{ср}}$ (5.13), который, в свою очередь, определяется высотой орбиты и углом места:

$$\alpha_{\text{ср}} = 2 \arccos[R \cos \beta / (R + H)] - 2\beta.$$

Взаимосвязь между указанными величинами выражается следующим образом [6.7]:

$$a = \arcsin[(\sin \alpha_{\text{ср}}/2)(1 + \cos \alpha_{\text{ср}}/2)^{-0,5}],$$

$$b = \arcsin[\operatorname{tg} a (\cos \alpha_{\text{ср}}/2)^{0,5}]. \quad (6.5)$$

С учетом этих обозначений, в наиболее простом случае использования **полярных** орбит, т.е. наклона $i = 90^\circ$, количество КА в одной плоскости $N_1 = \pi/a$, количество орбитальных плоскостей $N_2 = \pi/2b$ и общее количество КА составит $N = \pi^2/ab$.

Для обеспечения сплошного и непрерывного во времени покрытия территориальные ЗРВ, т.е. сферические круги на поверхности Земли, должны перекрываться в каждый момент таким образом, чтобы между ними не оставалось пространственных разрывов. С точки зрения уменьшения числа КА в плоскости это перекрытие (т.е. величину a) следует уменьшать, однако при этом полоса обзора ($2b$) также сужается, что ведет к увеличению количества плоскостей. Поэтому указанные величины должны оптимизироваться, например, по критерию минимума КА в группировке.

Зависимости числа спутников от высоты круговых орбит в глобальных МССС при наклоне $i = 90^\circ$ и значениях углов места ЗС от 0° до 40° построены на рис. 6.14 в виде не целочисленных функций, что сделано для удобства последующего сравнения и анализа. Сплошными линиями здесь показано общее количество КА, штриховыми – число КА в одной плоскости, пунктиром – число КА, рассчитанное приближенным методом мгновенных зон (рис. 6.13).

Для **наклонных** круговых орбит количество КА становится зависимым от соотношения наклона и полосы обзора, наклона и географической широты границ ЗО при разных высотах и углах места, в связи с чем расчеты числа плоскостей и их анализ усложняются. В общем случае для обеспечения глобального покрытия должно выполняться условие:

$$90^\circ - b(H, \beta) \leq i \leq 90^\circ + b(H, \beta).$$

Для разных соотношений широт φ наблюдения КА и наклона имеют место следующие зависимости числа плоскостей N_2 от указанных величин и параметров [6.7]:

$$N_2 = [\pi + 2 \arcsin(\operatorname{tg} \varphi / \operatorname{tg} i)] / \{ \arcsin[(\sin \varphi \cos i + \sin b) / \sin i \cos \varphi] - \arcsin[(\sin \varphi \cos i - \sin b) / \sin i \cos \varphi] \}, \quad 0 \leq \varphi < i - b, \quad (6.6a)$$

$$N_2 = [\pi + 2 \arcsin(\operatorname{tg} \varphi / \operatorname{tg} i)] / \{\pi - 2 \arcsin[(\sin \varphi \cos i - \sin b) / \sin i \cos \varphi]\}, i - b \leq \varphi < i. \quad (6.66)$$

Использование приведенных соотношений позволяет рассчитать наиболее общие и типичные зависимости количества КА от высоты и наклона круговой орбиты для различных случаев и видов зон обслуживания, показанные на рис. 6.15 и анализируемые ниже. Обсуждаемые здесь результаты относятся к равномерному (симметричному) разнесению плоскостей орбит (восходящих узлов) с одинаковым наклоном.

Количество КА при глобальном покрытии

При рассмотрении глобальных МССС будем исходить из условия обеспечения сплошного однократного покрытия с полосой обзора $\Delta = 2b$ на экваторе.

Как видно из сравнения графиков для полярной и наклонных орбит, на рис. 6.14 и 6.15 определенная оптимизация по количеству КА при $i < 90^\circ$ имеет место благодаря согласованию полосы обзора $\Delta(H)$ и наклона, что возможно, когда $i + b = 90^\circ$. То есть, по мере увеличения полосы обзора с высотой, одновременно уменьшаются наклон орбиты и необходимое число плоскостей N_2 . При этом следует иметь в виду, что из-за ограниченности $b = \Delta/2$, условию глобального покрытия удовлетворяют значения $i = 90^\circ - b$, превышающие $\approx 30^\circ$. В частности, ГСО, как известно, полной глобальности не обеспечивает.

В случае полярных и околополярных орбит существует известная избыточность N из-за большого перекрытия ЗРВ по мере удаления от экватора и приближения к полюсам, что проявляется с ростом высоты, особенно при небольших углах места (менее 30°). Как следует из рис. 6.15, рост высоты и уменьшение наклона, позволяющие "рассредоточить" ЗРВ (благодаря сближению периодов обращения КА и Земли), при высотах порядка 30–40 тыс. км и у.м. около 10° приводят к использованию только одной орбитальной плоскости и снижению количества КА. Этот случай соответствует штриховым линиям на графике, которые с ростом H приближаются к нижней границе ($N = 4-6$).

Среди МССС с глобальной зоной обслуживания наиболее распространены низко- и среднеорбитальные системы. Отметим, что с помощью значительно большего числа КА, группировки которых иногда называют созвездиями, достигается многократное покрытие, теория которого подробно разработана для навигационных космиче-

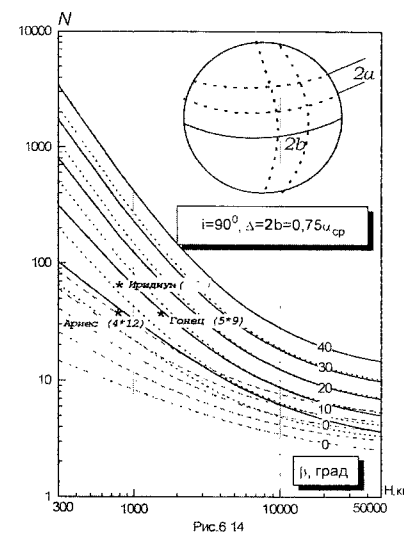


Рис. 6.14

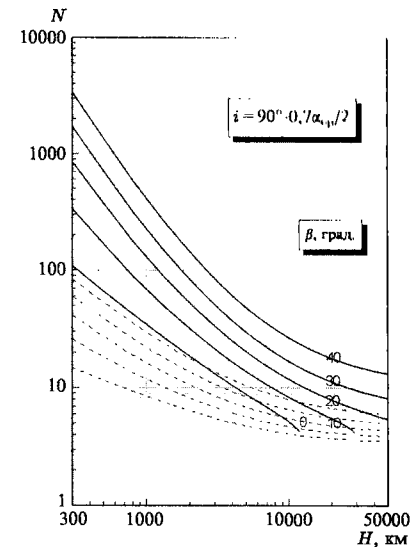


Рис. 6.15

ских систем. В частности, системы типа *Навстар*, *Глонасс* используют ОГ, состоящие из 24 КА, запускаемых в 3 плоскости, по 8 спутников в каждой, на высоту около 20 тыс. км, и обеспечивающие одновременную радиовидимость из любого пункта ЗО не менее 5–6 КА.

Наконец, глобальные системы с использованием высоких круговых орбит могут создаваться, например, на базе 5–6 геосинхронных КА с наклоном около 63° , либо 3-х экваториальных КА на ГСО (покрывающих значительную часть земной поверхности до широт $60-70^\circ$, в зависимости от у.м.) и дополнительных 2–3 спутников, выводимых, с целью покрытия околополярных областей, на наклонные или высокоэллиптические орбиты высотой от 20 тыс. км.

Количество КА при зональном покрытии

Перейдем к обсуждению зависимостей $N(H)$, представленных на рис. 6.16–6.19 и относящихся к обслуживанию отдельных частей земного шара, среди которых выделяются следующие случаи, представляющие практический интерес:

- сплошное покрытие территории, включающей экватор и области севернее и южнее экватора, до заданных широт с верхней границей φ_n , т.е. (условно) *приэкваториальная* зона, или пояс обслуживания;
- охват территории, простирающейся от полюсов (северного и южного) до некоторых заданных нижних границ по широте φ_n , условно назовем ее *приполярной*;

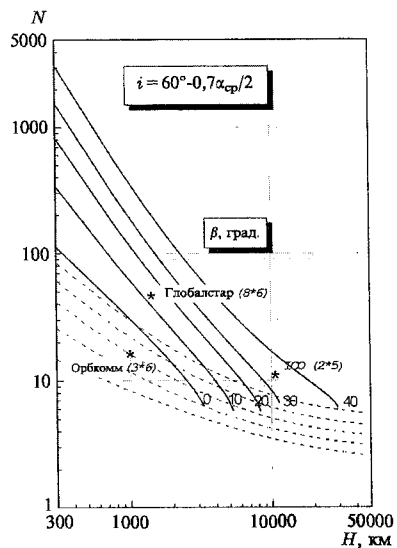


Рис. 6.16

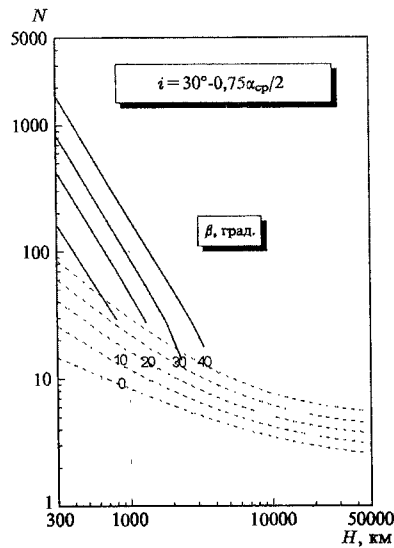


Рис. 6.17

– организация ЗО с использованием ОГ на эллиптических орбитах, которые будут рассмотрены в следующих разделах.

Расчет количества КА и орбитальных плоскостей для **круговых** орбит производится с помощью соотношений, аналогичных (6.6). Здесь, как и при глобальном покрытии, могут быть выделены ОГ на полярных и наклонных орбитах. При этом очевидно, что общее число КА в составе ОГ с одинаковыми высотами и наклонениями уменьшается.

Из физических и геометрических соображений ясно, что образование *приэкваториальной* ЗО происходит с уменьшением наклона орбиты и количества КА в зависимости от требуемой граничной широты φ_b . Тогда как для обслуживания территорий высоких широт, включая полюс, используются большие наклонения, вплоть до $i = 90^\circ$.

При фиксированной полосе обзора Δ , определяемой высотой круговой орбиты, необходимое количество плоскостей N_2 более сложным образом зависит от геоцентрической широты района наблюдения и наклонения орбиты, чем в случае глобального покрытия. Существуют оптимальные в этом смысле соотношения между широтой и наклонением [6.7].

На рис. 6.16, 6.17 приведены зависимости числа КА от высоты орбиты для **приэкваториального** пояса при двух значениях верхних граничных широт: 60° и 30° . Здесь имеется в виду, что наклонение

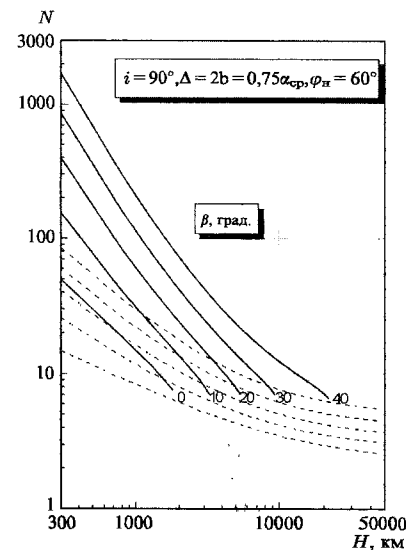


Рис. 6.18

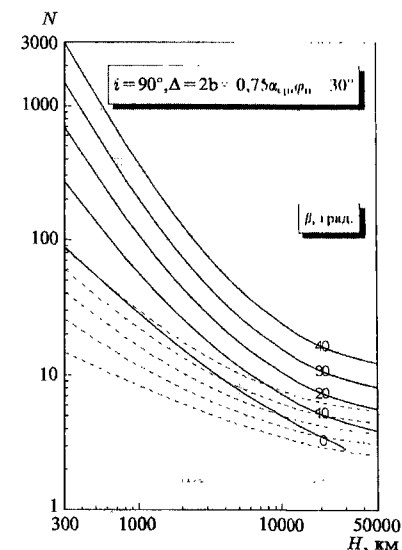


Рис. 6.19

$i = \varphi_b - b$ изменяется с высотой для обеспечения непрерывного покрытия экватора, а значит и остальной территории, вплоть до указанных широт. Примером подобной системы может служить *Глобалстар*.

Из этих графиков следует, что в сравнении с глобальной ЗО ($i = 90^\circ - b$) общее количество КА уменьшается быстрее по мере возрастания высоты и снижения наклона орбиты, что происходит за счет уменьшения числа плоскостей. При превышении определенных высот для выполнения условия непрерывного обзора на граничной широте становится достаточно всего одной плоскости (начинают "работать" штриховые кривые). Физически это означает, что спутники, выводимые в одну и ту же общую плоскость, и, соответственно, их ЗРВ рассредоточиваются вдоль этой широты за период оборота Земли. При этом количество КА зависит от углового расстояния между ними и от самой граничной широты φ_b .

Такая тенденция усиливается с уменьшением наклонения и в пределе, с увеличением H , приводит к минимально возможному числу КА в группировке для тех или иных значений углов места на краю зоны, а в частном случае, при высоте около 36000 км, т.е. ГСО, и к совпадению периодов обращения КА и Земли. При этом широта верхней границы ЗРВ, например, при $\beta = 10^\circ$, составит $\Delta/2 \approx 71,5^\circ$, но только для $N = N_1$ точек в северном и южном полушариях.

Граничная же широта непрерывного покрытия φ_b для ОГ на ГСО

определяется, как и в общем случае, полосой обзора, количеством КА и угловым расстоянием между ними (в экваториальной плоскости). Так, при $\varphi_n = 60^\circ$ для полного покрытия ЗО по всем долготам требуется $N = 4$ КА на ГСО ($2a = 90^\circ$), а при $\varphi_n = 30^\circ$ – минимальное количество КА, т.е. $N = 3$ ($2a = 120^\circ$).

Отметим еще одну особенность поясного покрытия. Как видно из сравнения двух графиков, при самых низких орбитах (т.е. малых полосах обзора) для меньшего наклона ($i = 30^\circ - b$) наблюдается увеличение числа плоскостей по отношению к $i = 60^\circ - b$ и наоборот – при $H > 1000$ км N_2 уменьшается. Это может быть объяснено достаточно сложной зависимостью числа плоскостей от широты и наличием максимумов N_2 при $0 < \varphi < (30-40)^\circ$ [6.7].

Кривые, относящиеся к условно приполярному обслуживанию, приведены на рис. 6.18, 6.19. Они предполагают покрытие вплоть до полюсов, начиная с некоторой заданной нижней границы по широте φ_n , т.е. сплошное заполнение земной поверхности на этой широте полосами обзора. При выполнении этого условия на всех $\varphi > \varphi_n$ будет перекрытие полос, а на меньших широтах – разрыв непрерывности, достигающий максимального значения на экваторе.

Практически для всех высот непрерывное покрытие ЗО, расположенной выше φ_n , обеспечивается при использовании полярной орбиты. На графиках данный случай представлен для двух значений φ_n : 30° и 60° . Для покрытия ЗО с более низкой граничной широтой 30° и близкими к ней широтами при всех высотах (за исключением случая очень малых у.м.) требуется, как и для глобальной ЗО, несколько орбитальных плоскостей, т.е. $N > N_1$. Тогда как при $\varphi_n = 60^\circ$, начиная с некоторых высот, в зависимости от угла места, можно обходиться одной плоскостью, что является следствием перекрытия ЗРВ, по мере вращения Земли и приближения КА к полюсу. Это же позволяет иметь меньшее число плоскостей при более низких орбитах.

Примером ОГ, обеспечивающих полное круглосуточное покрытие приполярных районов как северного, так и южного полушария, выше 75° широты, являются 4 КА, выводимые последовательно по времени (через 6 часов) на суточную наклонную круговую орбиту ($i = 50^\circ$).

Число спутников в виде целочисленных функций, как это имеет место на самом деле, приведено на общем рис. 6.20 для нескольких рассмотренных случаев, каждого типа покрытия и крайних значений углов места (0° и 40°). Как и отмечалось выше, максимальное N при любых у.м. требуется для глобального покрытия ($0 \leq \varphi \leq 90^\circ$), наименьшее – для поясного вокруг экватора, а покрытие полюсов и прилегающих территорий занимает промежуточное в этом смысле положение. Данные графики могут быть использованы при проекти-

ровании МССС и являются более точными по сравнению с нижними оценками на рис. 6.13, полученными приближенными методами.

6.6. Формирование зон обслуживания при эллиптических орбитах

На практике МССС с ОГ, создаваемыми для образования не глобальных ЗО, охватывающих полюса и использующих круговые орбиты, применяются редко. Считается, что для решения такого рода задач больше подходят высокоэллиптические орбиты (ВЭО). Особенно такой взгляд распространен, по понятным причинам, если ЗО в северном (или южном) полушарии ограничивается и по широте и долготе, как это имеет место, например в ССС с использованием КА типа *Молния*.

Системы последнего типа могут быть названы многоспутниковыми с известной долей условности, ибо в любой момент времени, за исключением коротких промежутков перехода станций с одного КА на другой, в них функционирует в качестве СР лишь один КА. То есть, в ОГ с использованием ВЭО, подробно исследованных в [6.1] и нашедших применение для создания локализованных систем, называемых часто региональными, все ЗС одновременно попадают в одну и ту же территориальную ЗРВ, которая практически совпадает с ЗО.

В таких ССС количество спутников, необходимое для непрерывного круглосуточного покрытия региона, определяется временными ЗРВ, т.е. выбранными периодами от начала до окончания взаимной радиовидимости между всеми ЗС и одним из СР (рабочим), точнее соотношением ВРВ со звездными сутками $T_z \approx 24$ часа. Подобные системы могут квалифицироваться как частный случай МССС, в котором сменяющие друг друга СР используются всеми ЗС последовательно.

Согласно более широкому понятию, принятому выше, многоспутниковые системы, в том числе и с использованием ЭО, предполагают одновременную работу многих КА в общей зоне обслуживания. При этом имеются в виду возможность применения межспутниковой или наземной ретрансляции, а также параллельной передачи/приема сигналов ЗС через несколько СР. Исследованию таких МССС, использующих круговые орбиты, в последнее время уделяется значительное внимание.

В то же время в литературе менее освещен вопрос о построении многоспутниковых ОГ на эллиптических орбитах с разными высотами, в том числе и полным (по всем долготам) покрытием, например, околополярного пояса, либо значительной части, а то и всего

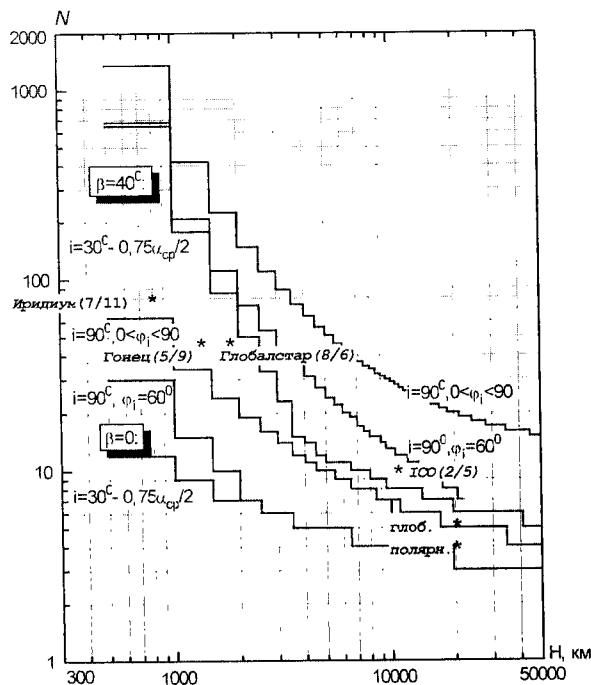


Рис. 6.20

северного и южного полушарий, включая широты вплоть до экватора. Подобного рода МССС становятся близкими к глобальным, если же речь идет об одном полушарии, то они могут считаться полуглобальными.

Дальнейшее рассмотрение эллиптических орбит, их ЗРВ и количества КА в ОГ предполагает, в основном, это широкое понимание МССС. Но также будут учитываться закономерности, свойственные ЭО вообще, независимо от типа и назначения системы.

Физическая природа ЭО, наклонение (выбираемое обычно, из условия стабилизации плоскости орбиты, равным $\approx 63^\circ$), траектории и трассы КА таковы, что **рабочая** пространственная ЗРВ (когда СР находится вблизи апогея) не перемещается по всем широтам в такой степени, как при круговых орбитах. Можно сказать, что она "привязана", в определенном смысле, к околополярным областям.

Таким образом, в целом, во-первых следует заключить, что для МССС с ОГ на эллиптических орбитах наиболее естественна **околополярная** модель ЗО с ограничением по нижней широте φ_n . Во-

вторых, необходимо иметь в виду, что условие непрерывного (полуглобального или регионального) покрытия этой широты зависит не только от высоты, наклонения и разнесения плоскостей, как у круговых орбит, но и от параметров, связанных с основным показателем ЭО – эксцентриситетом, определяющим прежде всего временную ЗРВ. Кроме того, важными элементами орбиты являются долгота L_z и время t_z прохождения *восходящего узла*, а также высота и угловое положение (аргумент) *перигея*.

С учетом этого подходы к анализу и оптимизации МССС с круговыми и эллиптическими орбитами отличаются, что не позволяет автоматически распространить применяемую выше методику определения числа плоскостей и КА в плоскости при круговых орбитах на ОГ с ЭО.

Модель покрытия земной поверхности зонами радиовидимости

Обратимся к орбитальному построению для создания **поясной, приполярной или полуглобальной зоны обслуживания** при ЭО. Будем полагать, что покрытие ЗО обеспечивается, как отмечено выше, относительно стабильными в пространстве в течение определенного времени радиовидимости, "гарантированными" ЗРВ с угловым разнесением плоскостей и последовательной сменой СР на орбите через временные отрезки, составляющие кратные части периода обращения T_z , при соответствующих углах места на краю ЗРВ. Общая пространственная картина образования ОГ и покрытия (в полярной проекции, где П – полюс, Э – экватор) показана на рис. 6.21, а и б, соответственно.

Как следует из дальнейшего анализа, образование таких локальных ЗРВ происходит аналогично известным системам с ВЭО типа "Молния", но только в общем случае на высоту и другие параметры орбиты не обязательно накладывается ряд ограничений, хотя могут появляться другие. В частности, по-видимому, не всегда необходимы условия *геосинхронности* и *изомаршрутности*, т.е. следования КА по одним и тем же трассам в заданном географическом районе земного шара, когда речь идет о **покрытии территорий на всех долготах**. Но при этом может существовать требование поддержания синхронности движения КА один относительно другого, с большей или меньшей точностью, при неизменных номинальных периодах обращения T_z и повторения T_n одноименных витков. В то же время, в таких случаях отпадает необходимость обеспечения определенных значений гринвичской долготы восходящего узла, что важно при обслуживании определенных регионов.

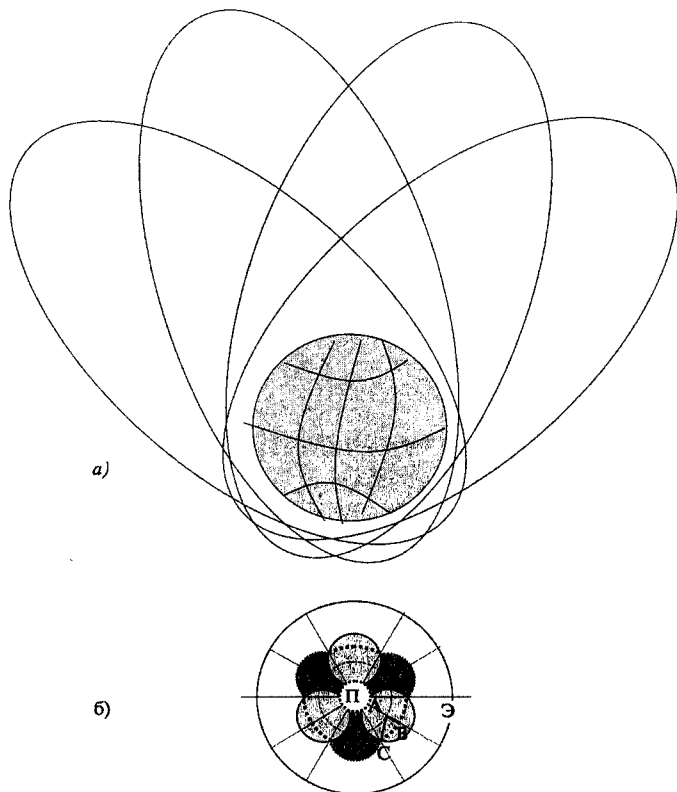


Рис. 6.21

Для выполнения тех или иных условий движения спутников обычно требуется поддержание неизменными орбитальных параметров КА и орбитальной структуры в целом на протяжении всего срока существования ОГ, с учетом прецессии плоскостей орбит. С целью упрощения формирования ОГ на эллиптических орбитах в [6.1] вводится понятие **идеализированной системы**, что позволяет максимально приблизить реальную ОГ к принятой модели. Поскольку нашей задачей является прежде всего **оценка количества СР и углов связи**, не будем далее останавливаться на вопросах обеспечения запуска на орбиту, времени стартов, поддержания синхронности и других характеристик движения КА, подробно рассмотренных в [6.1] и др. источниках.

При решении данной задачи в качестве одного из принципиальных моментов следует еще раз указать на известное свойство относительно

ной пространственно-временной стабильности рабочей ЗРВ спутника на ЭО. В некотором смысле это облегчает анализ покрытия и определение необходимого количества КА.

Данное свойство позволяет с достаточной точностью находить координаты границ территориальной ЗРВ, соответствующие времени начала и конца радиовидимости СР, т.е. временной ЗРВ. Известно, что интегральная ЗРВ для заданной продолжительности связи, т.е. **рабочая ЗРВ**, определяется как общая часть мгновенных зон, соответствующих всем ее моментам времени, т.е. по сути дела как минимальная область пересечения мгновенных ЗРВ. При представлении земного шара в виде правильной сферы это будет сферический круг с минимальным угловым диаметром $\min\{\alpha_{\text{ср}}(H, t)\}$ и координатами центра, определяемыми высотой и временем прохождения КА, в той или иной степени близкими к апогею.

Как было указано выше, величина этой близости может быть выражена математически. Так, при нахождении КА в апогее и симметрии орбиты относительно линии узлов (когда аргумент перигея находится вблизи 270°) время, отсчитываемое от момента прохождения перигея, составляет половину периода обращения $T_3/2$. Если заданная длительность связи через данный СР, т.е. временная ЗРВ, также близка к половине периода, то для начала и конца этой зоны могут быть рассчитаны **угловой диаметр $\alpha_{\text{ср}}(H, t)$ и широта центра ЗРВ** в эти моменты, которые отличаются от апогейных значений на определенную величину.

Вместе с тем анализ показывает, что в случаях, представляющих практический интерес, в частности, для ЭО с различными периодами обращения и наклонением $i=63,4^\circ$, при расчете числа КА в группировке в качестве исходных параметров могут быть приняты высота H_a и широта φ_a самого апогея при $\varphi_a=i$. Это объясняется наибольшим удалением границы мгновенной ЗРВ от экватора при нахождении КА в апогее, т.е. наихудшим случаем для охвата требуемой φ_n . Во всех остальных фазах движения спутника в течение $\Delta t = T_3/2$ нижняя граница ЗО тем более будет попадать в рабочую ЗРВ, при смещении последней по долготе.

Далее будем пользоваться **графической моделью покрытия** при условном отображении сферической поверхности северного полушария вплоть до экватора (Э), на плоскость в **угловой полярной системе координат**. Здесь, как и для круговых орбит, параллели, проходящие через точки пересечения соседних ЗРВ, соответствуют **нижней и верхней границам ЗО по широте** при сплошном покрытии.

Необходимые для расчета количества КА соотношения между угловым радиусом ЗРВ, широтой апогея φ_a , нижней и верхней

границами ЗО φ_n , φ_v и угловым расстоянием между плоскостями КА 2Δ могут быть определены с помощью приводимых ниже чертежей.

При принятых условиях выделим несколько наиболее наглядных и характерных случаев обеспечения непрерывного покрытия, зависящих от количества орбитальных плоскостей, а также угловых сдвигов между ними, и иллюстрируемых рис. 6.22. При этом будем считать, что подапогейные точки, соответствующие различным долготам восходящего узла для той или иной ЗРВ, размещаются на окружности с угловым радиусом φ_a и центром на полюсе, показанной на всех чертежах штриховой линией.

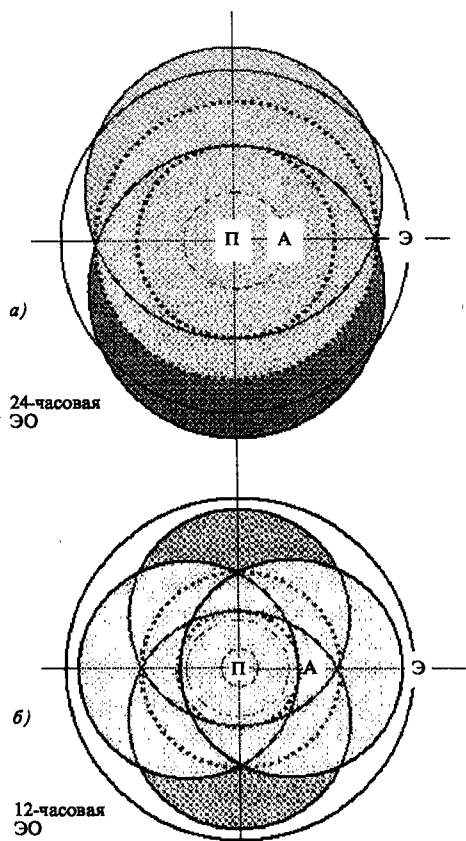
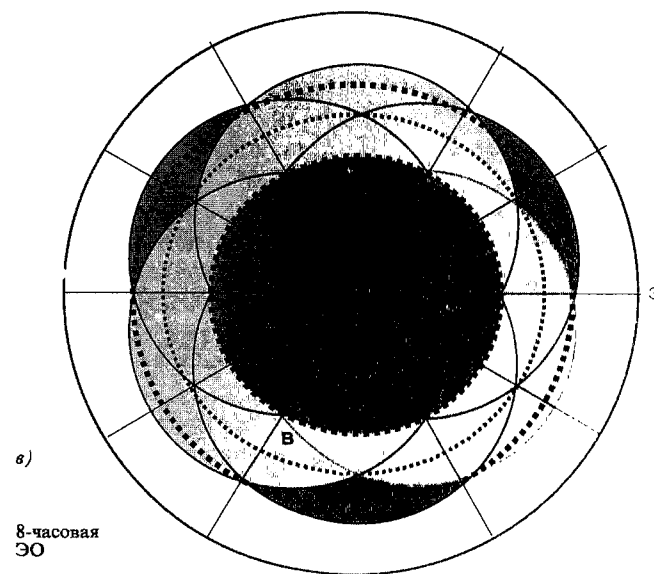


Рис. 6.22

1) ОГ создается путем запуска двух КА в одну плоскость через полпериода $T_3/2$, при условии, что ЗРВ каждого КА с центром на подапогейной окружности (А) охватывает полюс (П), т.е. $\varphi_a + \alpha_{ср}/2 > 90^\circ$. Тогда образуется $2T_3/T_3 = 2k$ территориальных и временных ЗРВ (по количеству витков k обоих КА за период повторения, например, за сутки). ЗРВ смещены относительно друг друга на π/k из-за вращения Земли и покрывают поочередно (каждая в течение $T_3/2 = T_3/(2k)$), **однократно и непрерывно** некоторую общую область, которой на рис. 6.21 соответствуют внутренние сферические $2k$ -угольники, образованные в результате перекрытия круговых ЗРВ.

В качестве примеров на верхнем чертеже (а) приведена суточная орбита ($T_3 = 24$ часа, $k = 1$, $H_a \approx 71$ тыс. км) с числом ЗРВ, равным 2, на следующем (б) – 12-часовая орбита ($T_3 = 12$ часов, $k = 2$, $H_a \approx 40$ тыс. км) с числом ЗРВ, равным 4. На третьем чертеже (в) показаны шесть



ЗРВ и общая ЗО для 8-часовой ЭО ($k=3$) с $H_a \approx 28$ тыс. км. При снижении высоты апогея и, соответственно, периода, число ЗРВ возрастает пропорционально количеству витков каждого КА, т.е. при 6-часовой ЭО будут перекрываться 8 зон радиовидимости, при 4-часовой – 12 и т.д.

Области, являющиеся общей частью всех ЗРВ, перекрывающихся по территории, есть не что иное как зоны непрерывного обслуживания, которые по размерам и конфигурации зависят от числа витков k , т.е. высоты апогея, и угла места на краю ЗРВ. Они имеют максимальные по широте для каждой ЗРВ общие, т.е. "гарантированные" **нижние границы**, показанные на рис. 6.22 жирными **внутренними** пунктирными окружностями-параллелями, вписанными в $2k$ -угольники. Эти окружности являются геометрическим местом точек, соответствующих текущим нижним границам ЗРВ каждого КА, находящимся в противоположном от апогея полушарии. Можно заметить, что при увеличении числа КА $2k$ -угольники будут приближаться к кругам с угловым радиусом, равным $90^\circ - \varphi_a$.

Как можно видеть из чертежей, **широта нижней границы ЗО** (при покрытии всех долгот) повышается со снижением высоты апогея, т.к. $2k$ -угольники, образуемые в результате пересечения ЗРВ, сжимаются:

$$\varphi_n(H) = \pi - (\varphi_a + \alpha_{ср}/2), \quad \varphi_a + \alpha_{ср}/2 > 90^\circ. \quad (6.7)$$

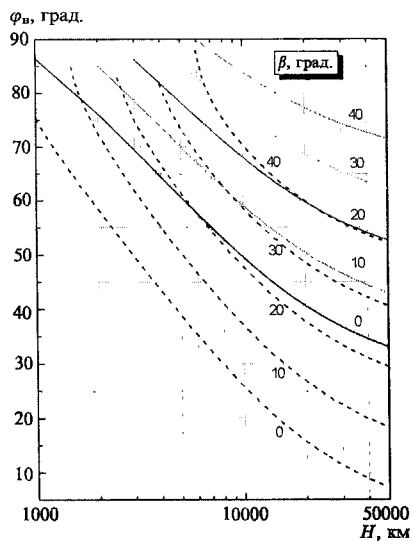


Рис. 6.23

вращения Земли, можно показать, что в обоих рассматриваемых вариантах, когда число КА равно или 2, или 4, количество ЗРВ на земной поверхности и разнесение их центров на подапогейной линии зависят также от соотношения количества плоскостей и полупериодов обращения КА.

Отличие этих двух вариантов ОГ между собой заключается в том, что в первом из них ($N=2$) ЗРВ существуют поочередно, обеспечивая, по аналогии со случаем 1), однократный обзор и наименьшую ЗО с той же граничной широтой, за исключением 24-часовой ЭО. При последней орбите оба КА покрывают одну и ту же территорию, т.к. Земля за половину витка делает поворот на 180° , в результате подапогейные точки, следовательно и ЗРВ, совпадают (трасса является изомаршрутной).

При 12-часовой ЭО геометрия покрытия и общая ЗО аналогичны первому случаю, тогда как для других орбит меньший поворот Земли за $\Delta T = T_3/2$ приводит к уменьшению вдвое числа ЗРВ (более светлые круги ЗРВ на рис. 6.22, в). Это способствует изменению формы (превращение $2k$ -угольника в k -угольник) и незначительному увеличению размера ЗО, при сохранении той же постоянной границы по широте, что и в первом случае.

Во втором варианте ($N=4$) имеет место попарное перекрытие (число пар равно k) одновременно существующих ЗРВ, т.е. появляются

Эта зависимость приведена на рис. 6.23 для $\phi_a = i = 63,4^\circ$ (сплошные линии).

2) ОГ формируется из двух плоскостей, равномерно разнесенных в пространстве, по одному или два КА в каждой. Количество перекрывающихся ЗРВ, кроме периода обращения и угла места на границе, зависит от числа КА в плоскости и временного сдвига ΔT между КА в разных плоскостях. Образование общей ЗО с непрерывным покрытием в первом варианте обеспечивается при $\Delta T = T_3/2$, во втором — при $\Delta T = 0$, а КА внутри плоскости разнесены на половину периода.

Путем пространственно-временных построений, с учетом

участки территории с двукратным покрытием. Общая непрерывная ЗО, обеспечиваемая четырьмя КА, значительно расширяется — дополняется второй ЗРВ при суточной ЭО, приобретая форму "восьмерки", и, начиная с 12-часовой орбиты, имеет форму $2k$ -угольной "розетки" с вершинами в точках пересечения чередующихся пар ЗРВ. При этом широтная граница ЗО удаляется от полюса (внешняя окружность, нанесенная жирным пунктиром).

Зависимость этой границы от высоты орбиты может быть определена достаточно просто из сферического треугольника АВР в соответствии с теоремой косинусов:

$$\phi_v(H) = \arcsin[\cos(\alpha_{cp}/2)/\sin \phi_a] =$$

$$= \arcsin\{\cos[\arccos(R \cos \beta / R + H) - \beta] / \sin \phi_a\}. \quad (6.8)$$

Данная функция также показана на рис. 6.23 для $\phi_a = i = 63,4^\circ$ (штриховые линии).

Таким образом, при ОГ, состоящей из двух пар КА, выводимых в противоположные плоскости, количество пар ЗРВ возрастает с уменьшением периода ЭО (высоты апогея) пропорционально числу витков за период повторения, при соответствующем уменьшении углового расстояния между центрами ЗРВ (подапогейными точками).

Образование зон обслуживания ОГ, как общей части чередующихся одиночных или парных (одновременно перекрывающихся) ЗРВ, показанных на рис. 6.22, очевидно, может быть распространено на $N_2 = 3$ и более плоскостей, равномерно разнесенных в пространстве.

3) По мере увеличения количества плоскостей, в которых КА выводятся на ЭО, вместе с увеличением числа ЗРВ сохраняются рассмотренные закономерности образования общей ЗО. Среди них особым проявлением, отмечавшимся выше применительно к двум плоскостям и 24-часовой орбите, является локализация подапогейных точек на определенных долготах, зависящих от долготы в.у. и аргумента перигея. В общем случае данное свойство появляется, когда число плоскостей, в каждую из которых запускается с равномерным временным сдвигом по одному спутнику, вдвое превышает число витков за период повторения, т.е. $N = N_2 = 2k$.

При 12-часовой орбите КА выводятся в четыре плоскости ($N = 2k = 4$), разнесенные на 90° , со сдвигом во времени $\Delta T = T_3/2$. Особенностью данного варианта с одним спутником в каждой плоскости является расположение апогеев в пространстве, приводящее к совмещению всех четырех ЗРВ и подапогейных точек на двух

противоположных долгот (основной и сопряженный витки). Это приводит к последовательному и непрерывному покрытию одной и той же территории за период повторения $T_{\text{п}}$, границы которой практически совпадают с границами 6-часовых ЗРВ, и, в частности, позволяет обеспечить **изомаршрутность** при геосинхронной орбите, что имеет место в системах типа *Молния*.

При 8-часовой, 6-часовой и т.д. орбитах в тех случаях, когда **число плоскостей и спутников одинаковое**, т.е. $N = 2k$, $\Delta T = T_3/2$ и сдвиг плоскостей составляет π/k , имеет место та же особенность, позволяющая формировать непрерывную ЗО из разнесенных на $2\pi/k$ групп совмещенных ЗРВ (по $2k$ в каждой). На рис. 6.22 случаю изомаршрутности соответствуют более светлые круги ЗРВ и образуемые ими ЗО.

4) Если же в каждую из $2k$ плоскостей последовательно, со сдвигом $\Delta T = T_3/2$, выводятся по два КА, независимо от высоты апогея, т.е. $N = 2N_2 = 4k$, то геометрия сохраняется такой же, как на рис. 6.22. Но при этом показанные кругами ЗРВ существуют одновременно, т.е. обеспечивается непрерывное во времени (частично двукратное) покрытие максимально возможной (по всем долготам) для данной широты и высоты орбиты зоны обслуживания. Соответственно и нижняя граница по широте для заданного угла места в наибольшей степени приближается к экватору (внешние штриховые окружности).

Таким образом, в целом добавление плоскостей приводит к более плотному размещению ЗРВ на земной поверхности и расширению ЗО, т.е. снижению широтной границы. Увеличение числа плоскостей и количества КА в группировке позволяет, при неизменной высоте орбиты, повысить также кратность покрытия.

6.7. Количество КА и углы места в МССС с эллиптическими орбитами

Рассмотренные особенности и закономерности сопутствуют постановке задачи отыскания необходимого количества КА в группировке на ЭО любой высоты. Пусть покрытие ЗО в одном из полушарий (северном или южном) осуществляется не менее чем k спутниками, которые могут быть разнесены между собой как по времени, так и на угловые расстояния (по долготе восходящего узла), обеспечивающие необходимое перекрытие ЗРВ, определяемое заданными границами ЗО. КА должны выводиться либо в разные плоскости орбит, равномерно разнесенные в абсолютном пространстве на величину, кратную π/k , либо иметь временные сдвиги, кратные, по крайней мере, $\Delta t = T_3/2$. При этом половина КА

находится на перигейном, т.е. не рабочем участке орбиты, причем высота перигея $H_{\text{п}} \ll H_{\text{а}}$.

Таким образом, принимается модель покрытия, при которой, независимо от периода обращения, т.е. высоты орбиты, **общее число КА в ОГ превышает вдвое количество одновременно существующих локальных ЗРВ**.

На рис. 6.21,б приведен чертеж, иллюстрирующий наиболее общий случай сплошного покрытия по долготе части поверхности одного из полушарий круговыми зонами радиовидимости КА на ЭО любой высоты и образования зоны обслуживания с верхней и нижними границами по широте (т.е. не охватывающей полюс).

Как видно из чертежа, при одновременном перекрытии ЗРВ, т.е. сплошном, без разрывов, покрытии поверхности, нижняя и верхняя границы ЗО, соответственно, удовлетворяют условиям:

$$i > \varphi_{\text{н}} > i - \alpha_{\text{ср}}/2, \quad i < \varphi_{\text{в}} < i + \alpha_{\text{ср}}/2 < 90^\circ. \quad (6.9)$$

Это означает, что предельно возможные границы ЗО (при достаточно малых высотах перигея) зависят от высоты апогея, углов места на краях ЗРВ и наклонения орбиты. Кроме того, необходимо иметь в виду, что верхняя граница пропадает, когда ЗРВ покрывают полюс.

Предельные значения верхних и нижних граничных широт в зависимости от $H_{\text{а}}$ и β приведены на рис. 6.24 (сплошные линии). По ним определяются высоты апогея и углы места, при которых может быть достигнута та или иная требуемая **широта обслуживания**, причем последняя будет зависеть от количества КА.

Из чертежей на рис. 6.21,б и 6.24 можно видеть, что покрытие широты 90° , т.е. полюсов, обеспечивается, в зависимости от у.м., при высотах апогея практически не менее 1000 км. Тогда как охват экваториальных широт требует высоты апогея более 10000 км. То и другое объясняется тем, что апогей при наклонении орбиты $i = 63,4^\circ$ находится значительно ближе к полюсу, чем к экватору. Таким образом, **зоны обслуживания**

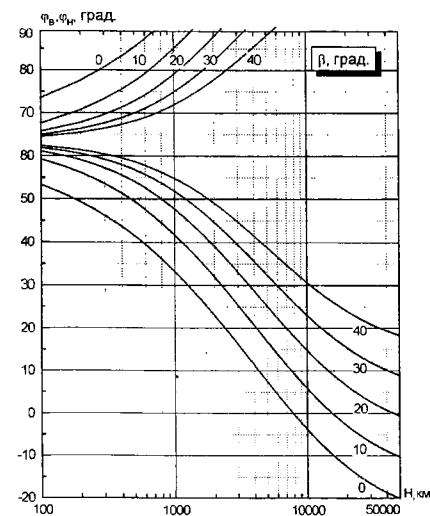


Рис. 6.24

МССС для большинства ЭО охватывают полярные области и имеют нижние границы, в большой степени зависящие от высоты апогея и количества КА.

С помощью рис. 6.21,б определяется угловое расстояние Δ между соседними орбитальными плоскостями ОГ при разных высотах орбиты и сплошном покрытии по долготе. В соответствии с теоремой косинусов, из сферического прямоугольного треугольника САВ ($AC = \alpha_{cp}/2$, $AB = \varphi_a - \varphi_n$, $CB = \Delta$) получаем:

$$\Delta = \arccos\{\cos[\arccos(R \cos \beta / R + H_a) - \beta] / \cos(i - \varphi_n)\}. \quad (6.10)$$

Количество КА или ЗРВ, эквивалентное числу орбитальных плоскостей и необходимое для непрерывного обзора по долготе зоны с заданными широтными границами, в течение рабочей части одного периода (витка) КА, определяется как $N_2 = 2\pi/2\Delta(H_a, \beta, \varphi_n)$. И, при одновременном прохождении КА восходящих узлов и апогея, т.е. нулевом сдвиге по времени, общее количество спутников в ОГ, необходимое для непрерывного во времени покрытия должно, как минимум, удваиваться (если не требовать перекрытия временных ЗРВ).

В то же время, как рассмотрено выше, число плоскостей и ЗРВ может быть меньше, однако в этом случае сужается по широте область покрытия между полюсом и экватором. Таким образом, при временной ЗРВ, принятой равной $T_3/2$, вариация пространственного и временного сдвигов между плоскостями и КА приводит к изменению общего числа КА в группировке: от удвоенного значения $N = 2N_2$, при непрерывном покрытии по всем долготам (полуглобальная ЗО), до $N = N_2$ при наличии перерывов во времени или локализации покрытия (региональная ЗО) в случае совмещения ЗРВ того и другого периода, например, при изомаршрутной ОГ.

На рис. 6.21,б применительно к последнему случаю пунктиром обведены более темные ЗРВ, которые на самом деле отсутствуют, т.е. являются виртуальными, так как по сравнению с непрерывным по долготе покрытием сдвигаются во времени на $T_3/2$, благодаря чему территориальные ЗРВ обоих полу периодов совпадают (светлые круги).

Целочисленные функции $N_2(H_a, \beta)$, полученные для сплошного покрытия по всем долготам за половину периода, приведены на рис. 6.25 для трех дискретных значений граничных широт ЗО: $\varphi_n = 60^\circ$, 30° и 0° . Они рассчитаны согласно соотношению:

$$N_2 = E\{2(\pi/\Delta + 1)\} = 2E\{\pi / \arccos\{\cos[\arccos(R \cos \beta / R + H_a) - \beta] / \cos(i - \varphi_n)\} + 1\}, \quad (6.11)$$

где E означает целую часть.

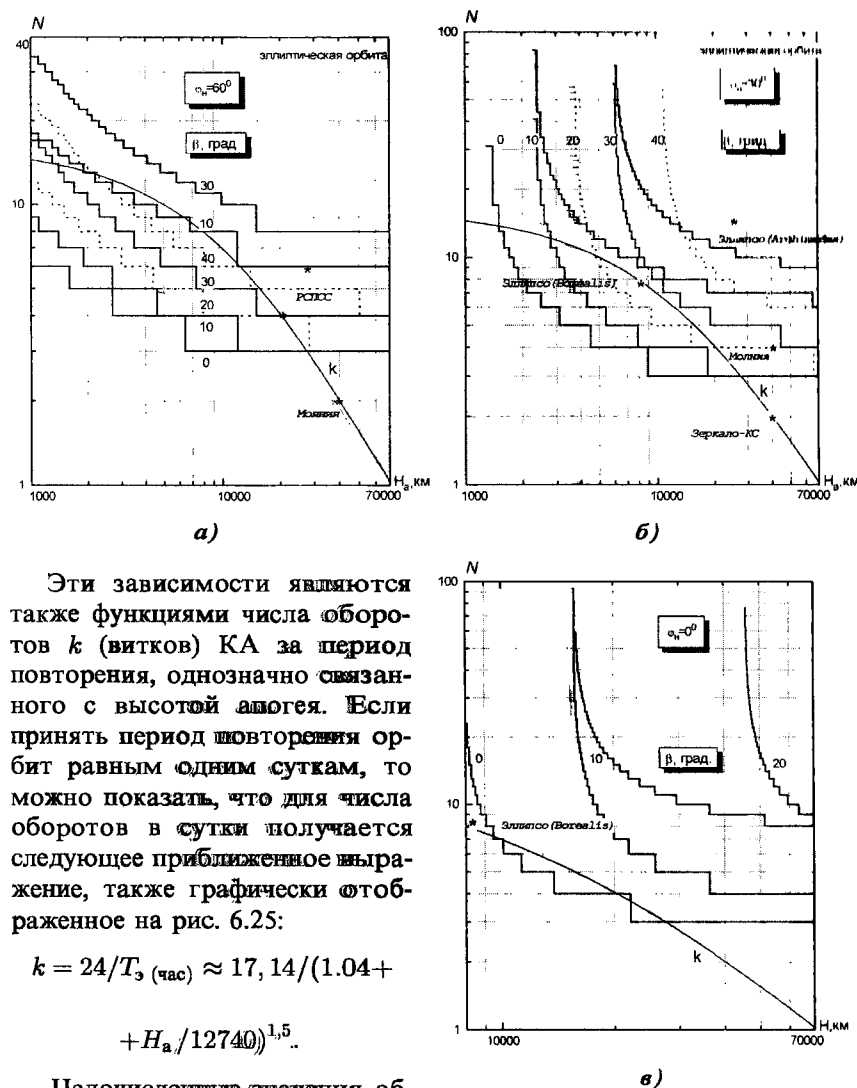


Рис. 6.25

Эти зависимости являются также функциями числа оборотов k (витков) КА за период повторения, однозначно связанного с высотой апогея. Если принять период повторения орбит равным одним суткам, то можно показать, что для числа оборотов в сутки получается следующее приближенное выражение, также графически отображенное на рис. 6.25:

$$k = 24/T_3 (\text{час}) \approx 17,14 / (1.04 + H_a/12740)^{1,5}.$$

Целочисленные значения общего числа спутников в ОГ при непрерывном полуглобальном (т.е. полностью в одном из полушарий — северном или южном) покрытии, полученные путем удвоения N_2 , показаны на рис. 6.25 более жирными линиями для двух значений у.м. (10° и 30°). Из сравнения графиков видно, что в этом случае N приближенно, в

зависимости от угла места на краю ЗРВ, превышает число витков за период повторения в 3–4 раза.

С помощью рис. 6.25 может быть оценено и количество КА в случаях неравномерного покрытия. В частности, здесь функции $N_2(H)$ соответствуют числу КА для региональных ЗО с изомаршрутными ОГ, которое меньше в два раза ($N \approx 2k$). Также функция $k(H)$ определяет и минимальное количество спутников $N = k$, при котором, как показано выше для $k = 1, 2, 3$, обеспечивается ЗО с границами согласно (6.7).

Зависимости $N(H, \beta)$ позволяют сравнивать ОГ по количеству спутников с разными высотами при выборе орбитальных пространственно-временных структур с использованием ЭО. Кроме того, с их помощью могут быть произведены оценки изменения углов места и азимутов для ЗС, находящихся в зоне обслуживания ОГ, что является одним из важных критериев эффективности орбитального построения МССС.

6.7. Изменение углов места в многоспутниковых ОГ с разными периодами обращения на эллиптических орбитах

Как отмечалось, от количества КА в системе зависит не только покрытие территорий, пространственное и временное, необходимое для обеспечения требуемой ЗО, но и качество связи. Это обусловлено возможностью наблюдения и использования земными станциями нескольких СР с целью передачи и приема по параллельным каналам, либо выбора одного из них. Особенно данное свойство МССС важно в условиях, когда на пути распространения сигналов могут возникать разного рода препятствия, т.н. местные предметы, что наиболее характерно для мобильной спутниковой связи.

В этом смысле решающим фактором повышения надежности и достоверности приема, помимо энергетического потенциала линий связи, часто является величина и распределение углов места, под которыми видны КА группировки. Указанные показатели в общем случае изменяются в зависимости от взаимного расположения СР и ЗС, т.е. пространственно-временных параметров орбиты (траектории полета) и географических координат ЗС.

Приближенное соотношение (6.3), ошибка которого не превышает десятка угловых минут [6.1], может быть трансформировано для получения зависимости углов места от изменения гринвичской

долготы ЗС (L) относительно долготы спутника $\Delta L = (L_{КА} - L)$ в фиксированный момент времени, в пределах нахождения спутника на рабочем участке ЭО, т.е. в течение $\Delta T = T_3/2$:

$$\beta = \arctg[(\sin \varphi \sin i + \cos \varphi \cos i \cos \Delta L - R/R + H) / \sin(\arccos(\sin \varphi \sin i + \cos \varphi \cos i \cos \Delta L))]. \quad (6.12)$$

На рис. 6.26–6.29 изменение углов места в зависимости от долготы ЗС показано для долгот спутника $L_{КА}$, кратных $2\pi/kN$, т.е. для количества апогеев, равного количеству КА, помноженному на число витков. При этом последнему можно придавать значения от полного числа оборотов КА за период обращения (сутки) до 1, что позволяет варьировать N в более широких пределах. Отсчет долготы ЗС на графиках производится от долготы, совпадающей с долготой апогея одного из КА, условно принятой за нулевую.

На первом рисунке для 24-часовой ЭО приведены четыре дискретных массива углов места для двух спутников при широте наблюдения, в общем случае попадающей в ЗРВ одного КА частично, т.е. не по всем долготам. Каждая из двух пар массивов, максимумы которых разнесены приблизительно на 120° , соответствует крайним фазам нахождения одного и того же спутника на орбите – началу и концу временной ЗРВ длительностью $\Delta T = 12$ час. Пары разнесены на 180° , что соответствует одновременному запуску спутников в противоположные плоскости. Учет временных фаз движения КА и их влияния на углы места в данном случае обусловлен особенностью трассы, которая для 24-часовой орбиты "растянута" по долготе на рабочем участке на $\sim 120^\circ$.

По изменению углов относительно каждой фазы любого из КА можно судить о пространственном и временном разрывах ЗО в случае единственного спутника на орбите. С помощью рис. 6.26,а можно также представить, что при $N=2$, но наличии временного сдвига между одинаковыми фазами разных КА, т.е. запуске спутников с 12-часовым сдвигом в одну и ту же плоскость, разрывы на широтах, ниже граничной, становятся меньше, но сохраняются.

Как уже отмечалось, в случае запуска с 12-часовым сдвигом в противоположные плоскости трассы КА, следовательно и распределение у.м. по долготам, повторяются, т.е. имеет место изомаршрутность в течение $\Delta T = T_3/2 = 12$ часов при двух КА и круглосуточно при $N=4$.

Если же на ЭО выводятся одновременно два КА в противоположные плоскости, то на тех же широтах в течение 12 часов обес-

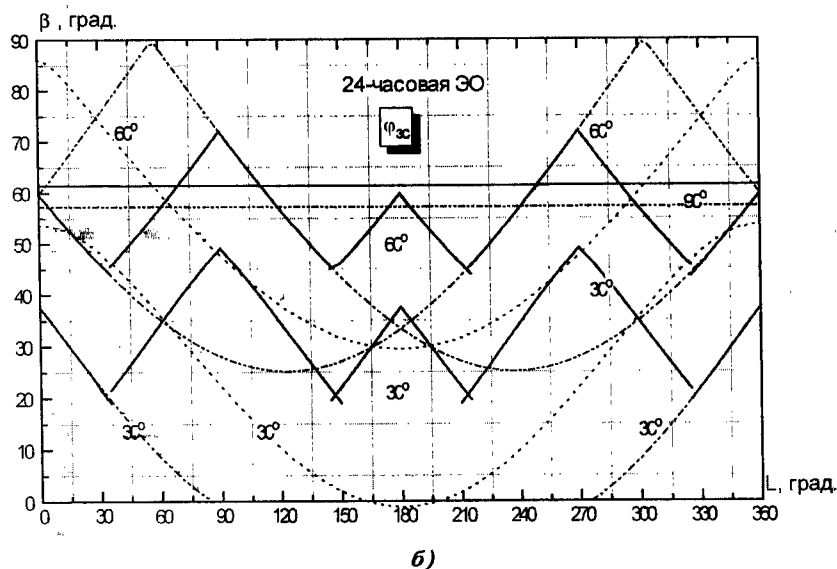
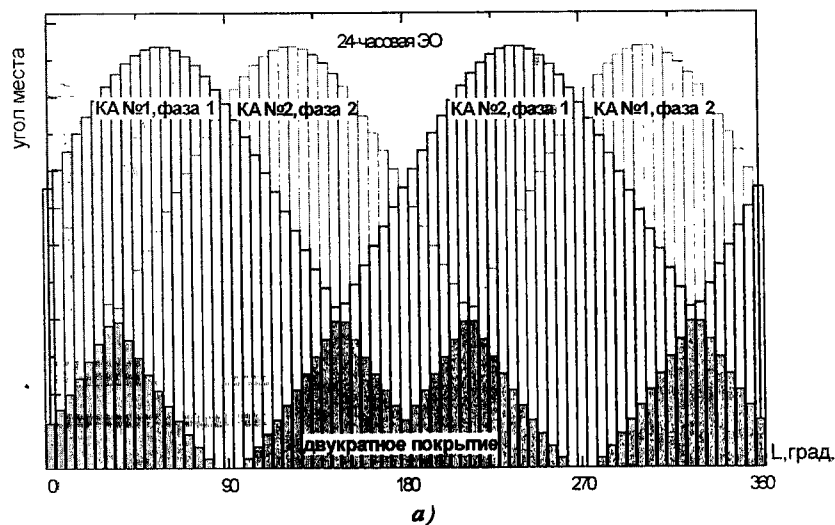


Рис. 6.26

печиваются значительно большие минимальные, и по всем долготам ненулевые, углы места, превышающие значения, образующиеся в точках пересечения огибающих массивов, а на отдельных (затухающих) участках имеет место двукратное покрытие. Очевидно, что в

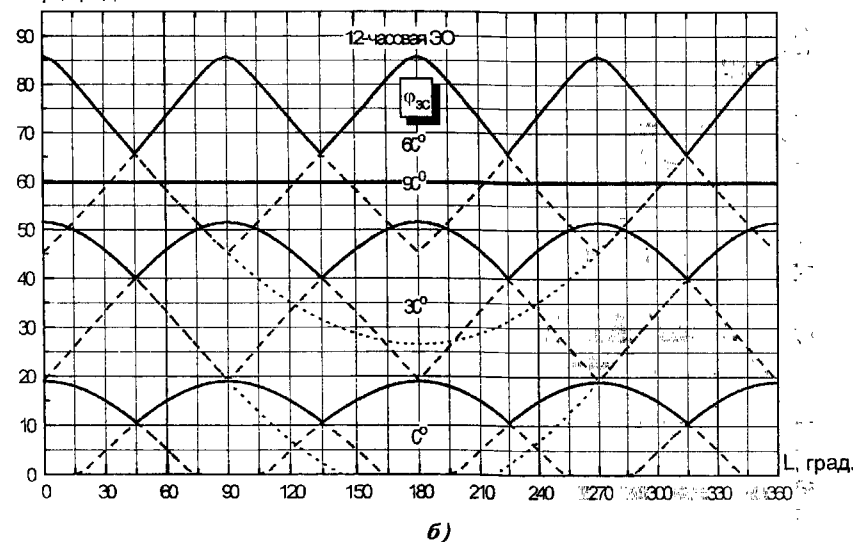
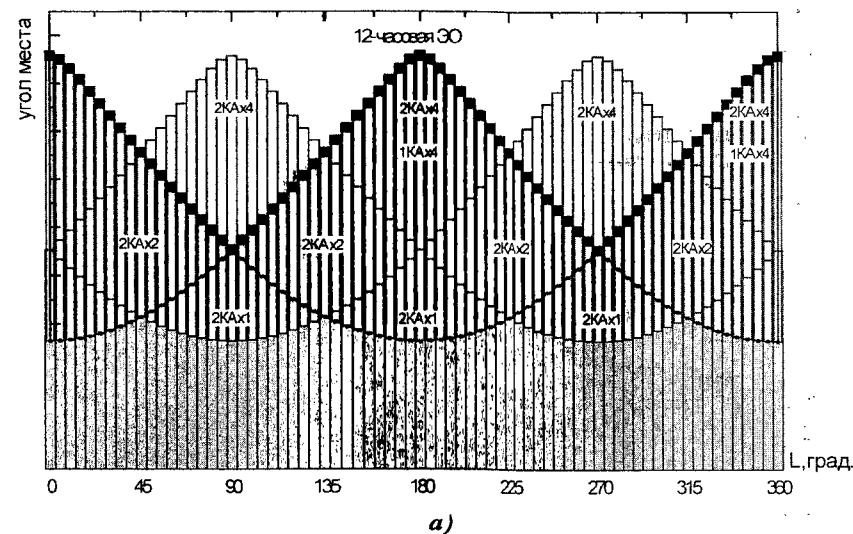


Рис. 6.27

данном случае для круглосуточной связи в следующие 12 часов должны использоваться другие два спутника, выводимые в те же плоскости с временным сдвигом $T_3/2$, т.е. общее количество КА в ОГ должно быть не менее 4.

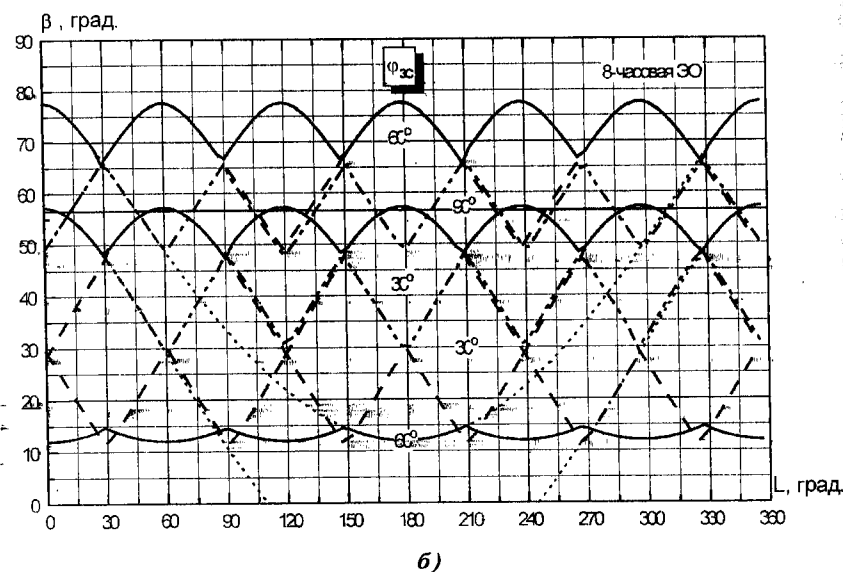
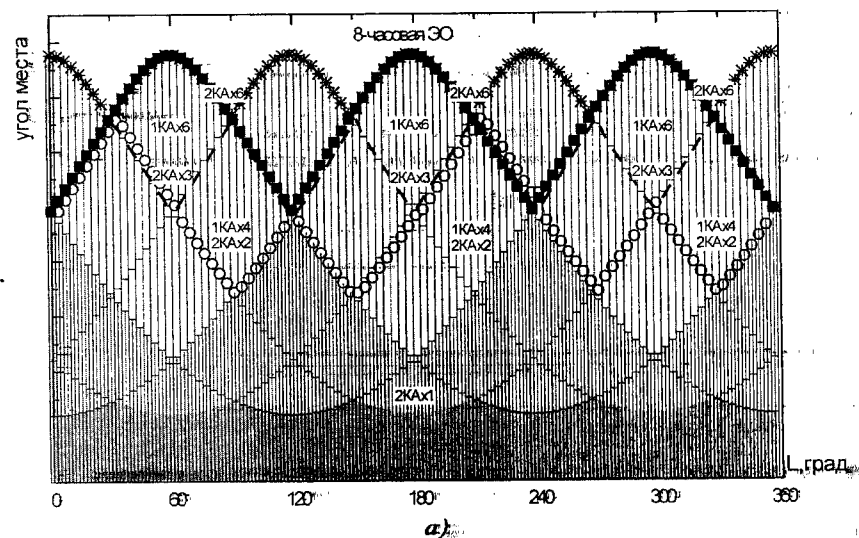


Рис. 6.28

Зависимости числовых значений минимальных (из двух фаз) углов места от долготы ЗС, рассчитанные для 24-часовой орбиты и $N=4$ с использованием (6.12), приведены в форме графиков (сплошные линии) на рис. 6.26,б, при нескольких значениях широты. Для

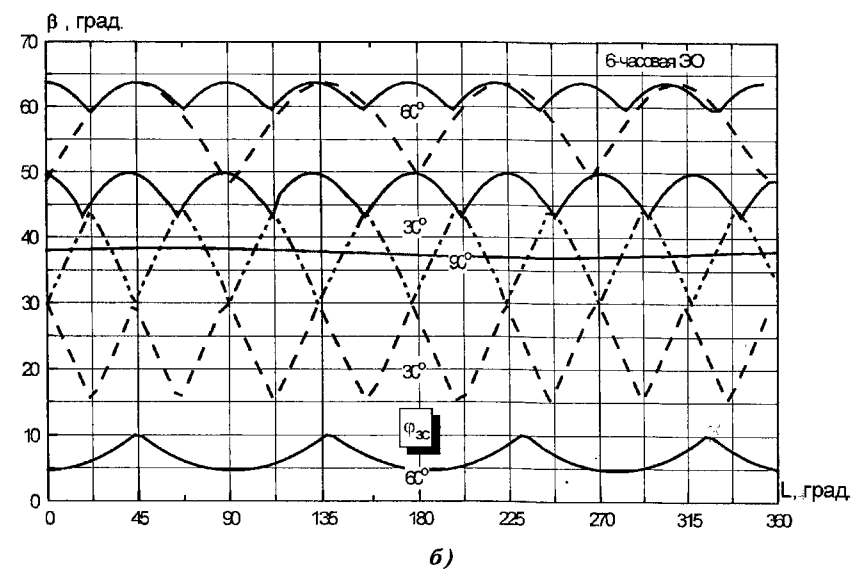
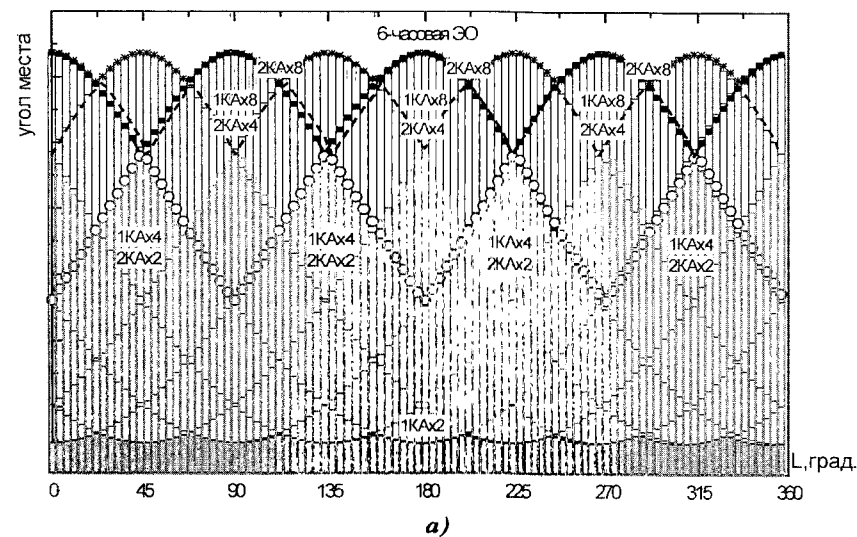


Рис. 6.29

сравнения пунктиром показаны значения углов одного КА, при нахождении его в апогее, и штрих-пунктиром – при нахождении одного КА в крайних фазах рабочего участка орбиты. Из этих графиков видно, насколько дополнение группировки одновременно

двумя КА приводит к повышению углов места и выравниванию их по долготе. В частности, по мере удаления ЗС от трассы КА, это улучшение составляет 20° и более.

Качественно похожие результаты получаются и при других орбитах, естественно с учетом их особенностей, поправками на высоту и прочие параметры. В этом смысле наиболее показательна 12-часовая ЭО. Ее главным отличительным и уникальным свойством является форма трассы, рабочий участок которой сосредоточен практически на одной долготе, при примерно таком же небольшом разбросе широт, что у 24-часовой. Кроме того, поскольку в сутки каждый КА совершает два витка и продолжительность его суточной ЗРВ составляет в сумме порядка 12 часов, можно провести аналогию, полагая что основной и сопряженный витки 12-часовой ЭО соответствуют разнесенным во времени фазам положения КА на 24-часовой орбите.

На рис. 6.27,а приведены массивы у.м. для 12-часовой ЭО. Их можно рассматривать применительно к различным вариантам запуска КА, рассмотренным выше: разнесению спутников по плоскости на 180° (2 КА) или 90° (2-4 КА) при одновременном запуске, либо КА, запускаемым в разнесенные плоскости с различным временным сдвигом и т.д. Из-за чего тот или иной массив будет соответствовать основному либо сопряженному витку, а их количество будет изменяться, как и расстояние между ними. При этом минимальным значениям углов, гарантирующим круглосуточную связь, будет соответствовать тот или иной уровень пересечения огибающих.

Несмотря на сильное различие по форме трасс при 12- и 24-часовой орбитах, проявляется во многом сходный характер изменения углов места по долготе в случае 2-х и более одновременно наблюдаемых КА, хотя и за счет разных физических факторов. Отличие состоит в том, что у 12-часовой ЭО распределение углов симметрично, т.к. КА и их основной и сопряженный витки разнесены на угол, кратный 90° , тогда как начальная и конечная фазы 24-часовой ЭО разнесены на 120° .

На рис. 6.27,а в качестве примера показан характер изменения углов места при изомаршрутной трассе (огибающие из черных квадратов), когда четыре КА запускаются в четыре плоскости через 90° с временным сдвигом $\Delta T = T_3/2 = 6$ часов. При этом имеет место двукратное покрытие на всех долготах за счет одновременной радиовидимости КА на основном и сопряженном витках, находящихся в противоположных плоскостях. Другой пример – наименее выгодное для ЗС орбитальное построение при выведении двух КА в противоположные плоскости с временным сдвигом $\Delta T = T_3/2$ ($N=2$),

которому соответствует нижняя граница значений углов порядка 25° – 30° (на рис. 6.27,а затушеваны).

Случаю, когда общее число КА в группировке должно быть $N=4$ и требуется равномерный охват всех долгот, соответствуют графики на рис. 6.27,б, показанные штриховыми линиями. Сплошные кривые соответствуют значениям углов места в течение рабочего полупериода ($T_3/2 = 6$ час.) при наблюдении одновременно 4-х КА, которые через каждые 6 часов сменяются второй четверкой КА, т.е. $N=8$. Соответственно, кратность покрытия в том и другом случаях составляет 2 и 4. Все графики рассчитаны для положения спутника в апогее. Пунктирные линии относятся к наблюдению одного СР и могут быть использованы в случае выведения двух КА в противоположные плоскости с временным сдвигом $\Delta T = T_3/2$ при $N=2$.

Данная методология не предполагает анализ изменения углов места в процессе движения КА, что было рассмотрено в разделе 6.3 для одного спутника и является сложной многомерной задачей (с точки зрения графической интерпретации) применительно к МССС. Поэтому приводимые здесь и подобные им зависимости получены для любой фиксированной временной фазы траектории КА (т.н. "фазовый портрет").

Такой подход возможен для различных типов орбит, в частности, используем его далее для средних – 8-часовой и 6-часовой ЭО, представляющих практический интерес.

Общей закономерностью всех ЭО, начиная с 24-часовой, является то обстоятельство, что их суммарное время радиовидимости за сутки, при определенных допущениях, в частности, для широт выше граничной, может быть принято равным 12 часов, в предположении, что оно складывается из полупериодов обращения на каждом витке $\Delta T = T_3/2 = 12/k$. Таким образом, общая временная картина покрытия с уменьшением периода ЭО остается качественно неизменной, по отношению к отдельно взятому витку в течение полупериода, и для непрерывного покрытия ЗО выше граничной широты φ_n при ЭО любой высоты и $\beta > 0$ всегда требуются два спутника.

Однако необходимо иметь в виду, что при снижении высоты апогея меняются сама граничная широта ЗО (угловой размер ЗРВ), ход функции аномалии во времени (рис. 6.9) и относительная скорость движения КА от восходящего узла к апогею. Все это сказывается на форме трассы, которая со снижением орбиты "растягивается" по долготе и оказывает влияние на характер изменения углов места за время каждого витка, как по отношению к одному спутнику, так и в многоспутниковой ОГ.

Поэтому приводимые ниже численные зависимости у.м. в МССС от долготы, относящиеся к средневисотным ЭО, как и при 24-

часовой, соответствуют началу и концу полупериода обращения КА, т.е. минимальным значениям углов места для долгот, находящихся по ту и другую сторону от апогейных точек.

Массивы углов, которые вместе с количеством КА увеличиваются обратно пропорционально периоду и в связи с уменьшением угловых размеров ЗРВ, показаны на рис. 6.28,а, 6.29,а для 8- и 6-часовой орбит, соответственно. При этом появляется большее число степеней свободы (комбинаций) для формирования характера изменения углов места по долготе, в связи с чем усложняется, становится более громоздким анализ.

Здесь показано несколько вариантов образования углов, гарантированных в течение всего времени наблюдения сменяющих один другого спутников МССС:

- минимально возможные углы места (из минимальных в указанном выше смысле) для каждой широты при 2-х КА ($N=2$), выводимых в одну и ту же плоскость с временным сдвигом $\Delta T = T_3/2$ (граница затухающей внизу чертежа области);

- более высокие минимальные у.м. при выведении 4-х КА в попарно противоположные плоскости синхронно для каждой пары ($N=4$) и с временным сдвигом $\Delta T = T_3/2$, а также разнесением восходящих узлов, одной пары относительно другой (линии из белых кружков);

- еще более высокие углы при двух КА, движущихся с тем же временным сдвигом между собой в каждой из k равномерно разнесенных плоскостей ($N=2k$), при нулевом сдвиге между КА в разных плоскостях (оггибающие, обозначенные штриховыми линиями);

- еще более высокие для половины долгот (что соответствует изомаршрутным трассам) значения у.м. при $N=2k$ спутниках, находящихся по одному в каждой из $2k$ равномерно разнесенных плоскостей и имеющих временной сдвиг, кратный $\Delta T = T_3/2$ (обозначены квадратами);

- наибольшие из приводимых углы при КА, движущихся попарно и синхронно в $2k$ плоскостях ($N=4k$) и выводимых в каждую плоскость со сдвигом в полпериода, т.е. поочередно сменяющих друг друга (оггибающие обозначены звездочками).

На этих же рисунках показаны зоны многократного покрытия, в частности, для изомаршрутных ОГ, образуемые в результате 3-х и 4-х кратного перекрытия одновременно существующих ЗРВ от КА на 8- и 6-часовой ЭО, соответственно, которые синхронно обращаются в k из $2k$ разнесенных плоскостей (средние области с более часто нанесенными массивами углов).

В качестве числовых примеров на рис. 6.28,б и 6.29,б приведены минимальные значения углов места в МССС при двух широтах наблюдения, также для нескольких рассмотренных комбинаций количества КА и структуры ОГ для этих типов орбит. Из графиков следует, что, в зависимости от координат ЗС, при $N=2k=6, 8$ с использованием $2k$ равномерно разнесенных плоскостей имеют место следующие значения β : от 30° – 50° до 57° – 78° для 8-часовой ЭО и до 50° – 64° для 6-часовой ЭО (штриховые линии). При запуске в три и четыре плоскости, разнесенные на $2\pi/k$, синхронно по 2 КА в каждую, изменение углов составит от 30° – 50° до 48° – 65° и 43° – 59° , соответственно (штрих-пунктир).

С увеличением числа спутников до $N=4k$ (12 и 16, соответственно) эти значения возрастают, составляя от 48° – 67° до 57° – 78° и от 43° – 59° до 50° – 64° (сплошные кривые). При $N=4$ (по 2 КА в противоположных плоскостях с временным сдвигом $\Delta T = T_3/2$), минимальные углы места уменьшаются до 10° – 15° (штриховые линии при $\varphi_{зс}=30^\circ$). Минимальные значения при $N=2$ составляют, соответственно, 12° – 15° и 5° – 10° при $\varphi_{зс}=60^\circ$.

Таким образом, может быть сделан важный вывод о возможности создания с помощью 4–8 КА на средних 8- и 6- часовых ЭО достаточно обширных зон обслуживания МССС с приемлемыми углами места, охватывающих все долготы, начиная от широт порядка 30° и включая полюса.

Необходимо иметь в виду, что в спутниковой связи влияние местных предметов и других условий распространения зависит также и от азимутальных углов направления на СР, при этом для круговых и эллиптических орбит с равными высотами (в указанном ранее смысле) оно проявляется по-разному, опять же в силу свойств движения вблизи апогея. При круговых, в особенности низких, орбитах изменение азимута происходит чаще за счет меняющегося с большей скоростью положения КА на орбите, тогда как в случае ЭО решающую роль играет место расположения ЗС.

В заключение, по результатам этого раздела могут быть отмечены некоторые общие закономерности многоспутникового покрытия ЗО при эллиптических орбитах:

1. По мере увеличения числа плоскостей и количества КА в плоскости, благодаря возможности выбора земными станциями более "близких" СР, наблюдается возрастание рабочих углов места и уменьшение их относительного отклонения в зависимости от долготы, т.е. имеет место тенденция стабилизации значений углов по долготе.

2. С увеличением N , при условии пространственного или временного перекрытия ЗРВ, соответственно повышается кратность покры-

тия ЗО, т.е. использования нескольких СР с разными у.м. одной и той же ЗС, и возрастают усредненные по всем долготам значения углов для выбранной широты.

3. Для ЗС с фиксированными координатами рабочие углы азимута при ЭО меняются в основном от витка к витку и по мере роста числа КА в ОГ, т.е. разнесения точек апогея по долготе, это изменение уменьшается, если иметь в виду возможность работы через любой СР.

В целом увеличение количества КА, независимо от типа орбиты, способствует разнесению линий связи по пространству, т.е. создает возможность для повышения надежности передачи сигналов, а при использовании ЭО приводит также к стабилизации углов места и азимута в зоне связи каждой ЗС.

6.8. Орбитальные параметры существующих и проектируемых МССС

В последнее десятилетие появилось много проектов многоспутниковых низко- и среднеорбитальных ССС, о некоторых из которых упоминалось в предыдущих разделах. Основными показателями их орбитального построения, оказывающими решающее влияние на облик, принципы построения и архитектуру системы, являются временные и территориальные ЗРВ, определяемые типом, высотой, наклоном орбит, а также число орбитальных плоскостей и КА в каждой из них, т.е. количество КА в группировке.

В качестве примеров на рис. 6.1–6.4 показаны значения среднесуточного времени радиовидимости одного КА при $\beta=0$ на разных широтах для наиболее известных многоспутниковых ОГ с различными орбитами (НГСО). В свою очередь, рис. 6.6 иллюстрирует изменение временной ЗРВ (времени радиовидимости на одном витке) при той или иной высоте орбиты, с изменением угла наблюдения.

С помощью графиков определяется среднее суточное значение времени радиовидимости одного КА в зависимости от требуемых углов места для ЗС на границе зоны обслуживания конкретной МССС. Затем через эти значения может быть определено необходимое количество КА на круговой орбите для охвата ЗО с заданными координатами в течение заданного времени.

Количество КА в плоскости и соответствующее число плоскостей, в которые они выводятся, рассчитываемые другим способом, а именно исходя из условия территориального покрытия, показано на рис. 6.20 для ряда МССС, использующих круговые НГСО.

К ним относятся, в частности, появившиеся в конце прошлого века низкоорбитальные проекты *Иридиум* ($H \approx 780$ км, $i = 86^\circ$), *Глобал-*

стар ($H \approx 1400$ км, $i = 52^\circ$), *Информатор* ($H \approx 1000$ км, $i = 83^\circ$) *Орбкомм* ($H \approx 775$ км, $i = (40-60)^\circ$, 90°), *Гонец* ($H \approx 1500$ км, $i = 83^\circ$) и множество других проектов, заявленных в МСЭ. МССС *Иридиум* должна была иметь 77 КА, расположенных в 7 орбитальных плоскостях, по 11 спутников в каждой (затем оказались достаточными 66 КА в 6 плоскостях). В *Глобалстар* предусмотрено 8 плоскостей по 6 КА, в *Орбкомме* – 3 по 6, в *Гонце* – 5 по 9.

Известны также ряд проектов среднесорбитальных МССС (*ICO*, *Одиссей* и др.), предусматривающих запуск КА на круговую орбиту с наклоном $i = (45-55)^\circ$ и высотой порядка 10 тыс. км в две плоскости, по 5 спутников в каждой. На рис. 6.20 эти ОГ прослеживаются для у.м. $30^\circ-40^\circ$.

Кроме того, примерные значения пространственных параметров ЗРВ, необходимых для расчета энергетики и ЭМС линий связи с круговыми орбитами разных высот и наклонов, приведен в табл. 6.1.

Большинство указанных систем являются глобальными. К глобальным также относятся ОГ на круговых полярных орбитах высотой 20 тыс. км. Как следует из графиков, для обеспечения однократного глобального покрытия при у.м. 10° требуется не менее пяти таких КА. Примером поясного покрытия является МССС *Глобалстар*.

К ОГ, обеспечивающим покрытие северной и южной полярных областей, относится т.н. *полиструктура* из 4-х КА на круговых орбитах высотой порядка 20000 км с наклоном порядка 50° . Она образуется по крайней мере одним из двух следующих способов:

- попарный запуск КА в две плоскости с противоположными значениями восходящих узлов, временными сдвигами 12 часов в каждой из плоскостей и 6 часов между КА в разных плоскостях;
- запуск КА в четыре плоскости с общей точкой прохождения экватора, т.е. по одному и тому же маршруту (трассе).

Добавлением к этой группировке 2–3 КА на ГСО обеспечивается глобальная или близкая к ней зона обслуживания.

Из ОГ с региональными (но иногда и с глобальными) ЗО наряду с ГСО могут быть отмечены системы с различными высотами эллиптических орбит. Известны примеры применения или проектирования практически всех геосинхронных ЭО с низким перигеем (порядка 500 км). К ним, в частности, относятся показанные на рис. 6.25 группировки КА следующих систем:

- *Зеркало-КС* (24-часовая ЭО) в составе 2-х изомаршрутных КА, при нижней границе ЗО по широте 30° (рис. 6.25,б);
- *Молния-1,3* (12-часовая ЭО типа "Молния") в составе 4-х изомаршрутных КА, при нижней границе ЗО по широте 30° (рис.

Таблица 6.1

Название системы	Иридиум	Глобал-стар	ICO	Гонец	Орбкомм	Инмарсат-3	Турайя	Гаруда
Тип орбиты	низкая	низкая	средняя	низкая	низкая	геостационарная		
Высота орбиты, км	780	1414	10360	1500	750-970	~36000		
Количество КА	66-77	48	10-12	6; 48	36-48	3+2	1-2	4
Количество плоскостей/КА в плоскости	6-7/11	8/6	2/5 3/4	2/3; 6/8	4-6/8; 2/1	3	1	1-2
Наклонение орбиты, град.	86,3	52	45	83	50-90	~0		
Угол обзора Земли, град.*	122,5	108	44	105,6	120	17		
Диаметр ЗРВ, км *	4250	5830	12900	6046	4200	~16000		
Наклонная дальность, км *	2330	3480	14400	3650	2300	~40800		
Масса КА, кг (старт/орбита)	689/317	450/250	5200/2200	225/-	40	1600/820	3200	4500/2700
Мощность энергопитания КА, Вт	1600	1250	6200 (3500)	60/-	80	2600	13000	7000
Суммарная выходная мощность СР, Вт (≈)	450	400	600	20/-	20	444	3700	1700
Количество лучей СР, общее/в сечении	48/8	16/5	163/14 61/9	1/-	1	7+1ггл.	250	100-140
Срок активного существования КА, лет	5-8	7,5	12	5	4	13	12-15	

* - при углах места 10 град.

Таблица 6.2

Название системы (спутника, орбиты)	Эллипсо	РСПСС	Архимед	Молния	Зеркало-КС
Тип орбиты	низкая	средняя	средняя	высокая	высокая
Высота апогея/перигея, км	7840/520	20130/500	27300/525	39800/530	50540/210-00
Количество КА	8	4 8	15	4	2
Количество плоскостей/КА в плоскости	2/4	2 4/2	15/1	4/1	2/1
Наклонение орбиты, град.	116,6	~63	~63	63,4	60
Угол обзора Земли мин./макс., град.*	52,5/105	27,5/40	21,5/30,5	15,5/19	12,6/15
Диаметр ЗРВ макс./мин., км*	11990/6000	14720/13320	15375/14430	16040/15650	6000(30)
Наклонная дальность макс./мин., км*	10600/3650	24650/16150	31970/21970	44650/36400	55400/46850
Масса КА, кг (орбита)	730	850-1500	2200	2100	5500
Мощность энергопитания КА, Вт	1780	2500	2900	3500	4000
Суммарная выходная мощность СР, Вт (≈)	250	600	~600	320	400
Количество лучей СР	6(37)	25-35	28	32	133
Срок активного существования КА, лет	5	7-10	12	8-10	10

* - при углах места 10 град.

6.25,б), либо в составе 2-х КА, при нижней границе ЗО по широте 60° (рис. 6.25,а);

- Эллипсо в составе 15 КА *Archimedes* в 5 плоскостях, по 3 КА в каждой (8-часовая ЭО, $i = 63^\circ$) и 6-9 КА *Borealis* в 2-х плоскостях (3-часовая ЭО), при общей глобальной ЗО (рис. 6.25,б,в).

На рис. 6.25,а указано также возможное минимальное количество КА на 8- или 6-часовой ЭО, требуемое для обеспечения ЗО севернее 55° с.ш.

В приводимой таблице содержатся примеры ориентировочных расчетных параметров ЗРВ (угол обзора со спутника, диаметр, наклонная дальность), соответствующие нахождению СР в апогее и на минимальной рабочей высоте (границе активного участка) для некоторых ССС с ЭО. Эти данные могут быть также использованы при оценках энергобюджета, пропускной способности, электромагнитной совместимости и т.д. линий связи с СР на эллиптических орбитах.

Глава 7

ВОПРОСЫ ЭФФЕКТИВНОСТИ И СТОИМОСТИ МНОГОЛУЧЕВЫХ И МНОГОСПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

7.1. Техничко-экономическая эффективность

С первых лет становления спутниковой связи задача эффективного построения систем и технических средств была и продолжает оставаться важнейшей для проектировщиков, производителей и операторов. Само по себе понятие эффективности системы спутниковой связи, в целом весьма обширное и многоплановое, обычно разделяют на две основные и взаимосвязанные составляющие — техническую и экономическую (техничко-экономическую). При этом подразумевается та или иная степень соответствия выполняемых системой целевых функций и показателей расходуемым ресурсам — техническим, финансовым, природным и т.д.

Поскольку основным назначением любой телекоммуникационной системы, в частности и цифровых ССС, является передача необходимых объемов информации в заданное время с требуемым качеством, наиболее важными и распространенными **техническими показателями эффективности ССС** считаются реализуемые пропускная способность линий связи, надежность и своевременность доставки сообщений, в сопоставлении с потенциальными, ресурсными возможностями системы.

Ряд других важных свойств и характеристик ССС, таких как помехозащищенность, электромагнитная совместимость, виды предоставляемых услуг, находящихся в причинно-следственной взаимосвязи с указанными показателями, также характеризуют эффективность системы.

Техничко-экономический критерий для оценки эффективности построения ССС должен учитывать затраты ресурсов на достижение ряда требуемых и/или реализуемых показателей качества и технической эффективности (частных и общих), либо указывать правило оптимизации этих показателей при заданных затратах. Часто, в силу ограниченности ресурсов, ставится задача снижения или минимизации

стоимости системы, в то время как эффективность должна быть не ниже заданной, либо возможно более высокой. Таким образом, на практике технические требования к ССС в большинстве случаев подчинены требованиям к ее экономической эффективности.

Соответственно, могут быть и разные подходы к построению критерия эффективности [1, 2]:

1. Затраченные ресурсы, т.е. параметры и показатели качества системы, должны обеспечивать наивысшую эффективность $F(Q_s) = q$ при варианте системы x_1^* , в соответствии с критерием

$$\max_{x \in X} q(x, \bar{C}), \quad C_\Sigma = C = \bar{C},$$

т.е. при заданной стоимости ССС $\bar{C}$ должна достигаться максимальная эффективность $q_{\max}(x_1^*, \bar{C})$.

2. Требуемая эффективность системы должна быть обеспечена при наименьших затратах. Тогда вариант М-системы x_2^* выбирается по критерию:

$$q = \bar{q}, \quad \min_{x \in X} C(x, \bar{q}),$$

т.е. заданная эффективность $\bar{q}$ обеспечивается при $C_{\min}(x_2^*, \bar{q})$.

Эти два варианта эквивалентны, если функция $q_{\max}(C)$ возрастающая.

3. Должна быть обеспечена максимальная эффективность на единицу затраченного ресурса, т.е.

$$\max q(x)/C(x).$$

Данный критерий удобен своей относительностью, т.к. не требует во многих случаях задания по абсолютной величине значений эффективности q , либо стоимости C .

Часто экономическая эффективность Э оценивается доходом Д, приносимым в результате использования системы. При этом критерии строятся также по трем рассмотренным вариантам: максимальный доход при заданных затратах, минимальные затраты при заданном доходе, максимальный доход на единицу затрат.

Кроме того, возможны критерии типа "эффективность-стоимость", использующие разность между доходами и затратами, т.е. прибыль П:

$$\max(D - C_\Sigma) \text{ или } (D - C_\Sigma) \geq \bar{C}.$$

Применительно к коммерческим системам, в частности, ССС общего пользования, экономическая эффективность обычно оцени-

вается доходами от предоставления каналов и услуг спутниковой связи, которые проявляются непосредственно в денежном выражении, либо косвенно, в результатах основной деятельности пользователя и оператора.

Возможны иные формы выражения полезного эффекта и, соответственно, подходы к решению телекоммуникационных задач с помощью ССС, обусловленные не только экономической, но, например, социальной, политической, оборонной целесообразностью. В таких случаях, а также при сложности определения дохода, экономическую составляющую эффективности трансформируют в приведенные годовые затраты, состоящие из текущих, эксплуатационных, затрат C_3 и стоимости создания системы, отнесенной к одному году с учетом временных нормативов окупаемости $T_{ок}$:

$$\Theta = C_3 + C_{\Sigma}(1/T_{ок}).$$

Принято считать, что чем выше пропускная способность, тем система быстрее окупается и начинает приносить экономический эффект. При этом необходимо иметь в виду, что само по себе повышение ПС требует соответствующих затрат, определяемых ресурсами, параметрами и техническими решениями, т.е. существует обратная связь между экономической и технической эффективностью. Поиск компромисса и оптимизация этой взаимозависимости составляют важнейшую задачу проектирования новых ССС.

Если оценивать затраты ресурсов на создание системы показателем ее суммарной стоимости C_{Σ} , то может быть введена функция технико-экономической эффективности:

$$\Phi(Q_3, C_{\Sigma}) = F(Q_3)/C_{\Sigma},$$

где $F(Q_3)$ – обобщенный показатель технической эффективности, не зависящий от стоимости при анализе системы, т.е. до принятия проектных решений.

Таким образом, главным условием обеспечения технико-экономической эффективности являются наилучшее использование и распределение выделенных ресурсов по компонентам системы. Сочетание технических решений и вариантов использования ресурсов с потребительскими характеристиками предоставления услуг определяет конкурентоспособность системы.

В соответствии с вышесказанным, в качестве основных показателей технико-экономической эффективности ССС часто принимают удельные затраты на канал или единицу передаваемой информации и сроки окупаемости системы. Причем последние зависят от внешних условий эксплуатации, в значительной степени экономических, т.е.

таких категорий, как рентабельность, потребительский спрос на оборудование и услуги, платежеспособность пользователей, тарифная политика и т.п.

Наряду с получением прямого коммерческого эффекта целями создания ССС может быть жизнеобеспечение людей и материальных средств, в частности в отсталых, необжитых регионах или неординарных условиях – чрезвычайных ситуациях, боевых действиях, борьбе с преступностью, терроризмом. В таких случаях может оказаться целесообразным перераспределение роли и важности показателей технической эффективности. Например, снижение ПС в обмен на эксплуатационную устойчивость и живучесть связи – повышение мобильности, оперативности, помехозащищенности, защита от несанкционированного доступа и пр., что, в свою очередь, будет сказываться на экономической и целевой эффективности ССС.

В связи с этим еще одним критерием (мерой) эффективности может быть величина предотвращенного ущерба, не приводящая напрямую к доходу, но снижающая или устраняющая дополнительные (непредвиденные) расходы потребителей ССС. Примерами наделения ССС свойствами по предотвращению ущерба для пользователей являются такие показатели как своевременная передача информации об авариях, катастрофах, стихийных бедствиях и пр., защита от преднамеренных помех, перехвата информации, прослушивания и т.п. Очевидно, что такого рода функции и возможности системы достигаются за счет дополнительных затрат по сравнению с отсутствием указанных воздействий внешней среды.

Это подтверждает отмеченное выше положение, что достижение экстремальных значений ряда показателей эффективности М-системы не всегда возможно, т.к. требует разных, зачастую противоречивых подходов к построению и выбору параметров, причем во многих случаях за счет увеличения затрат ресурсов, стоимости.

Таким образом, технико-экономическая эффективность, являющаяся наиболее общей характеристикой, определяется как рассмотренными выше собственными техническими параметрами, показателями ССС, так и задачами надсистемы, т.е. использованием каналов и линий спутниковой связи во внешней потребительской среде. Тогда как чисто экономическая эффективность непосредственно связана с затратами на ССС и тем доходом, который дает ее использование.

На практике задачи анализа и синтеза систем стремятся сводить к оптимизации по одному-двум наиболее важным показателям технической эффективности, с ограничениями на остальные, и то при условии преодоления противоречивых результатов. Так, например, применительно к М-системе такие ограничения накладываются на

достоверность и ВВХ, стандартизованные номенклатуру и качество услуг, скорость передачи информации в канале и др. А показателями, подлежащими достижению наилучших значений, являются такие, как пропускная способность линий связи и системы в целом, помехозащищенность, при соответствующих затратах всех видов ресурсов. При этом к композиции (свертыванию) показателей или, наоборот, разбиению задач оптимизации приходится подходить методом итераций, в зависимости от приоритетности тех или иных требований надсистемы.

Таким образом, в целом реализуемая и потенциальная эффективность, качество системы определяются, с одной стороны, затратами ресурсов, используемых для ее создания, с другой – полезностью (по тому или иному критерию) результатов применения. При этом то и другое во многом зависит от технических и технологических решений во взаимосвязи с общесистемными и аппаратными параметрами, выбор которых производится проектировщиком (т.е. привлекается в первую очередь такой важный вид ресурса как интеллектуальный).

Поскольку все же наличие и возможности использования большинства любых ресурсов во всех случаях связаны с финансовыми затратами, главным количественным критерием чаще всего является сочетание технических и экономических показателей эффективности. Одним из основных и наиболее общих выражений этого критерия применительно к ССС далее будем считать удельные затраты на единицу пропускной способности линий связи.

7.2. Стоимость линий связи и ее оптимизация

Стоимость создания линий связи и МССС в целом, включая все ее сегменты и комплексы, зависит от множества факторов, определяющих затраты, связанные с использованием ресурсов. С точки зрения оценки технико-экономической эффективности она представляет собой сумму затрат, необходимых для достижения основных (целевых) параметров и показателей, прежде всего энергетических и массогабаритных, обеспечивающих необходимую пропускную способность.

В таком случае слагаемые стоимости линии связи, т.е., в основном, разработки и производства радиотехнического оборудования ЗС, СР, могут быть выражены в общем виде как произведения стоимостных коэффициентов $j_{зс}$, $j_{ср}$, характеризующих удельные затраты на единицу того или иного показателя, на сами эти показатели, определяемые ресурсными параметрами:

$$J = M[j_{зс1}(PG)_{зс} + j_{зс2}(G/T)_{зс} + j_{зс3}\Phi(h^2)] + j_{ср1}(PG)_{ср} +$$

$$+ j_{ср2}(G/T)_{ср} + j_{ср3}\Phi(h^2). \quad (7.1)$$

Здесь для ЗС и СР выделяются по три группы структурно-функциональных ресурсных и соответствующих им удельных стоимостных показателей:

- ЭИИМ (PG) передающих устройств (трактов), стоимость которых определяется, в основном, энергопотреблением, мощностью излучения выходных каскадов и размерами антенны;

- добротность (G/T) приемных устройств, стоимость которых зависит прежде всего от массогабаритных характеристик АФУ, а также чувствительности (шумовой температуры) входного усилителя (МПУ);

- показатели эффективности аппаратуры каналаообразования, обработки сигналов и многостанционного доступа (модемы, кодеки, мультиплексоры, синтезаторы частот и т.д.) в ЗС и СР, которые условно могут характеризоваться неким функционалом от ряда параметров $\Phi(h^2)$.

Для последней группы не существует общепринятого показателя, достаточно определенно связанного с функциональными и массогабаритными характеристиками оборудования. Вместе с тем его масса и стоимость во многом зависят от показателя помехоустойчивости h^2 , полосы частот и скорости передачи информации (числа каналов), т.е. отражают затраты технологического и интеллектуального характера, использование спектрально-частотного ресурса.

Часть параметров, образующих указанные группы показателей, варьируется и/или фиксируется в зависимости от назначения системы. К таковым могут быть отнесены прежде всего энергопараметры ЗС. Тогда другая часть, а именно энергетика СР, размеры бортовых антенн (ширина ДН), количество лучей, должна оптимизироваться с учетом высоты орбиты. Коэффициенты j , выражаемые в условных единицах стоимости (у.е.) достижения того или иного показателя, параметра, например, у.е./Вт, у.е./дБВт, у.е./дБ/К и т.д., во многом зависят от применяемых материалов и технологии производства.

В свою очередь, выбор и оптимизация значений указанных ресурсных параметров ЛС обусловлены необходимостью обеспечения возможно более высоких показателей технической эффективности ССС, таких как пропускная способность и помехозащищенность, при одновременном выполнении экономических затратных критериев, в частности, снижении себестоимости системы.

Выражение (7.1) используется в дальнейшем для оценки оптимального или рационального (субоптимального) распределения затрат, как между космическими и земными комплексами, космическим и

связным сегментами, так и внутри каждого из сегментов. В частности, оптимизации наиболее весомых по затратам массогабаритных и энергетических характеристик СР, ЗС по критерию минимальной стоимости линии связи, при определенных начальных условиях.

Если принять показатели ЭИИМ, добротности и пр. в (7.1) в качестве независимых переменных, то по образующим их ресурсным параметрам мощности, площади антенн СР, ЗС, определяющим капитальные затраты, могут быть найдены частные производные функции стоимости и, с применением правила Лопиталя, оптимальные в указанном смысле значения параметров. С этой целью необходимо выразить данные показатели через другие, задаваемые из иных соображений, в частности, условий расчета пропускной способности, при обозначениях, введенных в предыдущих главах:

$$w_1 = 50P_{зс} D_{зс}^2 / T_{ср} = (PG)_{зс} / T_{ср} f_{1(ГГП)}^2,$$

$$w_2 = 50P_{ср} D_{зс}^2 / T_{зс} = P_{ср} (G/T_{зс}) / f_{2(ГГП)}^2,$$

$$\Theta_{ср} = 2 \arcsin(R \cos \beta / R + H) = k\Theta_{п},$$

$$n = (\pi/4)(\Theta_{ср}/\Theta_{п})^2 = \pi[\arcsin(R \cos \beta / R + H)]^2 / \Theta_{п}^2.$$

Отсюда получаются оптимизируемые значения мощности и усиления антенны ЗС, СР, выраженные через широко используемые выше комплексные энергопоказатели участков ЛС w_1, w_2 , фиксированную шумовую температуру $T_{ср}$ или добротность ЗС, а также рабочую частоту на каждом из участков:

$$P_{зс} = w_1 T_{ср} f_1^2 / G_{зс}, \quad G_{зс} = w_1 T_{ср} f_1^2 / P_{зс},$$

$$P_{ср} = w_2 f_2^2 / (G/T)_{зс}, \quad (G/T)_{зс} = w_2 f_2^2 / P_{ср}.$$

Подобным же образом приходим к выражениям для площадей приемной и передающей антенн СР (однолучевой или МЛА) в зависимости от высоты орбиты, позволяющим оптимизировать по стоимости соотношения между показателями w_1, w_2 и размерами бортовых антенн:

$$S_{Аср1} = G_{ср1} \lambda^2 / 4\pi \approx 100n_1 w_1 T_{ср} / \{(PG)_{ср} [\arcsin(R \cos \beta / R + H)]^2\},$$

$$S_{Аср2} = G_{ср2} \lambda^2 / 4\pi \approx 100n_2 w_2 / \{P_{ср} (G/T)_{зс} [\arcsin(R \cos \beta / R + H)]^2\}.$$

Рассмотрим далее соотношения для каждого из участков многостанционной линии связи.

Линия "вверх"

Модификация (7.1) применительно к участку "вверх" может быть записана:

$$J(W_1) = M(j_{зс11} P_{зс} + j_{зс12} G_{зс}) + j_{ср11} T_{ср} + j_{ср12} S_{Аср}(H, n_1) + j_{ср13} \Phi(h^2). \quad (7.2)$$

Дифференцирование этого выражения и решение уравнений по переменным, являющимся наиболее весомыми по затратам на ЗС, при фиксированном комплексном энергопоказателе участка w_1 , дает следующие результаты:

$$(P_{зс})_{опт} = f_1[(w_1 T_{ср} / (j_{зс11} / j_{зс12}))^{0,5},$$

$$(G_{зс})_{опт} = f_1[(w_1 T_{ср} / (j_{зс12} / j_{зс11}))^{0,5}.$$

Рис. 7.1 иллюстрирует зависимость стоимости ЗС из (7.2) в относительных условных единицах (у.е.), при произвольно выбранных коэффициентах j и без учета затрат на КОА, от рассматриваемых энергопараметров, каждый из которых имеет свою шкалу по оси абсцисс. Функции стоимости образуют минимумы, соответствующие приведенным оптимальным значениям этих параметров.

При оптимизации по стоимости площади бортовой приемной антенны, имеющей в общем случае n_1 лучей, и комплексного энергопоказателя участка "вверх", одинакового для всех лучей $w_1 = (PG)_{зс} / T_{ср} f_{ГГП}^2$, преобразуя (2.1), (5.5) с использованием полученных выше соотношений, можно записать:

$$W_1(H) = 2,8 \cdot 10^{23} w_1 / [\arcsin(R \cos \beta / R + H)]^2 / H(2R + H) \approx$$

$$\approx 3 \cdot 10^{21} w_1 f_1^2 S_{Аср1} / n_1 H(2R + H),$$

откуда после дифференцирования функции стоимости участка "вверх", подобной (7.2), и решения уравнений следует, что

$$(w_1)_{опт} = [(j_{ср12} / M n_1 j_{w1}) W_1(H) H(2R + H) / 3 \cdot 10^{21} f_1^{2,0,5} =$$

$$= [(j_{ср12} / M n_1 j_{w1}) w_1 S_{Аср1}]^{0,5} \approx$$

$$\approx 10(w_1 j_{cp12} / M j_{w1})^{0.5} / [f_1(\Gamma_{\Pi}) \arcsin(R \cos \beta / R + H)], \quad (7.3)$$

$$(S_{Acp1})_{opt} = [(M n_1 j_{w1} / j_{cp12}) W_1(H) H (2R + H) / 3 \cdot 10^{21} f_1^2]^{0.5} = \\ = [(M n_1 j_{w1} / j_{cp12}) w_1 S_{Acp1}]^{0.5} \approx$$

$$\approx 10 n_1 (w_1 M j_{w1} / j_{cp12})^{0.5} / [f_1(\Gamma_{\Pi}) \arcsin(R \cos \beta / R + H)] \approx \\ \approx 100 n_{1opt} / [f_1(\Gamma_{\Pi}) \arcsin(R \cos \beta / R + H)]^2, \quad (7.4)$$

$$(n_1)_{opt} \approx [(M n_1 j_{w1} / j_{cp12}) w_1 S_{Acp1}]^{0.5} [f_1(\Gamma_{\Pi}) \arcsin(R \cos \beta / R + H)]^2 / 100 \approx \\ \approx n_1 (w_1 M j_{w1} / j_{cp12})^{0.5} [f_1(\Gamma_{\Pi}) \arcsin(R \cos \beta / R + H)] / 10. \quad (7.5)$$

Пример изменения стоимостной функции участка "вверх" в зависимости от энергопоказателя и площади однолучевой бортовой антенны, при неизменных значениях произведения $w_1 S_{Acp1}(w_1 n_1)$, также показан на рис. 7.1, где для каждого независимого переменного ось абсцисс имеет свою шкалу. Здесь стоимость принимает минимальные значения при оптимальных w_1 и S_{Acp1} , рассчитываемых по приведенным формулам.

Из полученных выражений и графиков видно, что оптимальные значения параметров и показателей получаются в результате их взаимной вариации, без изменения ЭП участка ЛС "вверх" (W_1), для той или иной высоты орбиты, т.е. пропускной способности, и связаны между собой через соотношение удельных затрат. Причем, если энергопараметры ЗС могут выбираться с этой целью более свободно, что следует, например, из таблицы 5.1, то ДН и площадь, а значит и стоимость бортовой антенны, зависят от высоты орбиты.

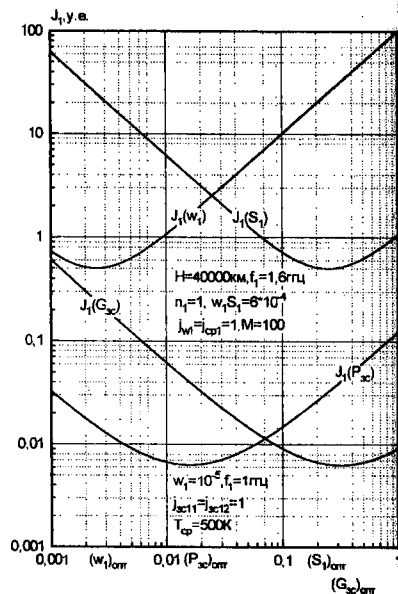


Рис. 7.1

Так, при условии обеспечения требуемой зоны покрытия однолучевой антенной ее апертура жестко связана с высотой, а в случаях использования МЛА может варьироваться одновременно с изменением количества лучей. В то же время, при изменении площади МЛА, т.е. числа лучей n_1 , и, соответственно, стоимости антенны, пропорционально может возрастать и количество ЗС в ЛС всех лучей (n_1), при этом суммарная стоимость ЗС меняться не будет.

Таким образом, оптимизация, в указанном выше смысле, очевидно, возможна не всегда и не при любой высоте орбиты. В частности, как будет видно из приводимых ниже графиков, при однолучевой антенне глобального обзора для каждой высоты существует только одно значение энергопоказателя w_1 , которое может оказаться оптимальным по стоимости лишь при определенном соотношении коэффициентов удельных затрат, а также числа сигналов. Тогда как переход к МЛА, покрывающей требуемую ЗО, создает больше степеней свободы (особенно при неизменном количестве лучей) и принципиально позволяет сколь угодно увеличивать апертуру, если это ведет к минимизации стоимости за счет упрощения ЗС. Однако на практике данное условие чаще не выполняется.

На рис. 7.2, а, б в качестве возможных примеров показаны зависимости оптимального числа лучей от высоты орбиты для

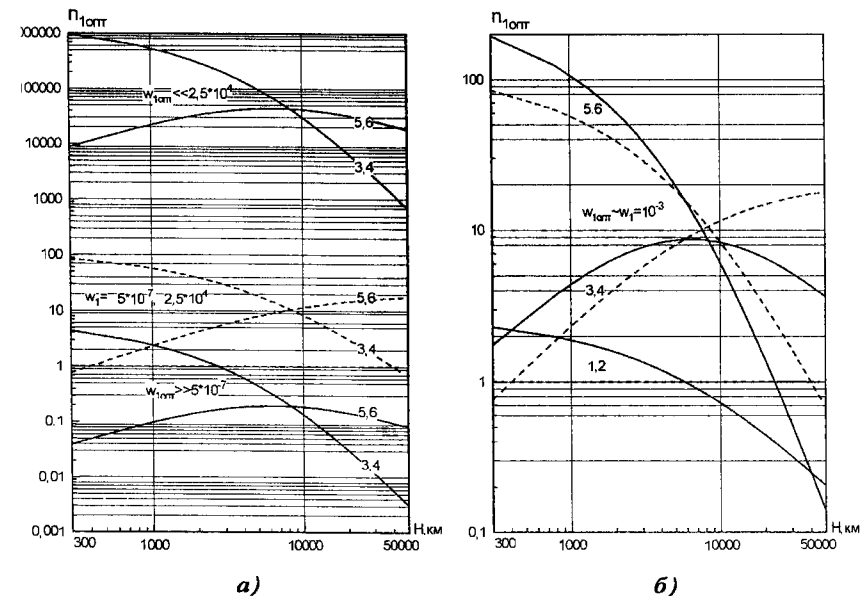


Рис. 7.2

однолучевой антенны и МЛЖ с изменением ДН согласно рассмотренным в предыдущей главе случаям 3,4 и 5,6. Кроме того, с целью сравнения, штриховыми линиями нанесены функции изменения количества лучей для этих случаев, когда оптимизация параметров участка по стоимости не предполагалась (рис. 5.9). При построении приняты примерно равные удельные затраты ($j_{w1} \approx j_{cp12}$), $M=100$ и рабочая частота порядка 1 ГГц.

Отсутствию оптимизации, т.е. штриховым линиям на рис. 7.2,а, соответствуют крайние значения w_1 из табл. 5.1, а оптимальному числу лучей (7.5) – оптимальные значения энергопоказателя, при одном и том же $w_1 n_1 (w_1 S_{Acp1})$ в каждом случае. Видно, что, независимо от высоты орбиты, при частотах порядка 1 ГГц крайние значения w_1 из табл. 5.1 далеки от оптимальных, причем последние возрастают относительно малых w_1 и падают по сравнению с большими (верхними) значениями.

Наоборот, для очень малых (нижних) значений $w_1 = 5 \cdot 10^{-7}$ оптимальное число лучей, как следует из (7.5), в такой же степени снижается, а для очень больших $w_1 = 2,5 \cdot 10^4$ – возрастает по сравнению с n_1 , показанными на рис. 5.9. Отметим, что повышение рабочей частоты при нижней границе $w_1 = 5 \cdot 10^{-7}$ позволяет приблизиться к оптимуму при определенных частотах, в частности, в Ку-диапазоне.

Если же выбрать промежуточное значение $w_1 = 10^{-3}$, то, как видно из рис. 7.2,б, наблюдается его близость к оптимальным значениям при **однолучевой антенне**: функция $n_{1opt}(H)$ принимает значение, равное 1, при высоте орбиты около 6000 км и близка к этому при остальных высотах. То же самое имеет место и **при МЛЖ**, число лучей которых при $w_1 = 10^{-3}$ также близко к штриховым кривым для случаев 3–6.

Из анализа полученных соотношений и графиков следует, **каким образом может быть осуществлена оптимизация тех или иных параметров по критерию затрат в зависимости от величин остальных параметров, задаваемых при проектировании**. Например, для ЭИИМ ЗС, требуемой по решаемым задачам, условиям эксплуатации или выделенным финансовым средствам, и известной реализуемой температуре шума (T_{cp}) приемной системы СР, рассчитывается показатель w_1 , а затем возможно более близкая к оптимуму площадь бортовой антенны, соответствующая определенным высоте орбиты и количеству лучей n_1 . Либо, наоборот, при известных параметрах СР, высоте орбиты, допустимой апертуре МЛЖ, возможна оптимизация мощности, размера антенны и, соответственно, массы, энергопотребления, стоимости ЗС.

Как уже отмечалось, при оптимизации стоимости участков ЛС, как "вверх", так и "вниз", площадь бортовых антенн ограничивается снизу требуемой территориальной ЗО (чаще всего условием глобального или регионального обзора), а сверху теоретически не имеет пределов. Ее увеличение автоматически приводит к пропорциональному сужению ДН и возрастанию числа лучей, чтобы выполнялось условие полного покрытия ЗО.

В этом смысле **случаи (1–6)** изменения парциальных ДН и зон покрытия охватывают многие имеющие место на практике ситуации. Однако, соотношения между S_{Acp1} и w_1 , S_{Acp2} и w_2 обычно далеки от оптимальных по затратам, поскольку энергопараметры ЗС и СР выбираются исходя из других соображений, в частности, назначения и функциональных задач ССС (ФСС, ПСС, ПерСС), наличия существующего оборудования и т.д.

Все же в дальнейшем представляет интерес оценить стоимость линий связи в случае оптимизации значений энергопоказателей w_1, w_2 , полагая, что площади антенн СР задаются и меняются согласно оговоренным выше условиям глобального обзора, неизменных углов ДН или парциальных зон при разных высотах орбит.

Путем подстановки в (7.2) полученных выше выражений для оптимальных параметров могут быть записаны соотношения для оценки минимальных затрат при тех или иных значениях коэффициентов удельной стоимости, являющихся в большинстве случаев эмпирическими величинами:

$$\begin{aligned} J_{1min} &= j_{cp12} S_{Acp1opt} + M n_{1opt} j_{w1} w_{1opt} = \\ &= (2/f_1) [(M n_{1opt} j_{w1} j_{cp12}) W_1(H) H (2R + H) / 3 \cdot 10^{21}]^{0,5} = \\ &= 2 [(M j_{w1} j_{cp12}) w_1 S_{Acp1}]^{0,5} \approx \\ &\approx (20/f_1(\Gamma\Gamma\mu)) [(M j_{w1} j_{cp12}) w_1]^{0,5} n_1 / \arcsin(R \cos \beta / R + H) \approx \\ &\approx j_{w1} (M j_{cp12} / j_{w1})^{0,5} n_1 w_1^{0,5} (20/f_1) / \arcsin(R \cos \beta / R + H). \end{aligned} \quad (7.6)$$

Форма записи последней строки удобна тем, что позволяет иметь в качестве параметра относительную величину j_{cp12}/j_{w1} и путем нормирования к j_{w1} исключить из анализа абсолютные значения удельных затрат, трудно поддающиеся определению.

Нормированные функции минимальной стоимости линии "вверх" в зависимости от высоты орбиты, как результат оптимизации по

затратам бортовой МЛА и энергопараметров, объединяемых показателем w_1 , приведены на рис. 7.3, а, б для $j_{cp12}/j_{w1} = 1$, $M = 100$. Они соответствуют пропускной способности, получаемой при $n_1 w_1 = n_{1opt} w_{1opt} = \text{const}$ для каждого из сочетаний, тем же значениям w_1 , что и на рис. 7.2 (близким к оптимальному и двум крайним по величине) и числу лучей (площадям) бортовых антенн глобального охвата с параметрами, принятыми в рассмотренных выше случаях 1–6: однолучевой (случаи 1, 2) и многолучевой (случаи 3–6).

Особенностью оптимизационных соотношений является дополнительная зависимость минимальной стоимости от числа лучей МЛА. В частности, в случае 3, когда ДН и, следовательно, апертура по условию постоянны, оптимизация приводит к некоторому уменьшению площади антенны и числа лучей с ростом высоты орбиты. Это отражается и на ходе кривых рис. 7.3.

Здесь же пунктиром показаны функции затрат при одном из (минимальном) значений $w_1 = 5 \cdot 10^{-7}$, когда параметры ЗС и СР не оптимизируются. На графиках видно большое (от 10 до 100 раз, в зависимости от высоты орбиты) снижение стоимости за счет оптимизации – повышения энергопараметров ЗС и уменьшения размеров бортовой антенны. Однако, при этом резко возрастают масса и размеры ЗС, что может препятствовать выполнению

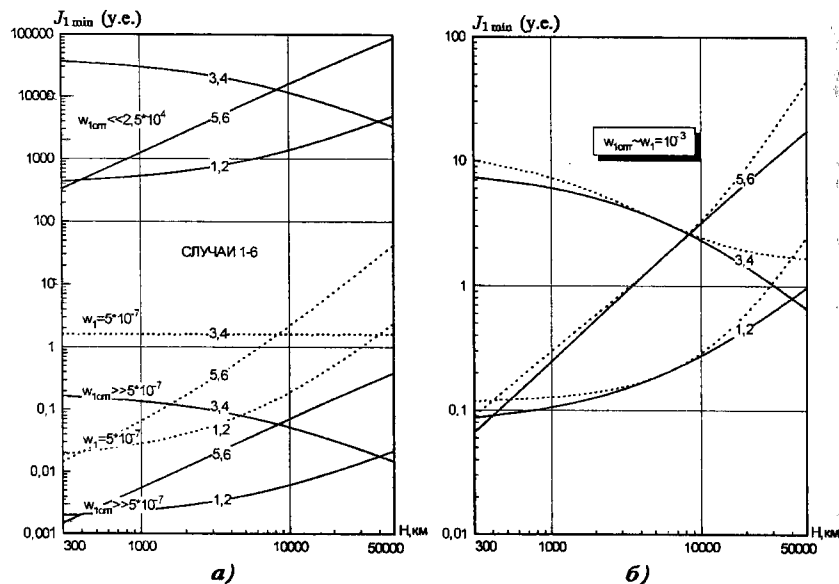


Рис. 7.3

требований по мобильности. Для максимального $w_1 = 2,5 \cdot 10^4$ аналогичные кривые пойдут также значительно выше $J_{1min}(H)$, т.е. указанные крайние значения энергопоказателя участка при выбранных параметрах антенн (размерах, определяющих ДН) далеки от оптимальных.

Если же в случаях 1–6 выбрать промежуточные значения w_1 , порядка 10^{-3} , то, как видно из рис. 7.3, б, сплошные и пунктирные линии проходят очень близко, что свидетельствует о близости этих значений к оптимальным по стоимости при параметрах бортовых антенн, принятых в главе 5 (рис. 5.9).

Линия "вниз"

Соотношения и графические зависимости, подобные полученным выше, рассчитываются также для участка СР-ЗС, т.е. линии "вниз". Здесь имеет смысл оптимизировать три параметра: выходная мощность ствола (луча) P_{cp} , добротность ЗС $(G/T)_{зс}$ и площадь передающей бортовой антенны (МЛА) $S_{Acр2}$.

Применительно к этому участку функция стоимости будет иметь вид:

$$J(W_2) = j_{cp21} P_{cp} + j_{cp22} S_{Acр2} (H, n_2) + M n_2 [j_{зс21} (G/T)_{зс} + j_{зс22} \Phi(h^2)]. \quad (7.7)$$

Энергопоказатель участка "вниз" равен $w_2 = P_{cp} (G/T)_{зс} / f_2^2$, а его полная стоимость складывается из стоимости обеспечения выходной мощности СР по всем лучам $j_{cp21} P_{cp}$ и стоимости приемных устройств ЗС, по M в каждом луче, следующим образом:

$$j_{w2} w_2 = j_{cp21} P_{cp} + M n_2 j_{зс21} (G/T)_{зс},$$

$$\text{откуда } j_{w2} = f_2^2 (j_{cp21} / (G/T)_{зс} + M n_2 j_{зс21} / P_{cp}).$$

Дифференцирование функций стоимости в пределах этих двух составляющих при заданном w_2 и решение уравнений дает следующие оптимальные значения выходной мощности СР и добротности станций:

$$(P_{cp})_{opt} = f_2 (w_2 M n_2 j_{зс21} / j_{cp21})^{0.5}, \quad (G/T)_{зсopt} = f_2 (w_2 j_{cp21} / M n_2 j_{зс21})^{0.5}.$$

После подстановки их в приведенные выражения для общей стоимости комплексного энергопоказателя получаем:

$$j_{w2} w_2 = 2 f_2 (w_2 M n_2 j_{cp21} j_{зс21})^{0.5}. \quad (7.8)$$

Таким образом, эта часть стоимости участка "вниз" представляет собой две равные части и путем несложных преобразований можно показать, что при оптимизации затраты должны делиться пополам между СР и большим массивом станций, точнее их приемных устройств (АФУ и МШУ).

Следует заметить, что, как видно из приведенных соотношений, удельная стоимость j_{w2} , в отличие от удельных стоимостей собственно СР и ЗС на этом участке, является "виртуальной", в том смысле, что она изменяется в зависимости от выходной мощности СР и добротности ЗС, т.е. от самого энергопоказателя w_2 . Поскольку оптимальное значение последнего, как и на участке "вверх", довольно сложным образом зависит от всех параметров, то и j_{w2} , соответствующая в этом случае $w_{2\text{опт}}$, также претерпевает заметные изменения.

Дифференцирование и решение уравнений для всего участка линии "вниз" дает следующие оптимальные значения энергопоказателя, площади и количества лучей передающей бортовой антенны:

$$\begin{aligned}(w_2)_{\text{опт}} &= [(j_{\text{ср } 22}/j_{w2})W_2(H)H(2R+H)/3 \cdot 10^{21}f_2^{2,0,5}]^{0,5} = \\ &= [(j_{\text{ср } 22}/j_{w2})w_2S_{\text{Аср } 2}]^{0,5} \approx \\ &\approx 10(n_2w_2j_{\text{ср } 22}/j_{w2})^{0,5}/[f_2(\Gamma_{\Gamma\pi}) \arcsin(R \cos \beta/R+H)] = \\ &= 10n_2^{0,5}w_2/[(j_{\text{ср } 21}/j_{\text{ср } 22})P_{\text{ср}} + (Mn_2j_{\text{зс } 21}/j_{\text{ср } 22})(G/T)_{\text{зс}}]^{0,5} / \\ & \quad / [f_2(\Gamma_{\Gamma\pi}) \arcsin(R \cos \beta/R+H)], \quad (7.9)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}(S_{\text{Аср } 2})_{\text{опт}} &= [(j_{w2}/j_{\text{ср } 22})w_2S_{\text{Аср } 2}]^{0,5} = (j_{w2}/j_{\text{ср } 22})w_{2\text{опт}} \approx \\ &\approx 10n_2^{0,5}[(j_{\text{ср } 21}/j_{\text{ср } 22})P_{\text{ср}} + (Mn_2j_{\text{зс } 21}/j_{\text{ср } 22})(G/T)_{\text{зс}}]^{0,5} / \\ & \quad / [f_2 \arcsin(R \cos \beta/R+H)] = \\ &= 100n_{2\text{опт}}/[f_2(\Gamma_{\Gamma\pi}) \arcsin(R \cos \beta/R+H)]^2, \quad (7.10)\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}(n_2)_{\text{опт}} &\approx 0,1\{n_2[(j_{\text{ср } 21}/j_{\text{ср } 22})P_{\text{ср}} + (Mn_2j_{\text{зс } 21}/j_{\text{ср } 22}) \times \\ & \quad \times (G/T)_{\text{зс}}]\}^{0,5} f_2(\Gamma_{\Gamma\pi}) \arcsin(R \cos \beta/R+H).\end{aligned}$$

Вводя обозначение для комплексной удельной стоимости, $j_{w2\text{опт}}$ и подставляя в (7.8) полученное выражение для $w_{2\text{опт}}$, можно выразить эти показатели через исходные параметры (w_2, n_2, M, H), принятые выше для случаев 1-6, и по аналогии с участком "вверх" получить необходимые зависимости минимальной стоимости. В частности:

$$\begin{aligned}j_{w2\text{опт}} &\approx 0,63f_2^{1,5}(n_2/w_2)^{0,25}(j_{w2}/j_{\text{ср } 22})^{0,25} \times \\ & \quad \times [Mj_{\text{ср } 21}j_{\text{зс } 21} \arcsin(R \cos \beta/R+H)]^{0,5}.\end{aligned}$$

Чтобы получить зависимость стоимости линии "вниз" от высоты орбиты и остальных параметров при оптимизации w_2 , одновременно с выходной мощностью СР и добротностью ЗС, и площади передающей бортовой антенны, преобразуем (7.9), (7.10) следующим образом:

$$\begin{aligned}(w_2)_{\text{опт}} &= (j_{\text{ср } 22}/j_{w2})(S_{\text{Аср } 2})_{\text{опт}} \approx \\ &\approx (7,07/f_2)^{1,5}w_2^{0,75}n_2^{0,25}[M(j_{\text{ср } 21}/j_{\text{ср } 22})(j_{\text{зс } 21}/j_{\text{ср } 22})]^{-0,25} / \\ & \quad / \arcsin(R \cos \beta/R+H),\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}(S_{\text{Аср } 2})_{\text{опт}} &= (j_{w2}/j_{\text{ср } 22})w_{2\text{опт}} \approx (200/f_2)^{0,5}w_2^{0,25}n_2^{0,75}[M(j_{\text{ср } 21}/j_{\text{ср } 22}) \times \\ & \quad \times (j_{\text{зс } 21}/j_{\text{ср } 22})]^{0,25} / \arcsin(R \cos \beta/R+H)\end{aligned}$$

Стоимости этих составляющих энергопотенциала линии "вниз" в оптимальном случае равны по величине: $j_{w2}(\psi_2)_{\text{опт}} = j_{\text{ср } 22}(S_{\text{Аср } 2})_{\text{опт}}$.

Таким образом, окончательно, используя эти и другие полученные выше выражения, приходим к соотношению для минимальной стоимости всего участка ЛС "вниз" в относительных условных единицах:

$$\begin{aligned}J_{2\text{min}} &= j_{\text{ср } 21}P_{\text{ср опт}} + j_{\text{ср } 22}S_{\text{Аср } 2\text{опт}} + Mn_2[j_{\text{зс } 21}(G/T)_{\text{зс опт}} + j_{\text{зс } 22}\Phi(h^2)] = \\ &= j_{w2}w_{2\text{опт}} + j_{\text{ср } 22}S_{\text{Аср } 2\text{опт}} + Mn_2j_{\text{зс } 22}\Phi(h^2) \approx \\ &\approx j_{\text{ср } 22}[M(j_{\text{ср } 21}/j_{\text{ср } 22})(j_{\text{зс } 21}/j_{\text{ср } 22})]^{0,25}w_2^{0,25}n_2^{0,75}(800/f_2)^{0,5} / \\ & \quad / \arcsin(R \cos \beta/R+H) + Mn_2(j_{\text{зс } 22}/j_{\text{ср } 22})\Phi(h^2). \quad (7.11)\end{aligned}$$

Зависимости стоимости линий связи этого участка (без последнего слагаемого) от высоты орбиты, нормированные к j_{cp22} , при единичных отношениях удельных затрат всех составляющих к j_{cp22} и для определенных энергопараметров ЛС, а также соотношений между ними для случаев 1–6, при рабочей частоте порядка 1 ГГц, приведены на рис. 7.4,а,б. Напомним, что во всех случаях, как показано в главе 5, зависимость от H связана с изменением антенных параметров СР, кроме того в четных случаях 2, 4, 6 меняется выходная мощность СР в зависимости от ДН или числа лучей МЛА.

Первый из чертежей, относящийся к верхней границе энергопараметров на участке "вниз", т.е. наибольшим величинам $w_2 S_{Acp2}$ и пропускным способностям, характерен тем, что показывает, насколько может быть снижена стоимость благодаря оптимизации значений w_2 и S_A (сплошные кривые), в частности, по сравнению со случаями 1–6 при $w_2 = 8 \cdot 10^4$ (пунктир).

Постоянство функции $J_{2min}(H) = \text{const}$ в случае 2 здесь объясняется тем, что выходная мощность СР изменяется обратно пропорционально росту с высотой усиления однолучевой антенны глобального обзора. Что касается стоимости в случае 1 при отсутствии оптимизации, то от высоты орбиты $J_2(H)$ практически не зависит, поскольку определяется преобладающей постоянной величиной w_2 , много большей усиления антенны.

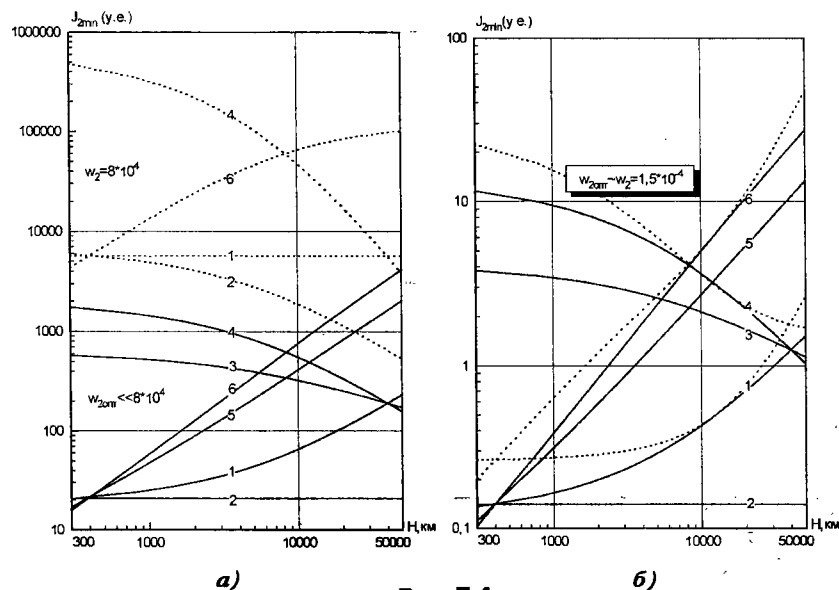


Рис. 7.4

По сравнению с **выбранными** большими энергопоказателями участка **оптимальные** значения w_2 и S_A соответственно снижаются и повышаются на порядок и более, в зависимости от высоты орбиты. С технико-экономических позиций по системе в целом это означает **более рациональное использование ресурсов при размещении в космосе антенн с большими размерами**. То есть, как следует из рис. 7.4,а, за счет увеличения апертуры бортовых антенн и снижения при этом мощности СР и/или уменьшения размеров антенн ЗС, затраты, при сохранении той же ЛС, могут быть уменьшены на один-два порядка. С повышением рабочей частоты, при тех же условиях, разница в стоимости возрастает.

На рис. 7.4,б, соответствующем **нижней границе энергопараметров** СР и ЗС, в частности $w_2 = 1,5 \cdot 10^4$ (и оптимальным при этом выходной мощности СР и добротности ЗС), при размерах (числе лучей) антенн СР для случаев 1–6, сплошные и пунктирные кривые проходят близко друг от друга. Это означает, что **все параметры сбалансированы и приближаются к оптимальным по стоимости**, а минимум затрат имеет место при высотах порядка 12–13 тыс. км.

Из анализа полученных соотношений и чертежей следует, что **оптимизация** применяемых на практике значений энергопоказателя и размеров бортовой антенны участка "вниз" путем их вариации, в зависимости от соотношения удельных затрат, ведет к **увеличению** второго показателя – апертуры антенн при **многолучевом** покрытии, которая может возрастать тем в большей степени, чем ниже ее стоимость и проще реализация. Этот в общем-то понятный вывод подтверждает **актуальность** дальнейших исследований и разработок по технологиям создания **крупноапертурных** антенн для спутников связи.

Сравнивая между собой зависимости $J_{min}(H)$ для участков "вверх" и "вниз", следует отметить, что некоторая их разница в ходе кривых объясняется тем, что в первом случае оптимизировался только комплексный энергопоказатель w_1 , в значительной степени адекватный только ЭИИМ ЗС $(PG)_{ЗС}$, т.к. температуру шума СР обычно можно считать близкой к реализуемой на данном этапе развития, т.е. заданной. В то же время каждая из составляющих энергопоказателя на участке "вниз" – P_{CP} и $(G/T)_{ЗС}$ оказывает более заметное влияние, поэтому их оптимизация производилась еще и "внутри" w_2 , выбранного либо оптимального.

Кроме того, для точности и строгости расчета следовало бы учитывать стоимость демодуляции и обработки сигналов, служебных и вспомогательных подсистем, а также трудозатраты на разработку. Доля такого рода затрат существенно меньше и они труднее поддаются количественным оценкам, поэтому могут фигурировать

в рассмотрении либо в общем виде, либо для каждого конкретного случая, или обсуждаться на качественном уровне, без ущерба для основных результатов анализа. Особого исследования требуют затраты на изыскание, выделение и использование частотного, а также орбитального ресурсов. Эта область относится в значительной степени к нормативно-правовой, регуляторной сфере разработки СССР.

7.3. Стоимостные функции с учетом космического сегмента

Путем суммирования стоимостей участков могут быть получены результирующие функции затрат сначала на линии связи, организуемые в стволах СР или трактах лучей МЛА, а затем и на систему в целом.

Вначале рассчитываются суммарные зависимости $J(W_1, W_2)$, относящиеся к обоим участкам многостанционных линий ЗС-СР-ЗС и многолучевой системе, или, иначе говоря, к затратам на связной сегмент СССР. Они относятся к обсуждавшимся выше случаям изменения ШДН бортовых антенн за счет их размеров, т.е. количества лучей, при разных высотах и сочетаниях энергопоказателей участков w_1, w_2 . Сюда входят прежде всего наиболее весомые затраты на энергетические и массогабаритные ресурсы ЗС и СР (БРК), которые обсуждались с точки зрения их минимизации.

Итак, в соответствии с (7.6), (7.11) и с учетом приведенных соображений суммарная функция стоимости линий связи одного СР, в зависимости от высоты орбиты, в первом приближении может быть записана следующим образом:

$$\begin{aligned} J(W_1, W_2) &= J_1(H) + J_2(H) = \\ &= j_{ср 12} S_{Аср 10пт} + j_{ср 21} P_{ср0пт} + j_{ср 22} S_{Аср 20пт} + M(n_{10пт} j_{w1}(PG)_{ЗС0пт} + \\ &+ n_{20пт} j_{зс 21}(G/T)_{ЗС0пт}). \end{aligned} \quad (7.12)$$

Помимо деления по участкам здесь выделяются две группы затратных параметров по другому признаку: первые три слагаемых относятся к стоимости космического, последние два – к стоимости земного комплекса связного сегмента системы. Для обеспечения первой группы параметров требуются пока не учтенные, но весьма весомые затраты на создание платформы КА и их служебных подсистем, а также выведение на орбиту, поддержание работоспо-

собности и управление спутниками. Как известно, эти затраты оказывают сопоставимое со связным сегментом, а зачастую – преобладающее влияние на общую стоимость системы.

Согласно принятой в данной работе методологии, параметрический анализ, а также расчеты пропускной способности и стоимости линий связи, производятся в основном в зависимости от высоты орбиты, которая определяет не только затухание в линии, но и, при заданных требованиях к зоне обслуживания, направленность, усиление, т.е. размеры, бортовых антенн и выходную мощность СР.

Таким образом, от высоты орбиты, при оптимизации ЛС по стоимости основных системных параметров, также зависит стоимость отдельного КА и орбитальной группировки МССС в целом. Кроме того, в сумму затрат на космический сегмент входит стоимость ракет-носителей и их выведения на заданную орбиту. Учесть аналитически и достаточно строго ее зависимость от высоты орбиты пока не представляется возможным.

Для ориентировочных, сравнительных оценок общая стоимость ОГ из N КА может быть выражена следующим образом [7.1]:

$$J_N(H) = j_{КА} N(H) m_{КА} + j_3 y(H) N(H) m_{КА}, \quad (7.13)$$

где $m_{КА}$ – масса одного КА, $y(H)$ – некая функция, выражающая относительную зависимость затрат на выведение КА от высоты орбиты; $j_{КА}$, j_3 – коэффициенты, определяемые эмпирически и зависящие от множества физических, производственных, эксплуатационных, технологических и прочих факторов, причем $j_{КА} \gg j_3$.

Первое слагаемое здесь определяет затраты на создание КА (производство, изготовление, испытания и т.д.), второе – стоимость запуска и развертывания ОГ.

Для оценочных расчетов, согласно статистическому анализу ряда источников, например [7.2, 7.3], иногда могут быть приняты следующие допущения: $j_{КА} = 0, 1$; $j_3 = 0, 001$; $y(H) = H^{0,5}$.

Тогда относительные затраты на создание и запуск одного КА, как функция высоты орбиты, могут быть записаны в виде:

$$J_{КА}(H) = m_{КА}(H)(0, 1 + 0, 001 H^{0,5}). \quad (7.14)$$

В этом выражении от пространственно-энергетических параметров и соотношений, соответствующих тому или иному из рассмотренных выше случаев обеспечения энергетики и пропускной способности линий связи, в наибольшей степени зависит масса КА.

Таким образом, для более полной оценки технико-экономической эффективности СССР, которая в данном случае будет определена как

удельная себестоимость передачи единицы информации (пропускной способности системы), необходимо изыскать формы описания и расчета затратного механизма второго главного компонента ССС, а именно **космического сегмента**, как элемента, **обеспечивающего функционирование и требуемые параметры БРК и линий связи в целом.**

Один из возможных путей оценки затрат на создание космического сегмента заключается в сопоставлении стоимости КА с его общей массой и мощностью бортовых источников электропитания.

Между мощностью энергопитания и выходной мощностью СР, общей выводимой на орбиту массой КА и массой полезной нагрузки (ПН), в том числе бортовых антенн, а также между энергопотреблением ПН и других, обеспечивающих, бортовых подсистем, существуют определенные соотношения, нахождение и расчет которых возможны посредством статистического анализа имеющихся эмпирических данных. При этом могут быть сделаны **гипотетические оценки, отражающие достаточно общие закономерности**, которые будут считаться справедливыми с той или иной степенью приближения.

Таким образом, стоимость всего КА по сравнению с БРК должна оцениваться исходя из расходования необходимых энергетических, массо-габаритных, технологических и прочих бортовых ресурсов, необходимых для функционирования ПН и остальных бортовых подсистем с требуемыми параметрами. Количественные показатели этих ресурсов могут пересчитываться в стоимостные категории, например, в удельные затраты на обеспечение той или иной мощности энергопитания для достижения выходной мощности СР, либо массы КА, соответствующей весу ПН с бортовой антенной той или иной апертуры.

Прежде всего, здесь следует учитывать к.п.д. передающих устройств бортовых ретрансляторов, который составляет в среднем (30–35)%. Это эквивалентно примерно трехкратному расходу энергоресурса КА по сравнению с выходной мощностью СР и может быть отражено в пропорциональном возрастании $j_{ср21}P_{ср}$ в (7.7, 7.11), т.е. $j_{КА}P_{ПН} \approx 3j_{ср21}P_{ср} = 0,75J_2$ (здесь учитывается упомянутый выше фактор деления стоимостей составляющих ЛС, при оптимизации по затратам, на равные доли, при этом $j_{ср21}P_{ср} = 0,25J_2$).

Кроме того, из анализа энергетических характеристик КА известно, что мощность бортовых источников питания, потребляемая всеми остальными подсистемами спутников связи, не превышает 40% от мощности, потребляемой ПН [7.2]. То есть, если исходить из затрат на единицу энергоресурса, то эквивалентное возрастание стоимости энергообеспечения КА по сравнению с БРК составит $(3 + 1,2)j_{ср21}P_{ср} = 1,05J_2$.

В результате общие затраты на один КА и суммарная стоимость линий связи через него влияют соответственно в следующие суммы:

$$J_{КА} \approx j_{ср12}S_{Аср1опт} + j_{ср22}S_{Аср2опт} + 4,2j_{ср21}P_{ср} = 0,5J_1 + 1,55J_2,$$

$$J_{\Sigma} \approx M[n_{1опт}j_{w1}(PG)_{ЗСопт} + n_{2опт}j_{эс21}(G/T)_{ЗСопт}] + J_{КА} = J_1 + 1,8J_2.$$

Помимо энергоресурсов, в затратном механизме КА следует учитывать расходы на изготовление корпуса, материалы, комплектующие, конструкторско-технологические решения и т.д., которые в целом могут быть отнесены к массо-габаритному ресурсу. Здесь также существуют известные из практики соотношения между массой ПН, в данном случае БРК, и остальными подсистемами, которые приближенно будем полагать 1:2, ибо, согласно многим источникам, масса БРК $m_{БРК}$ составляет (0,25–0,4) $m_{КА}$. Тогда, считая стоимость пропорциональной массе, при некоторых удельных коэффициентах затрат, получаем сумму стоимостей БРК и остальных подсистем КА, а затем и общую стоимость линий связи с одним КА:

$$J_{КА} \approx (0,5J_1 + 0,75J_2) + (J_1 + 1,5J_2) = 1,5J_1 + 2,25J_2, \quad (7.15)$$

$$J_{\Sigma} \approx 0,5J_1 + 0,25J_2 + 1,5J_1 + 2,25J_2 = 2J_1 + 2,5J_2. \quad (7.16)$$

Отсюда, по аналогии с участками ЛС (связным сегментом) могут быть построены **суммарные стоимостные функции от N для всей системы с одним КА или группировкой из N КА, при оптимизации радиотехнических параметров линий связи.** На рис. 7.5 такие зависимости приведены для $N=1$, в том же относительном масштабе, для каждого из случаев 1–6 (сплошные линии).

Далее, для сравнения представляет интерес получить **общесистемные зависимости**, учитывающие затраты на космический сегмент, но не предполагающие оптимизации параметров ЛС по стоимости. С этой целью могут быть использованы полученные выше графики для линий связи и, кроме того, произведена оценка изменения стоимости КА с высотой орбиты в зависимости от массы, при выполнении условий вариации ДН антенны и выходной мощности СР, оговоренных в главе 5 для шести характерных случаев. Указанные кривые нанесены на тех же рис. 7.5 пунктирными линиями.

Подобного рода оценки для космического сегмента содержатся также в [7.1]. Они коррелируются с приведенными выше и получены кроме того для ОГ из N КА. В целом те и другие основаны на одинаковых соображениях и приводят к следующим результатам.

В случае 1, наиболее простом, мощность потребления СР не зависит от высоты, т.к. по условию общая выходная мощность $P_{\text{ср}}(H) = \text{const}$. Масса КА представляет собой сумму масс ретранслятора, остальных подсистем КА, принятых не зависящими от H , и массы антенны глобального обзора m_A , возрастающей, как и ее эффективная площадь, по закону роста усиления согласно (5.10). Относительную зависимость $m_{\text{КА}}(H)$ для любой высоты получаем в предположении, что масса антенно-фидерной подсистемы составляет до 20% от массы КА. Поэтому $m_{\text{КА}}$ в данном случае слабо зависит от H . Затраты на один КА с подъемом орбиты возрастают более заметно по сравнению с массой, что происходит как за счет оптимизации параметров, так и в результате возрастания доли стоимости запуска по закону, близкому к $H^{0.5}$ в (7.14).

В случае 2, вместе с аналогичным возрастанием $m_{\text{КА}}$ с высотой из-за размера бортовой антенны по условию происходит падение $P_{\text{ср}}$ по тому же закону. Но, поскольку, как отмечено выше, последняя влияет на $m_{\text{КА}}$ намного сильнее, чем m_A , низкоорбитальный спутник будет тяжелее геостационарного. В сравнении с предыдущим случаем зависимости $J(H)$ изменяют знак (пунктир), или, при оптимизации, становятся практически постоянными.

В случае 3 суммарная мощность $P_{\text{ср}}$ и апертура МЛА неизменны. Масса КА уменьшается с высотой орбиты за счет уменьшения числа облучателей МЛА и количества трактов, но это не сильно влияет на $m_{\text{КА}}$ и зависимость последней от H , как и в случаях 1, 2, относительно не велика. Соответственно и ход изменения затрат на КА мало отличается от случая 2, однако, в абсолютном исчислении, при оптимизации параметров обоих участков, превышение стоимости однолучевых СР пропорционально числу лучей n , т.е. возрастает со снижением орбиты.

Случай 4 характеризуется, как и случай 2, ростом массы КА со снижением орбиты, но более существенным – из-за возрастания $P_{\text{ср}}$ пропорционально числу лучей. Относительные затраты на один КА несколько сглаживаются по сравнению с изменением масс – за счет увеличения стоимости запуска КА на более высокие орбиты, но для ОГ решающим становится количество спутников, уменьшаемое с высотой, и в результате затраты зависят от H более резко.

Наиболее характерен с точки зрения изменения $m_{\text{КА}}(H)$ случай 6, когда масса МЛА растет с высотой пропорционально квадрату дальности: $m_A \sim G \sim d^2$, $m_A \sim nP_{\text{ср}}$. Эта ситуация эквивалентна как бы росту числа стволов, т.е. значительному утяжелению и увеличению габаритов КА с ростом высоты. Соответственно и затраты на один КА более резко возрастают. В то же время стоимость ОГ в

зависимости от H нивелируется, несмотря на большое различие N между высокими (в том числе ГСО), средними и низкими орбитами.

Наконец, в случае 5, ввиду неизменности $P_{\text{ср}}$, масса КА возрастает с высотой значительно менее резко – только за счет апертуры и числа лучей МЛА, но при оптимизации эта разница уменьшается. По затратам данный случай превосходит 3, 4 при высотах орбиты порядка 10000 км и более.

Таким образом, в результате функции общей стоимости связного и космического сегментов весьма близки по характеру и ходу к зависимостям от высоты орбиты, полученным для участков линии связи. Отличие заключается главным образом в величине затрат, которые возрастают примерно в два раза, как это следует из (7.16).

7.4. Удельные затраты на единицу пропускной способности

Соотношение между пропускной способностью и затратами на ее достижение – одна из наиболее распространенных и естественных мер оценки технико-экономической эффективности ССС [7.2, 7.4]. В формализованном смысле и применительно к системе передачи сигналов оно выражается удельной стоимостью передачи единицы информации, поступающей на вход линии связи, с требуемым качеством (достоверностью). В более широком понимании к этому показателю могут предъявляться также требования по надежности и времени доставки информации, которые обычно относятся к сетевым вероятностно-временным характеристикам. В соответствии с предметом рассмотрения в данной работе используется первое понятие.

Моноспутниковая модель

На рис. 7.6, а, б представлены зависимости удельной стоимости, выраженной в сопоставимых условных единицах (у.е./бит/с), от высоты орбиты $J/B_{\text{и}}(H)$. Они рассчитаны путем деления суммарных затрат (рис. 7.5) на общую ПС для рассмотренных в главе 5 случаев и сочетаний энергопоказателей участков при одном СР с одно- или многолучевыми антеннами, обеспечивающими покрытие в пределах одной ЗРВ (при нулевых углах места на краю зоны).

Из их сравнения следует, насколько удельная стоимость (УС) однолучевых систем (случаи 1,2) превышает таковую для случаев применения МЛА, несмотря на меньшие абсолютные затраты. Это является следствием более высокой пропускной способности многолучевых систем, которая достигается, таким образом, при меньших относительных затратах.

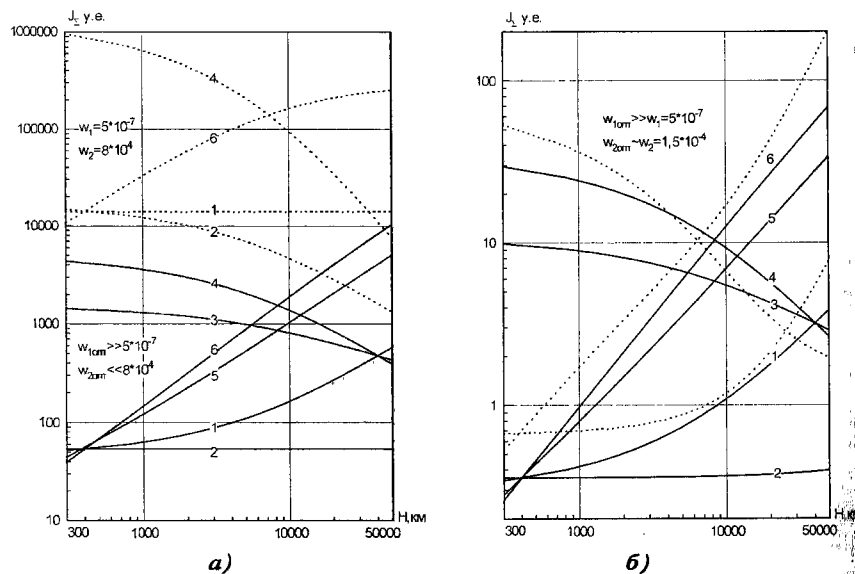


Рис. 7.5

Случай 2 отличается от случая 1 более резким падением ПС с повышением орбиты, что приводит к соответствующему возрастанию УС (примерно на порядок), несмотря на уменьшение энергопотребления и массы КА.

На графиках можно наблюдать и отмеченную выше разницу в затратах за счет оптимизации параметров участков линии связи. Удельная стоимость при больших энергипотенциалах ЛС ($w_2 \gg 1$) превышает на 2–3 порядка значения УС, получаемые за счет относительного снижения w_2 и соответствующего повышения w_1 .

Анализ рис. 7.5, 7.6 совместно с результатами главы 5 показывает также слабую зависимость УС от полосы частот ретрансляции при больших энергипотенциалах линии. Наоборот, при малых ЭП, т.е. ограничении по энергетике (последняя строка в табл. 5.1), роль полосы более заметна для получения максимальной ПС и, соответственно, минимизации удельных затрат. При использовании бортовых МЛА данная закономерность сохраняется.

Что касается зависимости УС от высоты орбиты, то в случаях 3, 4, при малых ЭП участков (рис. 7.6, б), она становится более резкой (изменения достигают пяти порядков, при меньших количественных значениях). Это является следствием значительного падения ПС с высотой орбиты. В то же время в случаях 5, 6 зависимость $J/B_{\text{и}}(H)$, наоборот, несколько сглаживается, несмотря на значительно боль-

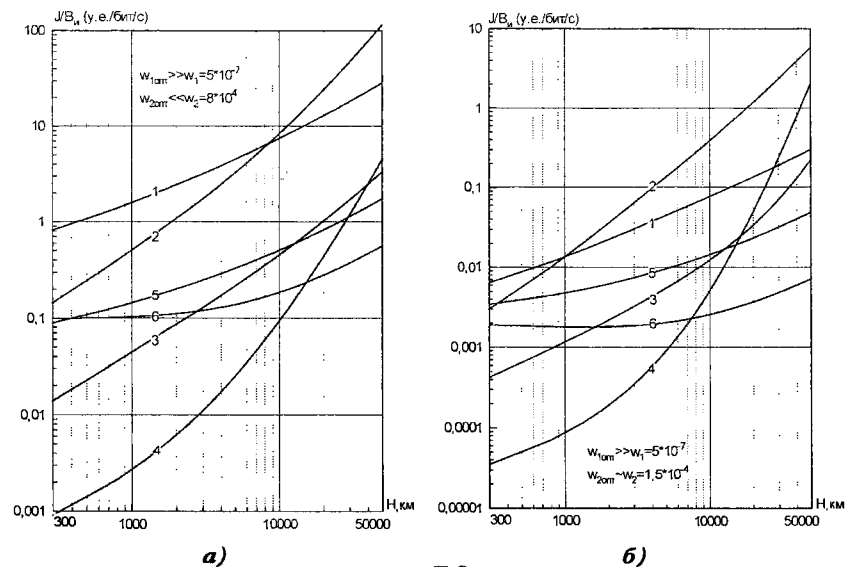


Рис. 7.6

ший разброс стоимости (рис. 7.5), что объясняется увеличением ПС с подъемом орбиты.

Графики рис. 7.6, а, б позволяют наглядно сравнивать эффективность выбора энергетических и пространственных параметров системы с одним СР по удельной стоимости затрат на пропускную способность. Согласно постановке задачи, из анализа хода кривых вытекают особенности каждой из стратегий (случаев 1–6), связанные с влиянием высоты орбиты, но без учета зон обслуживания КА – пространственных и временных, которые образуются из нескольких (многих) ЗРВ, часто при увеличении рабочих углов места. (Последний вопрос будет обсуждаться ниже при рассмотрении многоспутниковой модели СССР).

С увеличением H стоимость линий связи во всех случаях возрастает, тогда как изменение ПС в зависимости от высоты, связанное с массо-энергетическими параметрами и соответствующими затратами, не столь однозначно. В частности, в случаях 5, 6 ПС также растет, а в остальных – падает, причем в случаях 3, 4 наиболее резко. Последним объясняется весьма заметное снижение УС при малых высотах орбиты и использовании МЛА, даже несмотря на большое число лучей и возрастание энергопотребления СР в случае 4, а также резкий рост затрат с увеличением высоты.

В двух других случаях с МЛА, в силу указанных причин, зависимости идут более плавно и при высотах орбиты около 10000 км и более УС в случаях 5, и особенно 6, становится ниже остальных, несмотря на увеличение количества лучей и энергопотребления КА в последнем случае.

В целом, по результатам этой и предыдущих глав, можно заключить, что при низкоэнергетических ЗС с точки зрения пропускной способности и удельных затрат на ее обеспечение предпочтительнее снижать круговые орбиты и при вариации высот до ~2000 км использовать МЛА с неизменной апертурой, переменным количеством лучей, а также пропорциональным изменением суммарной выходной мощности СР.

Необходимо иметь в виду, что понятие удельной стоимости, как и пропускной способности линии связи, условно в том смысле, что рассчитывается для одной из множества линий в пространственно-временной области функционирования М-системы, чаще всего для наименее благоприятного расположения ЗС относительно СР, коим является край ЗРВ. Такой подход в известной степени ограничен, хотя применяется на практике, прежде всего для систем и сетей ФСС, использующих одиночный СР на ГСО.

Полученные выше зависимости УС от высоты орбиты характеризуют минимальные граничные значения ПС. Более близкие к реальным оценки получаются для конечных значений углов места, вплоть до 90°, т.к. ЗС распределены по всей ЗО, а на границе ЗРВ требуемый у.м., в зависимости от назначения системы отличается от нулевого, составляя 10–20° и выше.

Поэтому в общем случае при произвольной орбите (НГСО), многоспутниковых ОГ и взаимном перемещении СР и ЗС в качестве показателей эффективности целесообразно использовать интегральные или усредненные оценки ПС и удельных затрат на ее достижение. Таковые могут быть получены, в частности, путем интегрирования (5.19) по всем значениям углов места, от $\beta_{\min}$, задаваемого для максимальной дальности, до $\beta_{\max}=90^\circ$, т.е. $d_{\min}=H$. При этом наклонная дальность в (5.19) будет выражаться более сложным соотношением, полученным, например, в [7.5].

Но, поскольку распределения у.м. в пространстве и времени отличаются для каждой конкретной ССС, то, с целью упрощения обобщенных и сравнительных оценок, возможно пойти по пути расчета ПС для некоторых усредненных значений β , которые в то же время, для ряда применений, могут быть близки к граничным. Такой подход применяется далее и его результаты сравнимы с интегральными. В частности, рассчитываются зависимости для МССС,

характеризующие удельные затраты при $\beta=40^\circ$, которые одновременно можно считать близкими к нижней границе, например, для систем мобильной и персональной связи.

Многоспутниковые системы

При анализе многостанционных ЛС с одним СР в главах 2–5 и предыдущем разделе данной главы использовалось классическое понятие пропускной способности линии связи, приведенной к любой из многих ЗС и являющейся на самом деле суммой ПС отдельных (парциальных) линий между парами ЗС внутри ствола (луча). Применительно к многолучевой ССС эти ПС суммировались по количеству лучей.

Полученные в результате зависимости удельной стоимости $J/B_n(H)$ для моноспутниковой модели могут использоваться и при наличии в ССС N КА, применяемых с целью расширения зоны обслуживания, однако с определенными оговорками. Действительно, если ввести для МССС понятие суммарной пропускной способности по всем СР, то в ряде случаев можно считать, что с увеличением количества КА возрастание и стоимости, и суммы ПС многих линий связи и подсистем происходят пропорционально, так что удельные затраты мало изменяются.

Так, если перемножить полученные в главе 6 значения количества КА в системе $N = f(H)$, при угловых размерах ЗРВ, соответствующих нескольким значениям угла места, на ПС для случаев 1–6 (глава 5), то получим зависимости суммарной ПС от высоты для МССС, подобные приведенным в [7.1].

Можно показать, что при оговоренных выше условиях, в случаях 1–4 суммарная пропускная способность многоспутниковой системы со снижением орбиты возрастает еще более резко, чем у одного СР. В случаях 5, 6 ПС уменьшается, хотя зависимость от H значительно менее выражена. Эти положения интересны тем, что отражают некоторые важные свойства МССС.

Во-первых, ситуация, когда выходные мощности СР в лучах фиксированы (в отличие от случаев 3, 5), эквивалентна как бы увеличению количества одинаковых по энергетике стволов СР с подъемом орбиты. При этом количество КА, требуемое для глобального обслуживания, уменьшается (рис. 6.20). То есть, для выполнения условия глобального покрытия одинаковыми парциальными зонами лучей увеличение количества КА (N) со снижением орбиты компенсируется меньшим числом лучей (равноэнергетических стволов) СР, так что произведение Nn остается для разных высот примерно постоянным. Ценой этого, по сравнению с другими

рассмотренными случаями, является **утяжеление и удорожание СР с подъемом орбиты**. Однако, как отмечено выше, возрастание стоимости КА происходит "медленнее", чем рост ПС, и, в результате, **удельная стоимость МССС при высоких орбитах в случае 6 меньше**, чем в остальных случаях. Данный вывод важен для сравнительных стоимостных оценок МССС с различными орбитами.

Во-вторых, с падением H уменьшается ЗРВ одного КА. В то же время "энергетическая" ПС и введенное в [7.6] понятие плотность потока информации (ППИ), однозначно связанные с ЭЧП и плотностью потока мощности излучения от СР, не учитывают способ распределения энергоресурса СР между ЗС внутри ЗО. Если же принять во внимание деление ЭИИМ СР и пропускной способности между (сигналами) ЗС, то можно ввести понятие **плотность обслуживания** (ПО) как доля ПС, приходящаяся на ед. площади ЗО (или на соответствующую численность населения) и измеряемая, например, в бит/с/км². При этом ПО со снижением орбиты растет из-за уменьшения площади ЗРВ, а количество КА, требуемое для покрытия одной и той же обслуживаемой территории, возрастает.

Иными словами, **вынужденное увеличение количества КА со снижением орбиты**, вызванное необходимостью покрытия одной и той же требуемой зоны, не следует однозначно рассматривать как ухудшение экономической эффективности, т.к. оно **повышает вместе с тем интегральную пропускную способность МССС и плотность обслуживания**.

Еще один смысл у понятия плотность обслуживания появляется, если сопоставлять охват одной и той же территории (или соответствующей численности населения) по количеству КА в ОГ и стоимости ЛС при разных способах формирования ЗО. В частности, глобальной и зональных зон обслуживания с приполярным и приэкваториальным покрытием, рассмотренных в главе 6. Причем, если в качестве одного из показателей эффективности орбитального построения МССС ввести **удельную стоимость на единицу площади ЗО**, то это в известной степени будет характеризовать и **плотность затрат на обслуживание абонентов** (с учетом таких характеристик трафика как нагрузка в эрлангах, вероятность отказа и т.п.).

Таким образом, **плотность обслуживания**, как интегральное понятие, может использоваться при оценке эффективности МССС наряду с удельной стоимостью на бит/с, а также в комплексе с этим показателем.

На фоне рассмотренных закономерностей, при переходе от моноспутниковой модели к МССС необходимо иметь в виду также определенное снижение относительных затрат за счет мелкосерийного

производства КА и БРТК, группового запуска КА на орбиту, изменения наклона орбитальной плоскости, например, при переходе от ГСО к полярным или эллиптическим орбитам. Однако указанные факторы трудно поддаются обобщению и анализу, поэтому реально могут быть учтены в каждом конкретном случае проектирования.

Но наиболее важным и принципиальным моментом является то, что **положительный эффект от системы**, в том или ином выражении, в конечном счете, т.е. при переходе к эксплуатации, **зависит от результата использования пропускной способности** в пространстве и во времени. Это связано с многими разнородными показателями, прежде всего размерами территориальной и временной ЗРВ каждого СР и зоны обслуживания ОГ в целом, а также другими факторами, такими как абонентская нагрузка (трафик) ЗС, принципы и схемы организации связи, алгоритмы информационного обмена и пр.

Так, при глобальном или частичном (региональном) обслуживании территории земного шара и одновременной **непрерывной нагрузке ретрансляторов всех N спутников** стоимость на единицу пропускной способности СР наиболее адекватно отображает технико-экономическую эффективность МССС. Если же, например, СР работают в ЗО последовательно, т.е. включаются поочередно, при том же общем времени обслуживания, то возврат затраченных средств, выражаемый окупаемостью, в принципе должен замедляться. Однако здесь не все однозначно, ибо следует учитывать еще такие категории, как срок службы КА и БРТК, ресурс бортовых источников питания и т.д., что также влияет на экономическую эффективность.

Приведенные соображения показывают многосторонний, многоальтернативный характер проблемы и понятия технико-экономической эффективности, которая наиболее определенно может и должна оцениваться в каждом конкретном случае создания МССС. Здесь же рассматриваются некоторые отдельные, достаточно общие и в то же время поддающиеся анализу аспекты, относящиеся, в основном, к орбитальному построению МССС. В связи с этим остановимся на некоторых особенностях оценки пропускной способности и эффективности в зависимости от высоты орбиты, класса ОГ и количества КА.

7.5. Плотность и удельная стоимость обслуживания

При анализе многоспутниковых систем должны учитываться следующие взаимосвязанные факторы:

– повышение граничных и соответствующее изменение рабочих углов места в зависимости от количества КА в плоскости и числа

орбитальных плоскостей (т.е. сжатие рабочих ЗРВ) при заданных размерах общей зоны обслуживания;

– увеличение плотности обслуживания за счет перекрытия ЗРВ при формировании многоспутниковых ЗО со сплошным покрытием и возможность обеспечения многократного покрытия при уменьшении углового разнесения орбитальных плоскостей и КА в плоскости.

– различная площадь, а следовательно и плотность покрытия при разном орбитальном построении и географическом положении ЗО (глобальная, околополярная, приэкваториальная, региональная).

Вначале определим, как изменяются **относительные удельные плотность и стоимость** в зависимости от площади покрытия, а затем этот результат может быть учтен при оценке общей плотности обслуживания и **удельной стоимости передачи ед. информации на единицу площади** (или плотности населения).

Площади ЗО для вариантов орбитального построения с использованием круговых и эллиптических орбит могут быть определены с помощью формул стереометрии в предположении, что поверхность Земли является правильной сферой с известным радиусом R . Тогда зоны обслуживания, охватывающие полюс по всем долготам и не достигающие экватора, являются шаровыми сегментами, а охватывающие экватор и не достигающие полюса – шаровыми слоями (поясами), причем те и другие ограничиваются соответственно нижними и верхними широтами φ_n , φ_v и дополняются внешними по отношению к ЗО сегментами пересекающихся на этих широтах сферических кругов ЗРВ с угловым диаметром α_{cp} (рис. 6.21, 6.22).

Согласно указанным формулам, после несложных преобразований, получаем следующие соотношения для площадей шаровых сегментов, поясов и сферических сегментов, соответственно:

$$S_{ш.с} = 2\pi R^2(1 - \sin \varphi_n), S_{ш.п} = 2\pi R^2 \sin \varphi_v,$$

$$S_{сф.с} = 0,5(\alpha_{cp} R/2)^2 [\Delta(H, \beta) - \sin \Delta(H, \beta)],$$

где $\Delta(H, \beta)$ – полоса обзора или угловой разнос между орбитальными плоскостями, центрами ЗРВ (6.5, 6.10).

Для последующих оценок удобно выразить долю площадей каждого из классов ЗО – обоих **приполярных** (северного и южного) сегментов при круговых или эллиптических орбитах (S_n) и **приэкваториального** пояса с одинаковыми граничными широтами к северу и югу от экватора (S_s) относительно **глобальной** ЗО, т.е. площади всей земной поверхности $S_3 = 4\pi R^2$. В результате получаем:

$$S_n/S_3 = 1 - \sin \varphi_n + 2N_2(\alpha_{cp}^2/32\pi)[\Delta(H, \beta) - \sin \Delta(H, \beta)], \quad (7.17a)$$

$$S_s/S_3 = \sin \varphi_v + 2N_2(\alpha_{cp}^2/32\pi)[\Delta(H, \beta) - \sin \Delta(H, \beta)], \quad (7.17б)$$

где N_2 – число орбитальных плоскостей в ОГ или число КА при наличии одной плоскости.

По этому же принципу могут быть рассчитаны относительные величины площадей одиночных, двойных, тройных и т.д. ЗРВ для распространенных, но более частных случаев – ГСО и ЭО с ЗО в виде пересечения двух, трех и т.д. ЗРВ при минимальном (равном числу витков за период повторения) количестве КА в ОГ, в частности при изомаршрутной трассе.

Из соотношения площадей ЗРВ и всей земной поверхности, равного $0,5\{1 - \cos[\arccos(R \cos \beta / R + H) - \beta]\}$, определяется доля площади ЗРВ одного КА на ГСО, составляющая 0,425; 0,341; 0,136 при $\beta = 0, 10^\circ$ и 40° , соответственно. Отсюда следует, что, например, при $\varphi = 10^\circ$ и $\varphi_v = 60^\circ$ количество КА на ГСО должно быть не менее 4, а при $\beta = 40^\circ$ – не менее 6. Этот же результат получается из графиков на рис. 6.16 для экваториального пояса с $\varphi_v = 60^\circ$. В то же время нетрудно показать, что увеличение граничной широты до $\varphi_v = 70^\circ$ приводит к значительному росту числа КА на ГСО – до $N = 8-10$.

Как известно, обеспечение глобальной ЗО требует дополнения группировки из 3-х КА на ГСО (при $\beta = 10^\circ$) еще тремя КА на полярных или наклонных синхронных орбитах той же высоты, т.е. всего 6 спутников. Тогда как при высоких углах места ($\beta \geq 40^\circ$) и $H = 36-40$ тыс. км потребуется 12-16 КА, в зависимости от наклона.

Для каждого из рассмотренных вариантов покрытия оценка **относительной УС на единицу площади** ЗО в зависимости от высоты орбиты адекватна сопоставлению (в нашем случае – делению) соотношений количества КА $N/N_{гл}$ (рис. 6.14–6.20, 6.25) с полученными соотношениями площадей (7.17), при этом для глобальной ЗО данное соотношение равно 1. Результаты такого сравнения по показателю "число КА/площадь ЗО" приведены на рис. 7.7.

Таким образом, поясняя **приэкваториальную** ЗО (штриховая линия), включая применение ОГ на ГСО, при охвате достаточно высоких широт (не менее $\varphi_v = 45^\circ-50^\circ$) и малых высотах орбиты уступает глобальному обслуживанию по затратам на ед. площади, имея некоторое преимущество по плотности обслуживания в бит/с/км² (порядка 1,2–1,3). При $H > 10000$ км картина меняется на обратную, что является следствием уменьшения числа КА при больших по территории ЗРВ.

Более однозначен результат в случае **приполярных** ЗО со сплошным по долготе покрытием и ограничением по широте, при **круговых**

орбитах (сплошная линия). Здесь соотношение площадей относительно глобальной в (7.17а) не превышает 0,5, тогда как необходимое для покрытия количество КА при $\varphi_n = 30^\circ$ отличается незначительно. То есть, плотность по ПС почти вдвое выше, что сопровождается соответствующим увеличением "плотности затрат" по сравнению с глобальной ЗО.

На рис. 7.7 приведены также зависимости для **приполярных ЗО и эллиптических орбит** при двух значениях у.м. и сплошном покрытии с $\varphi_n = 60^\circ$ и 30° (пунктирные линии). По сравнению с круговыми орбитами здесь удельные показатели в большей степени зависят от граничных значений угла места и нижней широты. Особенно это проявляется при $\beta \leq 10$ и $\varphi_n = 60^\circ$, когда превышение площади глобальной ЗО над приполярной близко к 5, а количество КА, необходимое для покрытия при ЭО, соизмеримо с глобальным. С увеличением углов места и приближением ЗО к глобальной ($\varphi_n \leq 30^\circ$) те и другие показатели плотности близки к 1, причем с ростом высоты орбиты имеет место тенденция к ослаблению различия рассматриваемых типов формирования ЗО.

Что касается плотности обслуживания в региональных (ограниченных по долготе), в частности, изомаршрутных, системах с ЭО, то здесь она (как и стоимость в у.е./бит/с) для **одного КА** с высотой апогея 40000 км (ВЭО типа "Молния") примерно близка к ГСО. В то же время удельная стоимость на ед. площади **общей ЗО** при изомаршрутности возрастает, т.к. число КА больше, чем при ГСО в 4 раза, а площадь ЗО увеличивается менее чем в 2 раза. Однако, при более полном сравнении затрат необходимо учитывать стоимость выведения КА на орбиту, которая в случае ЭО ниже, а также сроки службы бортовых источников питания.

В целом в МССС, при произвольных НГСО, как уже упоминалось выше, с увеличением угла места возрастает ПС линий связи через каждый СР и, кроме того, за счет перекрытия ЗРВ дополнительно повышается плотность обслуживания. При определенной оптимизации углового разброса $\Delta(H)$ можно считать, что области перекрытия

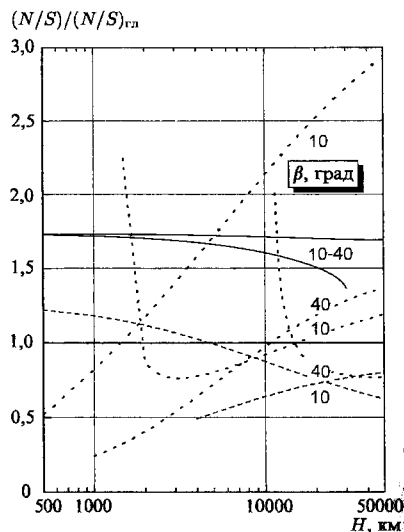


Рис. 7.7

составляют относительно общей площади порядка 50%, т.е. это повышение плотности может быть принято равным 1,5.

Таким образом, в МССС, благодаря росту пропускной способности за счет более высоких углов места и уменьшения наклонной дальности, **снижается удельная стоимость в у.е./бит/с по сравнению с моноспутниковой моделью** (рис. 7.6) и, кроме того, имеет место некоторое изменение плотности, а также стоимости обслуживания за счет географического положения ЗО и взаимного перекрытия ЗРВ.

В результате появляется еще один комплексный показатель, учитывающий указанные особенности МССС, назовем его (относительная) **удельная стоимость обслуживания (УСО)** в у.е./бит/с/км² или **плотность УС**.

Расчет УСО в зависимости от высоты орбиты и количества КА может быть произведен для рассмотренных способов формирования ЗО и их "вклада" в эффективность МССС, с использованием полученного в главе 5 соотношения для ПС (5.19), при тех или иных углах места. (А также, в общем случае, коэффициентах 1,5; 2; 3 и т.д., учитывающих кратность покрытия ЗО).

Эта возможность иллюстрируется рис. 7.8, а, б в качестве упрощенного примера, в основу которого положена оценка удельной стоимости (УС) на ед. информации $J/B_n(H)$, аналогичная рис. 7.6, при двух номиналах угла места — 10° и 40° и соответствующем изменении наклонной дальности. Здесь показаны **четыре крайних случая**, причем два из них, учитывающие энергетику только СР, отражены на обоих чертежах. Они соответствуют условиям: а) постоянства выходной мощности СР при глобальной бортовой антенне, изменяющей ШДН в зависимости от высоты орбиты (**случай 1** из гл. 5, верхние графики) и б) применения МЛА с неизменными ШДН и мощностью в каждом луче (**случай 4** из гл. 5, нижние графики). Две других типовых ситуации, которые могут иметь место в тех же случаях, определяются энергопоказателями участков "вверх" и "вниз" ЛС в целом (w_1, w_2) и разнесены на разные рисунки.

В результате, как показывает анализ и следует из графиков на рис. 7.8, **разброс изменения удельной стоимости обслуживания на ед. площади ЗО соизмерим с изменением УС на ед. информации**, в зависимости от расчетных углов места и дальности.

Приведенные зависимости позволяют судить о характере и относительных пределах изменения **комплексного показателя плотности обслуживания и удельной стоимости в МССС в каждом из случаев**. Все остальные сочетания энергетических и массогабаритных параметров, с учетом их оптимизации, занимают промежуточное положение по данному показателю.

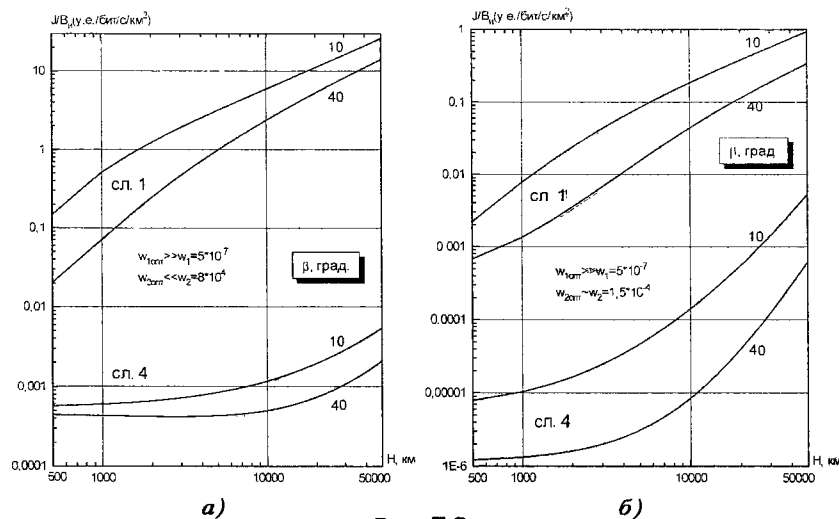


Рис. 7.8

Анализ соотношений для площадей ЗО (приполярных и приэкваториальных) при круговых (в том числе ГСО) и эллиптических орбитах, с использованием зависимостей $N(H, \beta)$ на рис. 6.14–6.20, 6.25 и $J/B_н(H)$ на рис. 7.6, приводит к следующим общим выводам:

1. Из-за не пропорционального соотношения числа КА и площадей ЗО для разных типов орбит и ОГ удельная стоимость на единицу площади обслуживания в у.е./бит/с/км² может изменяться в десятки раз, в зависимости от высоты орбиты, и в несколько раз (3–4 и более) при фиксированных высоте орбиты и углах места.

2. Несколько лучшими свойствами по этому показателю обладают: глобальное обслуживание при низких круговых орбитах, а также ОГ с поясным покрытием выше и ниже экватора, при высоких граничных широтах φ_n на орбитах высотой порядка 10000 км и более. В случае применения ЭО плотность УС снижается по мере возрастания высоты апогея.

3. Для регионального обслуживания с помощью данной методики по показателю УС могут сравниваться ССС с КА на ГСО и ЭО с разными высотами апогея, при обеспечении заданных углов места и с учетом изменения дальности.

Отметим, что до сих пор для определения пропускной способности многостанционной ЛС использовалось классическое понятие, относящееся к любому моменту времени и рассчитываемое обычно для наихудшего случая максимальной наклонной дальности, т.е. минимально допустимого угла места. Такой широко используемый

на практике подход, очевидно, наиболее приемлем для ССС, использующих ГСО, или, во всяком случае, не предусматривающих адаптации параметров при изменении затухания и условий функционирования в линии связи.

В то же время, степень изменения пропускной способности ЛС и, соответственно, объема передаваемой информации в течение сеанса связи, сильно зависят от высоты и параметров орбиты, а также расположения ЗС относительно подспутниковой точки. Поэтому ясно, что гарантированное с определенной вероятностью, минимальное значение ПС не отражает всех потенциальных возможностей линий связи по количеству передаваемой информации в процессе работы через СР. Вместе с тем, при определенных условиях, в зависимости от структуры ССС, высоты орбиты, количества КА, могут нивелироваться и количественные значения характеристик ЛС.

Так, расчеты, выполненные численными методами в [7.6] для граничных случаев (центра и края ЗРВ) при круговых орбитах, показывают, что, поскольку время радиовидимости одного КА с уменьшением высоты орбиты сокращается, зависимость от H интегральной плотности потока информации, передаваемой за это время, сглаживается по сравнению с ПС. Вместе с тем, проигрыш в общем количестве передаваемой информации, по сравнению с расчетным на максимальную наклонную дальность, при подъеме орбиты снижается.

По суммарному суточному потоку информации в ЗРВ при одинаковых выходных мощностях СР геостационарная орбита превосходит большинство других, однако самые низкие орбиты ($H < 1000$ км) при оптимальном наклонении практически не уступают ГСО.

Кроме того, как указывалось выше, чем больше число КА в группировке, тем в большей степени, при прочих равных условиях, уменьшаются пределы изменения углов места, наклонной дальности и тем самым достигается приближение к "квазистационарности" СР в пространстве и времени на рабочем участке, т.е. стабильности параметров ЛС в целом. В таких случаях вместе с повышением эффективности системы становятся более точными и методы ее оценки, в частности, расчетные удельные показатели плотности обслуживания и стоимости претерпевают меньшие отклонения от изменяющихся или усредненных реальных величин.

Но во многих системах с НГСО характеристики ЛС в силу разных причин являются все же существенно переменными в пространстве и времени, так что разброс их бывает весьма ощутим. Данное обстоятельство может и должно использоваться для повышения

информационной эффективности посредством **адаптации параметров**, прежде всего приемо-передающих устройств ЗС. Примером, нашедшим применение на практике, в частности, в МССС *Глобалстар*, а также в других перспективных проектах, является регулирование мощности передачи ЗС, в зависимости от качества канала, с использованием линии обратной связи.

Таким образом, задачи расчета пропускной способности линий связи и адаптации определяющих ее параметров должна решаться в каждом конкретном случае проектирования ССС.

7.6. Эффективность системы персональной спутниковой связи

Эволюция научно-технических и технологических решений по спутниковой связи во второй половине 20-го столетия привела к преимущественному развитию и распространению систем на базе геостационарных СР и стационарных, либо перевозимых ЗС фиксированной службы. Несколько позже нашли применение системы подвижной службы, также использующие СР на ГСО и отличающиеся тем, что оконечные ЗС, называемые абонентскими терминалами (АТ), будучи установленными на подвижных объектах, обеспечивают связь в движении **пользователям, следующим за терминалом**.

В конце прошлого – начале нынешнего столетия, благодаря бурному освоению новых электронных и космических технологий произошел качественный скачок в развитии ССС. Появились, в том числе реализованные, проекты систем подвижной персональной спутниковой связи (СПСС), предусматривающие не только ГСО и позволяющие **ЗС-терминалам следовать за абонентом**.

Решение этой задачи, стоявшей перед исследователями и разработчиками с первых лет становления спутниковой связи, совпало с общемировыми тенденциями мобильности, глобализации и персонализации телекоммуникаций. Однако, в силу ряда причин подобные системы пока все же не находят всеобщего признания, в том числе и в России.

Отличительными особенностями большинства ССС всех служб и назначений являются **поясные** ЗО севернее и южнее экватора, с границами примерно до 60° по широте (почти все системы ФСС и наиболее известные системы ПСС – *Инмарсат*, *Океан (Волна)*, *Глобалстар* и др.), либо **глобальные** ЗО, обеспечиваемые, в частности, многоспутниковыми ССС с использованием НГСО (*Иридиум*, *Гонец*, *Эллипсо* и др.). Для тех и других характерна, в основном, централизованная, **радиальная** архитектура, либо обеспечение магистральных,

"горизонтальных" связей между оконечными ЗС. Значительно менее исследованы и распространены на практике, по крайней мере для общегражданского применения, ССС с **приполярной** ЗО, а также **узловой** и радиально-узловой архитектурой.

Между тем, последние две характеристики в наибольшей степени соответствуют географическому положению, административно-территориальному делению и информационной инфраструктуре Российской Федерации, стран СНГ, а также таких государств и регионов как Канада, Аляска, Скандинавия, Арктика и Антарктика, полярные акватории.

В России уже почти 40 лет функционирует система спутников на ВЭО типа "Молния", однако она не получила достаточно широкого распространения, используется в ограниченной степени для фиксированной и радиовещательной служб и, в частности, далеко не исчерпывает всех возможностей МССС с НГСО.

Указанные характерные особенности современной спутниковой связи, а именно известная проблематичность дальнейшего развития мобильности и персональности, недостаточное освоение околополярных (выше 50° – 60° с. и ю.ш.) зон обслуживания, отсутствие разветвленной узловой архитектуры, являются основными исходными предпосылками для активизации одного из перспективных направлений исследований и развития ССС вообще, а в нашей стране, в частности.

Данное обстоятельство обусловило разработку в 2000 году "Основных положений концепции Российской системы персональной спутниковой связи (РСПСС)" [7.7] и проведение сопутствующих этому исследований, связанных с эффективностью ССС и содержащихся, в частности, в этой и других главах.

"Основные положения...", помимо системно-технического обоснования облика РСПСС, включают в себя комплекс вопросов, относящихся к стратегии и технической политике построения РСПСС как сети федерального назначения, а также ряд организационно-технических аспектов, связанных с целесообразностью ее создания, местом и ролью в телеинформационном пространстве РФ, оценками видов услуг и информационного обмена в регионах, ведомствах и компаниях, перспектив появления и расширения спроса.

Здесь мы остановимся, главным образом, на технико-экономических вопросах эффективного построения РСПСС как совокупности спутниковых линий связи (систем передачи) физического уровня, в соответствии с моделью, описанной в главе 1, и методологией, принятой в этой книге.

Главной проблемой РСПСС, требующей привлечения основных ресурсов и во многом определяющей ее облик, является обеспечение мобильной персональной связи с использованием портативных АТ (карманных, носимых, транспортных), имеющих ненаправленные или слабонаправленные антенны.

По сравнению с другими видами связи в СССР особенно проявляется зависимость основного ряда услуг, предоставляемых пользователю, от возможностей физической среды передачи, а именно энергетики радиолиний, космического и земного сегментов, способов множественного радиодоступа, архитектуры системы. В этом смысле номенклатура и качество услуг персональной спутниковой связи (ПерСС) неотделимы от системы передачи.

Обмен информацией с помощью персонального АТ с массогабаритными параметрами "трубки в руке" является наиболее важной, базовой услугой ПерСС. Поэтому в дальнейшем будем иметь в виду, как необходимое условие, достижение указанных возможностей именно для обеспечения этой "наиболее энергоемкой" услуги, не исключая наличие остальных видов услуг.

Энергопараметры линии связи на абонентских участках

Поскольку, по условию задачи, выходная мощность и в целом ЭИИМ персонального АТ сведены к минимуму, а именно должны составлять не более минус 3–6 дБВт, возможными путями реализации ПерСС являются увеличение размеров антенны СР и снижение орбиты. При этом очевидно, что в качестве бортовых антенн должны использовать МЛА, размер и усиление которых определяется обеспечением соответствующего ЭП линии "вверх", при необходимом соотношении с общим ЭП линии связи W_2 , требуемым для получения той или иной пропускной способности. Количество лучей МЛА с максимальной апертурой, при заданной ЗО, будет зависеть от высоты орбиты и требований по покрытию обслуживаемой территории.

Кроме того, в расчет ПС должен быть заложен значительный энергетический запас на линии связи, ибо по показателям надежности, качества и в целом технико-экономической эффективности система должна быть на уровне сетей сотовой связи. Исходя из разницы в расстояниях между АТ и наземной базовой станцией в таких сетях и между АТ и СР в СССР, этот запас составит не менее 50–60 дБ по затуханию, в зависимости от высоты орбиты (если не требовать обеспечения связи при нахождении АТ в помещении). Как показывает ориентировочный расчет, такая энергетика линии при работе в том же или близком (выделенном для ПСС) диапазоне ДЦВ

может быть реализована только за счет применения бортовых антенн с диаметром зеркала от ~ 10 до ~ 200 м (соответственно, для орбит высотой 1000–40000 км) при скоростях передачи информации порядка 4,8–9,6 кбит/с.

Это означает, что технически эффективное решение по системе ПерСС требует существенной коррекции традиционных взглядов на облик спутника связи в части конструкции, размещения и управления бортовыми антенно-фидерными устройствами. Очевидно, что при сохранении прежних средств выведения на орбиту и требований к энергомассовым показателям полезной нагрузки получение новых для СССР конструктивных и электрических характеристик МЛА возможно за счет радикального снижения удельного (на ед. площади) веса и удельной стоимости материалов отражающей поверхности (сетчатой или пленочной).

Между тем, еще в начале 80-х годов появились сообщения о разработке больших космических антенн с диаметром зеркала до нескольких сотен, а в отдельных случаях тысяч метров для ряда программ, рассчитанных на 20 лет, в том числе и для спутниковой связи [7.8]. В частности, наряду с традиционными частотными диапазонами в них много внимания уделено миллиметровым волнам. Создание систем ПерСС возможно и в участках диапазона ММВ, при этом снижаются эквивалентные размеры бортовых антенн, но возникают новые проблемы с терминалами, потерями при распространении, состоянием элементной базы и другими особенностями этого диапазона. Далее мы будем подразумевать использование L и S диапазонов.

В таблице 7.1 приведены ориентировочные значения необходимого диаметра зеркала бортовых МЛА, в зависимости от высоты орбиты, для двух случаев энергетического расчета ЛС: с минимальным запасом ~ 10 дБ (верхняя строка) и с запасом, соизмеримым с энергетикой наземных линий сотовой связи (нижняя строка).

Таблица 7.1

Тип орбиты	ГСО	Эллиптическая					Круговая		
Период обращения, час	24	24	12	8	6	4	6	1,9	1,6
Высота апогея, тыс. км	36	71,2	40,2	28	21	13	10,75	1,5	0,75
Диаметр МЛА, м	12–14	15–19	11–14	8–11	5–8	4–6	5	1–2	0,5–1
	200	400	200	150	100	70	60	10	5

Для удобства последующих оценок данная таблица рассчитана в предположении, что выходная мощность АТ и СР в луче не должны зависеть от высоты орбиты и размеров МЛА, а изменение усиления бортовой антенны на прием и передачу компенсирует потери в линии связи, так что уровни сигналов на входе приемных устройств РТР и АТ полагаются неизменными.

Орбитальное построение

В соответствии с исходными данными, одной из главных задач РСПСС является обеспечение связи в высокоширотных регионах. Поэтому в качестве нижней границы зоны обслуживания может быть выбрана, например, широта 50° , имея в виду охват г. Москвы, и рассмотрены ОГ на круговых и эллиптических орбитах с околополярными ЗО.

При этом, учитывая напряженную энергетику абонентского (АТ-СР, СР-АТ) участка ЛС, наиболее важным считается выбор высот орбиты и граничных значений углов места, а также характера их изменений во времени и по территории ЗО. Теоретические, экспериментальные исследования и практика эксплуатации систем ПСС [7.9, 7.10, 7.11] показывают, что для обеспечения приемлемого качества связи при работе в диапазоне ДЦВ углы места должны быть 30° – 40° и более. Таким образом, оптимизация орбитального построения в системе с мобильными терминалами является основным необходимым условием обеспечения эффективности, а не только характеризует зону обслуживания и затраты на группировку КА.

Как следует из графоаналитических расчетов главы 6, для сплошного покрытия территорий выше 50° в составе ОГ на низких (до 2000 км) круговых орбитах при $\beta = 40^\circ$ требуется, в зависимости от высоты, от 50 до 150 КА, а на средних орбитах, при $H \geq 10000$ км – от 6 до 12 КА (рис. 6.18). (Для глобальных ЗО число КА еще больше).

Группировки с использованием одного из четырех наиболее выгодных по углам места типов ЭО (6-, 8-, 12-, 24-часовой) при тех же условиях состоят из 2–8 КА. Очевидно, что, поскольку энергетика ЛС на абонентских участках сильно ограничена, большую роль играет высота орбиты, или наклонная дальность в комплексе с углом места.

Остановимся теперь на затратах. Запуск десятков КА, даже на низкие круговые (полярные) орбиты, имеет слишком большую стоимость J_Σ , в особенности, когда не могут быть оптимизированы значения ЭП на абонентском и фидерном (СР-ЦЗС, УЗС) участках ЛС обратного направления (рис. 7.5,а), что и имеет место в системах ПерСС при сверхмалых АТ ($w_1 \approx 5 \cdot 10^{-7}$) и мощных ЦЗС ($w_2 \gg w_{2\text{опт}}$).

По удельной стоимости на передачу ед. информации (или на канал) низкие орбиты более эффективны за счет "безвозмездного" использования природного пространственного ресурса – высоты орбиты (рис. 7.6,а, случай 4). Однако это относится к суммарной ПС (числу каналов) системы по всей ЗО, тогда как плотность затрат на ед. площади в этом случае зависит от высоты орбиты значительно слабее, в особенности при больших у.м.

Для более высоких круговых (выше второго радиационного пояса), как и для эллиптических орбит, общие затраты в МССС снижаются с высотой более резко из-за значительного уменьшения числа спутников (рис. 6.20, 6.25), а также числа лучей (случай 4). К тому же суммарные затраты с ростом H сближаются (более, чем на порядок) с затратами при оптимальном выборе ЭП участков обратной ЛС (рис. 7.4). Что касается удельной стоимости на ед. информации, то, как уже было сказано, она растет, по сравнению с низкими орбитами, из-за снижения ПС, но ее плотность на ед. площади меняется слабо (рис. 7.5–7.8).

Применительно к ЭО указанные закономерности в основном сохраняются для линий связи каждого одиночного СР, где определяющей является высота орбиты. В то же время удельные показатели плотности несколько ниже по ПС и выше по затратам, в силу отмеченных выше особенностей пространственно-орбитального построения.

Наиболее ощутимым преимуществом эллиптических орбит в задаче выбора и построения ОГ для РСПСС является меньшее количество КА, необходимое для покрытия территории ЗО выше указанных широт, с углами места не менее 30° , т.е. меньшие абсолютные затраты, что особенно важно для современной России.

Анализ приведенных на рис. 6.26–6.29 массивов и значений углов места для широты 60° и всех долгот показывает, что при круглосуточном сплошном покрытии территорий с более высокими широтами углы места составляют не менее:

- 45° при 4-х КА и 25° при 2-х КА на 24-часовой ЭО;
- 45° при 4-х КА и 27° при 2-х КА на 12-часовой ЭО;
- 48° при 6-и КА, 34° при 4-х КА и 12° при 2-х КА на 8-часовой ЭО;
- 48° при 8-и КА, 27° при 4-х КА и 5° при 2-х КА на 6-часовой ЭО.

С учетом этого фактора и рассмотренных выше других критериев весьма привлекательна 6-часовая ЭО, которая приближается к оптимальной по комплексу основных показателей: наклонной дальности, минимальным углам места около 30° и количеству КА в ОГ, которое может быть выбрано равным 4–8 (рис. 6.29) при сплошном покрытии всех долгот выше 50° .

Действительно, орбиты с большей высотой апогея (в частности, 12- и 8- часовые ЭО, рис. 6.27, 6.28) позволяют иметь более высокие и стабильные углы при $N=3-4$. Но при этом потери в свободном пространстве на линии связи больше на ~ 4 и ~ 6 дБ, соответственно. Тогда как более низкие ЭО (4-, 3- и 2-часовые) при уменьшении наклонной дальности требуют для обеспечения у.м. не менее 30° значительного увеличения числа КА, приближающегося к группировкам на круговых орбитах.

Узловая архитектура

Одно из главных требований к РСПСС – обеспечение связи абонента, оснащенного малым терминалом, с удаленными абонентами административных, деловых структур и населенных пунктов (НП) любого уровня (село, поселок, райцентр, город), а также между собой. При этом основным фактором, определяющим ее архитектуру, является **концентрация пользовательского трафика преимущественно внутри регионов**, включая доступ в наземные сети общего пользования (ТФОП), стационарные и мобильные (сотовые) на местном (в частности, сельском) и зональном (областном) уровнях. Хотя не исключается и выход в общегосударственные и зарубежные сети на более высоких – междугородном и международном уровнях.

Это обуславливает построение РСПСС исходя из организации связи по узловому принципу, учитывающему многолучевую структуру бортового ретрансляционного комплекса [7.7, 7.12]. В частности, могут быть предложены следующие варианты сетевой архитектуры, в зависимости от уровня доступа АТ:

- **микроузловые (абонентские)** сети, образуемые АТ и стационарными или мобильными узловыми станциями коллективного пользования (УСКП-1) на 2–4 канала, установленными в малых НП (селах, поселках, производственных базах и т.п.);

- **миниузловые (местные)** сети в составе многих АТ, УСКП-1, которым требуется выход в ТФОП, и УСКП-2 (4–8 каналов), устанавливаемых в более крупных НП и присоединяемых к АТС типа районных или учреждений;

- **узловые (зональные, региональные)** сети в составе миниузловых УСКП-2, а также АТ, которым требуется выход в сети общего пользования на зональном уровне, и узловых региональных земных станций (УЗС, РЗС), присоединяемых к городским, междугородным АТС (ГАТС, АМТС).

- **сети связи по направлениям** между АТ.

Обеспечение любых конфигураций связи через СР с МЛА неразрывно связано с проблемой маршрутизации и коммутации

сигналов ЗС внутри и между зонами покрытия лучей. Существуют разные принципы обеспечения внутри- и межлучевой связи. В частности, как показано в главе 5, возможности реализации межлучевой маршрутизации не исчерпываются применением ОСР и устройств коммутации на борту и предполагают также методы "адресования в эфире" [7.13] при прямой ретрансляции. Если иметь в виду коммутацию по низкой (видео) частоте, по аналогии с используемой в наземных сетях и многих современных системах ПСС, то это не всегда оправдано для применения в космосе, ибо приводит к усложнению и удорожанию СР, возможному снижению его надежности, появлению дополнительных временных задержек.

Не менее, если не более важным является фактор универсальности ретрансляционного тракта для различных ансамблей сигналов, способов модуляции и МД, скоростей и форматов передачи информации. В частности, при проектировании РСПСС возникает вопрос, создавать ли собственные абонентские терминалы, или использовать широкий набор готовых АТ с их радио- и сетевыми интерфейсами, производимых для существующих и перспективных систем мобильной связи в одномодовом или многомодовых вариантах. Радиочастотная "прозрачность" СР оставляет в этом смысле определенную свободу действий, позволяя идти в дальнейшем как по тому, так и по другому пути.

Универсальность стволов ретранслятора в указанном смысле значительно облегчает организацию в зоне каждого луча, или в разных зонах, сетей с различными типами и параметрами ЗС, а также перераспределение информационной нагрузки в зависимости от требований и возможностей пользователей. При этом в СР целесообразно использовать схемно-технические решения, направленные на гибкое перераспределение пространственного и энергочастотного ресурсов системы между лучами. К таковым относятся многопортовые усилители, матрицы Батлера, многоэлементные активные решетки облучателей МЛА и пр.

Таким образом, **прямая ретрансляция без низкочастотной коммутации в СР**, но с помощью перекрестных соединений по РЧ (см. раздел 5.8), по крайней мере при количестве лучей МЛА до 20–30, может рассматриваться как одна из альтернатив архитектуры межлучевой связи (или, при очень узких лучах, связи между зонами покрытия кластера).

При этом, учитывая преобладание трафика на местном уровне и образование микро- и миниузловых сетей внутри зон, целесообразно разрабатывать **малоканальные узловые станции (УСКП-1,2) в диапазонах частот абонентских терминалов**, т.е., например, L,S диапазонах,

выделенных для ПСС, что позволит их унифицировать с АТ, сделать более легкими и дешевыми по сравнению с ЗС типа VSAT.

Отличие УСКП от ручных АТ, помимо числа каналов, будет состоять в том, что сигналы АТ могут ретранслироваться (внутри луча и между лучами) только через МЛА, тогда как энергетические параметры УСКП должны позволять работать через бортовую антенну с более широкой ДН. В частности, как показывает расчет, УСКП достаточно иметь выходные мощности и слабонаправленные антенны с ЭИИМ на порядок выше.

Что касается узловых сетей более высокого уровня, трафик которых в РСПСС не должен быть преобладающим, то здесь на участке СР – УЗС, РЗС могут быть организованы традиционные фидерные линии в диапазоне ФСС.

В соответствии с описанными принципами СР должен иметь в своем составе по крайней мере три разделенных по частоте условных ствола, приемные и передающие тракты которых соединяются по перекрестной схеме [7.7]:

- ствол **внутрилучевой** связи, рассчитанный на обмен в обоих направлениях между станциями с энергетикой ручного АТ (в т.ч. УСКП) и нагруженный на МЛА по приему и передаче;

- ствол **межлучевой** связи, рассчитанный на обмен АТ с УСКП-1,2, а также УСКП между собой, нагруженный на МЛА в направлении приема/передачи от/на АТ, УСКП и на антенну L(S)-диапазона с более широкой ДН, охватывающей всю или часть ЗО, в направлении приема/передачи от/на УСКП;

- ствол **радиально-узловой** связи между УСКП-1,2, УЗС, РЗС, а также этих ЗС с АТ, нагруженный на МЛА в направлении приема/передачи от/на АТ, УСКП-1,2 и на антенну с широкой ДН (полуглобальную) диапазона ФСС в направлении от/на УЗС, РЗС (фидерная линия).

Структура линий связи при такой архитектуре системы приведена на рис. 7.9.

Для межлучевой связи АТ и УСКП потребуется выделение в полосе частот каждого луча относительно небольшого участка и наличие соответствующего приема-передающего тракта между МЛА и антенной с широкой ДН (рис. 5.19, 5.20) Величина этого участка полосы и выходной мощности ретранслятора будет зависеть от интенсивности межлучевого трафика.

Пропускная способность и энергопараметры СР, ЗС

При ограниченных энергопараметрах ручного АТ (средняя ЭИИМ < 0 дБВт, добротность ≤ -23 дБ/К) и неизменной температуре

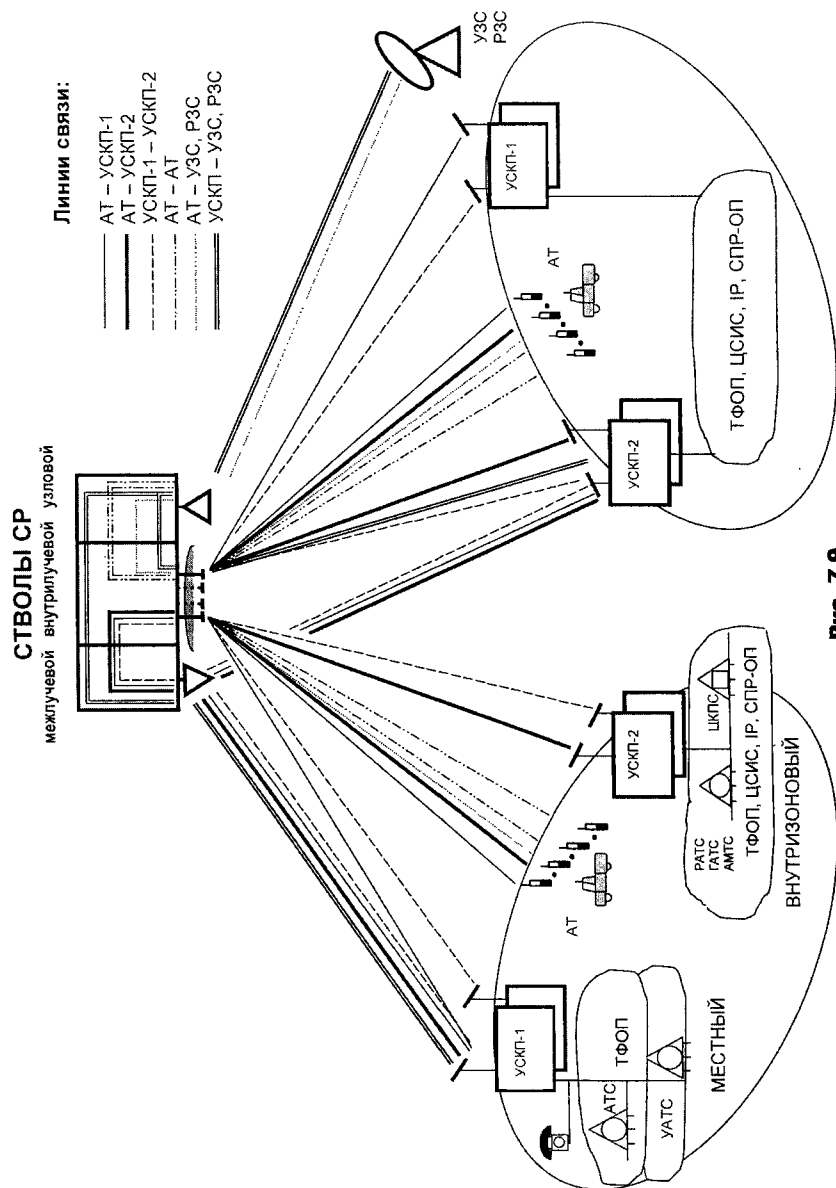
шума приемного устройства СР обеспечение исходящей связи от АТ (на линии "вверх"), т.е. энергопоказатель w_1 , почти полностью определяется соотношением высоты орбиты и размера апертуры МЛА (см. таблицу 7.1). На входящем участке (линия "вниз") величина энергопоказателя w_2 зависит также и от выходной мощности СР. Таким образом, **пропускная способность одного канала** определяется орбитой и бортовой антенной, а количество каналов в зоне луча и системе в целом – общим энергоресурсом РТР, который делится между лучами.

С другой стороны, требуемая пропускная способность РСПСС соотносится с прогнозируемым количеством абонентов и характеристиками трафика. Таким образом, при минимальных энергомассовых и стоимостных характеристиках пользовательского сегмента (АТ, УСКП) оптимизация затрат на систему должна в значительной степени обеспечиваться на основе компромисса между стоимостью РКК и необходимой пропускной способностью. Одним из вариантов такой стратегии может быть **создание малых КА (весом до 800–1000 кг) с большими, но легкими и дешевыми разворачиваемыми в космосе антеннами.**

Выше было указано, что при оценке энергетики выходная мощность СР принимается неизменной, если имеет место компенсация всевозможных потерь в ЛС за счет усиления МЛА в луче. Тогда, как показывает простой энергетический расчет, при скорости передачи информации 9,6 кбит/с в наиболее напряженной **обратной линии внутрилучевой связи** мощность СР на один сигнал (несущую) может быть выбрана равной $P_{CP1} \approx -13$ дБВт (0,05 Вт). Соответственно, суммарная выходная мощность СР в луче $P_{CP\lambda}$, например, для $M = 100$ сигналов, составит порядка 5 Вт, для любой высоты орбиты.

Общее (максимальное) количество лучей МЛА, при заданной ЗРВ, определяется ее размерами, а доля их использования, т.е. число рабочих лучей – распределением плотности абонентов и трафика в зоне обслуживания, а также требованиями к системе. Если при минимальных реализуемых сегодня размерах зеркала МЛА (верхняя строка в табл. 7.1) число лучей принять равным 40–60, то общая выходная мощность СР по всем лучам достигнет 300 Вт, а суммарная ПС абонентских линий – 40–60 Мбит/с (4–6 тыс. каналов со скоростью передачи 9,6 кбит/с).

Соответственно, в стволе **межлучевой связи** L, S-диапазона бортовая антенна с широкой ДН, имеющей усиление на ~ 20 дБ ниже, чем МЛА, P_{CP1} составит около 7 дБВт при приёме на АТ, или – 3 дБВт при приёме на УСКП со слабонаправленной антенной ($G \approx 10$ дБ). Пропускная способность этого ствола будет зависеть от



интенсивности межлучевого либо межкластерного трафика АТ-АТ, АТ-УСКП, которая может быть значительно более низкой. Это позволяет уменьшить $P_{\text{СРмл}}$ по сравнению с суммарной внутрилучевой, до (50–100) Вт.

В стволе **узловой связи**, работающем в диапазоне ФСС (С, Ku) через бортовую антенну с широкой ДН, энергетика улучшается по сравнению с межлучевым стволом на 10–20 дБ за счёт более эффективной приёмной антенны УЗС, РЗС. Учитывая значительно менее интенсивный трафик на этих направлениях, пропускная способность узлового ствола может быть, по крайней мере, на порядок ниже внутри- и межлучевой. Как показывает расчёт, это позволит при $P_{\text{СР1}} \leq -13$ дБВт ограничить выходную мощность ствола УЗС, РЗС десятками ватт.

На направлениях УСКП, УЗС, РЗС-СР-АТ, УСКП, УЗС (прямой канал, межузловые линии связи) в стволе **внутрилучевой связи** сохраняются те же энергетические соотношения, что и в обратном канале. В стволе **межлучевой связи**, при работе через приёмную бортовую антенну с широкой ДН, ЭИИМ УСКП должна составлять не менее (16–18) дБВт на канал, что соответствует выходной мощности передающего устройства УСКП порядка (4–10) Вт. В стволе **узловой связи** ЭИИМ УЗС, РЗС также должна быть не менее (16–18) дБВт, при незначительной выходной мощности передатчика УЗС на один канал со скоростью передачи 9,6 кбит/с.

Вариант ориентировочных значений энергопараметров СР при шумовой температуре приёмной системы (400–450)К и общей (по всем лучам) пропускной способности порядка 2500–3500 каналов представлен в таблице 7.2.

Количество лучей в общей ЗО может изменяться в зависимости от высоты орбиты и расчетного угла места.

Таблица 7.2

Ствол	Внутрилучевой связи	Межлучевой связи	Узловой связи
ДН	узкий луч (0,8–4)°	широкая	широкая
G/T, дБ/К	7–19	(–13)–(–1)	(–13)–(–1)
ЭИИМ, дБВт	45–59	35–47	22–34
G _{луч} , дБ/К	35–47	15–27	15–27
P _{луч} , Вт	10–15	100	5
Число лучей	25–35	1	1
P _{срΣ}	250–525	100	5

Как следует из таблицы, суммарная выходная мощность всех стволов СР, независимо от орбиты, составляет порядка 600 Вт. Таким образом, требуемое энергопотребление от бортсети КА (при к.п.д. 25–30%) не превысит (2–2,4) кВт.

Согласно предварительным оценкам, масса бортового радиотехнического комплекса с этими показателями может быть от 300 до 400 кг. При таких характеристиках возможно использование малых или средних космических платформ (в зависимости от орбиты) и носителей соответствующего класса. Для более точных выводов требуются разработка функциональной схемы бортового ретрансляционного комплекса и проведение подробных расчетов.

Полосы частот ретрансляции

Применение МЛА на борту СР позволяет применять повторное использование частот (ПИЧ) с коэффициентом k в группах (кластерах) из n парциальных лучей. Наиболее распространена 7-лучевая модель ($n=7$), хотя возможны 4-лучевые ($n=4$) и 1-лучевой кластер ($n=1$). Последние применяются, когда помимо разделения по частоте и пространству используются другие виды разделения (поляризационное, кодовое).

Таким образом, число лучей МЛА, определяемое требуемой апертурой антенны, т.е. шириной ДН луча, и заданной зоной обслуживания системы, в общем случае равно nk .

При распределении полосы рабочих частот АТ и УСКП между внутрилучевой (лучами кластера) и межлучевой связью, с учётом ПИЧ, общая полоса ретрансляции в диапазоне ПСС будет складываться из нескольких составляющих:

$$\Delta f = \Delta f_{\text{СВЛ}} + \Delta f_{\text{СМЛ}} = n\Delta f_{\text{л}} + nk\Delta f_{\text{м}}, \Delta f_{\text{л}} = \Delta f_{\text{в}} + \Delta f_{\text{м}} + \Delta f_{\text{у}},$$

где $\Delta f_{\text{СВЛ}}$ – общая полоса частот ствола внутрилучевой связи, $\Delta f_{\text{СМЛ}}$ – общая полоса частот ствола межлучевой связи, $\Delta f_{\text{л}}$ – полоса частот тракта одного луча, $\Delta f_{\text{в}}$ – полоса частот внутрилучевой связи для одного луча, $\Delta f_{\text{м}}$ – полоса частот межлучевой связи для одного луча, $\Delta f_{\text{у}}$ – полоса частот узловой связи для луча через фидерную линию.

Каждая из этих полос (или её часть) предоставляется тем или иным сетям по запросу и, кроме того, внутри них выделяются участки для служебных каналов сигнализации, вызова, запроса, доступа и т.д., передаваемых через МЛА или региональную антенну.

Определение $\Delta f_{\text{л}}$ зависит от нескольких факторов. Прежде всего необходимо иметь в виду, что, с точки зрения пропускной способности, в каждом луче имеет место ограничение по энергетике радиолиний, как это следует из предыдущего подраздела, где в качестве

варианта рассматривалось 100 каналов в луче со скоростью передачи 9,6 (4,8) кбит/с в каждом канале. При выборе полосы частот ретрансляции необходимо стремиться к обеспечению этой пропускной способности, т.е. $\Delta f_{\text{л}}$ по крайней мере должна быть не менее 1,5 МГц, например, при частотном разделении каналов с ОФМ и указанной скорости передачи. С учётом назначения вызывных, запросных, других служебных каналов, а также межлучевой связи, на каждый луч потребуется порядка 2 МГц.

Соответственно, суммарная по всем лучам полоса частот для внутрилучевой связи при $n=7$ составит 14 МГц. Если, основываясь на относительной интенсивности трафика, выделить для межлучевой связи не более 10% полосы каждого луча, то полоса частот ствола межлучевой связи составит $nk \cdot 0,15 \text{ МГц} = (4-6) \text{ МГц}$.

Таким образом, минимальная требуемая для РСПСС полоса рабочих частот в диапазоне подвижной и/или персональной спутниковой службы равна (18–20) МГц. Изыскание и координация этой полосы в том или ином участке диапазонов частот (L, S и др.), рекомендованных для ПСС, является одной из первоочередных задач проектирования РСПСС.

При определении полосы частот ретрансляции возможны и иные подходы, связанные со способом радиодоступа (радиоинтерфейса) на направлении АТ-СР-УСКП (АТ-СР-АТ), либо с моделью покрытия лучами общей зоны обслуживания.

Так, использование многостанционного доступа с МДКР или МДВР и пакетной передачей может потребовать увеличения $\Delta f_{\text{л}}$ вдвое и более. При сохранении 7-лучевой (гексагональной) модели это приведёт к необходимости соответствующего увеличения частотной полосы системы.

В то же время, МДКР позволяет уменьшить размер кластера, вплоть до $n=1$. Тогда, наоборот, требуемая по всем лучам полоса может быть уменьшена и тем самым облегчён поиск частотного ресурса. Однако, следует иметь в виду, что подобные варианты могут приводить к потере общей пропускной способности из-за появления взаимных помех при МДКР и возрастания влияния собственных шумов бортового ретранслятора.

Расширение полосы частот внутри луча без увеличения или даже с уменьшением требуемого общесистемного частотного ресурса может быть применено и в случае неполного (выборочного) покрытия лучами МЛА зоны обслуживания. Подробный анализ возможных вариантов многолучевого покрытия, способов множественного радиодоступа, методов модуляции, частотных планов проводится на этапе системного проектирования.

Таковы самые общие системно-технические подходы к определению облика РСПСС. В заключение изложим некоторые соображения по вопросам развития технологий в этой сфере телекоммуникаций.

7.7. Новые системные технологии — основа внедрения подвижной и персональной спутниковой связи

Разработка эффективных технологий подвижной и персональной спутниковой связи (ППСС) как совокупности процессов, параметров и оборудования, является необходимым условием успешной реализации этого вида телекоммуникаций в России и в мире.

Выполнение проекта с результатами в виде наукоемких базовых технологий ППСС позволит получить производственный задел для создания конечной продукции — промышленного земного и бортового оборудования спутниковой связи новых поколений, обеспечить независимость от внешних рынков, способствовать социально-экономическому развитию регионов России.

В начале 21 века вместе с Глобальным Информационным Обществом бурно развиваются и мобильные телекоммуникации, к которым относится ППСС, предполагающая использование портативных (карманных, носимых, возимых) абонентских станций-терминалов.

Глобальные системы ППСС (ГППСС) на базе многоспутниковых орбитальных группировок, использующих низкие и средние орбиты, требуют больших капитальных затрат и потому их реализация оказалась под силу только гигантским мировым компаниям производителей и операторов. Опыт международных проектов *Инмарсат*, *Иридиум*, *Глобалстар* и др. показывает, что спрос на услуги таких систем в России сдерживается высокой стоимостью оборудования и эксплуатационных расходов, недостаточным качеством и объемом услуг собственно персональной связи с использованием носимых терминалов, в особенности в регионах, находящихся выше 55° с.ш. Централизованная радиальная архитектура существующих глобальных СПСС с мощными станциями сопряжения-шлюзами также не способствует организации разветвленных сетей местной и внутризональной связи в регионах РФ.

В отличие от глобальных систем региональный принцип организации ППСС предполагает обслуживание отдельных стран, или групп стран (территорий), и не требует большого количества КА — как показано выше, при надлежащем орбитальном построении их число может не превышать 4–6. Такие локализованные системы рассматриваются в качестве национальных или транснациональных

сегментов глобальной информационной инфраструктуры, при этом они должны удовлетворять международным нормам и стандартам, а также общим принципам мобильной связи 3-го и 4-го поколений.

К региональным могут быть отнесены зарубежные системы с КА *Гаруда* (Индонезия), *Турайа* (ОАЭ). Они используют тяжелые геостационарные спутники весом до 5 тонн, при этом их зона обслуживания не охватывает многие средне- и высокоширотные регионы России, других государств и Мирового океана.

Практически все известные на сегодня СПСС не могут обеспечивать сравнимую с сотовой (по надежности и устойчивости) связь ручных и подвижных терминалов, даже при малой пропускной способности (скорости передачи информации) в канале. Это объясняется недостаточными энергетическими запасами на участках линий связи, прежде всего "вверх", а также и "вниз", в условиях многолучевых замираний и ослабления уровня сигналов из-за влияния разного рода препятствий (рельефа местности, растительности, построек и т.п.). Особенно указанные недостатки проявляются при малых углах места АТ, что свойственно как системам на низких наклонных орбитах, так и геостационарным, при нахождении АТ на средних и высоких широтах, в частности, на территории России.

Разработанный проект Концепции Российской системы подвижной и персональной спутниковой связи предусматривает:

- развертывание и оптимизацию орбитальной группировки КА на эллиптических орбитах с апогеем над Россией;
- применение крупноапертурных бортовых антенн КА (МЛЯ), позволяющих создавать необходимые энергетические запасы для обеспечения передачи информации с высокой надежностью и достоверностью, соизмеримыми с наземной сотовой связью;
- организацию прямой спутниковой связи между подвижными и стационарными абонентами регионов РФ (внутри луча МЛЯ и между лучами) через легкие и дешевые базовые (узловые) земные станции-шлюзы;
- максимальную интеграцию ППСС с наземными сетями подвижной связи по архитектуре, видам услуг, в том числе широкополосному доступу и алгоритмам высокоскоростного информационного обмена.

Результаты концептуальной общесистемной проработки позволяют перейти в настоящее время к разработке базовых системно-технологических и инженерно-технических решений.

Региональные системы ПСС значительно дешевле глобальных по определению, что делает их привлекательными для реализации в экономических условиях современной России. Особенно следовало

бы выделить такое важное свойство, как относительно малые первоначальные затраты на развертывание космического сегмента – достаточно вывести на эллиптическую орбиту один-два спутника, чтобы система начала полноценно функционировать.

При этом необходимо учитывать имеющиеся наработки предприятий космической отрасли по созданию малоразмерных спутников связи и запуску их на орбиту, что позволяет значительно снизить стоимость ракетно-космического комплекса.

Социально-экономическое и политическое значение такой системы определяется как потребностями производственных, финансовых, аварийно-спасательных, силовых и др. структур, так и повседневными жизненными интересами населения, всех ветвей власти в регионах Российской Федерации и пограничных с ней государств.

В России из более 20 млн. абонентов сухопутной подвижной радиосвязи половина приходится на Московский регион, остальные – на крупные областные центры. ППСС должна заполнить информационное пространство, недоступное для наземной радиосвязи, и способствовать развитию телекоммуникационной инфраструктуры в остальных регионах.

При этом, по оценкам экспертов, при внедрении предлагаемых базовых технологий **система ППСС будет экономически эффективна при комплексном подходе к ее использованию**, т.е. эксплуатации в счет средств различных источников финансирования: государственных служб; региональных, вплоть до местных, муниципальных органов власти; корпоративных и ведомственных структур; ряда платежеспособных групп населения, в том числе в удаленных регионах.

Наконец, необходимо отметить **научно-техническую целесообразность** решения данной проблемы. Она состоит в том, что, в отличие как от наземной подвижной (сотовой, транкинговой) радиосвязи, так от фиксированной и вещательной спутниковой службы, системные технологии ППСС исследованы и разработаны в значительно меньшей степени. Результатом этого является практически отсутствие таких систем, наземного и бортового оборудования на фоне широкого развития сотовых сетей и сетей ФСС в нашей стране и за рубежом. Тем более это относится к региональному использованию ППСС в сельских, удаленных и труднодоступных районах, в особенности в Заполярье.

Таким образом, создание региональной системы подвижной и персональной радиосвязи с использованием КА на эллиптических орбитах, портативных АТ и архитектурно-сетевых решений, интегрированных с сотовой связью, представляет собой еще не решенную, прежде всего системно-технологическую задачу.

Разработка новых системных технологий предусматривает создание в течение 1,5–2 лет действующих опытных образцов и демонстрационного фрагмента системы, что позволит перейти к изготовлению конечного продукта, пользующегося спросом по ценам и тарифам, сопоставимым с сотовой связью.

С целью создания конкурентоспособной и перспективной телекоммуникационной системы ППСС, а также реализации существенного снижения затрат, необходимо решить научно-технические общесистемные задачи, предполагающие разработку и освоение высокоэффективных наукоемких технологий. Это означает, на данном этапе капиталовложения должны быть несоизмеримо меньше, по сравнению с выделяемыми на развитие традиционных средств связи.

Указанные технологии направлены на решение ряда проблем по повышению качества и надежности ППСС, информационной безопасности, пропускной способности и помехозащищенности. К их числу относятся:

- оптимизация принципов построения сетей ППСС в соответствии с многолучевой архитектурой системы, распределением трафика в регионах, объемами и видами передаваемой информации: голосовой, передачи данных, видеоизображений, мультимедиа, доступа в Интернет, электронной почты;

- разработка унифицированных программно-аппаратных технологий и алгоритмов функционирования абонентских терминалов, узловых (базовых) ЗС и системы ППСС в целом совместно с наземными компонентами мобильной (сотовой) радиосвязи 3-го и 4-го поколений;

- оптимизация орбитального построения группировок космических аппаратов применительно к региону обслуживания, в частности России и полярным областям;

- создание экономичных бортовых ретрансляторов с МЛА, в том числе с помехозащищенной обработкой и маршрутизацией сигналов ЗС;

- разработка и создание легких конструкций (тонкошпленочных и сетчатых) бортовых многолучевых антенн с диаметром рефлектора 20–30 м и более, устанавливаемых, в частности, на малоразмерные КА.

Системно-технические решения, заложенные в предлагаемые технологии, должны учитывать опыт зарубежных проектов и позволить разрабатываемой на их базе системе ППСС иметь приемлемые для России технико-экономические характеристики. Благодаря этому она сможет предоставлять на отдельных территориях РФ и соседних государств более дешевые услуги связи, что обеспечит ей значительную конкурентоспособность на внутреннем и внешних рынках.

В приполярных и полярных районах, благодаря специально выбранному орбитальному построению, система будет единственной, предоставляющей такого рода услуги.

Заключение

Основное внимание в этой книге было сосредоточено на "статической", в терминологии автора, теории систем спутниковой связи, как отправной для начальной стадии системного проектирования, а также разработки многих других разделов общей теории ССС.

В первой главе сформирована и рассмотрена многоуровневая модель ССС, которая является совокупностью многостанционных линий связи, образуемой с использованием космического и земного сегментов, и характеризуется структурой, функциями, ресурсными показателями, параметрами. В составе модели ССС выделены три базовых уровня – линейный, множественного доступа (многостанционный, многолучевой, многоспутниковый подуровни), орбитальный, определяющие ее основные структурно-параметрические свойства, эффективность выполнения целевых задач и использования общесистемных ресурсов, прежде всего энергетического, частотного, пространственного, а также технико-экономические характеристики системы.

С учетом назначения ССС, методов реализации и взаимосвязей функциональных составляющих этих уровней в последующих главах исследуются общесистемные параметрические соотношения, показатели эффективности, структурные особенности, составляющие основное содержание "статической" теории.

Во второй главе, в соответствии с принципом "энергочастотного единства", введено понятие энергочастотного потенциала (ЭЧП) многостанционной линии связи (ЛС) с общим нелинейным ретранслятором – как отношение суммарной полезной мощности сигналов земных станций (ЗС) к спектральной плотности суммы всех видов помех на входе приемного устройства ЗС. ЭЧП имеет размерность полосы частот и по физическому смыслу представляет собой "энергетическую полосу", при которой, в зависимости от помехоустойчивости приема сигналов, обеспечивается та или иная пропускная способность линии связи.

Сформулировано первое – энергочастотное уравнение многостанционной линии спутниковой связи. На его основе графоаналитические зависимости ЭЧП от соотношений частотного и энергетического потенциалов ЛС (нормированной полосы частот ретрансляции) получены и исследованы для различных типов архитектуры ССС,

соотношений энергopotенциалов участков "вверх" и "вниз", прямого и обратного направлений линий связи, а также количества сигналов ЗС.

С помощью энергочастотного уравнения определяются значения оптимальной полосы частот ретрансляции при наличии в ЛС взаимных помех между станциями (линейных и нелинейных), например, в случае многостанционного доступа с кодовым разделением (МДКР). Кроме того, данное уравнение позволяет получить значения и графики изменения спектральной плотности собственных полезных сигналов и помех в ССС, по отношению к внутренним помехам соседних систем, при расчетах ЭМС, для разных соотношений между энергетическими и частотными показателями ЛС.

В третьей главе основное внимание уделено анализу помехоустойчивости ансамблей сигналов (сигнально-кодовых конструкций) и методов приема, позволяющему получить зависимость пропускной способности (ПС), по аналогии с ЭЧП, от соотношения частотного и энергетического потенциалов многостанционной ЛС. Это привело к возможности математического описания скорости передачи информации в линии связи ССС, при реальных способах модуляции-кодирования и конечной достоверности приема, известной формулой Шеннона для пропускной способности (с точностью до постоянного множителя).

В результате получено второе – информационно-сигнальное уравнение линии спутниковой связи, из которого следует, что, в отличие от линии без ретрансляции (т.е. прямого канала, рассматривавшегося Шенноном), зависимость ПС линии с прямой ретрансляцией от соотношения частотного и энергетического потенциалов имеет максимум и ниспадающий участок, при любых сигналах и способах разделения. Это обусловлено прежде всего наличием собственных шумов спутникового ретранслятора (СР), а также взаимными помехами. Оптимум указанного соотношения (или полоса частот, при фиксированном энергopotенциале) определяется выбором ансамбля сигналов, т.е. помехоустойчивостью, а также способом разделения и энергочастотными параметрами ЛС.

При обработке сигналов в ретрансляторе, когда шумы СР регенерируются, указанная особенность отсутствует и, как следует из анализа, пропускная способность зависит от соотношения частотного и энергетического потенциалов ЛС таким образом, что степень ее повышения в сравнении с прямой ретрансляцией тем заметнее, чем ниже соотношение энергopotенциалов участков "вверх" и "вниз".

В четвертой главе исследуется зависимость пропускной способности ЛС от уровня внешних и взаимных помех с различными

частотными, временными и структурными характеристиками. Разработана методология оценки воздействия помех, подобных по структуре сигналам, как нестационарных случайных процессов, с учетом базы сигнала. Предложен метод аналитического представления комбинационных помех, образуемых при нелинейном взаимодействии сигналов в ретрансляторе, и оценки их влияния на прием с использованием корреляционных функций (статистических).

Рассчитаны кривые помехозащищенности сигналов с большой базой, формируемых на основе прямых псевдослучайных последовательностей (ПСП-ФМ) и с многочастотной манипуляцией (МЧМ-ПСП), а также путем комбинации тех и других, при флюктуационной (шумовой), подобной и импульсной помехах.

Исследован метод групповой взаимокорреляционной обработки в СР сигналов с большой базой, в частности, с МЧМ-ПСП, в особенности эффективный для ССС, использующих негеостационарные орбиты (НГСО).

Главы 2,3,4 соотносятся, главным образом, с линейным уровнем и многостанционным подуровнем структурно-параметрической модели ССС.

Пятая глава посвящена многоствольным и многолучевым ССС, т.е. охватывает вопросы, относящиеся ко второму подуровню множественного доступа, а также затрагивает орбитальный уровень.

Энергетические и частотные показатели, параметры и, в особенности, общая пропускная способность ССС в целом должны синтезироваться по отношению к совокупности многих отдельных линий связи (стволов, лучей), образующих систему. Поэтому на первый план здесь выдвигаются задачи обоснованного выбора и, в пределе, оптимизации показателей каждой линии, решение которых зависит от эффективного распределения общесистемного пространственно-орбитального ресурса. Основными его компонентами являются собственно параметры орбиты и массо-габаритные характеристики полезной нагрузки КА, включающей ретрансляторы каждого ствола (лучевого тракта) и многолучевые бортовые антенны (МЛА).

Графоаналитические зависимости суммарной по всем лучам (стволом) нормированной ПС (или информационно-энергетической эффективности ССС) исследованы в данной главе на основе полученных выше первого и второго уравнений линии связи. Помимо частотного и энергопотенциалов, а также их соотношений для участков ЛС, они учитывают целый ряд пространственных факторов: количество стволов, лучей и связанные с этим размеры апертуры и ширины диаграммы направленности лучей МЛА, деление объема и

энергетики (выходной мощности СР) между стволами или лучами, площадь (диаметр) парциальных зон покрытия каждого луча, размерность кластера, повторное использование полос частот (ПИЧ) и т.п.

В свою очередь, выбор указанных величин и соотношений между ними связан обычно с высотой орбиты, так что в итоге в главе 5 осуществлен переход к количественной оценке ПС в зависимости от этого важного параметра, что позволяет сравнивать наиболее типичные варианты систем с разным орбитальным построением. Полученное обобщенное уравнение для суммарной пропускной способности, учитывающее энергетические и частотные, тесно связанные с ними сигнально-кодовые, а также пространственно-орбитальные параметры, является развитием информационно-сигнального уравнения линии связи.

В конце главы приведены соображения по архитектуре, структурным особенностям многолучевых систем и принципам внутри- и межлучевой маршрутизации, в частности, одному из них, основанному на "адресовании в эфире", не требующему обработки сигналов в СР и направленному на обеспечение "прозрачности" процедур ретрансляции в ССС с МЛА.

В шестой главе исследуются проблемы орбитального уровня, а также третьего подуровня множественного доступа, в части количественных оценок и исследования многоспутникового покрытия зон обслуживания ССС.

Рассмотрены закономерности и пространственно-временные показатели формирования зон радиовидимости (ЗРВ) при круговых и эллиптических орбитах для различных параметров орбитального построения и зон обслуживания. Основными орбитальными параметрами и факторами, влияющими на эффективность ССС, считаются тип и высота орбиты (апогея), количество спутников в группировке, изменение их пространственно-временных характеристик.

Упрощенными графоаналитическими методами и в форме, пригодной на начальных этапах проектирования ССС, получены зависимости, позволяющие определять среднесуточное время и интервалы радиовидимости на витке для разных высот орбиты и координат ЗС, при тех или иных углах места.

Изменение количества КА в группировке в зависимости от высоты и наклона круговой орбиты, размеров и географического положения зоны обслуживания, с учетом углов места и числа орбитальных плоскостей, приводится также в графической форме, что позволяет оценивать сложность орбитального построения для конкретного сценария построения системы.

Глава 6 также содержит анализ временных и пространственных изменений углов места, под которыми видны СР на эллиптических орбитах, в зависимости от географических координат ЗС, при разных периодах обращения (высотах апогея) и пространственно-временных соотношениях между орбитальными плоскостями спутников. Вместе с расчетом количества КА, выполняемым по предлагаемой методике, это дает возможность сравнивать эффективность применения различных группировок КА для ССС того или иного назначения, например, систем подвижной и персональной связи.

В седьмой главе обсуждаются различные аспекты эффективности линий спутниковой связи, как совокупности оборудования СР и ЗС, параметры и структура которых определяют требуемые показатели технической, целевой эффективности ССС и стоимость их достижения. В качестве основного показателя технико-экономической эффективности рассматриваются относительные удельные затраты на единицу пропускной способности, зависящие от многих ресурсных параметров.

Анализ стоимостных функций для линий связи выполнен, исходя из условий оптимизации комплексных энергетических показателей участков ЛС, определяемых выходными мощностями и шумовыми температурами ЗС, СР, а также пространственных, массо-габаритных характеристик бортовых антенн (приемной и передающей), в частности, площадей излучающей поверхности и количества лучей МЛА. Эмпирические оценки стоимости космического сегмента производились, главным образом, на основе массо-энергетических показателей КА, включающего полезную нагрузку и вспомогательные подсистемы, а также учитывалась зависимость затрат от высоты орбиты и количества спутников в группировке.

Результирующие стоимостные функции для земного и космического компонентов ССС, а затем зависимости суммарных удельных затрат (в у.е./бит/с) от высоты орбиты, получены в графической форме для нескольких вариантов соотношения энергопоказателей участков ЛС и типовых случаев вариации выходной мощности СР, ширины ДН (апертуры), количества лучей МЛА, рассмотренных в пятой главе.

Применительно к многоспутниковым ССС введены также понятия плотности и удельной стоимости обслуживания на ед. площади покрытия, которые также могут характеризовать технико-экономическую эффективность в зависимости от орбитального построения, количества КА, географического положения и размеров зоны обслуживания системы.

По результатам анализа в конце главы предлагаются некоторые направления развития общесистемных принципов и технологий, приводящих к качественному повышению эффективности ССС. Среди них могут быть выделены применение крупноапертурных бортовых МЛА, более широкое использование эллиптических орбит, в частности, с периодами обращения шесть и восемь часов, создание распределенной многозоновой (внутри- и межлучевой) архитектуры с малыми узловыми (базовыми) ЗС в зоне каждого луча МЛА. В качестве примера использования новых системных технологий рассмотрены концептуальные положения по созданию Российской системы персональной спутниковой связи (РСПСС).

Структурно-параметрический подход к анализу и оптимизации ССС не ограничивается затронутыми в книге проблемами. В частности, требуют более подробного рассмотрения такие важные для практики вопросы, как работа линий спутниковой связи в условиях общих и селективных замираний (многолучевое распространение), использование методов пространственно-временной селекции на борту КА и адаптации с целью защиты от внешних и взаимных помех, организация многозоновой архитектуры при применении бортовых МЛА.

По-видимому, в ближайшем будущем весьма существенные изменения в параметрах, структуре и стоимости ССС должны произойти на пути освоения технологий применения бортовых антенн с большими и сверхбольшими апертурами (сотни метров и более), вместе с системами их лучеобразования и ориентации, а также целенаправленной оптимизацией орбитального построения.

Учитывая быстрое развитие технологий, можно рассчитывать также на практическое решение проблем обработки сигналов на борту и межспутниковой ретрансляции, поставленных еще в 70-е годы прошлого столетия. Обеспечение упомянутых и других системных функций позволит, вне зависимости от расстояний, перейти к использованию простых, легких, дешевых земных терминалов и услуг, аналогичных услугам сетей сотовой связи и беспроводного доступа.

К задачам более высокого теоретического уровня может быть отнесена т.н. "динамическая", или функционально-сетевая, теория с элементами регулирования и адаптации. Она может включать, в частности, теорию многоспутниковых систем, межспутниковой связи, охватывать наземные, орбитальные и объединенные (те и другие) сетевые компоненты, предусматривать оперативную оптимизацию

электромагнитной совместимости, а также интеграцию с другими космическими системами.

Глобальная и региональная спутниковая связь является альтернативой и дополнением к современным "урбанистическим" видам телекоммуникаций, таким как волоконно-оптические и сотовые, применительно к большим территориям с малой плотностью населения, труднодоступным районам суши, морским и океанским акваториям. По существу, это единственный на всех континентах (за исключением, может быть, Западной и Центральной Европы) способ телекоммуникаций, удовлетворяющий провозглашенному мировым сообществом лозунгу "связь в любое время, в любом месте".

Перспективность и многостороннюю важность развития спутниковой связи трудно переоценить. Ее роль, в частности, в России, не может и не должна ограничиваться организацией, главным образом, магистральных направлений и сетей. Гармоничное развитие идеологии и технологий этого вида связи в новом веке позволит реализовать его главное достоинство – обеспечение прямого радиоконтакта между абонентами, находящимися в любых географических точках планеты и околоземного пространства.

Теория и практика реализации этой общечеловеческой идеи еще не получили надлежащего развития. Сейчас трудно предвидеть, как они будут эволюционировать, но ясно, что в обозримый период времени в России спутниковая связь не сможет перейти на качественно новую ступень мобильности и персонализации без соответствующего внимания и политической воли со стороны государства, владеющего орбитальными средствами, ресурсами, стартовыми позициями.

Литература

К главе 1

1. Авдеевский В.С., Успенский Г.Р. Космическая индустрия. – М.: Машиностроение, 1989.
2. Лебедев А.А., Нестеренко О.П. Космические системы наблюдения. – М.: Машиностроение, 1992.
3. Петрович Н.Т., Камнев Е.Ф. Вопросы космической радиосвязи. – М.: Сов. Радио, 1965.
4. Калашников Н.И. Системы связи через ИСЗ. – М.: Связь, 1969.
5. Основы технического проектирования систем связи через ИСЗ/Под ред. А.Д.Фортуненко. – М.: Связь, 1970.
6. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. Пер. с англ. – М.: Связь, 1979.
7. Чернявский Г.М., Бартенев В.А. Орбиты спутников связи. – М.: Связь, 1978.
8. Справочник по спутниковой связи и вещанию// Под. ред. Л.Я. Кантора. – М.: Радио и связь, 1997.
9. Справочник "Спутниковая связь (фиксированная спутниковая служба)". – МСЭ, 1990.
10. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. – М.: Иностранная литература, 1963.
11. Теория систем и методы системного анализа в управлении и связи/ В.Г.Лазарев, В.Н.Рогинский и др. – М.: Радио и связь, 1983.
12. Дружинин В.В., Конторов Д.С. Системотехника. – М.: Сов. радио, 1985.
13. Шварцман В.О., Конторов Д.С., Шехтман Л.И. О терминологии в области концептуальных моделей служб связи// Электросвязь. – 1996, № 6.
14. Бородин С.В. Какой спутник связи нужен России? // Электросвязь. – 1993, № 11.
15. Шехтман Л.И. Системы телекоммуникаций. – М.: Радио и связь, 1998.
16. Шварцман В.О. Информационно-вычислительные сети и сети передачи данных // Электросвязь. – 1986, № 3.
17. Пакетные радиосети (тематический выпуск) // ТИИЭР. – 1987, т. 75, № 1.
18. Бунин С.Г., Войтер А.П. Вычислительные сети с пакетной радиосвязью. – К.: Техника, 1989.
19. Труды межд. конференции "Спутниковая связь" ICSC-96. – М.: 1996.

20. Харкевич А.А. О теоретически оптимальной системе связи/ Избранные труды, т.3. – М.: Наука, 1973.
21. Немировский М.С. Цифровая передача информации в радиосвязи. – М.: Связь, 1980.
22. Баринов К.Н., Бурдаев М.Н., Мамон П.А. Динамика и принципы построения орбитальных систем космических аппаратов. – М.: Машиностроение, 1975.
23. Можаяев Г.В. Синтез орбитальных структур спутниковых систем. – М.: Машиностроение, 1989.
24. Аболищ А.И. О выборе сигналов в канале связи с общей нелинейностью // Электросвязь. – 1968, № 12.
25. Аболищ А.И. Дисперсия комбинационной помехи на выходе коррелятора // Радиотехника. – 1972, № 10.
26. Справочник "Системы и земные станции VSAT". – МСЭ, 1994.

К главе 2

- 2.1. Основы технического проектирования систем связи через ИСЗ/Под ред. А.Д. Фортуненко. – М.: Связь, 1970.
- 2.2. Справочник "Спутниковая связь (фиксированная спутниковая служба)". – МСЭ, 1990.
- 2.3. Калашников Н.И., Быков В.Л., Крапотин О.С. Радиосвязь с помощью искусственных спутников Земли. – М.: Связь, 1964.
- 2.4. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. Пер. с англ. – М.: Связь, 1979.
- 2.5. Бородин С.В. Место спутниковой связи в ЕАСС// Электросвязь. 1992. – № 2.
- 2.6. Аболищ А.И. Воздействие произвольной совокупности сигналов постоянной амплитуды на плавный ограничитель // ЦИВТИ, 1971.
- 2.7. Аболищ А.И. Дисперсия комбинационной помехи на выходе коррелятора // Радиотехника. – 1972, № 10.
- 2.8. Аболищ А.И. О выборе сигналов в канале связи с общей нелинейностью // Электросвязь. – 1968, № 12.
- 2.9. Аболищ А.И. Энергетические соотношения при передаче сигналов с частотным разделением через нелинейный ретранслятор// Электросвязь. – 1967. – № 3.
- 2.10. Справочник "Системы и земные станции VSAT". – МСЭ, 1994.
- 2.11. Зубарев Ю.Б., Симонов М.М., Аболищ А.И. Об основных положениях концепции Российской Системы Персональной Спутниковой Связи. Доклады 4-й Международной конференции "Спутниковая связь-2000", т.1. ICSC-2000. – М.: 2000.

К главе 3

- 3.1. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. – М.: Сов. радио, 1963.

- 3.2. Стайн С., Джонс Дж. Принципы современной теории связи и их применение к передаче дискретных сообщений. Пер. с англ. – М.: Связь, 1971.
- 3.3. Зюко А.Г. Помехоустойчивость и эффективность систем связи. – М.: Связь, 1972.
- 3.4. Гуткин Л.С. Теория оптимальных методов радиоприема при флюктуационных помехах. – М.: Сов.радио, 1972.
- 3.5. Котельников В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости. – М.: Госэнергоиздат, 1956.
- 3.6. Варшавер Б.А. К теории передачи сигналов со многими дискретными значениями // Радиотехника. – 1959, № 1.
- 3.7. Кларк Дж., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1987.
- 3.8. Банкет В.Л., Дорофеев В.М. Цифровые методы в спутниковой связи. – М.: Радио и связь, 1988.

К главе 4

- 4.1. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М.: Советское радио, 1966.
- 4.2. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. – М.: Советское радио, 1963.
- 4.3. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – М.: Советское радио, 1966.
- 4.4. Тузов Г.И., Урядников Ю.Ф. и др. Адресные системы управления и связи. Вопросы оптимизации. – М.: Радио и связь, 1993.
- 4.5. Аболищ А.И. О корреляционных функциях дискретных сигналов и их использовании при оценке воздействия подобных помех // Радиотехника. – 1971, № 8.
- 4.6. Пестряков В.Б., Афанасьев В.П. и др. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации. – М.: Советское радио, 1973.
- 4.7. Аболищ А.И. Об одном свойстве детерминированных сложных сигналов // Радиотехника. – 1971, № 9.
- 4.8. Аболищ А.И. О выборе сигналов в канале связи с общей нелинейностью // Электросвязь. – 1968, № 12.
- 4.9. Аболищ А.И. Дисперсия комбинационной помехи на выходе коррелятора // Радиотехника. – 1972, № 10.
- 4.10. Диксон Р.К. Широкополосные системы. Пер. с англ. – М.: Связь. – 1979.
- 4.11. Теплов Н.Л. Помехоустойчивость системы передачи дискретной информации. – М.: Связь, 1964.
- 4.12. Кларк Дж., Кейн Дж. Кодирование с исправлением ошибок в системах цифровой связи. Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1987.

К главе 5

- 5.1. Аболищ А.И. Сравнительная оценка эффективности многоспутниковых систем связи с использованием различных орбит // Электросвязь. – 1999, № 7.

- 5.2. Справочник "Спутниковая связь (фиксированная спутниковая служба)". – МСЭ, 1990.
- 5.3. Справочник "Системы и земные станции VSAT". – МСЭ, 1994.
- 5.4. Немировский М.С. Цифровая передача информации в радиосвязи. – М.: Связь, 1980.
- 5.5. Романовский М.И. Особенности многолучевых спутниковых систем связи с коммутацией сигналов // Электросвязь. – 1993, № 1.
- 5.6. Симонов М.М. Геостационарный спутник связи с многолучевой антенной: достоинства и недостатки // Электросвязь. – 2002, № 9.

К главе 6

- 6.1. Чернявский Г.М., Бартенев В.А. Орбиты спутников связи. – М.: Связь, 1978.
- 6.2. Кантор Л.Я., Тимофеев В.В. Спутниковая связь и проблема геостационарной орбиты. – М.: Радио и связь, 1998.
- 6.3. Машбиц Л.М. Компьютерная картография и зоны спутниковой связи. – М.: Радио и связь, 2000.
- 6.4. Петрович Н.Т., Камнев Е.Ф. Вопросы космической радиосвязи. – М.: Сов. Радио, 1965.
- 6.5. Калашников Н.И. Системы связи через ИСЗ. – М.: Связь, 1969.
- 6.6. Можаяев Г.В. Синтез орбитальных структур спутниковых систем. – М.: Машиностроение, 1989.
- 6.7. Баринев К.Н., Бурдаев М.Н., Мамон П.А. Динамика и принципы построения орбитальных систем космических аппаратов. – М.: Машиностроение, 1975.
- 6.8. Лебедев А.А., Нестеренко О.П. Космические системы наблюдения. – М.: Машиностроение, 1992.
- 6.9. Соколов В.В., Пыльцов В.А. Проблемы связности в системах спутниковой связи на базе низкоорбитальных космических аппаратов // Электросвязь. 1993, № 1.
- 6.10. Abolits A. Communication satellites: Orbital information efficiency. Proceedings of International Conference on Satellite Communications, v.1. ICSC-94. – М.: 1994.
- 6.11. Соколов В.В., Филимонов Е.Б., Пыльцов В.А. Методы построения низкоорбитальных спутниковых систем связи для передачи дискретных сообщений с ограниченным временем задержки. Труды 2-й Международной конференции "Спутниковая связь-1996", т.2. ICSC-96. – М.: 1996.
- 6.12. Труды 2-й Международной конференции "Спутниковая связь-1996", т.1. ICSC-96. – М.: 1996.
- 6.13. Аболиц А.И. Информационная эффективность орбит спутников связи // Электросвязь. – 1996, № 7.
- 6.14. Инженерный справочник по космической технике/ Под ред. А.В. Солодова. – М.: Воениздат, 1977.

- 6.15. Эльясберг П.Е. Введение в теорию полета искусственных спутников Земли. – М.: Наука, 1965.
- 6.16. Пакетные радиосети (тематический выпуск) // ТИИЭР. – 1987, Т. 75. – № 1.
- 6.17. Ефремов Г.А., Витер В.В. и др. Малые спутники в сетях связи и вещания // Технологии и средства связи. – 2000, № 1.
- 6.18. Elliptical satellite system which emulates the characteristics of geosynchronous satellites. – US Patent № 5, 957, 409; 28.09.1999.

К главе 7

- 7.1. Аболиц А.И. Сравнительная оценка эффективности многоспутниковых систем связи с использованием различных орбит // Электросвязь. – 1999, № 7.
- 7.2. Авдеевский В.С., Успенский Г.Р. Народно-хозяйственные и научные космические комплексы. – М.: Машиностроение, 1985.
- 7.3. Ежегодник. Спутниковые системы связи и вещания // ИПРЖ Радиотехника. – 1997.
- 7.4. Лебедев А.А., Нестеренко О.П. Космические системы наблюдения. – М.: Машиностроение, 1992.
- 7.5. Машбиц Л.М. Компьютерная картография и зоны спутниковой связи. – М.: Радио и связь, 2000.
- 7.6. Аболиц А.И. Информационная эффективность орбит спутников связи // Электросвязь. – 1996, № 7.
- 7.7. Зубарев Ю.Б., Симонов М.М., Аболиц А.И. Об основных положениях концепции Российской Системы Персональной Спутниковой Связи. Доклады 4-й Международной конференции "Спутниковая связь-2000", т.1. ICSC-2000. – М.: 2000.
- 7.8. Белянский П.В., Кришмановский В.А. Проблемы управления большими космическими антеннами // Зарубежная радиоэлектроника. – 1984, № 6.
- 7.9. Proceedings of international Mobile Satellite Conf. IMSC'95. – Ottawa, 1995.
- 7.10. Зубарев Ю.Б. Перспектива развития персональной спутниковой связи в России. Доклад на Международной конференции "Развитие мобильной связи в России", 7-й бизнес-форум "Мобильные системы-2002" – М.: 2002.
- 7.11. Аносов А.М., Ямбуренко Н.С. Российский сегмент системы спутниковой связи Globalstar сегодня и завтра // Мобильные телекоммуникации. – 2002, № 6, 7.
- 7.12. Аболиц А.И., Сиваков И.Р. К оценке роли и места персональной спутниковой связи в ВСС России. Доклады 4-й Международной конференции "Спутниковая связь-2000", т.1. ICSC-2000. – М.: 2000.
- 7.13. Венедиктов М.Д., Марков В.В., Эйдуз Г.С. Асинхронные адресные системы связи. – М.: Связь, 1968.

Список сокращений

АЗС	– абонентская земная станция
АРУ	– автоматическая регулировка усиления
АТ	– абонентский терминал
АФАР	– активная фазированная антенная решетка
АФК	– амплитудно-фазовая конверсия
АФУ	– антенно-фидерное устройство
АЦП	– аналого-цифровое преобразование
АЧХ	– амплитудно-частотная характеристика
БПФ	– быстрое преобразование Фурье
БРК	– бортовой ретрансляционный комплекс
ВКО	– взаимокорреляционная обработка
ВВХ	– вероятностно-временные характеристики
ВРВ	– время радиовидимости
ВЭО	– высокоэллиптическая орбита
ГСО	– геостационарная орбита
ДЦВ	– дециметровые волны
ДН	– диаграмма направленности
ДОС	– диаграммо-образующая схема
ЗВ	– звуковое вещание
ЗО	– зона обслуживания
ЗРВ	– зона радиовидимости
ЗР	– земной ретранслятор
ЗС	– земная станция
ИСЗ	– искусственный спутник Земли
ИЭЭ	– информационно-энергетическая эффективность
КА	– космический аппарат
КОА	– каналообразующая аппаратура
ЛБВ	– лампа бегущей волны
ЛС	– линия связи
МД	– множественный, многостанционный доступ
МДВР	– множественный доступ с временным разделением
МДКР	– множественный доступ с кодовым разделением
МДПКТ	– множественный доступ с предоставлением каналов по требованию
МДПР	– множественный доступ с пакетным разделением
МДЧР	– множественный доступ с частотным разделением
МЛ	– межспутниковая линия
МЛА	– многолучевая антенна

ММВ	– миллиметровые волны
МССС	– многоспутниковая система связи
МСЭ	– Международный союз электросвязи
МЧМ	– многочастотная манипуляция
МШУ	– малопумящий усилитель
НГСО	– негеостационарная орбита
НП	– населенный пункт
ОГ	– орбитальная группировка
ОЗС	– оконечная земная станция
ОКН	– один канал на несущую
ОНР	– общий нелинейный ретранслятор
ООП	– оконечное оборудование пользователя
ОСР	– обработка сигналов в ретрансляторе
ПАВ	– поверхностные акустические волны
ПерСС	– персональная спутниковая связь
ПЗ	– помехозащищенность
ПИЧ	– повторное использование частот
ПН	– полезная нагрузка
ПО	– плотность обслуживания
ППИ	– плотность потока информации
ПС	– пропускная способность
ПСП	– псевдослучайная последовательность
ПСР	– псевдослучайное расписание
ПСС	– подвижная спутниковая служба
ПФМ	– паразитная фазовая модуляция
ПЧ	– промежуточная частота
РЗС	– региональная земная станция
РТР	– ретранслятор
РЧ	– радиочастота
СКК	– сигнально-кодовая конструкция
СМВ	– сантиметровые волны
СПД	– система передачи данных
СПСС	– система подвижной спутниковой связи
СР	– спутниковый ретранслятор
ССС	– система спутниковой связи
ТВ	– телевизионное вещание
УЗС	– узловая земная станция
УМ	– усилитель мощности
УС	– удельная стоимость
УСКП	– узловая станция коллективного пользования
УСО	– удельная стоимость обслуживания
ФАПЧ	– фазовая автоподстройка частоты
ФАР	– фазированная антенная решетка
ФМ	– фазовая манипуляция

ФСС	– фиксированная спутниковая служба
ФЧХ	– фазо-частотная характеристика
ЦАП	– цифроаналоговое преобразование
ЦЗС, ЦС	– центральная земная станция
ЧВМ	– частотно-временная матрица
ШБА	– широкоугольная бортовая антенна
ШДН	– ширина диаграммы направленности
ЭИИМ	– эффективная изотропная излучаемая мощность
ЭМВОС	– эталонная модель взаимодействия открытых систем
ЭМС	– электромагнитная совместимость
ЭО	– эллиптическая орбита
ЭП	– энергетический потенциал
ЭЧП	– энергочастотный потенциал

CONTENTS

Preface	8
Chapter 1	
Model of a system: levels, functions, resources, performance, criteria	12
1.1. Principle and definition of a satellite communications system	12
1.2. Multilevel structural-functional model	18
1.3. Topology and architecture	20
1.4. Network structure	26
1.5. Orbital arrangement	31
1.6. Multiple access	35
1.7. Satellite communications up/down link	44
1.8. Retransmission	49
1.9. Earth stations	56
1.10. System resources, performance, parameters	59
1.11. Purpose and quality performance, efficiency	66
Chapter 2	
Power and frequency relationship on the multi-station up/down link with common transponder	73
2.1. Principle of energy-frequency unity	73
2.2. Energy-frequency potential (EFP) and the main forms of up/down link equation	78
2.3. Effect of transponder non-linearity	89
2.4. Use of down link energy (power) potential	96
2.5. Frequency band optimization	106
2.6. Frequency band usage and signal power spectral density	113
2.7. Energy-frequency relationship in existing and projected satellite communications systems	116
Chapter 3	
Satellite communications link capacity and noise-plus-internal interference immunity	130
3.1. Multiparametric interdependency between capacity and interference immunity	130
3.2. Interference immunity and frequency band of relaying for different modulation and encoding techniques	137
3.3. Interference immunity and frequency band for redundant coding	145
3.4. Use of Shannon equation for real interference immunity and data transmission rate	153
3.5. Link capacity, energy performance and special features with transparent satellite	155
3.6. Up/down link capacity with signal on-board processing	162
3.7. Information-energy efficiency of existing and projected systems	166
Chapter 4	
Protection against external and mutual interference in multiple access systems	174
4.1. Internal interference immunity as an efficiency factor of SCS	174
4.2. Energy relations in case of external interference in a link with transparent satellite	177

4.3.	Satellite communications link capacity in case of external Interference.....	181
4.4.	Main types and features of large-base (spread spectrum) signals	187
4.5.	Correlation processing of interference like a signal	191
4.6.	Dispersion of intermodulation interference at correlator output.....	200
4.7.	Interference immunity of large-base (spread spectrum) signals.....	205
4.8.	Interference immunity of composite PM-MFM pseudo-random sequence signals	213
4.9.	Cross-correlation processing in transponder	216
Chapter 5		
	Distribution of energy, frequency and spatial resources in multi-transponder and multi-beam systems	227
5.1.	Role of spatial parameters and satellite structure in efficiency assurance of a satellite communications system	227
5.2.	EFP and capacity of multi-transponder systems	230
5.3.	Spatial and orbital parameters, EFP and capacity of systems with multi-beam antenna.....	233
5.4.	Energy-frequency potential versus the cluster and number of beams.....	237
5.5.	Energy-potentials of up and down link versus orbit height and footprint parameters.....	244
5.6.	Energy-frequency potential and capacity versus orbit height	251
5.7.	Features of retransmission and on-board processing in multi-transponder and multi-beam systems	267
5.8.	Inter-transponder and inter-beam cross-coupling.....	274
5.9.	Capacity estimation of existing and projected SCS	285
Chapter 6		
	Orbital structure of multi-satellite systems (MSS).....	290
6.1.	Criteria of compliance of orbital parameters with satellite communications objectives	290
6.2.	Spatial and time characteristics of satellite orbits	296
6.3.	Change of elevation angles in case of elliptical orbits	306
6.4.	Methods of determining the number of satellite in constellation	312
6.5.	Coverage and the number of satellite in circular orbits.....	320
6.6.	Coverage pattern shaping for elliptical orbits	327
6.7.	Number of satellite and elevation angles for elliptical orbit	336
6.8.	Orbital parameters of some existing and projected MSS	350
Chapter 7		
	Efficiency and cost issues for multi-beam systems and MSS	354
7.1.	Technical and economic efficiency	354
7.2.	Communications link cost and its optimization	356
7.3.	Cost functions including space segment	372
7.4.	Cost per capacity unit	377
7.5.	Service penetration and cost per unit	383
7.6.	Efficiency of personal satellite communications system	390
7.7.	Innovative system technologies as a basis for the implementation of mobile and personal satellite communications	404
	Conclusion.....	408
	Bibliography	415
	List of abbreviations (acronyms)	420

ФГУП «НПЦ «Вигстар»

Приглашаем к сотрудничеству



А.А. Стрыгин
Директор ФГУП
«НПЦ «Вигстар»

«Наши разработки в области обработки и передачи информации в цифровом формате находятся на уровне лучших зарубежных аналогов. Новейшие разработки и идеи, с которыми мы выходим на рынок, позволяют нам уверенно смотреть в будущее.»

Основное назначение предприятия - выпуск продукции, оказание услуг и проведение научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ в области создания радиотехнических систем, комплексов и средств связи специального и гражданского назначения



Бортовые цифровые платформы



Микрорадиорелейные станции



Станции спутниковой связи: стационарные, корабельные, возимые, малогабаритные носимые.

ОСНОВНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ ФГУП «НПЦ «ВИГСТАР»

- Интегрированные системы и комплексы спутниковой и радиорелейной связи:
 - проектирование и системная интеграция
 - поставки оборудования
 - услуги по эксплуатации
- Бортовые цифровые платформы для ретрансляторов спутников связи
- Специальные системы и комплексы передачи данных
- Станции спутниковой связи специального назначения, в том числе:
 - для передачи закрытой цифровой видеоинформации и репортажного телевидения
 - малогабаритные носимые станции спутниковой связи для создания мобильных сетей

109028, РОССИЯ, МОСКВА,
Б. ТРЕХСВЯТИТЕЛЬСКИЙ ПЕР., 2.
ТЕЛ.: (095) 917 3003; 926 2405.
ФАКС: (095) 917 3442.
E-MAIL: MARKET@MNIRTI.RU



ЦЕНТР СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ

www.sccenter.ru

mail@sccenter.ru

- проектирование и создание инженерных сетей и систем: связь, радио и ТВ;
- разработка, изготовления и поставка станций спутниковой связи;
- монтажные и пуско-наладочные работы;
- техническое сопровождение и эксплуатация станций спутниковой связи;
- оформление разрешительных документов на право эксплуатации станций.



Центром разработаны и серийно изготавливаются
земные станции (ЗС) спутниковой связи в "С" и
"Ku" - диапазонах частот, предназначенные для
работы через геостационарные отечественные и
зарубежные спутники-ретрансляторы.

Стационарные ЗС имеют антенны диаметром, (м):

С-диапазон: 1.66; 2.5; 3.7; 5.0; 7.4; 9.3

Ku-диапазон: 1.66; 1.8; 2.4; 2.5; 3.7; 5.0; 7.4



все станции спутниковой
связи сертифицированы



Передвижные ЗС, смонтированные

- на автомобиле, (м): 1.66; 1.8; 2.4 (Ku-band)

- в контейнере, (м): 1.66; 2.5 (C-band)

1.8; 2.4 (Ku-band)

117152, РФ, Москва, Загородное шоссе, 10 корп.4

Телефоны: (095) 952-7265; 952-7364; 958-2549

Факс: (095) 952-7265

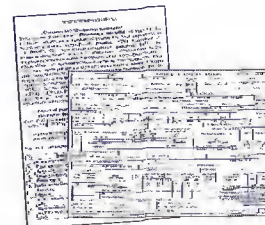


НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННАЯ ФИРМА
Россия, 105118, Москва, ул. Вольная, дом 13
телефон: +7 (095) 784 6330, факс: +7 (095) 784 5329
интернет: http://www.geyser.ru, e-mail: npf@geyser.ru

КОНСАЛТИНГ ПО ВОПРОСАМ ЧАСТОТНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

Получение разрешительных документов ГКРЧ на выделение полосы (полос) частот для разработки, закупки, ввоза и эксплуатации РЭС:

- разработка концепций частотного обеспечения систем радиоэлектронных средств;
- экспертиза исходных данных и подготовка карточек ТТД по форме №1 ГКРЧ;
- разработка пояснительной записки к карточкам тактико-технических данных;
- научно-техническое сопровождение согласования радио-частотной заявки с заинтересованными министерствами и ведомствами.



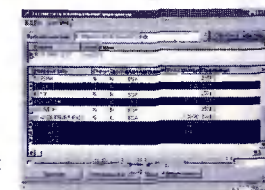
Получение разрешительных документов на использование радиочастот для эксплуатации РЭС:

- разработка проектов заявочных материалов по установленным формам, включая подготовку выкопировок с карт мест размещения РЭС;
- научно-техническое сопровождение согласования заявки с заинтересованными министерствами и ведомствами;
- сопровождение работ, связанных с получением Заключения Государственного специального проектного института радио и телевидения (ГСПИ РТВ) об электромагнитной совместимости вновь заявляемых РЭС с уже действующими РЭС гражданского назначения.



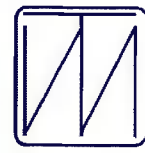
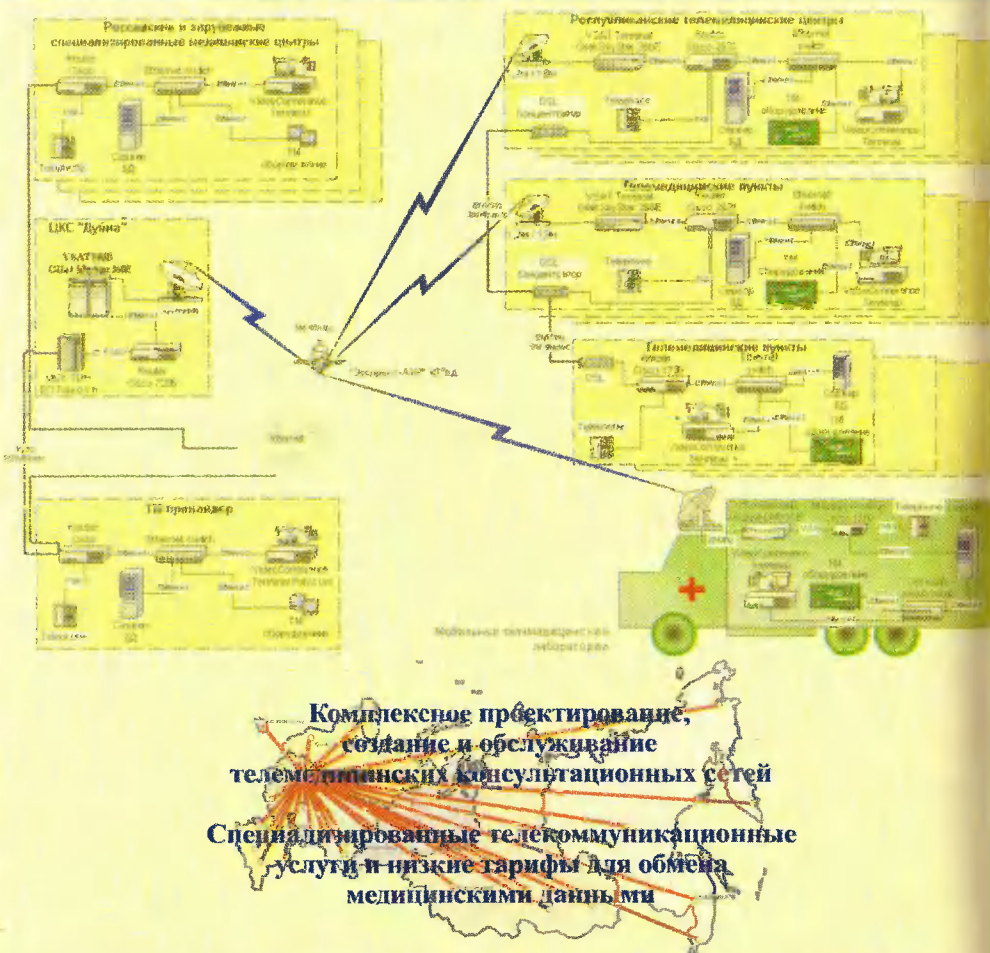
Проектирование систем связи в части радиочастотного обеспечения:

- обоснование и выбор полос частот и орбитальных позиций для разрабатываемых (модернизируемых) РЭС;
- анализ национальных и международных требований и ограничений на использование полос частот для разрабатываемых (модернизируемых) РЭС;
- анализ соответствия заявленных (планируемых) технических характеристик РЭС национальным и международным требованиям;
- оценка загрузки полос радиочастот и разработка моделей существующей и прогнозируемой радиоэлектронной обстановки;
- расчет бюджета радиолинии спутниковых систем и выбор оптимальных энергетических параметров РЭС.



Разработка и согласование с заинтересованными министерствами и ведомствами условий обеспечения ЭМС заявляемых РЭС космических и наземных радиослужб с другими РЭС специального и гражданского назначения, работающими в общих полосах частот.

НПФ «Гейзер» имеет опыт успешного сотрудничества по данному направлению со многими государственными и коммерческими организациями, среди которых ФГУП «Главный радиочастотный центр», НПО ПМ им. М.Ф. Решетнева, ГИИПЦ им. М.В. Хруничева, ФГУП «Морсвязьспутник», Центральный банк Российской Федерации, ОАО «Ростелеком», ЗАО «Моторола ЗАО», ОАО «Роснефть», ООО «Ройлком», ОАО «Гипросвязь» (Самара), ООО «СВИТ», ЗАО «Кросна», ООО «Телеросс», МРСК «Мир», ЗАО «ГлобалТел».



МЕЖДУНАРОДНАЯ АКАДЕМИЯ ИНФОРМАТИЗАЦИИ (МАИ) ИНСТИТУТ ТЕЛЕИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

105064, г. Москва, ул. Казакова, 16

тел: (095) 267-4902, факс: 2610090

Институт телеинформационных систем (ИТИС) образован в 1994 г. на базе Отделения Международной Академии Информатизации «Спутниковые и наземные системы связи и вещания».

Основными направлениями деятельности ИТИС являются:

- Концептуальные системные исследования и разработки в области спутниковых и наземных телекоммуникаций, интегральных информационных технологий, цифрового телерадиовещания, электромагнитной совместимости.
 - Консалтинговая, экспертная, информационно-аналитическая деятельность по вопросам развития всех видов телекоммуникаций.
 - Содействие в подготовке научных кадров высшей квалификации, участие в выпуске научно-технических изданий, подготовке конференций, семинаров.
- Институт ставит перед собой задачи сосредоточения усилий членов Отделения МАИ на рубеже фундаментальных исследований в области связи, информатики и прикладного системного анализа при создании и применении телеинформационных технологий широкого спектра. В центре внимания ИТИС – интеграционные процессы в сфере коммуникаций, их воплощение в перспективных проектах и разработках. ИТИС и Отделение МАИ «Спутниковые и наземные системы связи и вещания» – конгломерат ведущих ученых и специалистов отраслей связи, промышленности средств связи, ракетно-космической техники, профессорско-преподавательского состава ряда ВУЗов России, Белоруссии, Грузии, Украины, Узбекистана, Германии, Италии, Польши, Швейцарии.

С 1996 г. Институт участвует в выполнении научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ по следующей тематике:

- Создание цифровых мультимедийных систем и исследование возможностей их применения в телекоммуникационном пространстве России.
- Разработка комплексных проектов цифрового ТВ вещания и принципов его международной стандартизации в России.
- Системно-технологический анализ развития мобильной и персональной спутниковой связи с разработкой рекомендаций по внедрению и использованию.
- Проектирование широкополосных сетей связи и абонентского доступа, в том числе беспроводных, в составе ЕСС России.
- Разработка предложений по развитию информационной системы г. Москвы.

В соответствии с Решением Президиума МАИ в 1996-1998г.г. функционировал организованный Институтом Комитет по телеинформатике и связи Общественно-научной палаты при Правительстве Москвы, который рассматривал вопросы совершенствования и координации телеинформационной инфраструктуры города, получившие развитие в последующих программах.

Среди заказчиков и партнеров ИТИС в разные годы были Минсвязи, Минпечати и Минпромнауки России, предприятия РАСУ и Росавиакосмоса, Московская телекоммуникационная корпорация (КОМКОР), Российское научно-техническое общество радиотехники и электросвязи (НТОРЭС) им. А.С. Попова, Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), МГТУ им. Н.Э. Баумана и др. В год 10-летнего юбилея Отделение МАИ и Институт телеинформационных систем видят свою первоочередную задачу в сохранении и поддержании высокого потенциала российской науки в сфере телеинформатики и связи. Востребованность работ ИТИС – залог его жизнедеятельности.

Приглашаем к сотрудничеству!



9 785874 840853