

**Некоммерческое акционерное общество  
«АЛМАТИНСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ»**

Кафедра Телекоммуникационных систем  
Специальность 6М071900 «Радиотехника, электроника и телекоммуникации»

ДОПУЩЕН К ЗАЩИТЕ  
Зав. кафедрой  
к.т.н., профессор Шагиахметов Д.Р.  
(ученая степень, звание, Ф.И.О.)  
« \_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2014 г.

**МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ  
пояснительная записка**

на тему: Обеспечение внутрисистемной электромагнитной совместимости  
системы спутникового телевизионного вещания

Выполнил Тулешов Ж.К. \_\_\_\_\_ Группа МТСп-12-2  
(Ф.И.О.) (подпись)

Руководитель доктор PhD проф. каф. ТКС \_\_\_\_\_ Чайко Е.В.  
(ученая степень, звание) (подпись) (Ф.И.О.)

Рецензент магистр, зав. кафедры АИКТ \_\_\_\_\_ Штунь А.К.  
(ученая степень, звание) (подпись) (Ф.И.О.)

Консультант по ВТ к.х.н., ст. преподаватель \_\_\_\_\_ Данько Е.Т.  
(ученая степень, звание) (подпись) (Ф.И.О.)

Нормоконтролер к.х.н., ст. преподаватель \_\_\_\_\_ Кудинова В.С.  
(ученая степень, звание) (подпись) (Ф.И.О.)

Алматы, 2014

Некоммерческое акционерное общество  
«АЛМАТИНСКИЙ ИНСТИТУТ ЭНЕРГЕТИКИ И СВЯЗИ»

Факультет Радиотехники, телекоммуникации и связи

Специальность 6М071900 – Радиотехника, электроника и телекоммуникации

Кафедра Телекоммуникационных систем

**ЗАДАНИЕ**

на выполнение магистерской диссертации

Магистранту Тулешову Жанибеку Кожобековичу

Тема диссертации «Обеспечение внутрисистемной электромагнитной совместимости системы спутникового телевизионного вещания»

утверждена Ученым советом института приказом №142 от «31.10» 2013 г.

Срок сдачи законченной диссертации «25» января 2013 г.

Цель исследования:

Обеспечение электромагнитной совместимости каналов исследуемой сети спутниковой связи телевизионного вещания.

Перечень подлежащих разработке в магистерской диссертации вопросов или краткое содержание магистерской диссертации:

1 Обзор современных технологий спутникового телевизионного вещания;

2 Выбор метода расчета и моделирование потерь мощности сигнала и помех, возникающих в связи с рассогласованием принимаемых электромагнитных волн.;

3 Расчет энергетического бюджета и характеристик сети спутникового телевизионного вещания;

4 Применение методики анализа внутрисистемной электромагнитной совместимости с помощью имитационного моделирования.

Перечень графического материала (с точным указанием обязательных чертежей) 1 Спектр транспондеров спутника Intelsat 904. 2 Расчет мощности отношения сигнал/шум приемника транспондера.

Рекомендуемая основная литература

1 Конин В.В. *Спутниковые системы и технологии.* – М.: Оборонгиз, 2002.

2 Камнев В. Е., Черкасов В. В., Чечин Г. В. *Спутниковые сети связи: Учеб. пособие.* - М.: Альпина Паблишер, 2004.

3 ETSI EN 302 307. (DVB); *Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2).*

3 Эйдус А.Г., Гладких С.А., Антилогов В.Р. *Спутниковая связь: ситуация в мире и России. ВИСАТ - ТЕЛ. Материалы сервера [www.vsat-tel.ru](http://www.vsat-tel.ru).*

ГРАФИК  
подготовки магистерской диссертации

Наименование разделов, перечень разрабатываемых вопросов	Сроки предоставления научному руководителю	Примечание
1 Обзор современных технологий спутникового телевизионного вещания;	6.03.12	Выполнил
2 Выбор метода расчета и моделирование потерь мощности сигнала и помех, возникающих в связи с рассогласованием принимаемых электромагнитных волн.;	16.10.12	Выполнил
3 Расчет энергетического бюджета и характеристик сети спутникового телевизионного вещания;	16.02.13	Выполнил
4 Применение методики анализа внутрисистемной электромагнитной совместимости с помощью имитационного моделирования.	16.07.13	Выполнил
5 Экспериментальная часть	16.10.13	Выполнил
6 Заключение	10.11.13	

Дата выдачи задания 3 сентября 2012 г.

Заведующий кафедрой \_\_\_\_\_  
подпись

Коньшин Сергей Владимирович  
(Ф.И.О.)

Руководитель диссертации \_\_\_\_\_  
подпись

Чайко Елена Валерьевна  
(Ф.И.О.)

Задание принял к исполнению  
магистрант \_\_\_\_\_

подпись

Тулешов Жанибек Кожабекович  
(Ф.И.О.)

## **Аңдатпа**

Осы магистерлік диссертацияда жерсерікті байланыс және ақпарат тарату сұрақтары қарастырылуда. Басты мақсат жиілік-орбиталық қамбаның және электромагниттік үйлесімділікті қамтамасыз ету.

Спутникті жүйенің, жергілкті бекетінің, және ретранслятордың қабылдау – тарату аппаратурасының ортақ мінездемесінің сипаттау. Радиосигналдың спутниктік жүйеде тиімді таратылу әдістерімен электромагниттік үйлесімділікті жақсарту.

Спутникті желінің электромагнитті үйлесімділікті қамсыздандырудың мәселесі және хабар тарату жолдары қарастырылған.

Осы жұмыста спутникті байланысты таратуға математикалық қалыптар қолданылған.

## **Аннотация**

В приведенной диссертационной работе исследуются вопросы повышения эффективности использования частотно-орбитальных ресурсов и обеспечения электромагнитной совместимости.

Произведен анализ общих характеристик спутниковых сетей, приёмо-передающей аппаратуры земных станций и геостационарных ретрансляторов. Рассмотрены эффективные методы передачи радиосигналов по спутниковым каналам связи для улучшения ЭМС.

Рассмотрены математические модели для оптимизации параметров каналов исследуемой сети спутниковой связи и вещания.

## **Abstract**

In the above thesis explores issues of introduction of satellite communication and broadcasting in order to increase efficiency of frequency- orbit resources and ensuring electromagnetic compatibility.

The analysis of the general characteristics of satellite networks , receiving and transmitting equipment earth stations and geostationary transponders . Considered effective methods of transmitting radio signals via satellite channels to improve EMC .

The ways of solving problems posed by EMC for network communications and broadcasting satellite.

Applied mathematical models to optimize the network created by the geostationary satellite communications and broadcasting .

## Содержание

	Введение	
1	Обзор и анализ систем спутниковой связи и вещания	
1.2	Характеристики геостационарных сетей спутниковой связи	
1.3	Классификация систем спутниковой связи телевизионного вещания	
2	Оценка влияния параметров приемопередающей аппаратуры на основные характеристики каналов связи ССС	
2.1	Виды модуляции сигналов в спутниковых каналах связи	
2.2	Эффективное использование полосы частот каналов связи	
2.3	Помехоустойчивое кодирование	
2.4	Энергетический бюджет спутниковых радиолиний связи	
2.5	Пути повышения пропускной способности во внедряемых спутниковых системах связи	
3	Выбор математической модели сети спутниковой связи для обеспечения ЭМС	
3.1	Выбор методов расчета взаимных помех для проведения анализа электромагнитной обстановки	
3.2	Расчет взаимных помех между системами наземных и спутниковых радиослужб для обеспечения ЭМС	
3.3	Пути повышения эффективности ГССС	
4	Экспериментальная часть	
	Заключение	
	Перечень сокращений	
	Список литературы	
	Приложение	
	Приложение	
	Приложение	
	Приложение	

## Введение

Активное развитие спутниковых систем связи приводит к значительной концентрации, как искусственных спутников Земли, так и приемопередающей аппаратуры. В связи с этим усложняется электромагнитная обстановка (ЭМО) и возрастают как внутрисистемные (внутри одной сети), так и межсистемные (между различными сетями) помехи, что усложняет проблему совместного функционирования радиоэлектронных средств. Это актуально для систем спутникового телевизионного вещания Ku-диапазона, которые представляют собой сложную иерархическую систему.

Поэтому необходимо решение данной задачи методами системного анализа, который базируется на едином подходе ко всем его составным частям с учетом взаимного влияния друг на друга, в части обеспечения ЭМС, и на систему в целом.

Перспективы развития систем спутникового телевизионного вещания, в значительной степени зависят от корректного и рационального планирования, проводимого с помощью специальных гео-информационных систем. Однако развитие технологий планирования, включающих оценку электромагнитной совместимости, отстает от развития радио-телекоммуникационных систем. Совокупность электромагнитных полей в заданной точке пространства называется электромагнитной обстановкой. С проблемами помехоустойчивости тесно связаны задачи обеспечения электромагнитной совместимости, указанных систем и их составляющих.

Это обусловлено тем, что нарастающая тенденция к укорочению длины волны приводит к возможности резкого увеличения числа устройств, работающих на одинаковых или близких частотах, что приводит к резкому снижению помехоустойчивости, энергетической эффективности и пропускной способности системы связи. Это в свою очередь приводит к необходимости решения задач по исключению снижения соответствующих характеристик.

Кроме того, эффективность работы радиоэлектронных средств (РЭС) в значительной мере определяется внутрисистемными помехами, создаваемыми средствами и устройствами конкретного объекта, а также межсистемными помехами, когда в качестве источников помех могут быть различные типы РЭС уже существующей группировки. В то же время, обеспечение эффективного функционирования отдельных подсистем в одной системе также является задачей обеспечения межсистемной ЭМС.

Воздействие внутрисистемных помех приводит к существенному уменьшению рабочей полосы частот и снижению эффективности функционирования систем связи. Поэтому, повышение эффективности функционирования систем спутникового телевизионного вещания в условиях действия внутрисистемных и межсистемных помех является важной и актуальной научно-технической задачей.

Решению некоторых из этих вопросов и посвящена данная работа.

# **1 Обзор и анализ систем спутниковой связи и вещания**

## **1.1 Классификация систем спутниковой связи телевизионного вещания**

Спутниковые сети связи (ССС) различного назначения могут отличаться друг от друга по целому ряду характеристик, основными из которых являются:

- характеристики области обслуживания;
- преобладающее направление информационных потоков в сети;
- тип орбитальной группировки ретрансляторов;
- диапазоны используемых частот;
- назначение СССР и тип используемых станций.

По охватываемой территории, административной структуре управления и принадлежности космического и наземного сегментов сети связи можно выделить:

- глобальные СССР, обеспечивающие полный охват территории Земли и развивающиеся под управлением и при координации международных организаций, объединяющих большинство стран мира;

- интернациональные СССР, являющиеся объектом совместной деятельности нескольких десятков стран, в том числе региональные СССР, совместно используемые странами, расположенными в относительном соседстве друг с другом и принадлежащими одному географическому региону;

- национальные СССР, наземный сегмент которых сосредоточен в пределах одной страны;

- корпоративные (ведомственные) СССР, наземный сегмент которых принадлежит одному ведомству, крупной частной компании и т.д., а назначение сетей состоит в обеспечении обмена деловой информацией и данными в интересах организации - владельца или арендатора сети. Корпоративные сети строятся преимущественно на основе земной станций (ЗС) типа VSAT (Very Small Aperture Terminal) и долгосрочной аренды части связных ресурсов коммерческих спутников - ретрансляторов (СР) общего пользования.

По преобладающему направлению передачи информационных потоков в СССР различают:

- сети сбора информации, в которых информация передается от многочисленных источников (датчиков) в один или несколько центров сбора и обработки информации;

- сети распределения информации, для которых характерна передача трафика от небольшого числа центральных распределительных станций к многочисленным потребителям информации. В обратном направлении может передаваться лишь незначительный объем запросной информации. Для сетей распределения информации характерно наличие режимов многоадресной и широковещательной передачи;

- сети обмена информацией характеризуются тем, что в них ЗС являются в примерно равной степени источниками и потребителями циркулирующих в сети информационных потоков.

Другими важными параметрами, характеризующими околоземную орбиту спутника связи, являются:

- угол наклона плоскости орбиты  $i$  - угол между плоскостью экватора Земли и плоскостью орбиты, отсчитываемый от плоскости экватора в направлении на север. По этому параметру различают экваториальные ( $i = 0$ ), полярные ( $i = 90^\circ$ ) и наклонные ( $0 < i < 90^\circ$ ,  $90^\circ < i < 180^\circ$ ) орбиты. - Долгота восходящего узла - долгота точки пересечения траектории подспутниковой точки с линией экватора при движении спутника с юга на север;

- эксцентриситет орбиты, равный  $e = \sqrt{1 - b^2/a^2}$ , где  $a$  и  $b$  соответственно большая и малая полуоси эллипса орбиты. Величина эксцентриситета может принимать значения в диапазоне  $0 \leq e < 1$ . Чем больше эксцентриситет, тем более «узкой и вытянутой» является орбита спутника. При  $e = 0$  эллиптическая орбита вырождается в круговую с постоянной высотой  $h$ ;

- время обращения спутника по орбите (время вращения спутника) - интервал времени между соседними прохождениями спутником одной и той же точки орбиты.

## 1.2 Характеристики геостационарных сетей спутниковой связи

Главной особенностью геостационарной орбиты (ГО) является неподвижность (на практике - достаточно малая подвижность) ГСР относительно земной поверхности.

При построении ССС могут быть использованы следующие типы орбит:

- геостационарная орбита {GEO - Geostationary Earth Orbit};
- низкие круговые орбиты {LEO - Low Earth Orbit};
- средневысотные круговые орбиты {MEO - Medium Earth Orbit};
- эллиптические околоземные {EEO - Elliptical Earth Orbit}.

Геостационарные СР выводятся в восточном направлении на круговую орбиту с нулевым наклоном (в экваториальную плоскость) и высотой над поверхностью Земли  $h = 35875$  км [1]. Эта орбита характеризуется тем, что угловая скорость спутника совпадает по величине и направлению с угловой скоростью вращения Земли и теоретически ГСР является неподвижным относительно точки экватора (подспутниковой точки), над которой размещается ретранслятор.

подавляющая часть существующих ССС использует для размещения СР геостационарную орбиту, основными достоинствами которой являются возможность непрерывной круглосуточной связи и практически полное отсутствие доплеровского сдвига частоты. Вследствие этого при достижимых на сегодняшний день точностях удержания СР в рабочей точке на орбите и



систем ориентации бортовых антенн на ЗС нет необходимости использовать достаточно сложные и дорогие следящие системы наведения антенн. Это существенно снижает стоимость наземного сегмента ССС и затраты на его эксплуатацию.

Число спутников - ретрансляторов на геостационарной орбите ограничивается международными нормами. В частности, эти ограничения определяют величину минимального углового разнеса ретрансляторов. Для обеспечения приемлемой электромагнитной совместимости разных ССС угловой разнос ГСР на орбите должен быть не меньше  $0,5^\circ$ . Геостационарная орбита близка к насыщению. В 2000-ом году общее число действующих коммерческих ГСР превысило две сотни, а их результирующая полоса пропускания составила более 200 ГГц. В связи с этим наблюдается тенденция к переходу от количественного развития ГСР к качественному путем наращивания пропускной способности каждого ретранслятора с целью максимально эффективного использования выделенных позиций на геостационарной орбите.

По мере постепенного насыщения *C* - диапазона и прогресса в области производства СВЧ компонентов радиоэлектронной аппаратуры началось освоение *Ku*-диапазона. В этом диапазоне можно использовать антенны меньших размеров, лучше условия электромагнитной совместимости с другими радиослужбами, но проявляется, хотя и не в очень сильной степени, влияние состояния земной атмосферы на поглощение и рассеяние радиосигналов, что требует определенного энергетического запаса радиолиний связи. Тем не менее, *Ku* - диапазон давно апробирован на практике, технология производства аппаратуры отработана и в настоящее время диапазон 14/12 ГГц используется большинством из действующих СР. В последние годы идет достаточно интенсивная подготовка к использованию *Ka*- и *Q/V* - диапазонов. Существует разделение спутниковых служб связи по назначению сети и типу земных станций, введенное Регламентом радиосвязи:

- фиксированная спутниковая служба - ФСС {FSS - Fixed Satellite Service};
- подвижная спутниковая служба - ПСС {MSS - Mobile Satellite Service};
- широковещательная спутниковая служба - ШСС {BSS - Broadcast Satellite Service}.

Широковещательная спутниковая служба предназначена для приема телевизионных и радиовещательных программ и является главной службой систем непосредственного телевизионного вещания (НТВ), спутникового телевизионного вещания и спутникового непосредственного радиовещания. Все системы телерадиовещания строятся на базе спутников на геостационарной орбите. В этой области телекоммуникаций, где основное требование к системе - сплошное покрытие обслуживаемых территорий, преимущества спутниковой сети связи, базирующейся на ГСР перед другими средствами связи, проявляются в наибольшей степени[2].

С позиций сегодняшнего дня ССС первых поколений были весьма

далеки от совершенства. С использованием элементной и компонентной базы тех лет невозможно было создать мощные и надежные бортовые передатчики и чувствительные малошумящие приемники. К тому же, скромные возможности средств доставки спутников связи на орбиту жестко ограничивали массогабаритные характеристики как ИСЗ в целом, так и бортовой ретрансляционной аппаратуры. Низкие характеристики ретрансляторов приходилось компенсировать высокими характеристиками земных станций. В результате ЗС оказывались чрезвычайно громоздкими и дорогими сооружениями. Возможность спутникового радиоканала обеспечивать связь между точками земной поверхности, удаленными друг от друга на огромные расстояния, без прокладки между этими точками специальной физической среды для распространения сигналов, предопределила основные направления практического использования первых поколений ССС - распределение радио - и телевизионных программ и телефония.

Одним из важных направлений развития телерадиовещания является непосредственная спутниковая трансляция телевизионных и радиопрограмм на индивидуальные пользовательские приемные установки, что позволяет одновременно передавать с высоким качеством несколько сотен программ. Реальностью стало непосредственное спутниковое радиовещание на портативные переносные и автомобильные приемники, а в ближайшем будущем станет возможным и массовый прием телевизионных спутниковых программ.

Таким образом, ССС, обладая значительными потенциальными возможностями, могут и должны занять достойное место в составе глобальной, региональных и национальных инфотелекоммуникационных инфраструктур. Это возможно при условии существенного увеличения их пропускной способности и адаптации к современным сетевым и информационным технологиям.

### **1.3 Оценка влияния параметров приемопередающей аппаратуры на основные характеристики каналов связи ССС**

Пропускная способность спутниковых каналов связи определяется достаточно большим числом факторов, основными из которых являются: требуемое качество передачи информации, выходная мощность передатчиков и характеристики антенных систем ЗС и БРТК ретранслятора, структуры передаваемых радиосигналов, собственные шумы используемой приемной и передающей аппаратуры, характеристики внешних источников шумов и помех, аппаратурные потери, потери полезного сигнала на трассе распространения. Канал связи ССС состоит из двух последовательно соединенных звеньев - радиолинии «вверх» (канала ЗС - СР) и радиолинии «вниз» (канала СР-ЗС). Во многих случаях на обоих участках составного спутникового канала связи ощущается дефицит энергетики, обусловленный в

радиолиниях «вверх» стремлением к снижению размеров, мощности передатчиков и соответственно стоимости земных станций, а радиолиниях «вниз» - достаточно жесткими ограничениями на массогабаритные характеристики и энергопотребление бортовых систем, что не позволяет обеспечить значительную мощность передатчика ретранслятора. Поэтому необходима оценка влияния параметров приемопередающей аппаратуры и окружающей среды на основные характеристики каналов связи ССС. Такая оценка позволяет определить рациональные мощности передатчиков, размеры антенн, предельную скорость передачи информации, найти оптимальные и близкие к ним диапазоны рабочих частот, значительно снизить энергетический запас, что позволяет исключить неоправданную сложность и стоимость аппаратуры связи.

Преобразователем токов и напряжений в передающей линии связи в электромагнитные волны, распространяющиеся в свободном пространстве, является антенна. При приеме она осуществляет обратный процесс преобразования электромагнитных колебаний в электрические сигналы.

Каждая антенна имеет рабочую (центральную) частоту, на которой её основные характеристики соответствуют требуемым.

Коэффициент усиления этих антенн в направлении максимума излучения определяется соотношением [3]:

$$G = K_{\text{и}} \pi^2 \left( \frac{D}{\lambda} \right)^2 \quad (1.1)$$

где  $D$  - диаметр антенны,  $\lambda$  - рабочая длина волны,  $K_{\text{и}} < 1$  - коэффициент использования поверхности антенны, учитывающий затенение части поверхности отражателя облучателем, его опорами и неидеальность диаграммы направленности облучателя. В зависимости от диаметра антенны и её конструктивных особенностей  $K_{\text{и}} = 0,5-0,7$ . Для практических расчетов удобно пользоваться следующим соотношением:

$$G = 109,67 K_{\text{и}} D^2 f^2 \quad (1.2)$$

где  $f$  - рабочая частота [ГГц],  $D$  - диаметр [м].

Антенны с круглой апертурой имеют симметричную относительно направления максимума излучения (оси симметрии антенны) диаграмму направленности, и для них ДН определяется соотношением:

$$G(\beta) = 4G \left[ \frac{J_1 \left( \frac{\pi D \sin \beta}{\lambda} \right)}{\frac{\pi D}{\lambda} \sin \beta} \right]^2$$

где  $\beta$  - угловое отклонение относительно направления максимального

излучения,  $J_1(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-1)^k (x/2)^{2k+1}}{k!(k+1)!}$  - функция Бесселя 1-го рода первого порядка.

Нормированная по отношению к  $G$  диаграмма направленности приведена на рисунке 1.3. Ширина диаграммы направленности -  $\theta$  (ширина передающего или приемного луча) определяется как удвоенное угловое отклонение относительно направления максимального излучения, при котором снижение коэффициента усиления достигает заданного порогового значения (как правило, 3 дБ). Из рисунка 1.3 следует, что снижение коэффициента усиления на 3 дБ достигается при следующем значении:

$$\frac{\pi D}{\lambda} \sin \beta = 1,61$$

следовательно:

$$\theta = 2 \arcsin \left( \frac{1,61 \lambda}{\pi D} \right) \quad (1.3)$$

При малых значениях  $x$  функция  $\arcsin(x) \approx x$ . При  $x < 0,7$  относительная погрешность приближения не превышает 10%, поэтому при  $D/\lambda > 0,7$  можно пользоваться соотношением:

$$\theta \approx 1,02 \frac{\lambda}{D} [\text{rad}] \approx 60 \frac{\lambda}{D} = \frac{18}{D[\text{м}] \cdot f[\text{ГГц}]} [\text{град}] \quad (1.4)$$

Иногда требуется аппроксимировать диаграмму направленности вблизи её основного лепестка. При этом часто используют следующее приближение:

$$G(B) \approx \frac{G}{1 + (2\beta/\theta)^2} \quad (1.5)$$

Сопоставляя (1.2) и (1.4), можно выразить максимальный коэффициент усиления антенны через ширину диаграммы направленности:

$$G = \frac{35530 K_H}{\theta^2}. \quad (1.6)$$

Коэффициент усиления и ширина луча связаны обратной зависимостью: антенна с высоким коэффициентом усиления имеет узкий луч, и наоборот.

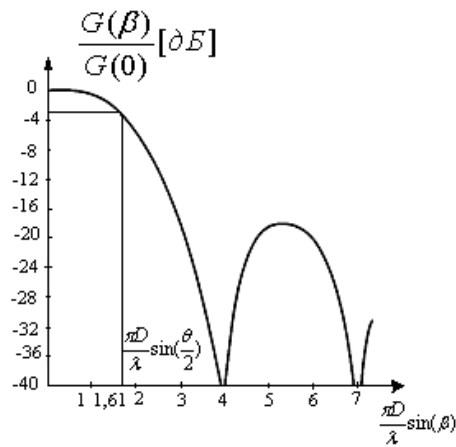


Рисунок 1.3 - Диаграмма направленности идеальной антенны с круглой апертурой

Наличие боковых лепестков ДН приводит к тому, что при передаче могут быть созданы помехи другим наземным или космическим радиосистемам, работающим в смежных диапазонах частот. При приеме дополнительные шумы и помехи, проникающие по боковым лепесткам, приводят к снижению помехоустойчивости и качества передачи информации. В целях обеспечения электромагнитной совместимости форма диаграммы направленности бортовых и земных станций регламентируется Международным консультативным комитетом по радио (МККР) и соответствующими национальными организациями.

Это соответствует коэффициенту усиления примерно 63-65 дБ. Основной характеристикой приемных антенн является эффективная площадь, определяемая следующим соотношением:

$$S_{эф} = K_{II} \frac{\pi D^2}{4} \quad (1.7)$$

Между коэффициентом усиления антенны, работающей на передачу, и эффективной площадью той же антенны, работающей на прием, существует однозначная связь:

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_{эф}, S_{эф} = G \frac{\lambda^2}{4\pi}. \quad (1.8)$$

Из-за всегда существующей неточности наведения коэффициент усиления антенны в направлении на приемную (передающую) станцию оказывается меньше величины  $G$ . При этом можно говорить об аппаратурных энергетических потерях  $L = G/G(\delta)$ , где  $\delta$  - ошибка наведения. При наведении антенн ЗС на ретранслятор величина потерь наведения определяется угловым отклонением оси основного лепестка ДН антенны от истинного направления на ретранслятор, а также шириной и формой этого

лепестка. Практическое применение нашло автоматическое, ручное и фиксированное наведение антенн ЗС.

Положив потери за счет неопределенности позиции ГСР и эксплуатационные потери примерно одинаковыми, воспользовавшись соотношениями (1.4) и (1.5), получим следующую оценку максимального диаметра антенны с фиксированным наведением:

$$D_{\max} [\text{м}] = \frac{9(\sqrt{L_p [\text{паз}]} - 1)}{f [\text{ГГц}] \arcsin \left[ \frac{r_3 + h}{r} \sin \delta \right]},$$

где  $\delta$  - максимальная угловая неопределенность ГСР относительно номинальной точки стояния.

Передающая антенна запитывается через фидерный тракт от передатчика, основным блоком которого является усилитель мощности (УМ), усиливающий промоделированный высокочастотный сигнал до необходимого уровня. Основными параметрами УМ являются: выходная мощность в режиме насыщения; коэффициент полезного действия (КПД); фазо- и амплитудно-частотные характеристики, в частности полоса пропускания; передаточная характеристика по напряжению, устанавливающая связь между мгновенными значениями сигнала на входе и выходе УМ; амплитудно-фазовая характеристика, представляющая зависимость между фазовым сдвигом и амплитудой входного сигнала.

В бортовой и наземной передающей аппаратуре ССС в подавляющем большинстве случаев используются УМ на лампах бегущей волны - ЛБВ {TWT - Traveling Wave Tube} и полупроводниковые УМ - ПУМ {SSPA - Solid State Power Amplifier}. Основными достоинствами УМ на ЛБВ являются:

- возможность обеспечения высокой выходной мощности (более 100 Вт) во всех используемых частотных диапазонах;
- высокий КПД, достигающий в лучших образцах современных ЛБВ 70% и более;
- широкополосность, составляющая ориентировочно 10% центральной частоты усиления;
- высокая надежность, большой расчетный срок службы (более 15 лет) и способность выдерживать значительные ударные и вибрационные нагрузки;
- приемлемые массогабаритные характеристики.

Усилитель мощности принципиально является нелинейным элементом канала связи. На рисунке 1.4 показана типичная передаточная характеристика УМ по напряжению, имеющая вид функции с насыщением. Нелинейность при работе усилителя в многосигнальном режиме приводит к следующим явлениям:

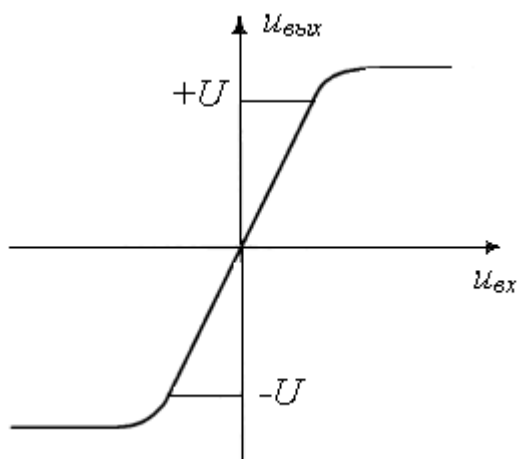


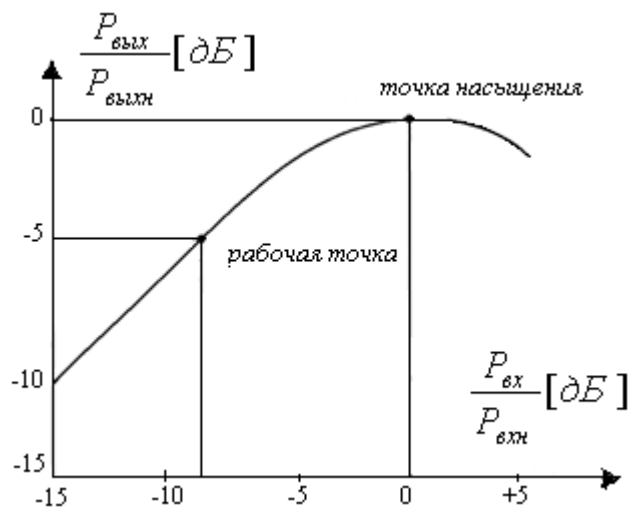
Рисунок 1.4 - Типичная передаточная характеристика усилителя мощности

- возникновению продуктов биения между спектральными составляющими полезных сигналов, приводящих к появлению перекрестных помех;
- снижению мощности полезного сигнала из-за внеполосного излучения его гармоник;
- подавлению слабых сигналов сильными за счет выноса слабых сигналов на участок передаточной характеристики усилителя мощности с меньшей крутизной.

Строгий учет перечисленных факторов на качество передачи информации затруднителен и требует знания передаточной характеристики УМ по напряжению. Если размах линейного участка передаточной характеристики УМ составляет  $\pm U$ , то для обеспечения линейного многосигнального режима работы амплитуда каждого сигнала должна быть равна  $U/n$ , а мощность суммарного сигнала  $P$  будет пропорциональна  $U^2/n$ , где  $n$  - число передаваемых сигналов. То есть энергетический проигрыш многосигнального режима работы по сравнению с односигнальным режимом за счет нелинейности группового тракта будет не менее  $L_n = n$ , а это неприемлемо много.

Стремление максимизировать КПД УМ, что позволяет снизить мощность первичных источников питания и упростить проблему охлаждения передающей аппаратуры (что особенно важно для бортовых УМ), приводит к необходимости использования режима УМ, близкого к насыщению. С учетом вышеизложенного, выбор рабочей точки УМ должен осуществляться исходя из компромиссных соображений с учетом КПД и уровня внутрисистемных помех, определяемого структурой усиливаемых сигналов. Для максимизации отношения сигнал/внутрисистемная помеха + шум) необходимо знать передаточную характеристику по напряжению, которую чрезвычайно трудно измерить. Поэтому на практике пользуются передаточной характеристикой по мощности (см. рисунок 1.5), снимаемой при синусоидальном входном сигнале, а рабочую точку УМ выбирают из условия неперевышения заданного

уровня нелинейных искажений, при котором внутрисистемная помеха оказывается много меньше внешних и внутренних шумов.



$P_{вх}$  и  $P_{вых}$  - входная и выходная мощность в режиме насыщения

Рисунок 1.5 - Передаточная характеристика УМ по мощности

Выходная мощность УМ в рабочей точке оказывается меньше максимальной, достигаемой в режиме насыщения. Такое вынужденное снижение выходной мощности передатчика можно интерпретировать как аппаратные энергетические потери, обусловленные нелинейностью характеристик канала связи. Величина  $L_n$  этих потерь в усилителях мощности на ЛБВ равна (4-6) дБ. Стремление снизить столь значительные потери привело к разработке линеаризованных ЛБВ {LTWT - Linearized Traveling Wave Tube}, у которых  $L_n = (2-3)$  дБ.

Нелинейность амплитудно-фазовой характеристики приводит при усилении сигналов с изменяющейся амплитудой к паразитной фазовой модуляции (АМ - ФМ преобразование), что при передаче фазо - или частотно - модулированных сигналов приводит к дополнительным внутрисистемным помехам. Основным параметром приемников являются коэффициент усиления, полоса пропускания и коэффициент шума  $N_{np}$  {NF - Noise Figure or Noise Factor}, определяемый в основном коэффициентом шума входного малошумящего усилителя - МУ {LNA - Low Noise Amplifier}. Собственные шумы приемника часто характеризуются его шумовой температурой -  $T_{np}$ . Между коэффициентом шума и шумовой температурой существует однозначная связь:

$$T_{np} = 290(N_{np} - 1) [^\circ K] \quad (1.9)$$

В качестве МУ используются параметрические (охлаждаемые и неохлаждаемые) и транзисторные усилители. Коэффициент шума МУ любого



типа монотонно увеличивается с ростом частоты. У охлаждаемых параметрических усилителей, имеющих лучшие шумовые характеристики, в диапазонах  $L - Ka$  коэффициент шума находится в пределах ориентировочно (0,15-1,5) дБ. Шумовая температура неохлаждаемых МУ в (2,5-3) раза выше, чем у охлаждаемых. В полупроводниковых МУ часто используют транзисторы с высокой подвижностью электронов {HEMT - High Electron Mobility Transistor}. При использовании технологии HEMT удается обеспечить коэффициент шума в диапазоне  $Ku$  - (1-2) дБ ( $T_{np} = (75-170) \text{ }^\circ\text{K}$ ), диапазоне  $Ka$  - (1,8-3) дБ ( $T_{np} = (150-300) \text{ }^\circ\text{K}$ ), диапазоне  $V$  - (3-5) дБ ( $T_{np} = (300-1000) \text{ }^\circ\text{K}$ ).

Эквивалентная шумовая температура приемной системы (антенны, фидерного тракта и собственно приемника), приведенная ко входу приемника, определяется следующим соотношением:

$$T = \frac{T_A}{T_\phi} + 290 \frac{L_\phi - 1}{L_\phi} + T_{np} \quad (1.10)$$

где  $T_A$  - эквивалентная шумовая температура приемной антенны,  $L_\phi$  - потери в фидерном тракте, определяемые как отношение мощностей на входе и выходе тракта.

Оценено влияние основных параметров приемопередающей аппаратуры на пропускную способность двоичного канала связи в предположении, что полоса пропускания передатчика и приемника согласована с полосой частот передаваемого полезного сигнала. Мощность полезного сигнала на входе приемника, очевидно, равна:

$$P_c = \frac{P_n G_n G_{np} \lambda^2}{4\pi r^2 L} = \frac{P_n G_n G_{np} \lambda^2}{(4\pi r)^2 L} \quad (1.11)$$

где  $P_n$  и  $G_n$  - соответственно, мощность передатчика и коэффициент усиления передающей антенны,  $S_{эф}$  - эффективная площадь приемной антенны,  $r$  - дальность связи,  $L$  - суммарные потери мощности полезного сигнала на трассе распространения,  $G_{np}$  - коэффициент усиления приемной антенны,  $\lambda$  - рабочая длина волны.

Потеря (затухание) энергии полезного сигнала в свободном пространстве:

$$L_{св} = \left( \frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 = 1,75 \cdot 10^{15} (r[\text{тыс.км}])^2 (f[\text{ГГц}])^2 \quad (1.12)$$

Эквивалентная спектральная плотность мощности шума, приведенная ко входу приемника, равна  $N_0 = kT$  ( $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Вт/}^\circ\text{K} \cdot \text{Гц}$ ) - постоянная Больцмана). Для обеспечения требуемого качества передачи цифровой

информации необходимо обеспечить вполне определенное пороговое отношение энергии принимаемых двоичных символов -  $E$  к спектральной плотности мощности шума -  $N_0$ :

$$h_{\Pi}^2 = \frac{E}{N_0} = \frac{P_c \tau}{kT} = \frac{P_c}{CkT}$$

где  $\tau$  - длительность передаваемых двоичных символов,  $C=1/\tau$  - пропускная способность канала связи (это справедливо при достаточно малой вероятности ошибочного приема двоичных символов, что всегда выполняется на практике).

Тогда:

$$C = \frac{P_c}{h_{\Pi}^2 kT} = \frac{P_{\Pi} G_{\Pi} S_{эф}}{4\pi h_{\Pi}^2 r^2 LkT} = \frac{\lambda^2 P_{\Pi} G_{\Pi} G_{\Pi P}}{16\pi h_{\Pi}^2 r^2 LkT} = \frac{\text{ЭИИМ} \cdot Q}{kh_{\Pi}^2 L_{CB} L} \quad (1.13)$$

Из (1.17) следует возможность взаимообмена между параметрами бортовой и наземной аппаратуры.

Часто оперируют и с понятием энергетического потенциала (ЭП), имеющего размерность частоты, равного отношению мощности полезного сигнала на входе приемника к эквивалентной спектральной плотности мощности шума:

$$\text{ЭП} = \frac{P_c}{N_0} = \frac{P_{\Pi} G_{\Pi} S_{эф}}{4\pi r^2 LkT}$$

Пропускная способность канала прямо пропорциональна энергетическому потенциалу

$$C = \text{ЭП} / h_{\Pi}^2 \quad (1.14)$$

Все частоты для организации спутниковых каналов связи распределяются на совмещенной основе, поэтому большое значение придается вопросам электромагнитной совместимости спутниковых сетей с аппаратурой различных наземных радиослужб, работающих в смежных или тех же диапазонах частот. С этой целью, например, жестко регламентируется плотность потока мощности сигналов спутниковых передатчиков у земной поверхности. Предельно допустимые значения плотности потока мощности  $\mu$ , которые должны быть соблюдены в нормативной полосе частот  $\Delta f_n$  для любого рабочего участка диапазона [4].

Предельно допустимая удельная (приходящаяся на 1 Гц полосы частот) эквивалентная изотропно излучаемая мощность ретранслятора -  $\text{ЭИИМ}_{max}$  равна:

$$ЭИИМ_{\max} = 4\pi r^2 \frac{\mu}{\Delta f_n}$$

Определен минимально допустимый диаметр антенн ЗС -  $D_{\min}$ . Пороговое отношение сигнал/шум на входе ЗС с учетом (1.11) и в предположении о равномерном спектре передаваемого сигнала записывается следующим образом:

$$h_n^2 = \frac{\mu \pi D_{\min}^2 K_{II} \Delta f}{4 \Delta f_n k T f_{II}} \quad (1.15)$$

где  $\Delta f$  - полоса частот передаваемого сигнала,  $\Delta f_n = 1/\tau$  - информационная полоса частот полезного сигнала, а смысл остальных обозначений такой же, как и в (1.16).

Полоса частот передаваемого сигнала однозначно связана с информационной полосой:  $\Delta f = B \Delta f_n$ , где  $B$  - постоянный коэффициент, значение которого определяется выбранной структурой передаваемых радиосигналов (методом модуляции и кодирования). При  $B \leq 1$  сигналы называют узкополосными, а при  $B \geq 1$  - широкополосными. Из (1.19) получен:

$$D_{\min} = 2 \sqrt{\frac{h_n^2 k T \Delta f_n}{\pi B K_{II} \mu}} \quad (1.16)$$

Шумовую температуру приемной станции для диапазонов  $C$ ,  $Ku$  и  $Ka$  можно принять соответственно 200, 300 и 400 °К. Типовыми параметрами спутникового канала без кодирования являются следующие:  $B = 2$ ,  $h_n^2 = 23$  дБ,  $K_{II} = 0,6$ ,  $\gamma = 10^\circ$  для всех диапазонов.

Переход от  $C$  - диапазона к более высокочастотным  $Ku$  и  $Ka$  позволяет увеличить ЭИИМ ретранслятора в 2,5 и 20 раз соответственно, что позволяет использовать антенны ЗС меньшего диаметра. Например, максимальная ЭИИМ стволов СР со стандартной полосой пропускания 36 МГц составляет для указанных диапазонов соответственно 56, 60 и 69,3 дБВт. Использование  $Ka$  - диапазона позволяет уменьшить размеры антенн в 2,5-3 раза по сравнению с более низкочастотными. В любом из частотных диапазонов снижение диаметра антенн ЗС на практике может быть достигнуто двумя способами:

- искусственным расширением полосы частот передаваемых сигналов (увеличением  $B$ ), однако это требует дополнительного привлечения ограниченных частотных ресурсов спутникового канала связи;

- снижением порогового отношения сигнал/шум, что при неизменном качестве передачи информации может быть реализовано посредством помехоустойчивого кодирования передаваемой цифровой информации при

достаточно экономном расходовании частотного ресурса.

## 2 Современные технологии, применяемые в геостационарных сетях спутниковой связи и вещания для улучшения электромагнитной совместимости

### 2.1 Виды модуляции сигналов в спутниковых каналах связи

Большая протяженность каналов связи через ГСР приводит к значительным потерям мощности полезных сигналов в свободном пространстве и требует использования оптимальных (или близких к ним) структур передаваемых сигналов. Вариантом оптимального по критерию минимума вероятности ошибки устройства различения двух априорно полностью известных, равновероятных и статистически независимых сигналов на фоне аддитивного нормального белого шума является двухканальный взаимокорреляционный приемник [5], представленный на рисунке 2.1. В каждом канале вычисляется корреляционный интеграл между суммой принимаемого сигнала  $S(t)$  (равновероятного  $S_0(t)$  либо  $S_1(t)$ ) и шумовой реализацией  $n(t)$  с одной стороны и опорными сигналами  $U_0(t)$  и  $U(t)$  - с другой. Опорные сигналы должны быть копиями (с точностью до постоянного множителя) возможных передаваемых сигналов по форме, а с принимаемым сигналом совпадать по времени. Решение принимается в момент окончания передачи очередного сигнала на основании сравнения отклика каналов в пользу того канала (соответствующего сигнала), чей отклик больше.

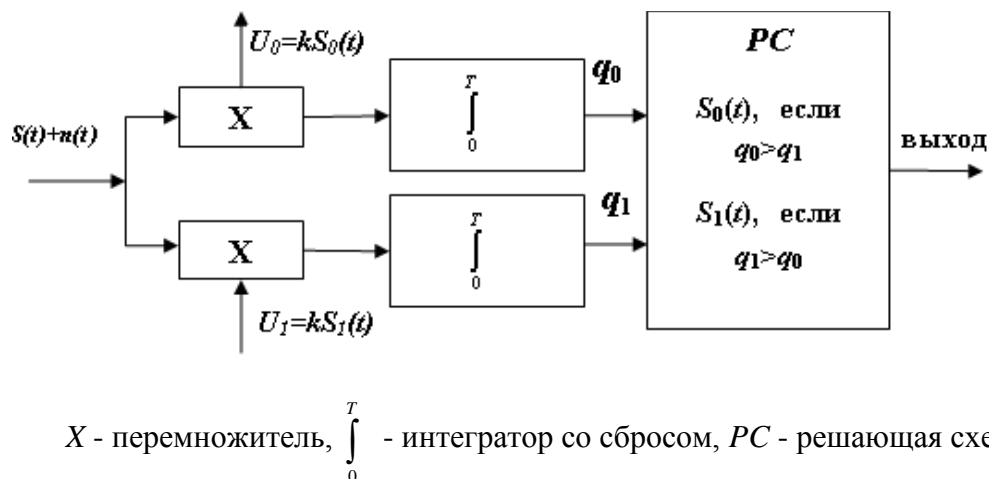


Рисунок 2.1 - Оптимальный приемник двух априорно известных сигналов

Вероятность ошибочного приема  $p$  при использовании взаимокорреляционного приемника и выполнении перечисленных условий равна:

$$p = 1 - F\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}(1-\rho)}\right) \quad (2.1)$$

где  $E = (E_0 + E_1)/2$  - среднее значение энергии принимаемых сигналов,  $E_0$  и  $E_1$  соответственно энергии сигналов  $S_0(t)$  и  $S_1(t)$  на входе приемника,  $N_0$  - спектральная плотность мощности шума, приведенная ко входу приемника  $\rho = \frac{1}{E} \int_0^T S_0(t)S_1(T)dt$  - коэффициент корреляции между сигналами  $S_0(t)$  и  $S_1(t)$ , количественно определяющий степень «похожести» сигналов друг на друга,  $T$  - длительность сигналов,  $F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-\frac{t^2}{2}} dt$  - интегральная функция нормального закона распределения. Из (2.1) следует, что при прочих равных условиях наибольшая помехоустойчивость достигается при использовании сигналов с минимальным коэффициентом корреляции.

При достаточно большом значении аргумента  $x$  справедливо следующее приближение [6]:

$$F(x) \approx 1 - \frac{e^{-\frac{x^2}{2}}}{x\sqrt{2\pi}}$$

Тогда:

$$p \approx \frac{e^{-\frac{E(1-\rho)}{2N_0}}}{\sqrt{2\pi} \frac{E}{N_0} (1-\rho)} \quad (2.2)$$

При  $\frac{E}{N_0}(1-\rho) > 10$  выражение (2.2) обеспечивает погрешность менее 10%.

На практике при расчетах и измерениях оперируют с отношением сигнал/шум в некоторой заданной полосе частот сигнала  $\Delta f$ , например, полосе частот передаваемого сигнала, используемого канала или измерительного прибора. Вероятность же ошибочного приема двоичного символа полностью определяется отношением сигнал/шум в информационной полосе частот передаваемого сигнала:  $\Delta f_{II} = 1/T = C$ . Поэтому на практике необходимо пересчитывать исходное значение  $P_c/P_{ш}$  в отношение сигнал/шум в информационной полосе передаваемого сигнала:

$$h^2 = \frac{P_c}{N_0 \Delta f_{II}} = \left( \frac{P_c}{P_{ш}} \right) \cdot \frac{\Delta f}{\Delta f_{II}}$$

В дальнейшем, если не оговорено особо, под отношением сигнал/шум  $h^2$  будем понимать отношение мощности полезного сигнала к мощности шума в информационной полосе частот.

В цифровых радиоканалах в качестве сигналов  $S_0(t)$  и  $S_1(t)$  обычно используют отрезки гармонических колебаний с прямоугольной огибающей. При этом возможны три основных способа манипуляции:

- АМ - амплитудная манипуляция {ASK - Amplitude Shift Keying};
- ЧМ - частотная манипуляция {FSK - Frequency Shift Keying};
- ФМ - фазовая манипуляция {PSK - Phase Shift Keying}.

При АМ, если сигналы отличаются только амплитудой,  $S_0(t) = a_1 \cos \omega_0 t$ ,  $S_1(t) = a_0 \cos \omega_0 t$  коэффициент корреляции равен:  $\rho = 2a_0 a_1 / (a_0^2 + a_1^2)$  и достигает своего минимального значения, равного 0, если один из сигналов имеет нулевую амплитуду (передача с пассивной паузой).

При ЧМ  $S_0(t) = \cos \omega_0 t$ ,  $S_1(t) = \cos \omega_1 t$ , а коэффициент корреляции равен  $\rho = \sin[(\omega_1 - \omega_0)T] / (\omega_1 + \omega_0)T$ . При разносе частот коэффициент корреляции, как и при АМ, практически равен 0.

Если фиксирована средняя энергия символов, помехоустойчивость АМ и ЧМ одинакова. Однако при АМ  $E_0 = 0$ ,  $E_1 = 2E$  (или наоборот), а при ЧМ  $E_0 = E_1 = E$ . Поэтому, если ограничена пиковая мощность передатчика (энергия передаваемых сигналов), помехоустойчивость АМ оказывается существенно ниже ЧМ. С другой стороны, при ЧМ сигналы  $S_0(t)$  и  $S_1(t)$  передаются по отдельным частотным каналам, поэтому полоса частот, занимаемая ЧМ сигналами, при одинаковой длительности сигналов оказывается примерно в 2 раза больше, чем при АМ.

При использовании ФМ  $S_0(t) = \cos(\omega_0 t + \varphi)$ ,  $S_1(t) = \cos \omega_0 t$ . Коэффициент корреляции ФМ сигналов  $\rho = \cos \varphi$  и (2.1) преобразовывается к виду:

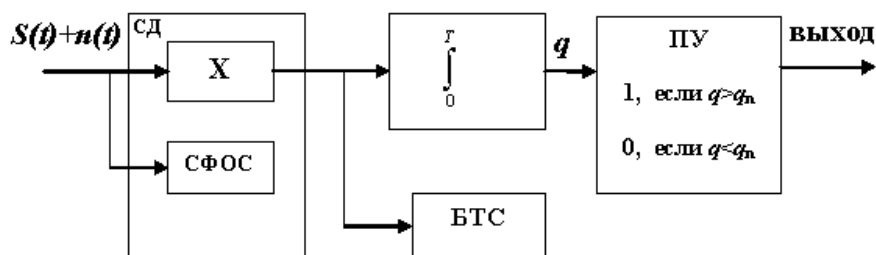
$$\rho = 1 - F\left(\sin \frac{\varphi}{2} \sqrt{\frac{2E}{N_0}}\right) \quad (2.3)$$

При фазовом сдвиге между сигналами  $\varphi = \pi$  (противоположные сигналы) коэффициент корреляции  $\rho$  принимает минимально возможное значение: -1, а вероятность ошибки минимальна:

$$\rho = 1 - F\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}}\right) \quad (2.4)$$

Соотношение (2.4) определяет потенциальную помехоустойчивость двоичного канала связи. Возможность реализовать потенциальную помехоустойчивость (минимизировать энергетические затраты при заданной помехоустойчивости) предопределяет использование в цифровых каналах

связи через ГСР ФМ сигналов. При ФМ оптимальный двухканальный корреляционный приемник вырождается в одноканальный (рисунок 2.2.). В момент окончания приема очередного сигнала отклик канала сравнивается с пороговым значением, равным  $(1 + \rho)/2$ , и выносится решение о приеме символа 1 при превышении порога, а символа 0 - в противном случае. Перемножитель и схема формирования опорного сигнала образуют синхронный детектор, и интегрирование сигнала осуществляется на видеочастоте.



СД - синхронный детектор, СФОС - схема формирования опорного сигнала, БТС - блок тактовой синхронизации, ПУ - пороговое устройство

Рисунок 2.2 - Оптимальный приемник ФМ сигналов

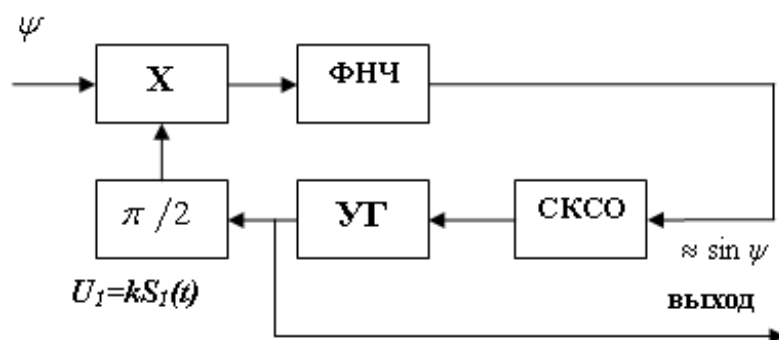
В силу понятных причин взаимокорреляционный прием нереализуем, и на практике приходится использовать автокорреляционный прием, извлекая опорный сигнал из принимаемой смеси полезного сигнала и шума. Энергетический спектр ФМ сигнала при равновероятных и статистически независимых передаваемых символах определяется следующим соотношением [7]:

$$G(\omega) = \frac{E}{T} \cos^2 \frac{\varphi}{2} \delta(\omega - \omega_0) + E \sin^2 \frac{\varphi}{2} \left\{ \sin \left[ \frac{(\omega - \omega_0)T}{2} \right] / \left[ \frac{(\omega - \omega_0)T}{2} \right] \right\}^2$$

где  $\delta(x)$  - дельта - функция. Единственная дискретная составляющая спектра представляет немодулированное несущее колебание, которое может быть использовано на приемной стороне для формирования опорного сигнала. Непрерывная часть спектра отражает случайные скачки фазы сигнала и, по сути, является переносчиком передаваемой информации. Теоретически спектр ФМ сигнала бесконечен. На практике обычно полагают, что полоса частот ФМ сигнала равна  $\Delta f = 2/T$  (расстояние между первыми нулями спектральной плотности), при этом в полосе частот  $\Delta f$  сосредоточено около 90% полной мощности сигнала.

Для выделения опорного сигнала на приемной стороне необходим узкополосный следящий фильтр, в качестве которого обычно используется

схема фазовой автоподстройки частоты - ФАП {FLL - Phase Lock Loop}, показанная на рисунке 2.3. Сигнал ошибки, пропорциональный разности фаз дискретной составляющей спектра принимаемого сигнала и управляемого генератора (УГ), формируется фазовым детектором (ФД). Этот сигнал после обработки в схеме коррекции сигнала ошибки (СКСО) управляет частотой (соответственно и фазой) сигнала УГ таким образом, чтобы сводить сигнал ошибки к нулю. СКСО обеспечивает необходимые характеристики ФАП (устойчивость; полосы пропускания, удержания и захвата; динамические ошибки слежения и т.д.). Собственные фазовые шумы УГ, проникновение шумов и части спектральных составляющих, расположенных близи частоты  $\omega_0$ , которые по отношению к петле ФАП являются внешними помехами, в достаточно узкую, но конечную полосу пропускания ФАП приводят к флуктуациям фазы опорного сигнала. В результате помехоустойчивость реальных приемников ФМ сигналов снижается, приводя к энергетическому проигрышу по сравнению с реальными возможностями. При рациональном выборе параметров ФАП и незначительной динамике параметров принимаемого сигнала (что характерно для каналов связи через ГСР) величина проигрыша составляет (0,5-1) дБ [8].



ФНЧ - фильтр нижних частот,  $\pi/2$  - сдвиг фазы на  $\pi/2$ ,  
 СКСО - схема коррекции сигнала ошибки, УГ - управляемый генератор

Рисунок 2.3 - Схема ФАП

Меняя сдвиг фаз, можно перераспределять полную мощность передаваемого сигнала между информационным каналом и каналом синхронизации. На практике величина  $\varphi$  выбирается порядка  $120^\circ$ , при этом на долю немодулированной несущей приходится 25% полной мощности излучаемого сигнала, а энергетический проигрыш информационного канала сигналам, манипулированным на  $180^\circ$ , составляет 1,25 дБ.

Тем не менее, стремление максимизировать использование энергетических ресурсов ГСР заставляет ориентироваться на применение ФМ на  $180^\circ$ . Однако мощность несущего колебания в спектре сигнала обращается в 0 (подавленная несущая), и узкополосному фильтру канала синхронизации попросту «не за чем следить».



Добиться работоспособности позволяет применение относительной фазовой манипуляции - ОФМ {OPSK (SPSK) - Offset (Staggered) Phase Shift Keying} на  $180^\circ$ . При ОФМ скачки фазы несущего колебания осуществляются в моменты смены соседних информационных символов. Однозначная привязка начальной фазы посылок к передаваемым информационным символам отсутствует, а демодуляция ОФМ сигналов может быть осуществлена использованием в качестве опорного сигнала для последующей посылки задержанной на время  $T$  предыдущей.

Расчеты показывают, что энергетический проигрыш ОФМ в зависимости

от используемого отношения сигнал/шум составляет (0,2-0,8) дБ, причем величина проигрыша падает с уменьшением вероятности ошибки -  $p$ .

Таким образом, в результате квадратичного преобразования спектр сигнала «очищается» от непрерывной части и в нем появляется достаточно мощная немодулированная вторая гармоника несущей частоты, которую можно использовать для синхронизации ФАП. Однако для формирования опорного сигнала необходимо уменьшить частоту сигнала УГ в 2 раза. При делении частоты принципиально возникает неоднозначность фазы опорного сигнала.

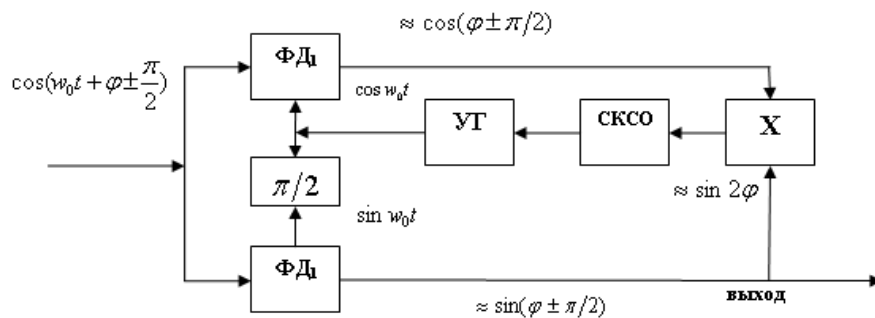


Рисунок 2.4 - Схема Костаса

Если фаза опорного сигнала отличается на  $\pi$  от фазы несущей, возникает режим обратной работы канала, при котором все передаваемые 0 и 1 меняются местами. При работе в шумах фаза опорного сигнала случайным образом скачкообразно изменяется на  $\pi$ , чередуя режимы прямой и обратной работы. Для идентификации текущего режима работы в передаваемый сигнал приходится периодически вставлять априорно известные служебные комбинации двоичных символов, что эквивалентно энергетическим потерям. Тем не менее, особенно при передаче информации в виде относительно коротких пакетов (порядке нескольких кбит), предпочтение отдается ФМ с подавленной несущей. При этом вероятность смены режима работы в пределах длительности пакета оказывается пренебрежимо малой, а правильное восстановление фазы несущей не требует дополнительных затрат, поскольку режим работы может быть идентифицирован по служебным посылкам, предназначенным для других целей.

В течение длительного времени наиболее популярным демодулятором ФМ сигналов с подавленной несущей является схема Костаса [9], показанная на рисунке 2.4. Входной сигнал одновременно поступает на 2 фазовых детектора (ФД1 и ФД2), причем опорные сигналы детекторов, формируемые управляемым генератором (УГ), сдвинуты на  $\pi/2$ . В результате напряжения на выходах ФД равны: ФД1:

$$\cos(w_0 t \pm \frac{\pi}{2} + \varphi) \cos w_0 t = \frac{1}{2} [\cos(\varphi \pm \frac{\pi}{2}) + \cos(2w_0 t \pm \frac{\pi}{2} + \varphi)] \approx \cos(\varphi \pm \frac{\pi}{2})$$

ФД2:

$$\cos(w_0 t \pm \frac{\pi}{2} + \varphi) \sin w_0 t = \frac{1}{2} [\sin(\varphi \pm \frac{\pi}{2}) + \sin(2w_0 t \pm \frac{\pi}{2} + \varphi)] \approx \sin(\varphi \pm \frac{\pi}{2})$$

При перемножении откликов ФД формируется сигнал ошибки:

$$\sin(\varphi \pm \frac{\pi}{2}) \cos(\varphi \pm \frac{\pi}{2}) = \frac{1}{2} [1 + \sin(2\varphi \pm \pi)] \approx \sin 2\varphi$$

В схеме Костаса точно так же, как и в рассмотренной выше схеме квадратичного преобразования принимаемого сигнала, на входе ФАП возникают два устойчивых состояния, соответствующих сдвигу фаз спорного сигнала на  $\pi$ , поэтому с точки зрения возможности обратной работы эта схема не имеет никаких преимуществ. Популярность схемы Костаса объясняется ее компактностью (совмещаются функции нелинейного преобразователя, ФАП и синхронного детектора) и тем, что нелинейное преобразование входного сигнала осуществляется на видеочастоте.

Для нормальной работы интегратора со сбросом в схеме оптимального приемника ФМ сигналов ему необходимо задавать моменты начала и окончания каждого из принимаемых символов. Это обеспечивается блоком тактовой (символьной) синхронизации (БТС). В спектре демодулированного сигнала составляющая на тактовой частоте отсутствует. Для ее восстановления можно, например, использовать дифференцирование и квадратичное преобразование демодулированного сигнала. Дифференцирование позволяет зафиксировать моменты смены передаваемых разнотипных символов, а в результате квадратичного преобразования возникает дискретная составляющая на тактовой частоте, которая и используется для синхронизации ФАП. При работе в шумах возникают ошибки, которые эквивалентны энергетическому проигрышу. Недостатком рассмотренной схемы является возможность срыва синхронизации при возникновении достаточно длинных последовательностей одинаковых информационных символов. Если структура передаваемых информационных потоков такова, что вероятность возникновения подобных ситуаций

достаточно велика, то приходится передавать сигнал тактовой частоты по отдельному узкополосному каналу, мирясь с некоторым энергетическим проигрышем.

## 2.2 Эффективное использование полосы частот каналов связи

Пропускная способность идеального канала связи с полосой пропускания  $\Delta f$  определяется знаменитой формулой Шеннона [10]:

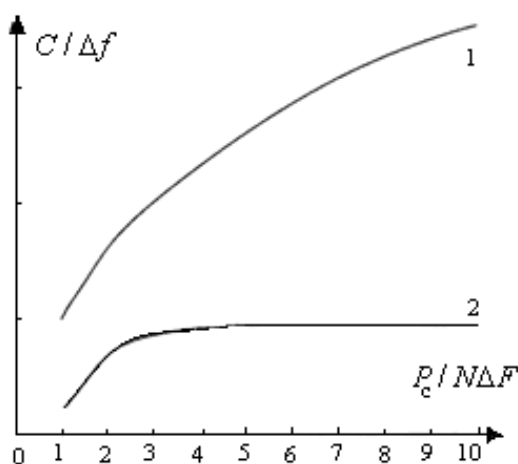
$$C = \Delta f \log_2 \left( 1 + \frac{P_c}{N_0 \Delta f} \right) [\text{бит}/\text{с}] \quad (2.5)$$

где  $P_c$  - мощность полезного сигнала,  $N_0$  - спектральная плотность мощности шума.

Пропускная способность двоичного канала связи равна:

$$C = \Delta f [1 + p \log_2 p + (1 - p) \log_2 (1 - p)] [\text{бит}/\text{с}] \quad (2.6)$$

Зависимость удельной пропускной способности от удельного энергетического потенциала для идеального и двоичного каналов приведена на рисунке 2.5. Сопоставление приведенных графиков позволяет сделать следующие выводы:



1 - идеальный канал, 2 - двоичный канал

Рисунок 2.5 - Обмен между пропускной способностью и потенциалом для идеального и двоичного каналов

- при фиксированной пропускной способности канала связи существуют обменные соотношения между энергетическим потенциалом и полосой частот, поэтому при выборе параметров канала связи всегда приходится

исходить из компромиссных соображений между затратами его основных ресурсов;

- полоса пропускания двоичного канала не может быть уже значения его пропускной способности;

- в идеальном канале связи равенство  $C = \Delta f$  обеспечивается при  $\frac{P_c}{N_0 \Delta f} = 1$ ;

- при  $\frac{P_c}{N_0 \Delta f} \rightarrow 0$  (очень широкая полоса пропускания или малый энергетический потенциал) характеристики двоичного канала приближаются к идеальному.

Оптимальным приемником МФМ сигналов является  $2^{k-1}$  - канальный коррелятор.

На практике формирование сигналов двухкратной ФМ осуществляется по схеме, приведенной на рисунке 2.6. Поскольку функции  $\cos \omega_0 t$  и  $\sin \omega_0 t$  ортогональны, то ФМ-4 может быть интерпретирована как результат уплотнения двух каналов, занимающих общую полосу частот (частный случай линейного уплотнения двух каналов по фазе). При этом взаимных помех между каналами не возникает.

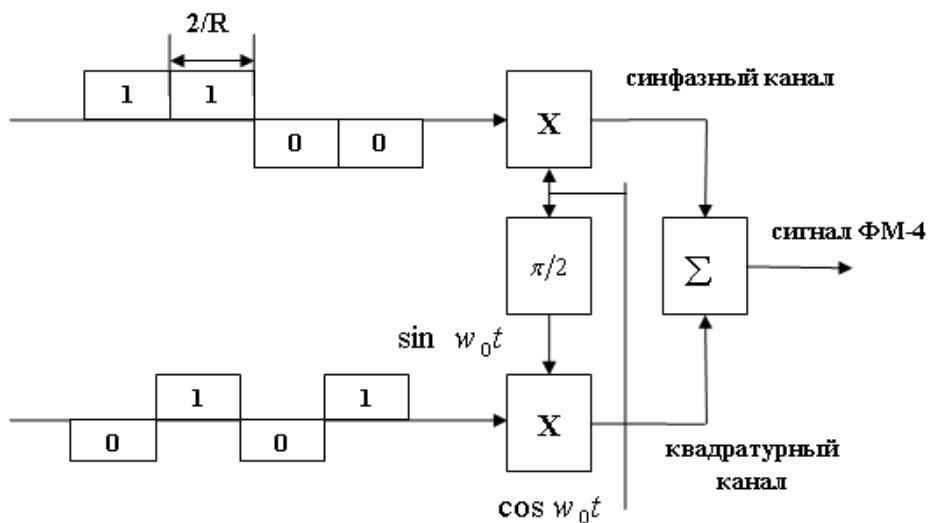


Рисунок 2.6 - Формирование сигналов ФМ - 4

Вероятность ошибки в каждом из каналов составит:

$$p = 1 - F\left(\sqrt{\frac{2 \frac{P_c}{2} 2T}{N_0}}\right) = 1 - F\left(\sqrt{\frac{2E}{N_0}}\right)$$

Таким образом, при ФМ-4 полоса частот сокращается в 2 раза по сравнению с ФМ на  $180^\circ$  без дополнительных энергетических затрат. В этом нет ничего удивительного. Двукратная ФМ, оставаясь двоичным каналом, представляет его потенциальные возможности ( $C \rightarrow \Delta f$  при  $\frac{P_c}{N_0} \rightarrow \infty$ ). Поэтому в рамках теории информации ФМ на  $180^\circ$  может служить примером бесполезного расширения полосы частот без получения энергетического выигрыша, а ФМ-4 следует считать эталонной моделью двоичного радиоканала связи, которую следует использовать при сравнении эффективности способов обмена энергетического потенциала на полосу частот.

Фазовое (квадратурное) уплотнение двух каналов давно и успешно используется в системах космической связи, например, при объединении в общей полосе частот информационного и дальномерного каналов в командных радиополосах, а также при совместной передаче данных от полезной нагрузки и информации оперативного контроля в телеметрических каналах. Более того, при подобном уплотнении легко обеспечивается перераспределение пропускной способности и излучаемой мощности между синфазным и квадратурным каналами.

Определена помехоустойчивость сигналов МФМ при  $k > 2$ .

Фазовый сдвиг между посылками равен:

$$\varphi_i = i\pi 2^{1-k} \quad \text{при} \quad i = 1, 2, \dots, k-1.$$

Оценена вероятность ошибки снизу, полагая, что под воздействием помехи переход возможен только в ближайшие посылки. Тогда вероятность перехода определится с помощью (2.3):

$$P_n = 2 \left\{ 1 - F \left[ (\sin \pi 2^{-k}) \sqrt{\frac{2kE}{N_0}} \right] \right\}$$

При установлении соответствия между фазами посылок и комбинациями двоичных символов необходимо, чтобы более близкие посылки отличались друг от друга возможно меньшим числом символов. При любой кратности ФМ можно выбрать комбинации символов таким образом, чтобы любые две соседние посылки отличались не более чем одним символом. Тогда условная вероятность ошибочного приема символа при условии наличия перехода будет  $1/k$ , а безусловная вероятность ошибки:

$$p = \frac{2}{k} \left\{ 1 - F \left[ (\sin \pi 2^{-k}) \sqrt{\frac{kE}{N_0}} \right] \right\} \quad (2.7)$$

При АМ в отличие от ФМ квадратурное уплотнение возможно при любом количестве градаций по амплитуде.

Сузить полосу частот можно, используя сигналы непрямоугольной формы, имеющие более узкий спектр. Однако и в этом случае, учитывая оптимальность прямоугольных сигналов с точки зрения энергетики, неизбежен энергетический проигрыш. Пусть, например, сигналы имеют синусоидальную огибающую  $\sin\left(\frac{\pi}{T}t\right)$ . Тогда энергетический проигрыш составит:

$$T \left[ \int_0^T \sin^2\left(\frac{\pi}{T}t\right) dt \right]^{-1} = 2(3\text{дБ})$$

Избежать этого проигрыша позволяет манипуляция с минимальным сдвигом - ММС {MSK - Minimum Shift Keying}. Формирование ММС сигналов показано на рисунке 2.7.

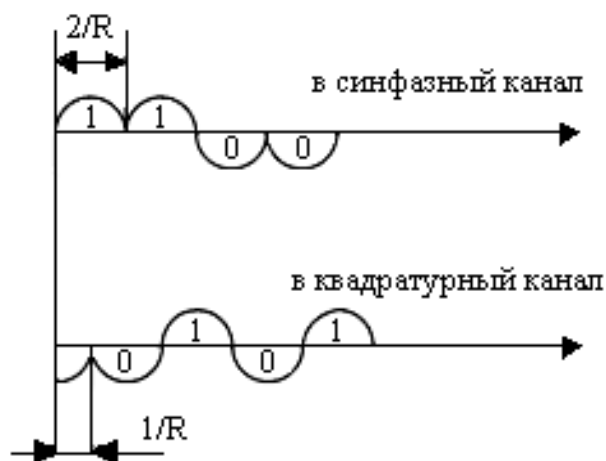


Рисунок 2.7 - Структура видеосигналов при ММС

В синфазном и квадратурном каналах используются сигналы с синусоидальной огибающей, а фазы огибающих сдвинуты относительно друг друга на  $\pi/2$ . Суммарная мощность сигналов обоих каналов в любой момент времени постоянна:

$$\frac{1}{2} \left[ \sin^2\left(\frac{\pi}{2T}t \pm \frac{\pi}{2}\right) + \sin^2\left(\frac{\pi}{2T}t + \frac{\pi}{2} \pm \frac{\pi}{2}\right) \right] = 1$$

Но в отличие от ФМ-4 мощность непрерывно перераспределяется между каналами, обеспечивая при этом компенсацию проигрыша, обусловленного непрямоугольностью формы сигналов. Для оценки выигрыша ММС сигналов

по полосе частот сравним спектры ФМ-4 и ММС. Энергетический спектр ММС сигналов определяется выражением:

$$G(\omega) = \frac{8E}{\pi^2} \times \frac{1 + \cos[2(\omega - \omega_0)T]}{[1 - \frac{4}{\pi^2}(\omega - \omega_0)^2 T^2]}$$

Ширина основного лепестка в спектре сигнала ММС в 1,5 раза шире, чем в спектре ФМ-4. Тем не менее, за пределами основной полосы частот спектральные составляющие ММС убывают значительно быстрее и в этом смысле спектр ММС более компактный, что в ряде случаев обеспечивает некоторые преимущества.

### 2.3 Помехоустойчивое кодирование

Помехоустойчивое кодирование является более узким классом преобразований с целью повышения достоверности передачи цифровой информации по шумящим каналам. В противоположность рассмотренным выше методам узкополосной модуляции, обеспечивающим при фиксированной скорости передачи информации экономию полосы частот ценой ужесточения требований к энерговооруженности канала, помехоустойчивое кодирование за счет введения избыточности в передаваемый сигнал (введения дополнительных битов) и соответствующего расширения полосы используемых частот позволяет ослабить требования к энергетике каналов связи. Либо, при той же энергетике, - повысить достоверность передачи. Процесс кодирования - декодирования в общих чертах сводится к следующему (рисунок 2.8).

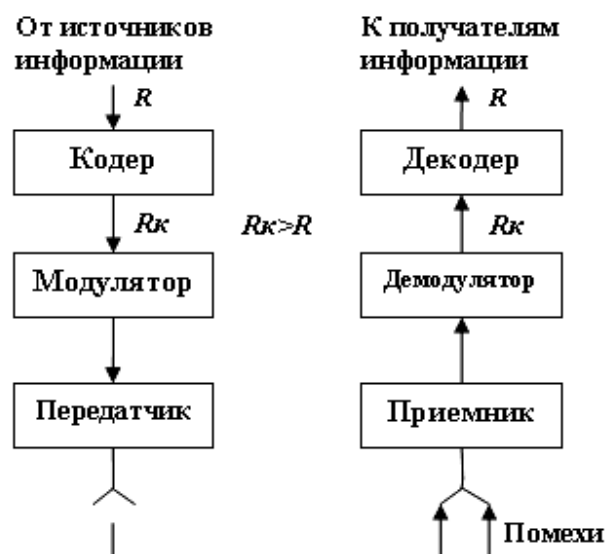


Рисунок 2.8 - Система передачи информации с использованием помехоустойчивого кодирования

На передающей стороне кодирующее устройство (кодер) анализирует последовательность поступающих на его вход от источников информации безызбыточных информационных символов и в соответствии с установленными правилами кодирования добавляет к этой последовательности избыточные символы. В результате на выходе кодера формируется кодированная последовательность символов, генерируемая с более высокой скоростью и соответственно занимающая более широкую полосу частот, чем исходная безызбыточная. На приемной стороне декодирующее устройство (декодер) анализирует искаженную помехами закодированную последовательность и в соответствии с установленными правилами декодирования регенерирует исходные безызбыточные символы. При этом наличие избыточных символов позволяет в определенной мере «очистить» выходной сигнал от помех. Практически выбор используемых кодов во многом определяется свойствами воздействующих на полезный сигнал помех. Для спутниковых каналов связи в большинстве практических приложений наиболее часто используется модель с наличием в канале аддитивного нормального белого шума с нулевым средним значением (АНБШ).

Все многообразие предложенных и используемых на практике помехоустойчивых кодов можно подразделить на два принципиально отличающихся класса:

1) Блочные (или блочные) коды. Кодер блочного кода разбивает непрерывную последовательность информационных символов на его входе на отрезки (информационные блоки) одинакового объема  $k$  символов. Все операции в соответствии с используемым кодом производятся над каждым блоком отдельно и независимо от остальных блоков. Каждому возможному информационному блоку ставится в соответствии набор из  $k$  выходных (канальных) символов, называющийся кодовым словом, которое передается по каналу, где подвергается воздействию помех, а затем декодируется на приемной стороне.

2) Непрерывные (их часто называют рекуррентными, древовидными) коды, при использовании которых последовательность информационных символов подвергается обработке в кодере без какого-либо предварительного разбиения её на отдельные фрагменты.

Важной обобщенной характеристикой кодов является относительная скорость (или просто скорость) кода

$$r = \frac{k}{n}$$

или обратная ей величина  $n/k$ , называемая избыточностью кода. Величина избыточности количественно определяет относительное расширение полосы частот передаваемого сигнала, обусловленное введением избыточности.

При рациональном построении кодов уменьшение их скорости (увеличение избыточности) должно сопровождаться увеличением помехоустойчивости. «Похожесть» двух кодовых комбинаций  $i$  и  $j$  друг на



друга принято количественно характеризовать расстоянием между ними в метрике Хэмминга.  $D_{ij}$  = количество позиций, в которых символы комбинаций  $i$  и  $j$  не совпадают.

С другой стороны, если рассматривать кодовые комбинации как обычные сигналы, их взаимосвязь можно характеризовать коэффициентом корреляции  $\rho_{ij}$ :

$$\rho_{ij} = \frac{n_c - n_n}{n}. \quad (2.8)$$

где  $n_c$  и  $n_n$  - соответственно число позиций, в которых символы комбинаций  $i$  и  $j$  совпадают и не совпадают.

В коде с блоковой длиной  $n$  всего возможны  $2^n$  комбинаций, из которых  $2^k$  являются рабочими (разрешенными), а остальные  $2^n - 2^k$  не используются (запрещены). Задача построения блокового кода в общем случае сводится к выбору совокупности разрешенных комбинаций из общего числа возможных таким образом, чтобы обеспечить в соответствии с выбранным критерием эффективности приемлемую структуру кода. Процесс декодирования в условиях воздействия шумов является статистическим по своей сути и неизбежно сопровождается принятием ошибочных решений (гипотез) относительно части переданных кодовых комбинаций. При использовании модели АНБШ ошибки при приеме отдельных символов кодовой комбинации независимы и число ошибочно принятых символов  $i$  в блоке длиной  $n$  (кратность ошибки) подчинено биномиальному распределению:

$$P_i = C_n^i p^i (1-p)^{n-i}, \quad (2.9)$$

где  $p$  - вероятность ошибочного приема двоичного символа,

$$\frac{P_{i+1}}{P_i} = \frac{n-i}{i+1} \cdot \frac{p}{1-p} \leq n \frac{p}{1-p}$$

При  $np/(1-p) < 1$ , что обычно выполняется на практике, априорная вероятность возникновения ошибок более высокой кратности  $i$  монотонно убывает. Если кодовые слова выбираются на передачу равновероятно, при приеме запрещенной комбинации естественно отождествить её с ближайшей разрешенной, возможно исправив при этом часть ошибок. Такое декодирование называется декодированием по методу максимального правдоподобия. Процедура декодирования в общих чертах заключается в разбиении множества  $2^n$  возможных принимаемых комбинаций на  $2^k$  подмножеств, «закрепив» за каждым из этих подмножеств одно кодовое слово. При приеме запрещенной комбинации, входящей в подмножество  $j$ , выносится наиболее правдоподобное решение о том, что было передано  $j$ -ое кодовое слово, закрепленное за  $j$ -ым подмножеством запрещенных

комбинаций. Математически процедура декодирования может быть определена в виде таблицы декодирования. Каждая из  $2^n$  возможных принятых комбинаций появляется в таблице только один раз, в одном из столбцов, соответствующем одному из кодовых слов.

Важной числовой характеристикой блоковых кодов является кодовое расстояние (минимальное расстояние по Хэммингу) -  $d$ , определяемое как минимальное расстояние между любой парой слов кода:

$$d = \min_{\substack{i, j = 1, 2, \dots, 2^k \\ i \neq j}} d_{ij} \quad (2.10)$$

Знание кодового расстояния позволяет судить о корректирующей способности кода. Код с кодовым расстоянием  $d$  гарантированно исправляет все ошибки кратности  $t_H$ , равной:

$$t_H = \begin{cases} \frac{d-1}{2} & \text{при нечетном} \\ \frac{d-2}{2} & \text{при четном} \end{cases} \quad (2.11)$$

При декодировании можно вместо коррекции ошибок просто фиксировать факт их наличия, что позволяет, например, организовать канал связи с решающей обратной связью (канал с переспросом). Код с кодовым расстоянием  $d$  гарантированно обнаруживает ошибки кратности:

$$t_0 = d - 1$$

При количественном определении помехоустойчивости избыточных кодов возможны два подхода. В этом случае наиболее полную информацию о помехоустойчивости используемого кода может дать статистическая матрица трансформации кодовых слов:

$$P(i \rightarrow j), \quad i, j = 1, 2, \dots, 2^k.$$

каждый элемент которой  $P(i \rightarrow j)$  определяет вероятность принятия решения о передаче  $j$ -го слова при условии, что реально было передано  $i$ -ое слово. При  $i = j$  имеем вероятность правильной передачи  $i$ -го кодового слова. Если конкретный исход ошибочной передачи  $i$ -го слова не столь существен, то можно использовать в качестве показателя помехоустойчивости вероятность ошибочной передачи  $i$ -го кодового слова:

$$P_{ou}(i) = \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^{2^k} P(i \rightarrow j) = 1 - P(i \rightarrow i)$$

Если же информация, содержащаяся в кодовых словах, равноценна для получателя, то возможно использование средней (безусловной) вероятности ошибочной передачи:

$$P_{ou} = \sum_{i=1}^{2^k} P_i P_{ou}(i) \quad (2.12)$$

где  $P_i$  - вероятность выбора  $i$ -го слова для передачи.

В спутниковых каналах связи помехоустойчивое кодирование используется в основном для снижения требований к энергетическому потенциалу радиолиний. Непрерывная последовательность фрагментируется на одинаковые блоки по  $k$  символов, к этим блокам в соответствии с выбранными правилами кодирования добавляются по  $(n - k)$  избыточных символов. На приемной стороне в процессе декодирования избыточная последовательность преобразуется в исходную с той разницей, что часть информационных символов декодируется ошибочно. При таком подходе помехоустойчивость передачи характеризуется эквивалентной вероятностью ошибочного приема информационного двоичного символа, а эффективность кода, в частности, оценивают энергетическим выигрышем  $T$ ) по отношению к некоторой эталонной модели кодирования. В качестве такой модели обычно используют простейший безыбыточный код. Рассмотрим блочный  $(n, k)$  код. При трансформации  $i$ -го кодового слова в  $j$ -ое искажаются символы, часть которых  $l_{ij}$  являются информационными, а остальные избыточными. Если кодовые слова равновероятны, то число информационных символов, искаженных в среднем при передаче одного блока, равно:

$$2^{-k} \sum_{i=1}^{2^k} \sum_{j=1}^{2^k} P(i \rightarrow j) l_{ij}$$

а вероятность ошибочного приема  $p$  информационного символа с учетом того, что в каждом блоке передается  $k$  символов, составит:

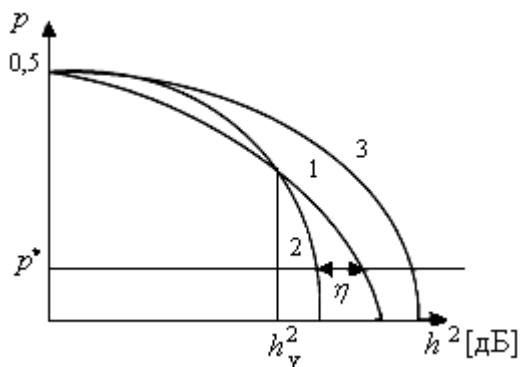
$$p = \frac{2^{-k}}{k} \sum_{i=1}^{2^k} \sum_{j=1}^{2^k} P(i \rightarrow j) l_{ij} \quad (2.13)$$

Эффективность помехоустойчивых кодов естественно сравнивать при фиксированной скорости передачи информационных символов. При этом при увеличении избыточности возникают две противоречивые тенденции:

- при уменьшении  $k/n$  растет корректирующая способность кода и появляется возможность исправления большего числа ошибок в пределах каждого кодового слова;

- при уменьшении  $k/n$  падает отношение энергии каждого символа к спектральной плотности мощности шума и число ошибочно принятых символов в пределах кодовой комбинации увеличивается.

Эффективность кода во многом определяется тем, какая из перечисленных тенденций превалирует. На рисунке 2.9 приведены качественные зависимости вероятности ошибочного приема информационного символа от отношения сигнал/шум -  $h^2$ , равного отношению энергии информационного символа к спектральной плотности мощности шума. При  $h^2 \rightarrow 0$  вероятность ошибочного приема символа равна 0,5 при любом способе кодирования. В области малых значений отношения сигнал/шум оптимальным по критерию минимума вероятности ошибки является безызбыточный код. При достаточно больших значениях  $h^2$  зависимость  $p$  от  $h^2$  для различных избыточных кодов может вести себя по-разному. Если указанные зависимости не пересекаются, то избыточный код всегда проигрывает по энергетике безызбыточному и, следовательно, является неприемлемым (кривая 3 на рисунке 2.9). В противном случае можно говорить о выигрыше избыточного кода при превышении  $h^2$  некоторого значения, называемого порогом улучшения  $h_y^2$ . При отношениях сигнал/шум, больших  $h_y^2$ , энергетический выигрыш избыточного кода  $\eta$  определяется как разность пороговых значений отношения сигнал/шум при избыточном  $h_n^2$  и безызбыточном  $h_0^2$  кодировании.



1 - безызбыточный код, 2 - приемлемый избыточный код,  
3 - неприемлемый избыточный код

Рисунок 2.9 - Зависимости вероятности ошибки от отношения сигнал/шум

Величина энергетического выигрыша зависит от допустимой вероятности ошибки и растет при уменьшении  $p$ . Энергетический выигрыш избыточных кодов в зависимости от допустимой вероятности ошибки может

составлять несколько дБ, что позволяет существенно улучшить тактические и экономические параметры каналов связи. Например,  $\eta = 3$  дБ при прочих равных условиях позволяет реализовать одну из следующих возможностей:

- уменьшить мощность передатчика в 2 раза;
- увеличить дальность связи примерно на 40%;
- уменьшить размеры приемной и передающей антенн примерно на 30%;
- допустить в 2 раза большую шумовую температуру приемной системы;
- увеличить в 2 раза пропускную способность канала связи;
- существенно повысить достоверность передачи информации.

Известна теорема Финка [11], доказывающая, в частности, что:

$$P_{ош_3} \geq P_{ош_4} \quad (2.14)$$

где  $P_{ош_3}$  и  $P_{ош_4}$  - вероятности ошибочного приема кодовой комбинации при поэлементном приеме и приеме в целом, соответственно.

Знак равенства в (2.14) обеспечивается только при безызбыточном кодировании. Величина проигрыша весьма ощутима и составляет величину около 2,5 дБ при достаточно большой блоковой длине кодов. Физически указанное обстоятельство объясняется тем, что при поэлементном приеме квантование выхода интегратора первой решающей схемы на два уровня приводит к частичной потере информации о свойствах конкретной шумовой реализации и препятствует эффективному осреднению помехи по длине кодовой комбинации.

Промежуточным между рассмотренными способами декодирования является прием с «мягкими» решениями на входе второй решающей схемы. В этом случае выход первой решающей схемы в моменты окончания принимаемых сигналов квантуется на некоторое число уровней  $m$ . В пределе при  $m = 2$  имеем поэлементный прием, а при  $m \rightarrow \infty$  - прием в целом. Выбор конкретного значения  $m$  позволяет осуществить на практике компромисс между эффективностью процедуры кодирования - декодирования и сложностью технической реализации декодера.

В подавляющем большинстве случаев на практике используют линейные блоковые коды, в кодерах которых избыточные символы формируются с использованием линейных операций над информационными символами. Поскольку любые линейные операции над нулевыми символами приводят к появлению нулевых, то в любом линейном коде обязательно присутствует кодовое слово, состоящее из одних нулей.

При фиксированной скорости кода эффективность блоковых кодов растет пропорционально блоковой длине. Физически это объясняется тем, что с увеличением длины блока на ней лучше усредняется случайная помеха. С другой стороны, с ростом  $n$  усложняется реализация кодера и увеличивается задержка передачи. Для линейных кодов (особенно циклических) разработан целый ряд алгоритмов, позволяющих существенно упростить реализацию

декодера, например: метод выявления ошибок, перестановочное декодирование, мажоритарное декодирование и др.

Основу сверточного кодера составляет регистр сдвига длиной  $l$  двоичных элементов, кратной объему информационного блока  $l=qk$ . В состав кодера входит  $n$  многовходовых сумматоров по модулю 2, входы которых подключены к некоторым ячейкам регистра сдвига, причем каждая ячейка регистра сдвига может, вообще говоря, быть подключена к нескольким сумматорам. При записи в регистр сдвига очередного информационного блока на выход кодера поступает последовательность символов кода, получаемая последовательным опросом всех сумматоров. Очевидно, что получаемая последовательность кодовых символов определяется не только текущим информационным блоком, но и  $(q-1)$  предыдущими. Скорость сверточного кода равна  $k/n$ . На рисунке 2.10 для примера показан кодер сверточного кода со следующими параметрами:  $l=3$ ,  $k=1$ ,  $n=2$ ,  $r=1/2$ .

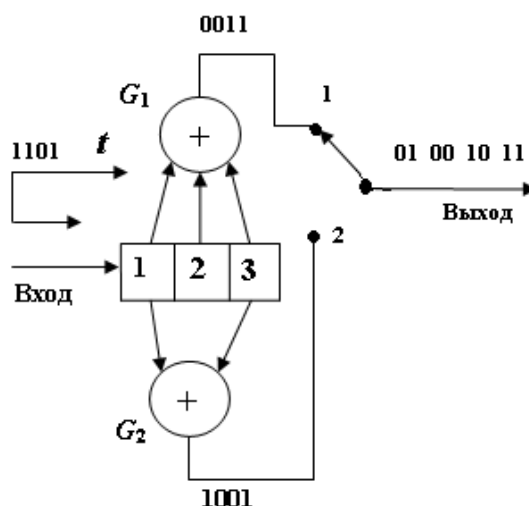


Рисунок 2.10 - Кодер сверточного кода

На практике длина элементарного блока двоичных символов выбирается небольшой и часто  $k = 1$ . Длина регистра сдвига ограничивается сложностью процедуры декодирования и не превышает 10, типичным значением является  $l=7$ . Скорость кода выбирается из следующего ряда:  $1/3$ ,  $1/2$ ,  $2/3$ ,  $3/4$ , и  $7/8$ .

Эффективность сверточного кода определяется не столько значениями перечисленных параметров, но и тем, каким образом соединены сумматоры с ячейками регистра сдвига. Задать сверточный код можно посредством таблицы коэффициентов его производящих многочленов. Например, для кода на рисунке 2.10 можно записать:

$$G_1 = 111, G_2 = 101$$

В общем случае количество строк в таблице равно числу используемых сумматоров  $n$ , число элементов в строке соответствует длине регистра сдвига

$l$ . Единица в каждой строке символизирует, что данный сумматор подключен к данной ячейке сдвига регистра, а ноль - отсутствие соединения.

Параметром сверточного кода, характеризующим его помехоустойчивость, является минимальное свободное расстояние -  $d_c$ , определяемое как минимальное расстояние по Хэммингу между последовательностями сверточного кода на длине кодовых ограничений. Посредством машинного моделирования выявлены структуры «хороших» сверточных кодов, которые приведены в виде таблиц в справочной литературе. В последнем столбце таблицы приведены найденные теоретически максимально возможные значения минимального свободного расстояния  $(d_c)_{\max}$ . Данные таблицы свидетельствуют о том, что по выбранному критерию представленные коды являются эффективными.

Широкому использованию сверточных кодов длительное время препятствовало отсутствие технически реализуемых алгоритмов их декодирования. Рекуррентный алгоритм последовательного декодирования [16] весьма сложен, при этом его характеристики достаточно далеки от идеальных и не исчерпывают возможностей используемых кодов. Существенным недостатком алгоритма последовательного декодирования и его известных модификаций является неправомерная вычислительная нагрузка на декодер, что приводит к ситуациям, когда он отказывается от декодирования, причем вероятность отказа существенно больше вероятности ошибочного приема символа.

Декодер Витерби [12] обеспечивает характеристики, близкие к характеристикам декодера максимального правдоподобия. Возможность аппаратной реализации декодера Витерби базируется на нескольких предложенных им эффективных приемах вычислений. Упрощение расчетных алгоритмов и использование достижений в области технологии позволило для небольших значений  $l$  реализовать декодер Витерби в корпусе одной микросхемы. Более того, появилась возможность обеспечить декодирование с мягкими решениями на входе. Именно наличие декодера Витерби обеспечило возможность широкого использования сверточных кодов в каналах связи современных ССС.

Эффективность помехоустойчивых кодов повышается с ростом их длины. С другой стороны, при увеличении длины кода  $n$  экспоненциально растет сложность декодера. Частично разрешить возникающее противоречие позволяют каскадные коды. При использовании каскадных кодов процедура кодирования осуществляется в несколько этапов. Кодовые символы, сформированные на предыдущем этапе, рассматриваются в качестве информационных для последующего этапа и вновь подвергаются процедуре избыточного кодирования. Декодирование осуществляется в последовательности, обратной кодированию. Основное достоинство каскадных кодов заключается в том, что кодирование - декодирование осуществляется последовательно несколькими независимыми устройствами. Практическое применение нашли двухкаскадные коды (рисунок 2.11).

Перемежение - депеременение символов между каскадами позволяет «разрушить» пакетную структуру ошибок, вносимых внешним кодеком и возможной нестационарностью помехи (например, из-за замираний сигнала на трассе распространения), чем обеспечиваются нормальные условия работы внутреннего кодека. В качестве внешних коорректирующих кодов обычно используются коды Рида - Соломона (РС-коды) и их модификации. Многоосновные РС-коды характеризуются следующими параметрами: основание кода  $b=2^m$ , где  $m$  - целое положительное число,  $n=2^m-1$ ,  $k < n$  - произвольное целое число,  $d = n-k+1$ .

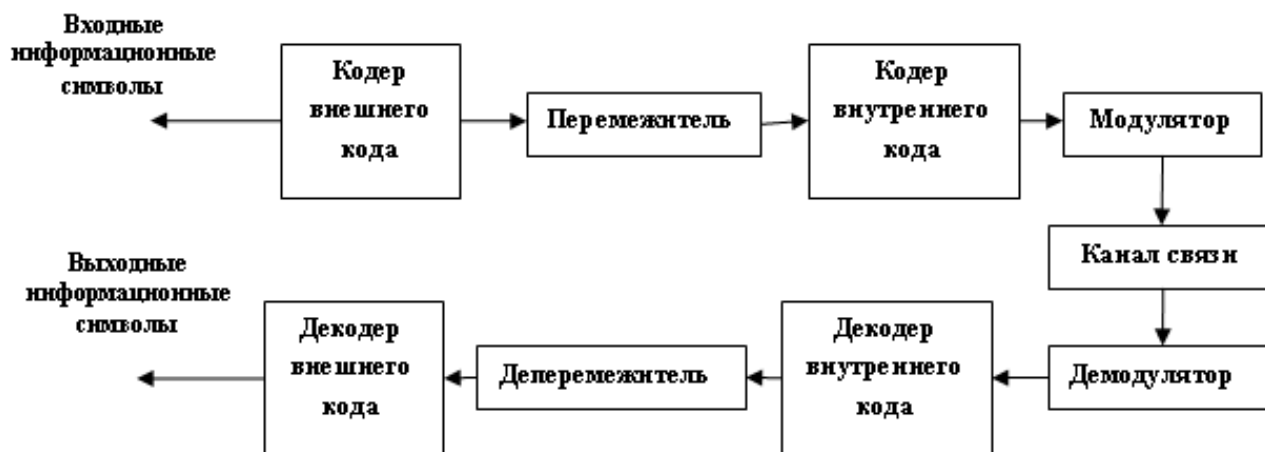


Рисунок 2.11 - Двухкаскадное кодирование

В соответствии с данным выше определением, РС-коды являются максимально разнесенными. Коды Рида - Соломона [13] являются обобщением БЧХ кодов в том смысле, что двоичные коды БЧХ могут быть получены из РС кодов путем вычеркивания всех кодовых слов, содержащих символы, отличные от 0 и 1. Входящая последовательность информационных символов разбивается на  $k$  одинаковых блоков по  $m$  символов в каждом. Каждый из  $2^m$  возможных блоков интерпретируется как один из символов  $2^m$  - основного кода. Символы кодируются  $(n, k)$  кодом РС, каждое кодовое слово которого содержит  $m$  двоичных символов. Энергетический выигрыш кода увеличивается с увеличением  $m$  и имеет вид кривой с насыщением (рисунок 2.12). Одновременно растет сложность реализации декодера. Поэтому на практике ограничиваются небольшими  $m$ . Типичным значением  $m$  является  $m = 8$  ( $b = 256$ ). Важным достоинством РС кодов является возможность корректировать пакты ошибок длиной до  $m$  символов. Это позволяет в некоторых случаях обойтись без достаточно громоздкой процедуры перемежения - депеременения символов. В качестве внутреннего кода можно использовать блочные и непрерывные коды. Благодаря высокой эффективности и относительной простоте реализации наибольшее распространение получили сверточные коды с декодированием по алгоритму Витерби и «мягкими» решениями на выходе первой решающей схемы.



Основная идея турбокодирования заключается в использовании итерационной процедуры декодирования при помощи декодеров с «мягкими» решениями на выходе. Укрупненная блок - схема кодека турбокода приведена на рисунке 2.13.

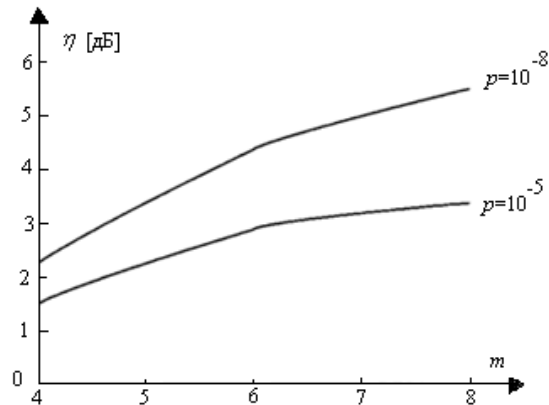
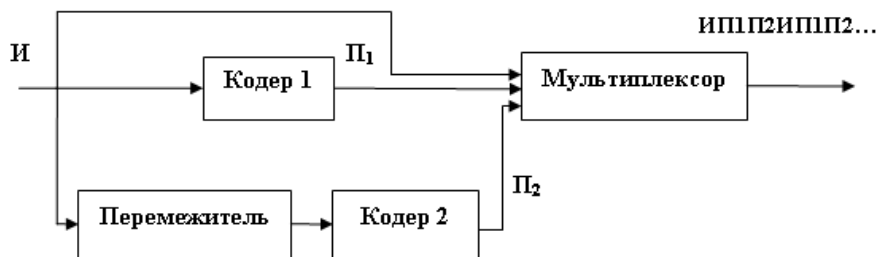
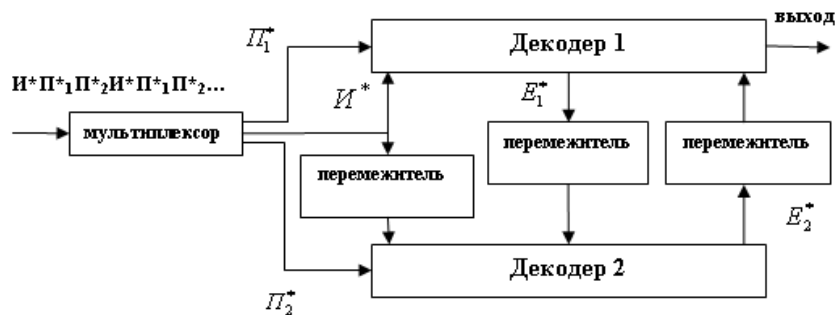


Рисунок 2.12 - Энергетический выигрыш РС кода в зависимости от параметра  $m$

Последовательность информационных символов на входе кодера разбивается на блоки фиксированной длины. Информационные символы поступают в кодер 1, формирующий последовательность проверочных символов  $\Pi_1$ .



а) кодер



б) декодер

Рисунок 2.13 - Кодек турбокода

Одновременно этот же блок информационных символов через перемежитель поступает на второй кодер, формирующий последовательность проверочных символов П2. Проверочные символы П1 и П2 и соответствующий информационный блок мультиплексируются и передаются по каналу связи. Сигнал на входе декодера при помощи схемы синхронизации разделяется на информационную и проверочную части и в виде чисел («мягкие» решения на входе) поступает на два декодера [14]. Особенностью декодеров является «мягкое» решение на выходе. Это означает, что декодер не выносит окончательного решения о том, какая конкретно последовательность информационных символов была передана, а формирует последовательность чисел, каждое из которых пропорционально вероятности того, что соответствующий информационный символ декодирован правильно. Процедура декодирования носит итерационный характер, причем при каждой итерации декодер 1 использует «мягкие» решения декодера 2 для коррекции своих собственных решений и наоборот. После выполнения заданного числа итераций выносится окончательное решение о содержании принятого информационного блока.

Поскольку алгебраические декодеры не допускают «мягких» решений на выходе, основными кандидатами для использования в описанной схеме кодирования – декодирования оказались сверточные коды. Алгоритм декодирования Витерби был модифицирован таким образом, чтобы обеспечить возможность получения «мягких» решений на выходе.

При  $p = 10^{-8}$  матричный турбокод обеспечивает выигрыш около 2 дБ по отношению к традиционно используемым каскадным кодам, причем проигрыш МТК потенциальному пределу менее 2 дБ. Столь высокие характеристики МТК удалось получить в первую очередь благодаря появившейся возможности увеличить блоковую длину кода при приемлемой сложности декодера и использованию итерационной процедуры декодирования с «мягкими» решениями на выходе.

## **2.4 Энергетический бюджет спутниковых радиолиний связи**

При разработке ССС важной задачей является выбор рациональных способов модуляции и кодирования передаваемых цифровых сигналов. При этом следует стремиться к компромиссу между количеством связных ресурсов канала, расходуемых на передачу цифровой информации с заданной скоростью, и качеством и сложностью используемых алгоритмов обработки, а также вносимой ими задержкой. При фиксированной скорости и качестве передачи информации в радиоканале связи существуют обменные соотношения между частотным и энергетическим ресурсами канала связи. На практике возникает задача выбора структуры передаваемых сигналов и способов их обработки таким образом, чтобы наилучшим образом адаптироваться к стандартизованным параметрам стволов БРТК ретранслятора для решения конкретных прикладных задач.

Наилучшее использование полосы частот при сохранении приемлемо высокой помехоустойчивости обеспечивает восьмифазная ФМ в сочетании с решетчатым кодированием - РК {TCM - Trellis Coded Modulation}. Достоинством РК является также то, что оно в наименьшей степени подвержено негативному влиянию нелинейных явлений в спутниковом радиоканале. Однако РК является само по себе нелинейной схемой, и его практическое применение ограничивается чрезмерной сложностью оптимального приемника [15]. Использование же более простых линейных приемников приводит к потере эффективности.

Шестнадцатиуровневая квадратурная амплитудная манипуляция наиболее эффективна с точки зрения полосы частот, но имеет наихудшие показатели помехоустойчивости и предъявляет наиболее жесткие требования к линейности тракта передачи. Поэтому использование КАМ-16 ограничивается лишь ретрансляторами с избыточным энергетическим потенциалом. Кроме того, увеличение кратности модуляции приводит к увеличению времени вхождения в связь (в синхронизм), что чаще всего неприемлемо.

В силу указанных причин наибольшее практическое использование в спутниковых радиоканалах нашла квадратурная фазовая манипуляция.

Рассмотрен энергетический бюджет спутниковых каналов связи на трех примерах спутниковых сетей связи.

1) Глобальная ССС фиксированной службы диапазона 6/4 ГГц. Основным назначением подобных ССС является организация магистральных каналов связи, а также первичное распределение и обмен телевизионных программ. Под каждый магистральный канал выделяется один из стволов ретранслятора. Земные станции магистральной спутниковой связи обычно выполняются многоканальными, способными организовать несколько магистральных каналов через несколько стволов одного ретранслятора. ЗС оборудуются следящими приемопередающими антеннами диаметром (9-15) метров. Усилителем мощности обычно является клистрон или ЛБВ, в зависимости от ширины полосы частот. Выходная мощность передатчиков составляет (0,75-3) кВт на каждый ствол. Типовое значение ЭИИМ земной станции в глобальных сетях равно (26-30) дБВт. Стволы ретрансляторов С-диапазона в подобных сетях обычно имеют полосу пропускания 36 МГц и усилители с выходной мощностью (10-30) Вт. Оценены энергетические соотношения в каналах связи сети при следующих исходных данных: угол обзора области обслуживания из точки стояния ГСР ( $\theta = 16^\circ$ , диаметр антенны ЗС равен 11 м, мощность передатчика на ствол 500 Вт, шумовая температура приемной системы ЗС  $150^\circ\text{K}$ ). Полоса пропускания ствола ретранслятора 36 МГц, а его выходная мощность 20 Вт. Коэффициент использования поверхности земной и бортовой антенн равен 0,7. Оценены необходимые параметры каналов связи ЗС-ГСР.

Коэффициент усиления антенны ЗС при ее работе на передачу определен из (1.6):

$$G_{II} = 109,67 \cdot K_{II} \cdot D^2 \cdot f^2 = 109,67 \cdot 0,7 \cdot 121 \cdot 36 = 334406 \quad (55,2\text{дБ})$$

Ширина диаграммы направленности антенны ЗС при работе на передачу (1.8):

$$\theta = \frac{18}{D \cdot f} = \frac{18}{11 \cdot 6} \approx 0,3^\circ$$

Потери наведения складываются из потерь передающей и приемной антенн. Типичное значение потери наведения следящей земной антенны составляет 0,3 дБ. Бортовая антенна фиксированно нацелена на область обслуживания и покрывает ее по уровню -3 дБ от максимального значения коэффициента усиления.

В наихудших условиях с точки зрения потерь наведения находятся станции, расположенные на границе области обслуживания, для которых суммарные потери наведения составят 3,3 дБ.

Потери сигнала в свободном пространстве [16] определены из (1.10), подстановкой максимального значения дальности связи  $r$ , равного примерно 41 тыс. км для станций, расположенных на границе области обслуживания:

$$L_{CB} = 1,75 \cdot 10^{15} \cdot (41)^2 \cdot (6)^2 = 1,06 \cdot 10^{20} \quad (200 \text{ дБ})$$

Потери сигнала в невозмущенной атмосфере представлена в (приложении Д)

Коэффициент усиления приемной антенны ретранслятора найдены из (1.10):

$$G_{II} = \frac{35530 \cdot K_{II}}{\theta} = \frac{35530 \cdot 0,7}{(16)^2} = 97,7 \quad (20\text{дБ})$$

Потери в приемном тракте складываются из потерь в фидере между антенной и входным усилителем приемника, а также аппаратурных потерь, связанных с реализацией процедур демодуляции и декодирования, которые можно принять равными соответственно 1 и 1,5 дБ.

Мощность полезного сигнала на входе приемника ретранслятора определяется выражением (1.15):

$$\begin{aligned} P_c[\text{дБ}] &= \text{ЭИИМ}[\text{дБВт}] + G_{np}[\text{дБ}] + L_{cs}[\text{дБ}] - L[\text{дБ}] = \\ &= 81,2 + 20 - 200 - 3,3 - 0,2 - 1 = -103,3[\text{дБВт}] \end{aligned}$$

Мощность шума в полосе частот ствола ретранслятора равна:

$$kT\Delta f = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 150 \cdot 36 \cdot 10^6 = 7,45 \cdot 10^{-14} \text{ Вт} \quad (-131 \text{ дБВт})$$

Энергетический бюджет радиоканалов ЗС-СР и СР-ЗС приведен в таблицах 2.7 и 2.8, соответственно.

2) Национальная сеть VSAT *Ku* - диапазона с использованием ЗС с антеннами диаметром 2,5 м и передатчиками с выходной мощностью 5 Вт при выходной мощности транспондера 50 Вт. Небольшой размер антенн ЗС повышает требования к энергоресурсам бортовой аппаратуры. Этому частично способствует возможность использования более узких диаграмм направленности бортовых антенн, благодаря меньшим размерам обслуживаемой территории.

Это обстоятельство и предопределило, в основном, исторический путь развития ССС. Сначала разворачивались глобальные сети с использованием относительно малого числа больших и очень сложных и дорогих ЗС (по 1-2 ЗС на каждую страну). Создание национальных разветвленных ССС на базе таких станций было экономически нецелесообразно и недоступно даже для экономически и технически высокоразвитых стран. Лишь много позднее, благодаря техническому и технологическому прогрессу в области производства бортовой аппаратуры, произошел переход к региональным, национальным, а затем и корпоративным спутниковым сетям. Из-за более низкого энергетического потенциала радиолиний оптимальным в рассматриваемом случае оказывается наиболее мощный и в то же время достаточно экономичный с точки зрения использования полосы частот матричный турбокод. Несколько худшие результаты дает использование каскадного кода с внутренним сверточным кодом со скоростью  $1/2$ . Практически ни один вариант структуры передаваемых сигналов не дает энергетического запаса, что свидетельствует о четком дефиците энергоресурсов канала.

Если снять ограничения на излучаемую ретранслятором мощность (не более 50 Вт в рассматриваемом примере), приоритетность предпочтения рассматриваемых структур передаваемых сигналов существенно меняется. Требуемая выходная мощность ствола ретранслятора и максимальное число каналов со скоростью 64 кбит/с в полосе 36 МГц. Наибольшее число каналов обеспечивают узкополосные методы модуляции ФМ-8 и КАМ-16. однако требуемая для этого мощность бортового передатчика превышает пределы разумного.

3) Спутниковая сеть аналогового непосредственного телевизионного вещания на индивидуальные приемные терминалы пользователей. Особенностью аналоговой передачи телевизионного изображения является необходимость обеспечения в полосе частот сигнала отношения сигнал/шум на входе ТВ - приёмника не менее 13 дБ, что гарантирует получение изображения достаточно высокого качества [17]. Для повышения помехоустойчивости при передаче используют частотную модуляцию, расширяющую спектр передаваемого сигнала до (25-27) МГц, поэтому в

полосе частот ствола 36 МГц можно передать только одну телевизионную программу. Энергетический бюджет каналов связи, показывает, что обеспечение требуемого отношения сигнал/шум при высокой выходной мощности транспондера 90 Вт, возможно лишь при приеме сигнала на антенны диаметром не менее 4 метров. В этом случае отношение сигнал/шум на входе ТВ приемника будет равно:

$$-12,1 + \log\left(\frac{36}{26}\right) = 13,5[\text{дБ}]$$

Суммарная выходная мощность передатчиков ретрансляторов ТВ-вещания составляет (1,5-2) кВт, что обеспечивает одновременную трансляцию через спутник 15-20 телевизионных программ. Для увеличения числа программ национального вещания приходится размещать в одной точке стояния группировку из нескольких СР. Четырехметровые приёмные антенны способны удовлетворить лишь весьма ограниченный круг индивидуальных пользователей и могут быть использованы на головных станциях сетей кабельного ТВ. Гораздо более привлекательны для индивидуальных пользователей малогабаритные антенны диаметром около 0,5 м. Однако это потребовало бы увеличения мощности бортового передатчика в  $(4/0,5)^2=64$  раза, что нереально. Широкое распространение систем индивидуального приёма спутникового ТВ на малогабаритные и недорогие установки возможно лишь при использовании цифровых методов передачи ТВ сигналов со сжатием, обеспечивающих гораздо более экономное расходование полосы частот и мощности.

Таким образом, рассмотренные примеры иллюстрируют необходимость тщательного согласования и увязки параметров бортовой приемопередающей аппаратуры, оборудования ЗС, способов обработки сигналов при передаче и приеме, а также требуемых характеристик сети. Эта задача особенно важна для разработчиков сетей, комплектующих ССС из широкого ряда доступных на рынке систем, подсистем и блоков с существенно различными характеристиками и стоимостью.

## **2.5 Пути повышения пропускной способности во внедряемых спутниковых системах связи**

Как уже отмечалось выше, магистральным путем развития ССС, определяющим и роль и место в телекоммуникационной структуре современного общества, является непрерывное расширение спектра и повышение качества предоставляемых информационных услуг, включая популярные широкополосные услуги, например интернет - приложения, а также персонализация предоставляемых ССС услуг, позволяющая исключить необходимость использования промежуточных звеньев в виде масштабных

наземных телекоммуникационных сетей (которых может и не быть). Однако на этом пути возникает серьезное противоречие между очевидной необходимостью повышения пропускной способности ССС и использования простых, малогабаритных и недорогих ЗС, доступных и удобных для широкого круга пользователей.

В ССС предыдущих поколений в подавляющем большинстве случаев использовались относительно простые СР с непосредственной ретрансляцией. При этом спутник выполняет лишь рутинные функции физического уровня сети - принимает широкополосный сигнал, осуществляет линейную фильтрацию и перенос спектра частот, усиливает и переизлучает сигнал в направлении приема. Функции всех более высоких сетевых уровней выполняют ЗС. С точки зрения сети СР является лишь физической средой. Недостатком такого подхода является низкое использование [18] связных ресурсов СР (излучаемой мощности и занимаемой полосы частот), обусловленное невозможностью осуществления маршрутизации сообщений, статистического мультиплексирования информационных потоков, подавления шумов каналов ЗС-СР. Для реализации преимуществ статистического мультиплексирования и маршрутизации можно использовать двухскачковую схему передачи, предусматривающую наличие центральной станции, которая осуществляет демодуляцию сигналов, извлекает необходимую информацию и осуществляет целенаправленную коммутацию. Однако наличие двух скачков при передаче удваивает задержку распространения сигналов, а необходимость переизлучать одни и те же сигналы дважды приводит к дополнительным затратам связных ресурсов СР, компенсирующим в значительной мере выигрыш, обусловленный возможностью быстрой коммутации и мультиплексирования.

Перечисленные недостатки можно исключить, если возложить на СР функции не только физического, но канального и сетевого уровней.

При использовании глобального приемного луча ширина диаграммы направленности бортовой антенны должна быть равна угловому размеру (З области обслуживания, видимой из точки стояния ретранслятора. Воспользовавшись соотношениями (1.8), (1.9) и (1.13), получено следующее выражение, определяющее пропускную способность канала связи ЗС-СР:

$$C = 2220,7 \frac{P_3 D_3^2 K_{II}^*}{h_n^2 r^2 L k T \beta^2} \quad (2.15)$$

где  $P_3$  и  $D_3$  - соответственно, мощность передатчика и диаметр передающей антенны земной станции,  $K_{II}^*$  - результирующий коэффициент использования поверхности передающей и приемной антенн, равный произведению коэффициентов их использования.

Пропускная способность каналов связи ЗС-СР обратно пропорциональна квадрату углового размера области обслуживания (ширины

диаграммы направленности приемной антенны ретранслятора). При использовании глобального луча величина  $\beta$  является фиксированным параметром, определяемым целевым назначением сети связи. Если разделить область обслуживания ретранслятора на  $m$  одинаковых зон, то угловой размер каждой зоны обслуживания окажется равным приблизительно  $\beta/\sqrt{m}$ . Для индивидуального обслуживания каждой зоны возможно использование приемной антенны в  $\sqrt{m}$  раз большего диаметра (то есть в  $m$  раз большей эффективной площади), чем при использовании антенны с глобальным приемным лучом. В соответствии с (2.15) зональное обслуживание потенциально позволяет при фиксированных связных ресурсах земных станций увеличить пропускную способность каналов ЗС-СР в  $m$  раз. В принципе зональное обслуживание может быть реализовано при помощи одного дискретно сканирующего («прыгающего») узкого луча, обслуживающего зоны [19] последовательно в априорно заданном, циклически повторяющемся порядке, либо с использованием параллельно работающих приемных лучей, каждый из которых постоянно нацелен на выбранную зону обслуживания.

Пространственное расположение отдельных лучей при их относительно небольшом числе выбирается таким образом, чтобы обеспечить полное покрытие области обслуживания заданной конфигурации. На рисунке 2.15 для примера показано покрытие зоны обслуживания восемью лучами. Коэффициент многократного использования частоты в рассматриваемом примере равен двум. При большом числе лучей их центры располагаются в узлах гексагональной решетки, которая строится на основе покрытия плоскости равносторонними треугольниками. Правильная гексагональная решетка приводит к формированию области обслуживания, близкой по форме к правильному шестиграннику (рисунок 2.16). На практике соседние лучи перекрываются, как правило, на уровне -3 дБ таким образом, чтобы обеспечить сплошное покрытие области обслуживания. Число лучей, формирующих область обслуживания на базе правильной гексагональной решетки, равно  $1 + 3n(n - 1)$ , где  $n = 1, 2, 3...$



Рисунок 2.15 - Покрытие зоны обслуживания восемью лучами

Если угловое расстояние между центрами соседних зон обслуживания равно  $a$ , то ширина ДН используемых лучей, обеспечивающих сплошное покрытие области обслуживания по уровню не менее -3 дБ, должна быть равна:



$$\alpha / \cos 30^\circ = 1,1547\alpha$$

В ситуациях, когда форма области обслуживания сильно отличается от правильной, возможно исключение из решетки части периферийных лучей таким образом, чтобы максимально приблизиться к требуемой конфигурации области обслуживания. У каждого луча решетки число соседних лучей не превышает шести, поэтому для исключения использования одинаковых частот в смежных лучах понадобится 7 различных частот и коэффициент многократного использования частоты для гексагональной решетки равен  $m/7$ . Дополнительно, применяя поляризационное разделение, величину этого коэффициента можно увеличить до значения  $m/4$ .

Таким образом, применение многолучевых приемных бортовых антенн необходимо в первую очередь при построении высокоскоростных сетей связи, например, широкополосных цифровых сетей интегрального обслуживания, а также в ситуациях, когда энергетические и массогабаритные характеристики аппаратуры пользователей жестко ограничены, например, в сетях VSAT, сетях персональной подвижной спутниковой службы, сетях сбора информации. Возможность эффективного использования частотного ресурса [20] сетей связи весьма привлекательна для сетей персональной подвижной службы L-диапазона, в котором доступная в соответствии с Регламентом полоса частот не превышает нескольких десятков МГц.

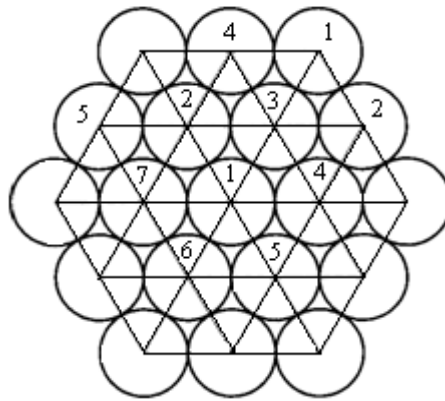


Рисунок 2.16 - Гексагональная решетка

При использовании на СР глобального передающего луча каждая ЗС анализирует групповой информационный поток, передаваемый ко всем станциям области обслуживания, и селектирует предназначенную для неё информацию по присвоенному ей индивидуальному частотному, временному или кодовому признаку. Если информация для каждой из  $m$  равномерно распределенных по области обслуживания станций может одновременно передаваться с максимальной скоростью  $R$ , пропускная способность глобального луча составит  $mR$ . При использовании  $m$ -лучевой передающей

антенны коэффициент усиления каждого зонального луча увеличится в  $m$  раз по сравнению с глобальным, но ограниченный энергетический ресурс ретранслятора должен быть разделен между  $m$  лучами, поэтому ЭИИМ и соответственно пропускная способность каждого зонального луча будут такими же, что и у глобального. Если передаваемая информация носит многоадресный (циркулярный) характер, то есть предназначена для всех станций области обслуживания, по каждому зональному лучу параллельно передается один и тот же информационный поток со скоростью  $mR$ . Очевидно, что в рассматриваемом случае многолучевая передающая антенна не обеспечивает выигрыша в пропускной способности по сравнению с глобальным лучом, а с учетом реализационных потерь приводит к проигрышу. По полосе занимаемых частот многолучевая антенна приводит к проигрышу в число раз, равное количеству используемых частот. По этим причинам в широкоэмиттерных сетях, в частности, сетях спутникового телевидения многолучевые передающие антенны для повышения пропускной способности не используются. Увеличение пропускной способности широкоэмиттерных сетей может быть достигнуто лишь наращиванием энергетических ресурсов ретранслятора. Возникающее при этом противоречие между массогабаритными характеристиками СР и возможностями средств доставки на орбиту может быть разрешено последовательным выводом в рабочую точку нескольких менее мощных ретрансляторов, каждый из которых «освещает» определенную часть области обслуживания или передает на всю зону обслуживания часть из общего числа предназначенных для трансляции программ.

При передаче адресной информации, предназначенной для одной или нескольких близкорасположенных станций, возникает иная ситуация. Если разделить групповой информационный поток между передающими лучами таким образом, чтобы в каждый зональный луч направлялась только информация, предназначенная для станций обслуживаемой им зоны, многолучевая передающая антенна обеспечивает выигрыш по пропускной способности в  $m$  раз по сравнению с однолучевой.

При использовании одного дискретно сканирующего луча, благодаря возможности полностью использовать весь энергетический ресурс ретранслятора в этом луче, его пропускная способность составит  $m^2R$ , а средняя скорость передачи информации в каждую из зон равна  $mR$ , что в случае передачи адресной информации приводит к выигрышу в пропускной способности в  $m$  раз по сравнению с глобальным лучом, чего, как отмечено выше, не наблюдается при использовании «прыгающего» луча в качестве приемного [21].

В процессе функционирования сети «информационное тяготение» между зонами по разным причинам может изменяться, что порождает проблему перераспределения связных ресурсов ретранслятора в соответствии с текущим трафиком.

Многолучевая передающая антенна в значительной степени лишена перечисленных недостатков «прыгающего» луча, однако в этом случае существенно усложняется проблема перераспределения связных ресурсов ретранслятора между параллельно работающими передающими лучами.

Возможен комбинированный вариант построения бортовой передающей антенны, в котором для экспонирования  $m$  зон обслуживания используется  $n < m$  «прыгающих» лучей, каждый из которых сканирует по  $m/n$  зонам обслуживания. Подобный подход позволяет приблизиться к компромиссу между достоинствами многолучевой антенны и «прыгающего» луча. Например, американский геостационарный СР ACTS (Advanced Communications Technology Satellite) оборудован передающей антенной  $Ka$ -диапазона, каждый из восьми лучей которой дискретно сканирует по восьми направлениям [22]. При этом формируется в общей сложности 64 зоны обслуживания. Пропускная способность каждого луча составляет 150 Мбит/с, что обеспечивает пропускную способность ретранслятора 1,2 Гбит/с.

Конструктивно многолучевые бортовые антенны с фиксированной пространственной ориентацией лучей выполняются на основе общего отражателя (или линзы) и решетки, состоящей из смещенных относительно фокуса зеркала антенны облучателей (рисунок 2.17). Вынос облучателя из фокуса приводит к отклонению луча от электрической оси антенны, но при этом увеличивается ширина луча, растет уровень боковых лепестков и снижается коэффициент использования поверхности антенны. Считается, что приемлемые характеристики могут быть получены, если допускать отклонение лучей антенны от её электрической оси не более чем на 5 значений ширины диаграммы направленности лучей. Отсюда следует, что трудно обеспечить число лучей многолучевых антенн более 100. В случае необходимости использования большего количества лучей можно оборудовать ретранслятор несколькими многолучевыми антеннами (на практике двумя), причем для обеспечения лучшей развязки лучи от разных антенн при покрытии области обслуживания чередуются в шахматном порядке.

Для формирования прыгающего луча возможно использование ФАР, либо многолучевой антенны с коммутируемой решеткой облучателей (рисунок 2.18). Под бортовой обработкой обычно понимают выполнение ретранслятором следующих функций:

- регенерация и буферизация сигналов;
- бортовая коммутация;
- формирование приемных и передающих лучей антенных систем при использовании бортовых ФАР;
- обработка информации в интересах командно-измерительных систем.

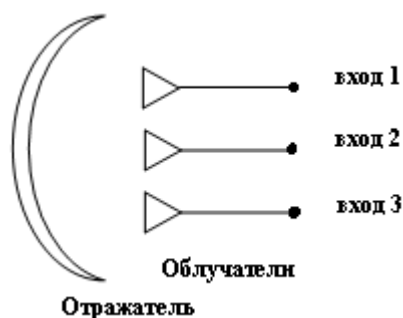


Рисунок 2.17 - Многолучевая антенна отражательного типа

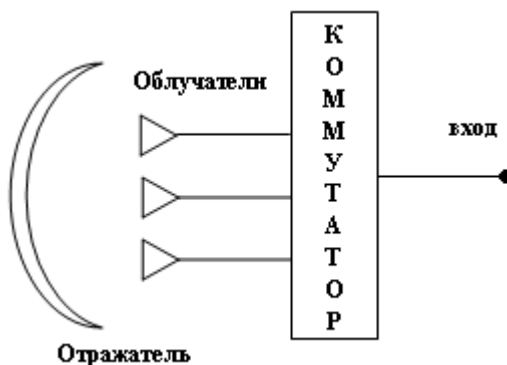


Рисунок 2.18 - Антенна отражательного типа с прыгающим лучом

Важное преимущество бортовой регенерации сигналов перед непосредственной ретрансляцией заключается в том, что шумы каналов ЗС-СР при регенерации практически не проникают в каналы ЗС-СР и не переизлучаются. Если характеристики всех уплотняемых в приемопередатчике СР каналов одинаковы, отношение сигнал шум в каналах «вверх» -  $h_1^2$  и «вниз» -  $h_2^2$  связаны между собой следующей зависимостью:

$$h_n^2 = \frac{h_1^2 h_2^2}{h_1^2 + h_2^2 + B}. \quad (2.16)$$

Наиболее экономно энергоресурсы СР при непосредственной ретрансляции используются, если в каналах ЗС-СР обеспечивается выполнение условия  $h_1^2 \gg h_n^2$ . В этом случае из (2.18) следует  $h_2^2 \cong h_n^2$ . Такой подход приемлем и используется, когда в ССС задействованы большие ЗС, энергетика которых не является жестко лимитированной.

В сетях VSAT энергоресурсы ЗС и СР жестко ограничены в равной степени, а требуемое отношение сигнал/шум  $h^2 = h_1^2 = h_2^2$  может быть определено из уравнения:

$$h_n^2 = \frac{(h^2)^2}{2h^2 + B}$$

решение которого:

$$h^2 = h_1^2 = h_2^2(1 + \sqrt{1 + B}) \quad (2.17)$$

При использовании равнонапряженных каналов связи ЗС-СР и СР-ЗС отношение сигнал/шум должно быть выше порогового, причем это превышение пропорционально базе  $B$  используемых для передачи радиосигналов. Это, конечно, не означает, что при оптимальном приеме демодулятор в большей степени подвержен воздействию более широкополосного шума (вероятность ошибочного приема, как известно, определяется отношением сигнал/шум в информационной полосе частот передаваемого сигнала). Просто при непосредственной ретрансляции действует иной механизм, а именно: при расширении полосы частот передаваемого полезного сигнала необходимо расширять полосу пропускания приемопередающего тракта ретранслятора, что влечет за собой увеличение мощности переизлучаемого шума и, соответственно, снижение мощности передаваемого полезного сигнала [23]. Если, например, при передаче используется ФМ-4 и безызбыточное кодирование ( $B = 1$ ), то  $h_1^2 = h_2^2 = 2,41h_n^2$ , а при кодировании сверточным кодом ( $B = 2$ ) -  $h_1^2 = h_2^2 = 2,73h_n^2$ . При этом суммарный энергетический запас (3,8-4,4) дБ расходуется на компенсацию проникновения шумов канала ЗС-СР в канал СР-ЗС 3 дБ и отбора мощности передатчика ретранслятора (0,8-1,4) дБ.

Если при непосредственной ретрансляции мощность шума на входе демодулятора ЗС увеличивается за счет переизлучения шумов линий «вверх», то бортовая демодуляция сигналов допускает проникновение шумов канала ЗС-СР лишь в виде ошибочного декодированных символов. Если  $p_1$  и  $p_2$  вероятности ошибочного приема двоичных символов в линиях «вверх» и «вниз» соответственно, то результирующая вероятность ошибки  $p$  при передаче по составному каналу ЗС-СР-ЗС будет равна:

$$p = 1 - (1 - p_1)(1 - p_2) = p_1 + p_2 - p_1p_2 \cong p_1 + p_2$$

Таким образом, при бортовой регенерации складываются не спектральные плотности мощности шума, а вероятности ошибки. Бортовая регенерация сигналов обеспечивает энергетический выигрыш перед непосредственной ретрансляцией примерно 3 дБ, что позволяет реализовать одно из следующих преимуществ:

- при фиксированной пропускной способности сети и достоверности передачи использовать более простые и дешевые ЗС с примерно в 2 раза меньшими ЭИИМ или добротностью;
- при фиксированных параметрах ЗС и достоверности передачи повысить пропускную способность сети в 2 раза;

- при тех же параметрах ЗС и пропускной способности сети увеличить отношение сигнал/шум на  $\sim 3$  дБ и существенно (на несколько порядков) повысить достоверность передачи.

При бортовой регенерации практически полная развязка каналов ЗС-СР и СР-ЗС дает возможность выбирать рациональную структуру сигналов на линиях «вверх» и «вниз» независимо. Например, в каналах связи ЗС-СР в целях снижения пиковой мощности и, соответственно, стоимости передатчиков ЗС целесообразно использовать ЧРК (или комбинацию ЧРК-ВРК), а в каналах СР-ЗС оптимально применение ВРК, поскольку при временном разделении отсутствуют интермодуляционные искажения в групповом тракте ретранслятора и заметно увеличивается коэффициент использования бортовых энергоресурсов по сравнению с другими способами передачи. Бортовая регенерация позволяет также использовать в радиоперелиниях «вверх» и «вниз» разные способы модуляции и кодирования. Например, в каналах ЗС-СР в целях упрощения бортовых демодуляторов и декодеров может оказаться целесообразным использование относительной ФМ и сверточных кодов, а в каналах СР-ЗС - использование фазовой манипуляции и каскадных либо турбокодов.

Эффективным средством обеспечения высокой достоверности передачи информации при переменных условиях связи является использование каналов с обратной связью [24], в частности, каналов с переспросом {ARQ - Automatic Repeat Request}. Передаваемые пакеты кодируются малоизбыточными кодами, обнаруживающими ошибки. При обнаружении на приемной стороне ошибок по обратному каналу передается запрос на повторную передачу недостоверного пакета. Процесс продолжается до тех пор, пока на приемной стороне не будет зафиксировано отсутствие ошибок (правильный прием, либо не обнаруживаемая используемым кодом кратность ошибки). Процедура переспроса позволяет адаптироваться к условиям связи - при ухудшении помеховой обстановки автоматически снижается скорость передачи информации, а достоверность передачи поддерживается примерно на неизменном уровне.

Бортовая регенерация и буферизация сигналов позволяют использовать процедуру с переспросом независимо для линий «вверх» и «вниз». При этом обеспечивается экономия связных ресурсов ретранслятора, благодаря разгрузке каналов СР-ЗС от передачи заведомо недостоверной информации. Одновременно ЗС разгружаются от повторных передач правильно переданной на борт СР информации.

При бортовой регенерации сигналов в сочетании с бортовой буферизацией возможно организовать информационный обмен между ЗС, работающими с различными скоростями передачи/приема. Если при непосредственной ретрансляции такой обмен возможен лишь при работе по двухскачковой схеме с использованием центральной земной станции, осуществляющей мультиплексирование-демультиплексирование цифровых потоков, то выполнение этих функций на борту ретранслятора позволяет в 2

раза снизить задержку передачи и более эффективно использовать энергетические и частотные ресурсы ретранслятора, поскольку отпадает необходимость передавать одну и ту же информацию дважды.

Применение бортовых многолучевых приемных и передающих антенн обеспечивает значительный выигрыш в эффективности использования энергетического и частотного ресурсов спутниковых радиоканалов по сравнению с использованием глобальных лучей при условии, что каждый индивидуальный сигнал передается только в ту зону обслуживания, где расположен его получатель. Это требует организации перекрестных связей между зонами обслуживания и, соответственно, между обслуживаемыми этими зонами приемными и передающими лучами, что достигается посредством коммутации.

С точки зрения эффективности использования полосы частот каналов связи коммутаторы каналов предпочтительны в ситуациях, когда преобладающую нагрузку на сеть составляют непрерывные потоки реального времени с фиксированной скоростью, особенно когда не требуется частая реконфигурация каналов. Кроме того, легко решается проблема борьбы с информационными перегрузками сети путем ограничения доступа в сеть избыточных вызовов. С другой стороны, коммутаторы каналов крайне неэффективны при передаче пульсирующих потоков нереального времени.

### **3 Выбор математической модели сети спутниковой сети для обеспечения ЭМС**

#### **3.1 Выбор методов расчета взаимных помех для проведения анализа электромагнитной обстановки**

Оценка возможности совмещения различных РЭС в общей полосе частот требует проведения анализа электромагнитной обстановки (ЭМО). Для большинства радиослужб установлены нормы и стандарты качества работы, учитывающие техническую осуществимость и экономический фактор.

Совместное использование частот неизбежно ведет к возникновению взаимных помех [25]. Для обеспечения нормальной работы совмещаемых служб устанавливаются критерии электромагнитной совместимости (ЭМС). Критерии ЭМС по возможности не должны затруднять развитие совмещаемых РЭС и должны быть основаны на оценке допустимого уровня помехи и уровня мощности полезного сигнала, обеспечивающих заданное качество работы. Критериями ЭМС служат такие значения взаимных помех, при которых обеспечивается нормальная работа совмещаемых радиослужб. В (приложении Б) приведения Спектр транспондеров спутника **Hot Bird 8**

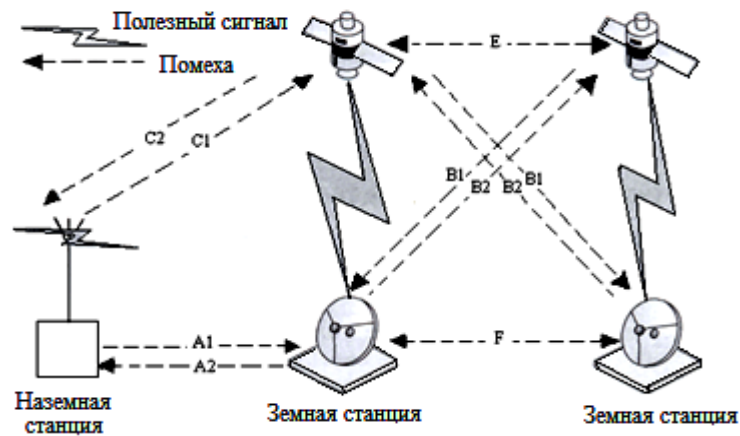


Рисунок 3.1 - Сценарии возникновения помехи

Совместное использование частот спутниковыми системами на ГСО определяет несколько возможных сценариев возникновения помехи (рисунок 3.1), в частности:

- передача наземной станции создает помеху приему земной станции (A1);
- передача земной станции создает помеху приему наземной станции (A2);
- передача спутника одной системы создает помеху приему земной станции другой системы (B1);
- передача земной станции одной системы создает помеху приему спутника другой системы (B2);
- передача наземной станции создает помеху приему спутника (C1);
- передача спутника создает помеху приему наземной станции (C2);
- передача спутника одной системы создает помеху приему спутника другой системы (E);
- передача земной станции одной системы создает помеху приему земной станции другой системы (F).

Основой для расчета ЭМС служить следующая формула [26]

$$I(t) = P_t' + G_t'(\varphi) - b_t' + G_r(\theta) - b_t - L_{b0} - A_{as} - A_t(t) \quad (3.1)$$

где  $I(t)$  - уровень мощности мешающего сигнала на входе приемника станции, подверженной помехе, дБВт;  $P_t'$  - мощность передатчика, создающего помеху, дБВт;  $G_t'(\varphi)$  - усиление передающей антенны источника мешающего сигнала в направлении на станцию, подверженную помехе, дБ;  $\varphi$  - угол между направлением максимального излучения мешающего сигнала и направлением на станцию, подверженную помехе;  $G_r(\theta)$  - усиление приемной антенны станции, подверженной помехе, в направлении на источник мешающего сигнала, дБ;  $\theta$  - угол между направлением максимума диаграммы направленности и направлением на источник мешающего сигнала;  $b_t, b_t'$  -



потери в фидерном тракте передатчика и приемника соответственно, дБ;  $L_{b0}$  - потери передачи в свободном пространстве, дБ;  $A_{as}$  - затухание мешающего сигнала в газах, дБ;  $A_i(t)$  - затухание мешающего сигнала в дожде, превышаемое в течение  $t\%$  времени, дБ. На практике часто критерии ЭМС для спутниковых систем нормируются при ясной погоде, тогда  $A_{as}$  и  $A_i(t)$  не учитываются. Защитное отношение  $R(t)$ , дБ, определяемое для  $t\%$  времени, равно

$$R(t) = C(t) - I_{\max}(t) \quad (3.2)$$

где  $C(t)$  - минимальный уровень мощности полезного сигнала на входе приемника, который может быть меньше в течение не более чем  $t\%$  времени, дБ.

При спектральной плотности мощности мешающего сигнала  $S_i(f)$

$$I = \int S_i(f)k(f)df \quad (3.3)$$

где  $k(f)$  - нормированный относительно сигнала коэффициент передачи фильтра приемника. Если в полосу полезного сигнала  $\Delta f_c$  попадает только часть  $\Delta f_1$  всей полосы мешающего сигнала  $\Delta f_i$ , а спектр мешающего сигнала равномерный, то общая мощность помехи  $I$  равна (рисунок 3.2)

$$I_{\Delta f_1} = I(\Delta f_1 / \Delta f_i) \quad (3.4)$$

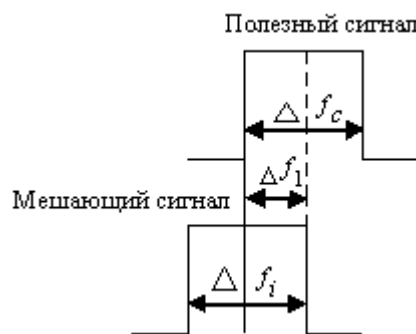


Рисунок 3.2 - Иллюстрация расчета величины помехи при частичном перекрытии используемых частот

Когда полосы частот полезного и мешающего сигналов совпадают, а их спектральная плотность постоянна в пределах полосы частот, отношение сигнала к помехе равно отношению их спектральных плотностей

$$C/I = S_c / S_i \quad (3.5)$$

Часто в качестве критерия допустимой помехи служит отношение

мощностей теплового шума приемника и мешающего сигнала на входе приемника и собственного теплового шума приемного тракта станции, также приведенного к входу приемника, дБ:

$$(I/N)_{\max} = I_{\max}(t) - N \quad (3.6)$$

где  $N$  - мощность теплового шума приемника, дБ;  $N = 10 \log kT\Delta f_{np}$ , дБ;  $k=1,38 \cdot 10^{-23}$  - постоянная Больцмана, Дж/К;  $T$  - температура шума приемника, К;  $\Delta f_{np}$  - ширина полосы приемника, Гц. Этот критерий удобен потому, что он сразу показывает, какую долю энергетического баланса линии связи составляет помеха, так как пропускная способность линии определяется отношением полезного сигнала к сумме помехи и теплового шума  $C/(I + N)$  [33].

Когда спектральную полосу помехи можно считать постоянной в полосе полезного сигнала, по аналогии с (3.5)

$$I/N = S_i / N_0 \quad (3.7)$$

где  $N_0$  - спектральная плотность теплового шума.

Критерии  $C/I$  и  $I/N$  связаны между собой очевидным соотношением

$$C/I = (C/N)/(I/N) \quad (3.8)$$

где  $C/N$  - отношение сигнала к собственному шуму линии связи в отсутствие помех.

### **3.2 Расчет взаимных помех между системами наземных и спутниковых радиослужб для обеспечения ЭМС**

Нормирование отношения помехи к шуму является основным критерием и при оценке ЭМС между наземными и спутниковыми сетями на линии Земля-космос (сценарий С1, рисунок 3.6)[27].

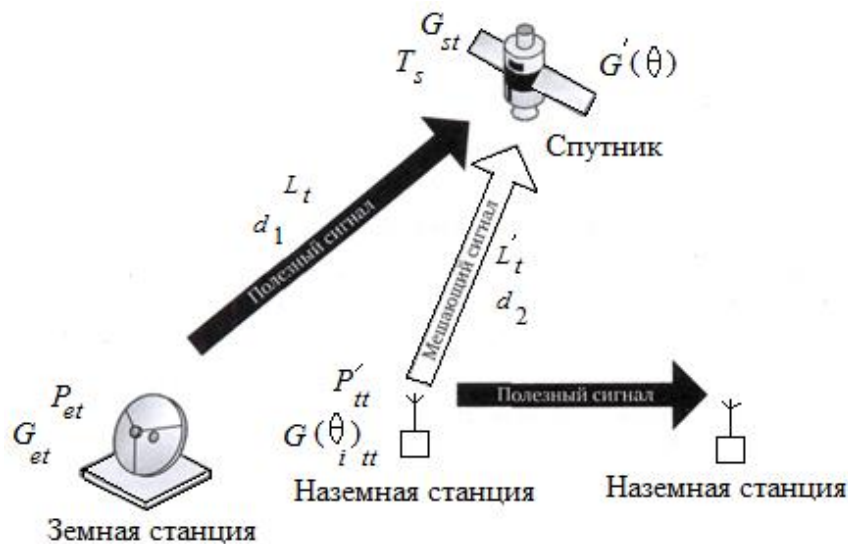


Рисунок 3.6 - Возникновение помех между наземной и спутниковой системами на линии Земля-космос (сценарий С1)

Мощность мешающего сигнала на входе приемника космической станции определяется по формуле, дБВт

$$I_{up} = P_{tt}' + G_{tt}'(\theta_i) - L_t' + G_{sr}'(\theta) \quad (3.8)$$

где  $P_{tt}'$  - максимальная мощность передатчика, подводимая к антенне наземной станции фиксированной или подвижной службы, дБВт;  $G_{tt}'(\theta_i)$  - коэффициент усиления антенны наземной станции в направлении на спутник, которому создается помеха, дБ. При расчетах могут использоваться эталонные модели [28];  $L_t'$  - потери распространения в свободном пространстве определяются по формулам (3.11, 3.12), дБ;  $G_{sr}'(\theta)$  - коэффициент усиления приемной антенны спутниковой системы, которой создается помеха, в направлении на мешающую наземную станцию, дБ.

Мощность шума  $N$  приемного тракта бортового ретранслятора космической станции определяется по (3.15). Принятые нормы ЭМС при оценке отношения помеха/шум приведены в таблице 3.5 (приложение Б).

Методика оценки ЭМС при совмещении спутниковых и наземных систем на линии космос-Земля иллюстрируется рисунком 3.7 (сценарий С2).

Мощность помехи на входе приемника наземной станции рассчитывается, дБВт

$$I_{down} = P_{st}' + G_{st}'(\delta) + G_{tr}'(\theta') - L_t' \quad (3.9)$$

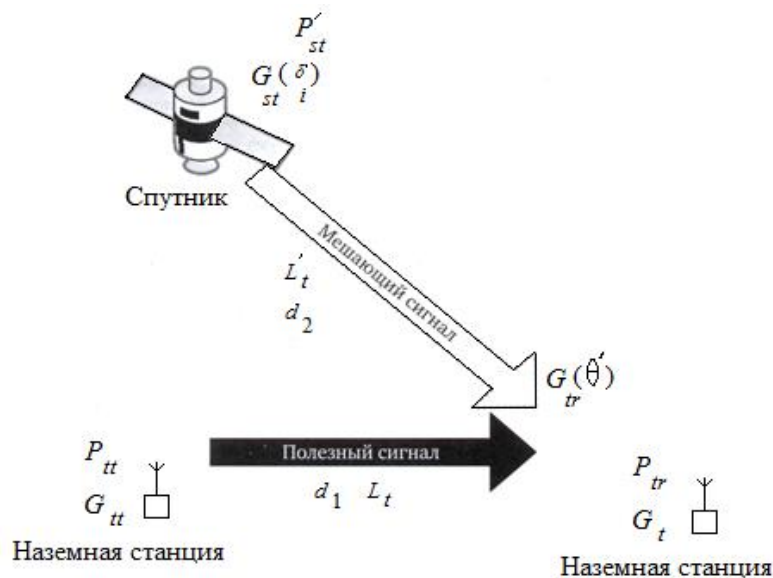


Рисунок 3.7 - Возникновение помех между наземной и спутниковой системами на линии космос-Земля (сценарий С2)

где  $P'_{st}$  - максимальная мощность передачи, подводимая ко входу антенны мешающего спутника, дБВт;  $G'_{st}(\delta)$  - коэффициент усиления передающей антенны мешающего спутника в направлении на наземную станцию системы, которой создается помеха, дБ;  $G_{tr}(\theta')$  - коэффициент усиления приемной антенны наземной станции, которой создается помеха, в направлении на мешающий спутник, дБ;  $L'_t$  - потери на передачу в свободном пространстве, дБ (3.11, 3.12).

Мощность шума  $N$  определяется по формуле, дБВт

$$N = k + 10(\log T_t + \log B_{wt}) \quad (3.10)$$

где  $B_{wt}$  - ширина полосы частот наземной станции, Гц;  $T_t$  - шумовая температура приемника наземной станции, которой создается помеха;  $k$  - постоянная Больцмана.

Приведенные критерии с огромным превышением помехи над шумом в малом проценте времени противоречат всему предыдущему материалу и нуждаются в некотором разъяснении [29]. Дело в том, что распространение радиосигнала в наземных линиях фиксированной службы существенно отличается от его распространения в системах спутниковой связи. Вследствие отражений от поверхности Земли и от слоев атмосферы суммарный полезный сигнал на входе приемника подвержен глубоким замираниям, в том числе весьма быстрым. Поэтому энергетический баланс наземной линии ФС выбирается так, чтобы огромный запас был достаточен для обеспечения нужного отношения сигнала к шуму в малые доли времени, определенные коэффициентом готовности. В остальное время на линии ФС имеется очень

высокое, избыточное отношение сигнала к шуму, и в это время может быть допущен аномально высокий уровень помех от спутниковых систем при условии, конечно, что моменты возрастания помехи и глубокого ослабления полезного сигнала не совпадают во времени [30]. Переменная помеха, возрастающая в малую долю времени, может возникать только от негеостационарных спутников, процессы движения спутника и замирания наземного сигнала - процессы независимые и некоррелированные, поэтому вероятность совпадения выбросов помехи и провалов сигнала пренебрежимо мала.

### 3.3 Пути повышения эффективности ГССС

Наиболее простым и очевидным показателем эффективности использования ГСО на некотором участке ее дуги  $\Delta\theta^\circ$  в полосе частот  $\Delta F$  (Гц) является отношение

$$\text{Эфф} = C_\Sigma / \Delta F \cdot \Delta\theta^\circ \quad (3.11)$$

где  $C_\Sigma$  - суммарная пропускная способность всех СССВ, работающих в полосе частот  $\Delta F$  и КС которых расположены на участке дуги  $\Delta\theta^\circ$  [31].

Техническими факторами, влияющими на эффективность использования ГСО и обеспечение условий электромагнитной совместимости спутниковых систем связи и вещания, являются:

- пространственная избирательность антенн ЗС;
- пространственная избирательность бортовых антенн КС; повторное использование частот в узких парциальных лучах многолучевой антенны (МЛА) КС;
- точность удержания КС в расчетной позиции ГСО;
- применение поляризационного уплотнения сигналов - одновременная работа КС на двух ортогональных (круговой или линейной) поляризациях,
- применение эффективных методов передачи и приема сигналов, малочувствительных к помехам;
- освоение новых, более высокочастотных диапазонов в СССВ;
- обеспечение однородности СССВ и гармонизация норм на допустимые взаимные помехи между СССВ.

Диаметр антенны земных станций - наиболее важный технический параметр, влияющий на характеристики пространственной избирательности антенны ЗС и связанную с ними величину минимально допустимого углового разноса между соседними КС на ГСО. Выбор диаметра антенны влияет как на величину максимального усиления антенны  $G_{\max}$  для полезного сигнала в главном лепестке ДН антенны, так и в некоторой степени на уровень внеосевого излучения ЗС [огнивающую боковых лепестков ДН антенны  $G(\varphi)$ ],

используемых для оценки взаимных помех при анализе ЭМС СССВ и при координации частотных присвоений спутниковых сетей.

Применение ЗС с антеннами большого диаметра с высокими показателями усиления  $G_{max}$  и пространственной избирательности позволяет плотнее размещать КС на ГСО и облегчает решение проблемы ЭМС спутниковых сетей, но приводит к росту затрат на создание и эксплуатацию земного сегмента СССВ. С другой стороны, применение ЗС с минимально возможными (в каждом конкретном случае) размерами антенн позволяет минимизировать затраты и увеличить экономическую эффективность создаваемых СССВ.

Угловой разнос на ГСО между соседними КС, работающими в общих диапазонах частот, в современных сетях обычно не превышает 2-3°, в некоторых случаях его удается снизить до 1° и даже до 0° (при несовмещенных зонах покрытия). Эталонная ДН для внеосевого излучения антенн спутниковых ЗС в ФСС по основной поляризации в диапазоне частот 2-31 ГГц определена в виде:

$$G(\varphi) = 32 - 25 \log(\varphi), \text{дБ}, \quad \text{при } \varphi_{\min} \leq \varphi \leq 48^\circ;$$

$$G(\varphi) = -10, \text{дБ}, \quad \text{при } 48^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ, \quad (3.12)$$

где  $\varphi_{\min} = \text{Max}(1 \text{ или } 100\lambda/D)^\circ$  при  $\lambda/D \geq 50$  и  $\varphi_{\min} = \text{Max}[12 \text{ или } 118 \times (D/\lambda)^{-1,06}]^\circ$ , при  $15 \leq D/\lambda < 50$ .

ДН внеосевого излучения современных антенн ЗС с улучшенной пространственной избирательностью в области углов, близких к главному лепестку ДН антенны ЗС, определена (при отношениях  $D/\lambda \geq 45-50$ ) следующим уравнением:

$$G(\varphi) = 29 - 25 \log(\varphi), \text{дБ}, \quad \text{при } \varphi_{\min} \leq \varphi \leq 7^\circ, \quad (3.13)$$

где  $\varphi$  - внеосевой угол между осью главного лепестка ДН антенны и рассматриваемым направлением, град;  $\varphi_{\min}$  - минимальный внеосевой угол, начиная с которого применяется огибающая ДН внеосевого излучения антенны, град;  $G(\varphi)$  - усиление антенны относительно изотропного излучателя, дБ;  $D$  - диаметр (размер) апертуры антенны, м;  $\lambda$  - длина волны, м.

Повышение пространственной избирательности бортовых антенн КС на ГСО способствует снижению взаимных помех между геостационарными СССВ, если их зоны обслуживания не перекрываются. Для этого форма ДН передающей и приемной бортовых антенн КС должна как можно точнее повторять необходимую зону обслуживания, обеспечивая в ней равномерное усиление для достижения требуемых значений ЭИИМ и  $G/T$  в любой точке

зоны, и быстро спадать за ее пределами для снижения уровня взаимных помех.

На современных спутниках могут устанавливаться как обычные однолучевые приемные и передающие антенны, так и многолучевые антенные системы (МЛА) с узкими парциальными лучами и лучами специальной формы (контурными), в различной степени отвечающие поставленным требованиям.

При реализации КС с однолучевыми антенными системами МСЭ-R рекомендует применение в ФСС бортовых антенн с улучшенной ДН [32]. Пример эталонной ДН бортовой антенны КС с крутым спадом главного луча, применяемой в Плане ФСС.

Однако лучше всего задача повышения пространственной избирательности бортовых антенн КС решается применением контурных антенн с лучом специальной формы, сформированным из нескольких (многих) узких парциальных лучей путем их объединения в многолучевой антенне. Контурное покрытие зоны обслуживания путем синфазного сложения парциальных лучей МЛА (рисунок 3.9, вариант БЗ - лучи Л1, Л2, Л3) позволяет обеспечить меньшую неравномерность усиления приемной и передающей антенн КС в пределах самих зон и более быстрый спад ДН антенн вне этих зон, чем в традиционных широких лучах КС эллиптического или кругового сечения (см. рисунок 3.9, вариант А).

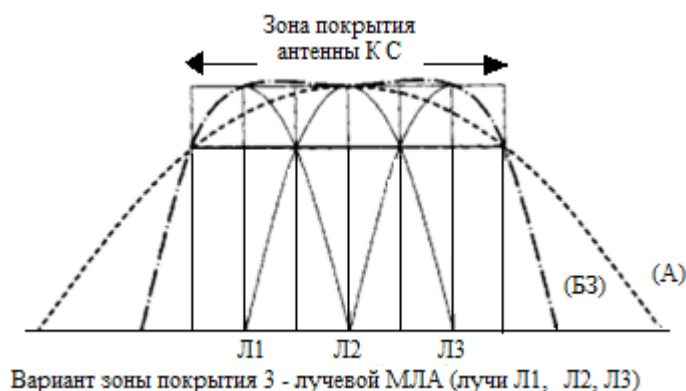


Рисунок 3.9 - Пример зоны покрытия антенны КС с использованием однолучевой антенны (А) и МЛА (БЗ - 3-лучевая)

Создание узких парциальных лучей приводит к необходимости соответствующего увеличения размера апертуры МЛА и достигается за счет роста массогабаритных характеристик бортовой МЛА по сравнению с традиционной однолучевой антенной КС.

Одним из важных преимуществ установки МЛА на борту КС является возможность увеличения эффективности использования выделенного частотного ресурса, когда совокупный орбитально - частотный ресурс спутника с МЛА может быть реализован путем многократного повторения

частот стволов РТР в парциальных лучах приемных/передающих бортовых МЛА, образующих непрерывную гексагональную сетку перекрывающихся лучей МЛА в зоне обслуживания КС.

Повторное использование частот при пространственном разделении лучей МЛА КС в пределах ее зоны покрытия повышает эффективность использования ОЧР системы, но с применением в каждом луче МЛА двух поляризаций сопровождается помехами от внеосевого излучения ближайших лучей МЛА, работающих в общей полосе частот.

Для ДН антенн, соответствующих Рекомендации МСЭ-R S.672 [33], когда уровень первого бокового лепестка ДН на 25 дБ ниже максимального усиления антенны  $G_{max}$ , суммарное отношение  $C/I$  в конкретном луче будет не хуже 16,5 дБ с учетом всех внеосевых помех. Это худший случай, при котором в данный конкретный луч МЛА попадают максимумы первых боковых лепестков ДН всех шести мешающих парциальных лучей МЛА, работающих на той же частоте. На практике ситуация всегда будет лучше.

Также известны примеры практического применения на КС РСС бортовых МЛА с адаптивным изменением ЭИИМ КС в пределах отдельных участков общей зоны покрытия КС, сформированной контурным лучом МЛА. Адаптивное увеличение ЭИИМ в направлении отдельных районов в зоне обслуживания КС применяется для борьбы с локальными дождевыми затуханиями на обслуживаемой территории на линии космос-Земля и, кроме того, позволяет уменьшить вероятность помех другим спутниковым сетям на линии космос-Земля.

Высокая точность удержания КС в расчетной точке ГСО способствует увеличению возможного числа одновременно работающих КС на ГСО, поскольку необходимый по условиям ЭМС систем угловой разнос между соседними КС увеличивается на величину суммарной погрешности их удержания на ГСО. Предельное значение точности удержания КС на позиции ГСО ( $\pm \delta^\circ$ ) используется при расчете допустимого уровня взаимных помех между СССВ и определении затронутых АС при международной координации спутниковых систем.

В существующих СССВ точность удержания КС на позиции ГСО в период всего срока активного существования КС (на сегодня 12-15 лет) определена условием  $\delta \leq \pm 0,1^\circ$  (по долготе) относительно своего номинального положения. Такая величина нестабильности КС не приводит к заметной деградации пропускной способности ГСО при использовании типовых угловых разносов  $2^\circ$ - $3^\circ$  между соседними КС на ГСО.

В ряде случаев производители современных спутников гарантируют более высокую точность их удержания на ГСО ( $\delta \leq \pm 0,05^\circ$ ), которая определяется дополнительными ресурсными возможностями системы коррекции положения спутника на ГСО, входящей в состав технологической платформы КС.

Поляризационное уплотнение сигналов или одновременная работа КС на двух ортогональных (круговой или линейной) поляризациях используется в



большинстве современных спутников ФСС для повышения эффективности использования орбитально-частотного ресурса ГСО и увеличения пропускной способности СССВ в условиях дефицита полосы рабочих частот в диапазонах ФСС 6/4 и 14/11-12 ГГц.

В зависимости от поставленной задачи, применение поляризационного уплотнения сигналов позволяет либо удвоить число стволов РТР КС при полном использовании выделенной полосы частот в данной позиции ГСО, либо вдвое сократить необходимый частотный ресурс для достижения необходимой пропускной способности (числа стволов) РТР КС.

Однако при использовании в СССВ поляризационного уплотнения сигналов к характеристикам ДН антенн ЗС и КС предъявляются более жесткие требования по кроссполяризационной развязке, от которой зависит уровень внутрисистемных помех между сигналами, передаваемыми в общей полосе частот на ортогональных поляризациях.

Согласно отечественным нормативным требованиям, при работе с поляризационным уплотнением сигналов на КС кроссполяризационная развязка антенной системы ЗС (в том числе ЗС типа VSAT) в тракте передачи должна быть не менее 30 дБ в контуре ДН с ослаблением 0,5 дБ, в тракте приема - не менее 25 дБ в том же контуре. При работе с КС без поляризационного уплотнения развязка в обоих трактах должна быть не менее 19 дБ в контуре ДН с ослаблением 0,5 дБ.

В МСЭ- R сформулированы требования к эталонной ДН антенн ЗС типа VSAT по кроссполяризационной составляющей при использовании линейной поляризации сигналов в диапазонах частот ФСС 2-31 ГГц. В соответствии с этими требованиями кроссполяризационная развязка ЗС VSAT - отношение кополярного осевого усиления антенны к кроссовой составляющей усиления - не должна быть хуже:

- 25 дБ в -0,3 дБ контуре усиления главного луча ДН антенны ЗС;
- 20 дБ в пределах контура от -0,3 дБ до -20 дБ усиления главного луча ДН антенны ЗС;
- за пределами контура ДН -20 дБ кроссовая составляющая должна соответствовать Рекомендации МСЭ - R S.731 [34].

Эффект снижения взаимных помех между соседними по ГСО сетями может также достигаться при использовании поляризационного разделения сигналов при работе ЗС и КС этих систем на различных поляризациях. Однако следует принимать во внимание существенное уменьшение поляризационного разделения сигналов вне главного лепестка ДН антенн. Так, по данным Отчета 555-3 МККР (1986) усиление антенн многих ЗС в боковых лепестках ДН на ортогональной поляризации аппроксимируется выражением  $G(\varphi) = 23,6 - 20 \log \varphi$ , а огибающая ДН по основной поляризации имеет вид  $G(\varphi) = 32(29) - 25 \log \varphi$ .

При координации спутниковых сетей, использующих общие полосы частот и разные типы поляризации (круговую и линейную), МСЭ - R

рекомендует применять в расчетах увеличения эквивалентной шумовой температуры спутниковой линии от воздействия помех мешающей сети значения развязки по поляризации, (приложение Г).

Выбор оптимального ансамбля сигналов в СССВ позволяет наиболее эффективно использовать частотно-энергетический ресурс (полосу и мощность) ЗС и РТР КС, достигая требуемой достоверности и скорости передачи информации в канале путем согласования методов кодирования и модуляции сигналов с характеристиками канала передачи.

С увеличением кратности ФМ растет скорость передачи информации в каждой отдельной системе, но возрастает и чувствительность линии связи к помехам от соседних систем. Исходя из результатов анализа воздействия помех ограниченного уровня на прием ФМ сигналов с различной кратностью модуляции, при дефиците энергетики в канале передачи СССВ обычно применяют методы модуляции ФМ-2/ФМ-4. Они обладают максимальной потенциальной помехоустойчивостью приема и энергетической эффективностью (минимальными требованиями к величине  $E_b/N_0$ ), что в сочетании с мощным помехоустойчивым кодированием (с высоким ЭВК) позволяет обеспечить необходимый энергетический выигрыш в обмен на расширение полосы частот спектра сигнала.

Наилучшая помехоустойчивость для большинства спутниковых применений ожидается от СКК на основе ФМ-4 и новых каскадных кодов (внутренний код LDPC + внешний код БЧХ) с применением итеративных алгоритмов декодирования, предусмотренных в декодерах СКК стандарта DVB-S2 [43]. Сочетание каскадного LDPC/БЧХ кода с большой длиной кодового блока и высокой избыточностью  $r = 1/4, 1/3$  и  $2/5$  и модуляции ФМ-4 обеспечивает наибольшую помехоустойчивость на спутниковых линиях передачи с напряженным энергетическим бюджетом при низких значениях  $E_b/N_0$  (0,59-0,75 дБ) при показателях спектральной эффективности сигналов (0,49-0,79 бит/с/Гц).

Создаются экспериментальные и даже эксплуатационные системы спутниковой связи в диапазонах частот 20/30 и 40/50 ГГц, где выделенные для ФСС и РСС полосы частот весьма велики. Имеются примеры использования этих полос частот для организации в сетях ФСС широкополосного доступа к Интернету, в том числе с использованием ультрамалых абонентских спутниковых станций USAT (с антенной диаметром 30 см).

Оценка общей пропускной способности системы доступа к Интернету на основе применения группы спутников ФСС, работающих на определенном участке дуги ГСО в общем диапазоне частот на общую зону обслуживания (в примере площадью около 10 млн.кв.км.) представлена в [35]. Расчет потенциальной пропускной способности такой системы в диапазонах частот ФСС 11/14,20/30, и 40/50 ГГц выполнен при условии, что рабочая полоса частот каждого спутника в соответствующем диапазоне равна 500 МГц:

- для 14 спутников (11/14 ГГц) - 71 {38} Гбит/с;
- для 23 спутников (20/30 ГГц) - 706 {380} Гбит/с;

- для 40 спутников (40/50 ГГц) - 4400 {2400} Гбит/с.

Результаты расчета пропускной способности соответствуют двум вариантам помехоустойчивого кодирования со скоростями  $r_1 = 3/4$  и  $\{r_2 = 1/2\}$ . Максимально возможное число спутников в выбранных диапазонах ФСС определено по условиям ЭМС соседних КС, работающих в общей полосе частот на общую зону обслуживания - по критерию отношения сигнал/помеха от соседней КС  $(C/I)_{ADJ} \geq 23$  дБ. Из сравнения расчетных показателей потенциальной емкости системы видно, что использование более высокочастотных диапазонов 20/30 ГГц и 40/50 ГГц в сочетании с многолучевой структурой КС и повторным использованием частот в отдельных лучах МЛА КС обещает многократный выигрыш в пропускной способности и повышает емкость и эффективность использования ГСО.

Достижение максимально возможной однородности спутниковых систем представляется одним из реальных средств повышения эффективности использования ГСО. Исходя из условий однородности, принятых в [36], однородные системы обеспечивают равенство требуемого углового разноса по отношению друг к другу, что позволяет избежать создания бесполезного запаса по защитному отношению в направлении одной из этих систем, менее чувствительной к помехам, и реализовать минимальный угол разноса между КС этих систем на ГСО. Полученные соотношения между энергетическими параметрами двух однородных СССВ показывают, что условия однородности могут выполняться для систем с разными параметрами, например с разными размерами зон обслуживания, диаметрами антенн ЗС и др.

Следует учитывать, что приближение к однородности не всегда увеличивает емкость ГСО. Если однородность достигается при таком изменении параметров систем, которое позволяет сблизить КС этих систем на ГСО, но не меняет пропускную способность каждой из этих систем, то суммарная емкость ГСО растет. Однако при неправильном применении достижение однородности ведет к снижению емкости ГСО.

В качестве эффективного приема максимизации емкости ГСО часто используется метод пересечения лучей - размещение поблизости на ГСО КС систем, обслуживающих удаленные зоны, и обслуживание соседних зон: с помощью КС, достаточно разнесенных по ГСО.

Существенное влияние на эффективность использования ГСО оказывает норма допуска на взаимные помехи между СССВ. С увеличением этой нормы пропускная способность каждой отдельной системы падает, поскольку требуемого качества приема сигналов приходится достигать при пониженном отношении  $C/(I+N)$ , но при этом соседние КС могут располагаться на ГСО ближе друг к другу, в результате чего общая пропускная способность ГСО возрастает. Максимум пропускной способности может быть реализован при оптимальной доле помех  $I$  в общей мощности шума и  $N_{\Sigma} = (I + N)$ , допустимой для системы с конкретными параметрами канала передачи.

Нормы на допустимые отношения сигнал-помеха  $C/I$  и сигнал-шум  $C/N$  в СССВ периодически пересматриваются с учетом ухудшения реальной

помеховой обстановки и появления новых конкурирующих служб в полосах частот совместно используемых ФСС, РСС и ФС. Так, при пересмотре Плана ФСС на ВКР-07 значения  $C/N$  и  $C/I$  снижены на 2 дБ по сравнению с ранее принятыми.

Передача данных по линии спутниковой связи на транспортном уровне Надежная доставка информации между ЗС является одной из главных задач в ГССС, для решения которой широко применяется протокол транспортного уровня ТСП. Значительные временные задержки в связи с необходимостью подтверждения правильности принятых сообщений существенно ограничивают фактическую скорость (далее - скорость) передачи информации, но ЛСС, от точности оценки которой зависит эффективность выбора параметров ЧЭР ГСР с одной стороны, и параметров ЗС - с другой.

Передача ТСП/IP трафика в сетях с коммутацией пакетов на транспортном уровне осуществляется октетами с последующей фрагментацией на сегменты. Высокие временные задержки, обусловленные повторной передачей потерянных данных, приводят к существенному уменьшению скорости передачи информации. Для решения данной проблемы протоколом предусмотрено применение ТСП окна размер которого определяет количество байт информации, передаваемой по ЛСС без подтверждения, и численно равен объему нескольких сегментов.

Протокол ТСП осуществляет следующий механизм передачи трафика: последовательность октетов фрагментируются на сегменты, которые нумеруются и отправляются получателю. Последний, получив очередной сегмент с данными и не обнаружив искажения данных, посылает отправителю квитанцию с его номером, которая означает, что все предыдущие сегменты тоже приняты без ошибок. Передающий абонент отправляет сразу несколько сегментов без ожидания квитанций, количество которых определяется размером ТСП окна. Каждый сегмент отправляется до тех пор, пока не будет получено подтверждение, что он принят без ошибок. При этом если какой-либо сегмент будет потерян, то он и все последующие за ним будут отправлены повторно. Отправитель пошлет без подтверждения объем информации, равный размеру окна и будет ждать квитанции. Если время передачи отправленных данных и квитанции значительно, пропускная способность канала будет использована только частично.

#### **4 Экспериментальная часть**

Анализ показателей помехоустойчивости системы и моделирование электромагнитной совместимости каналов систем спутникового телевизионного вещания [37].

Параметры транспондеров накладывают определенные ограничения на качество сигнала, что, соответственно, сказывается на устойчивости работы системы в целом. Одной из проблем, которую необходимо решить, является

избежание возникновения помех в структуре сигнала. Параметром характеризующим помехоустойчивость системы, является отношение сигнал/шум (S/N).

Информационный поток  $s(t)$  излучается передающей антенной на вертикальной поляризации [38]. Принимаемый сигнал в общем случае не будет строго линейно-поляризованным ввиду конечной развязки по поляризации реальных излучателей, изменяемых условий распространения радиоволн спутниковых систем, влияния переотражений, многолучевости, погодных условий.

В общем случае эллиптически поляризованная волна с изменяемыми параметрами поляризации, которые характеризуются степенью или индексом поляризации, улавливается антенной линейной поляризации. Рассогласование изменяемых поляризационных параметров падающей волны и приемной антенны вертикальной поляризации приводит к энергетическим потерям, что ограничивает пропускную способность канала [39]. Поэтому реальное отношение мощности сигнала к мощности шума на выходе рассматриваемого канала передачи можно представить в виде:

$$S/N = h_{вых}^2 - g_{вых}^2, \text{ дБ} \quad (4.1)$$

Выражение (1) является математической моделью описывающей помехоустойчивость системы.

Опишем составляющие данной модели. Потенциальное значение отношения мощности сигнала к мощности шума запишем в виде:

$$h^2 = \frac{P_c}{P_{ш}} \quad (4.2)$$

Реальное значение отношения мощности сигнала к мощности шума зависит от коэффициента поляризационного приема, следовательно выражение (2) перепишем в виде:

$$h_{вых}^2 = h^2 \cdot K_{np-c}, \quad (4.3)$$

При

$$K_{np-c} = \cos^2 \delta_1 \quad (4.4)$$

где  $\delta_1$  – угол между поляризационными векторами сигнала и антенны. Поляризационные параметры сигнала могут быть различны т.е. одни изменяются с течением времени другие остаются неизменными. При неизменяющихся поляризационных параметрах сигнал считается полностью поляризованным, а при изменяющихся сигнал считается неполяризованным.

В данном случае необходимо ввести параметр определяющий степень

поляризации падающей электромагнитной волны, который рассчитывается отношением мощности полностью поляризованной составляющей поля к ее полной мощности. В дальнейшем данный параметр будем называть степень поляризации (5).

$$m_1 = \frac{P_{nn}}{P_c} = 1 - \frac{P_{nn}}{P_{nn} + P_{nn}} \quad (4.5)$$

Где  $P_{nn}$  мощность полностью поляризованного сигнала к полной мощности  $P_c$ ,  $P_{nn}$  мощность не поляризованного сигнала.

Следовательно, формула (4) переписется в виде (6):

$$K_{кан_1} = \frac{1+m_1 \cdot (2 \cos^2 \delta_1 - 1)}{2}, \quad (4.6)$$

а энергетический параметр канала передачи при этом будет:

$$h_{вых}^2 = h^2 \cdot K_{кан_1} \quad (4.7)$$

Следовательно, потери приема сигнала можно определить как:

$$K_{ном_с} = 10 \cdot \log_{10} \frac{1}{K_{кан_1}}. \quad (4.8)$$

Следуя, аналогии представления энергетического параметра передачи  $h^2$  получим, формулы для потерь при приеме [39]. Потенциальное значение отношения мощности помехи к мощности шума определяется выражением:

$$g^2 = \frac{P_n}{P_{ш}}, \quad (4.9)$$

реальное значение зависит от коэффициента поляризационного приема помехи как:

$$g_{вых}^2 = g^2 \cdot K_{np_n},$$

где  $K_{np_n} = \cos^2(90^\circ - \delta_2)$ ;  $\delta_2$  угол между поляризационным вектором помехи и антенны ортогонального канала.

Величина потерь мощности помехи при рассогласовании поляризационных параметров принимаемой волны и антенны можно найти из выражения:

$$K_{ном_n} = 10 \cdot \log \left( \frac{1}{\cos^2(90^\circ - \delta_2)} \right), \text{ дБ} \quad (4.10)$$

Поэтому реальное отношение мощности помехи к мощности шума на выходе рассматриваемого канала передачи можно представить в виде:

$$g_{вых}^2 = 10 \cdot \log\left(\frac{P_n}{P_{ш}}\right) - K_{ном_n}, \text{ дБ} \quad (4.11)$$

$$m_2 = \frac{P_{nn}}{P_n} = 1 - \frac{P_{nn}}{P_{nn} + P_{ш}} \quad (4.12)$$

Где  $P_{nn}$  мощность полностью поляризованного сигнала к полной мощности помехи  $P_n$ ,  $P_{ш}$  мощность не поляризованного сигнала.

В данном случае потери помехи будут максимальными при совпадении поляризационных параметров антенны ортогонального канала и принимаемой волны, а значит и влияние помехи будет минимальным. (Приложение А)

Программа CrazyScan отображает отношения сигналов двух смежных по частоте респондеров (приложение В)

На рисунке – 1. представлены результаты моделирования зависимость S/N от угла между поляризационным вектором помехи и антенны -  $\delta_2$  при  $m_2 = 0,95$   $m_2 = 0,5$   $m_2 = 0,1$  что соответствует частично поляризованной помехе.

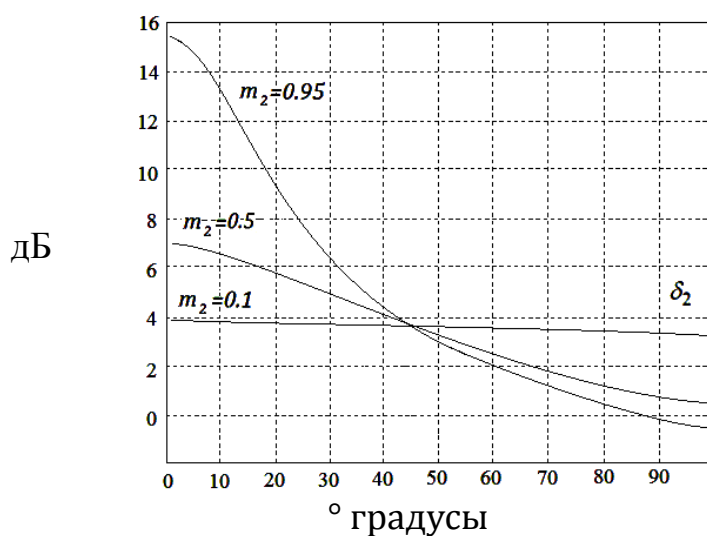


Рисунок 1 – Зависимости S/N от угла рассогласования  $\delta_2 \leq 13^\circ$

Из рисунка 1 видно, что минимально допустимое S/N для DVB-S достигается при условии, что индекс поляризации помехи  $m_2=0,95$ , при  $\delta_2 \leq 13^\circ$

На рисунке – 2. представлены результаты моделирования зависимость S/N от угла между поляризационным вектором помехи и антенны -  $\delta_2$  при  $m_2 = 0,95$   $m_2 = 0,5$   $m_2 = 0,1$ , что соответствует частично поляризованной помехе.

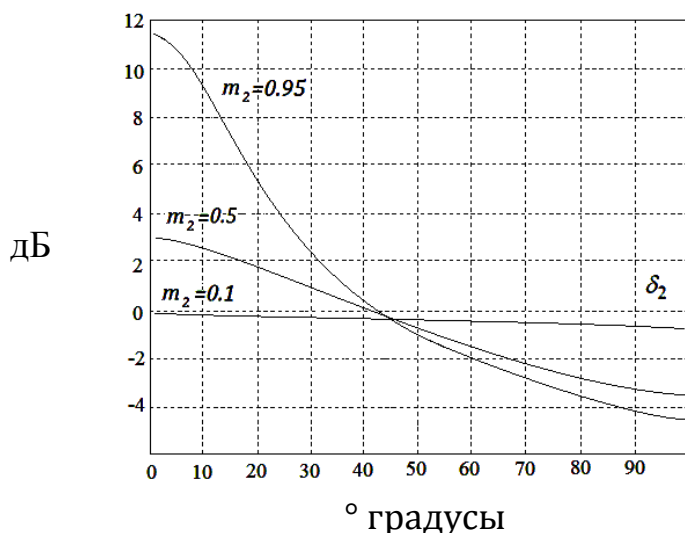


Рисунок 2 – Зависимости S/N от угла рассогласования  $\delta_2 \leq 15^\circ$

Из рисунка 2 видно, что минимально допустимое S/N для DVB-S достигается при условии, что индекс поляризации помехи  $m_2=0,95$ , при  $\delta_2 \leq 15^\circ$

На рисунке – 3. представлены результаты моделирования зависимость S/N от угла между поляризационным вектором помехи и антенны -  $\delta_2$  при  $m_2 = 0,95$   $m_2 = 0,5$   $m_2 = 0,1$  что соответствует частично поляризованной помехе.

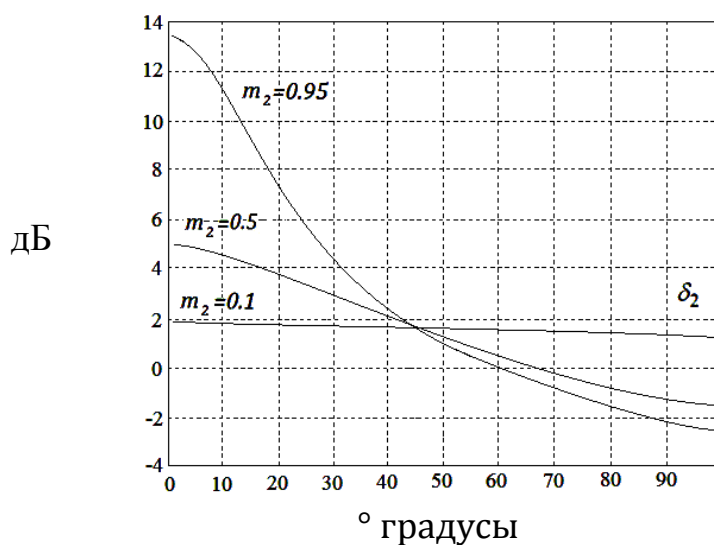


Рисунок 3 – Зависимости S/N от угла рассогласования  $\delta_2 \leq 12^\circ$

Из рисунка 3 видно, что минимально допустимое S/N для DVB-S достигается при условии, что индекс поляризации помехи  $m_2=0,95$ , при  $\delta_2 \leq 12^\circ$

Для улучшения качества связи в системе спутникового цифрового телевизионного вещания необходимо проанализировать внутрисистемную электромагнитную совместимость, учитывая потери мощности сигнала и помехи, происходящие из-за влияния рассогласования по поляризации и



степени поляризации принимаемых электромагнитных волн.

Это позволит производить выбор лучших с точки зрения электромагнитной совместимости каналов при проектировании системы спутникового цифрового телевизионного вещания.

## **Заключение**

В работе рассмотрены методы обеспечения ЭМС для создаваемой сети спутниковой связи телевизионного вещания. В результате изучения методов повышения эффективности использования орбитально-частотного ресурса выявлены технические факторы, влияющие на эффективность использования ГСО и обеспечение условий электромагнитной совместимости спутниковых систем связи телевизионного вещания.

Применена математическая модель для оптимизации параметров создаваемой геостационарной сети спутниковой связи телевизионного вещания.

Для создания спутниковых сетей связи проведен подробный анализ общих характеристик спутниковых сетей, приёмно-передающей аппаратуры земных станций и геостационарных ретрансляторов. Рассмотрены эффективные методы передачи радиосигналов по спутниковым каналам связи: модуляция, помехоустойчивое кодирование, способы обеспечения высокой пропускной способности ССС с использованием многолучевых приемопередающих антенн и бортовой обработки сигналов.

В результате изучения методов повышения эффективности использования орбитально-частотного ресурса выявлены технические факторы, влияющие на эффективность использования ГСО и обеспечение условий электромагнитной совместимости спутниковых систем связи и вещания.

## Перечень сокращений

В настоящей диссертации применены следующие обозначения и сокращения:

ЭМС – электромагнитная совместимость  
ЭМО – электромагнитная обстановка  
РЭС – радиоэлектронное средство  
ССС – спутниковая сеть связи  
ЧМ – Частотная манипуляция  
ЧРК – Частотное разделение каналов  
ИСЗ – искусственный спутник земли  
ВКР – Всемирная конференция радиосвязи  
МСЭ – Международный союз электросвязи  
МСЭ-R – Сектор радиосвязи МСЭ  
БР – бюро радиосвязи  
ЛБВ – Лампа бегущей волны  
НТВ – Непосредственное телевизионное вещание  
ДН – Диаграмма направленности антенны  
ЗС – земная станция  
СР – спутник ретранслятор  
РР – Регламент радиосвязи Международного союза электросвязи  
РНСС – радионавигационная спутниковая служба  
МККР – Международный консультативный комитет по радио  
УМ – усилитель мощности  
ПУМ – полупроводниковый усилитель мощности  
МУ – малошумящий усилитель  
ППМ – плотность потока мощности  
ЭИИМ – эквивалентная изотропно излучаемая мощность  
ЭППМ – эквивалентная плотность потока мощности  
БРТК – бортовой ретрансляционный комплекс  
ARINC – Aeronautical Radio Inc.  
GPS – Global Positioning System  
GEO - Geostationary Earth Orbit  
MEO - Medium Earth Orbit  
EEO - Elliptical Earth Orbit  
LEO - Low Earth Orbit  
VSAT – Very Small Aperture Terminal  
DVB-S – Digital Video Broadcasting - Satellite  
PSK – Phase Shift Keying  
FSK - Frequency Shift Keying  
QPSK – Quadrilateral Phase Shift Keying  
MSS - Mobile Satellite Service  
FSS - Fixed Satellite Service  
FCC - Flight Control Center

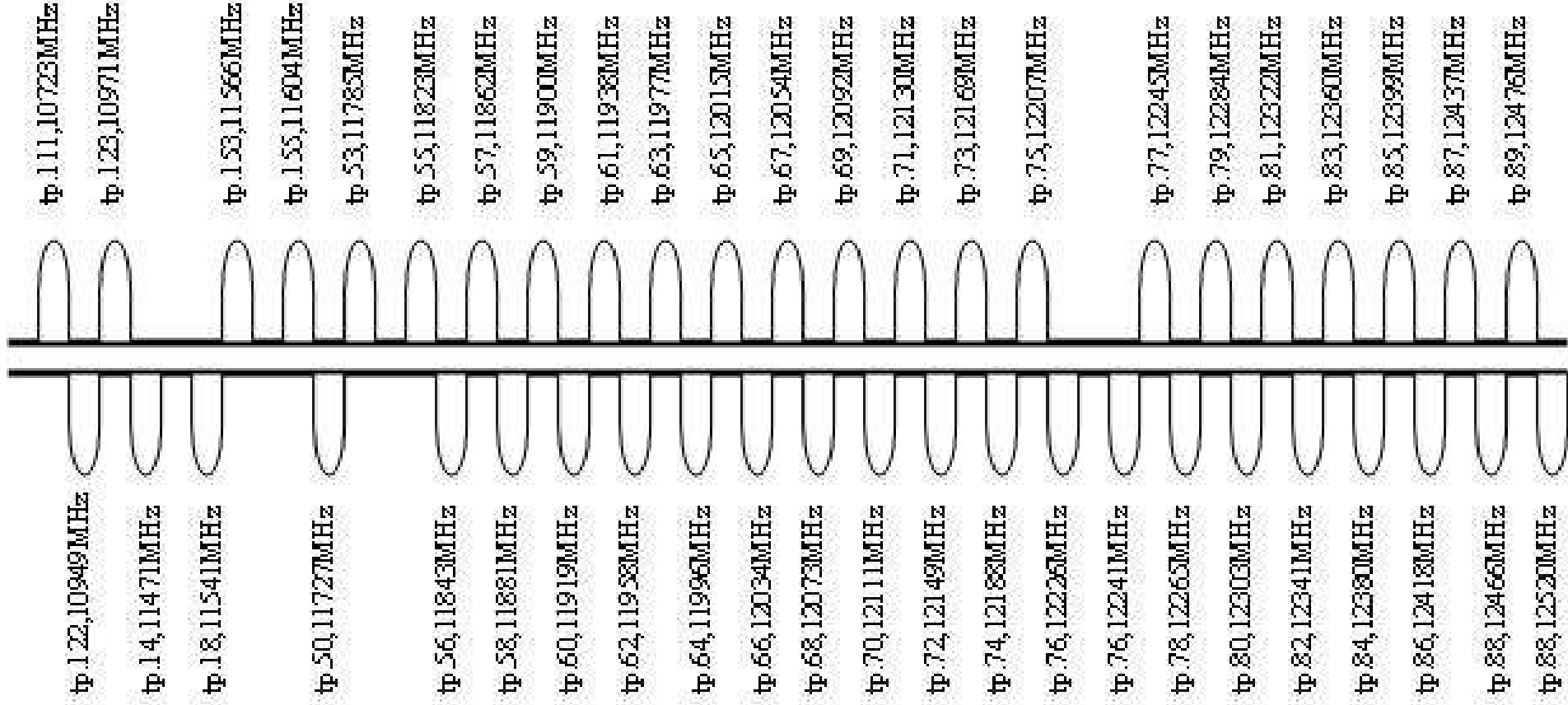
## Список литературы

- 1 Камнев В.Е., Черкасов В.В., Чечин Г.В. Спутниковые сети связи. - М: Военный парад, 2010. - 607 с.
- 2 Эйдус А.Г., Гладких С.А., Анпилогов В.Р. Спутниковая связь: ситуация в мире и России. ВИСАТ - ТЕЛ. Материалы сервера [www.vsat-tel.ru](http://www.vsat-tel.ru).
- 3 Справочник по радиолокации/Под ред. М. Скольника. - М.: Советское радио, 1976, т.1. - 455с.
- 4 Регламент радиосвязи. Том 1.- М: Радио и связь, 1985. -509 с.
- 5 Телевидение без границ" и малые страны Европы. В сб.: Телелабиринты.
- 6 Спутниковая связь и вещание: Справочник. Под ред. Л.Я.Кантора.- М.: Радио и связь, 2010, - 344 с.
- 7 Ансимов В. Тарелки для людей // Телеспутник. 2007. № 11(145). С. 36. с.
- 8 Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь/Пер. с англ. Под ред. В.В. Маркова.- М: Связь, 1979.-592 с.
- 9 Линдсей В. Системы синхронизации в связи и управлении. Пер. с англ. - М.: Советское радио, 1978.- 600 с.
- 10 Группа РЦБ. Спутниковые коммуникации// Издательский дом. - №10.-280с.
- 11 ОСТ 45.98-98. Станции земные вида ВИСАТ (VSAT) спутниковых сетей связи. Основные технические требования. ЦНТИ «Информсвязь», Москва, 1998.
- 12 Viterbi A.J. Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm. IEEE Transaction, IT-13, 1967, pp. 260-269.
- 13 Рид И.С. Класс кодов с исправлением ошибок и схема декодирования. Кибернетический сборник, вып. 1.- М: ИЛ, 1960.
- 14 Рид И.С., Соломон Г. Полиномиальные коды над некоторыми конечными полями. Кибернетический сборник. Вып.7. - М.: ИЛ, 1963, с 74-79.
- 15 Бадалов А.Л., Михайлов А.С. Цифровые радиорелейные линии связи. Справочник. - М.: Радио и связь, 2009, – 207 с.
- 16 Феер К. Беспроводная цифровая связь: Методы модуляции и расширения спектра: Пер.с англ.под ред.В.И. Журавлева - М.: Радио и связь, 2009, - 520 с.
- 17 Машбиц Л.М. Компьютерная картография и зоны спутниковой связи.-М.: Радио и связь, 2009, - 256 с.
- 18 Цифровые и аналоговые системы передачи: Учебник для ВУЗов. Под ред. В.И.Иванова.-2-е изд.-М.: Горячая линия-Телеком, 2011, – 232 с.
- 19 Hagenawer J., Hoher P. A Viterbi algorithm with soft- decision outputs and its applications. - IEEE Globecom '89, November 1989, pp. 1680-1685.
- 20 Sari H., Karam G., Pahal V. Trellis - coated constant envelope modulations with linear receivers. - IEEE Transaction on Communications, Vol. 44, №10, October 1996.
- 21 Камнев В.Е. Проблемы и пути создания геостационарных спутниковых ретрансляторов с высокой пропускной способностью.- В кн.: VI

- Международная научно-техническая, 2002 г. - М., с. 30-32.
- 22 Intelsat Earth Station Standards (IEEE). Doc. IESS - 207 (Rev3) Standards A, B, F and H. Antenna and wideband RE performance characteristics.
- 23 Ivancic W., Shalkhauser M. et al. Destination- directed packet- switched for a geostationary communications satellite network. - NASA Technical Paper 3379, 1993.
- 24 Satorius E., Tong L. Analysis of rain compensation algorithm for K/Ka - band communications. International Journal of Satellite Communications, vol. 14.№3, May/June 1996.
- 25 Электромагнитная совместимость систем спутниковой связи. Под ред. Л.Я. Кантора и В.В. Ноздрина. - М.: НИИР, 2009.-280с.
- 26 ОСТ 45.123-99. Станции земные фиксированной спутниковой службы. Технические требования к составным частям станции. ЦНТИ «Информсвязь», Москва, 1999.
- 27 Кантор Л.Я., Тимофеев В.В. Спутниковая связь и проблема геостационарной орбиты. - М.: Радио и связь, 1988.
- 28 Рекомендация МСЭ -R F 1245-1.
- 29 МСЭ - R. Финальные акты ВКР-07. Приложение ЗОВ. Дополнение 1. Параметры, используемые для характеристики Плана выделений в ФСС.
- 30 Регламент радиосвязи. Приложение 8. Дополнение 3.2004.
- 31 Мамаев Н.С. Спутниковое телевизионное вещание. Приемные устройства.- М.: Радио и связь, 2009, – 316 с.
- 32 Рекомендация МСЭ -R S.465-5.Reference earth - station radiation pattern for use in coordination and interference assessment in the frequency range 2 to about 30 GHz, 2001
- 33 Рекомендации МСЭ - R S.672.Satellite antenna radiation pattern for use as a design objective in the fixed - satellite service employing geostationary satellites, 1997.
- 34 Рекомендация МСЭ - R S.731-1. Reference earth - station cross - polarized radiation pattern for use in frequency coordination and interference assessment in the frequency range from 2 to about 30 GHz, 2005.
- 35 Горностаев Ю.М., Соколов, В.В., Невдяев Л.М. Перспективные спутниковые системы связи. - М.: Горячая линия - Телеком, 2011, - 132 с.
- 36 Тяпичев Г.А. Спутники и цифровая радиосвязь.- М.: Тех.Бук, 2008, - 288
- 37 Бородич СВ. ЭМС наземных и космических радиослужб. Критерии, условия и расчет. - М.: Радио и связь, 1990.
- 38 ETSI EN 302 307. Digital Video Broadcasting (DVB); Second generation framing structure, channel coding and modulation systems for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2).
- 39 Родимов А.П. Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов в линиях связи / А. П. Родимов, В.В. Поповский. – М.: Радио и связь, 1984. – 272с.

# Приложение А

## Спектр частот Intelsat 904



## Приложение Б

### Мощность на входе приемника транспондера

Параметр	Сигнал		Помеха	
	+дБ	-дБ	+дБ	-дБ
1. Уровень эффективной передаваемой мощности	+60		+60	
2. Суммарные потери на трассе распространения	-145,2813		-145,2676	
3. Суммарное усиление антенны рецептора	+36,8		+36,8	
4. Мощность на входе приемника	-48,4813-		-48,4676-	

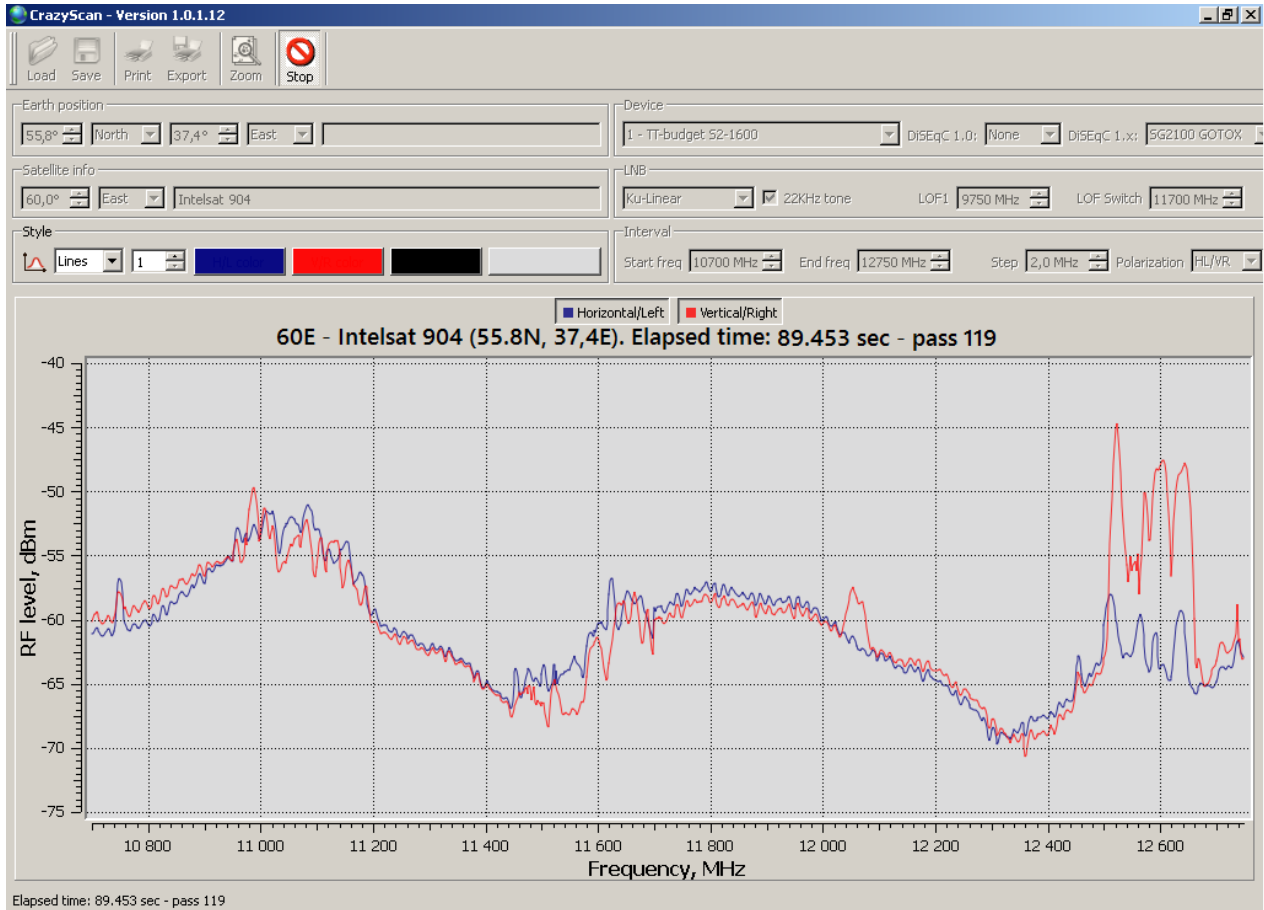
### Отношение $h_{\text{вых}}^2$ $g_{\text{вых}}^2$ на входе детектора приемника транспондера

Параметр	Сигнал транспондера 65		Помеха транспондер 64	
	+дБ	-дБ	+дБ	-дБ
1. Мощность на входе приемника	-48,4813-		-48,4676-	
2. Поправка не совпадение рабочих частот	-	-	-	-
3. Поправка на ширину полосы частот	-	-	-	0
4. Чувствительность приемника	-	-97,7370	-	97,7370
5. Выигрыш в отношениях $h_{\text{вых}}^2$ и $g_{\text{вых}}^2$ при детектировании	0		0	
6. Отношение $h_{\text{вых}}^2$ и $g_{\text{вых}}^2$ на выходе детектора	-49,25-		-49,27-	
7. S/N	$-0,02 - \log_{10} \left( 1 + m_2 \cdot \frac{2 \cos^2(90 - \delta_2) - 1}{1 + m_1 \cdot (2 \cos^2 \delta_1 - 1)} \right)$			

## Приложение В

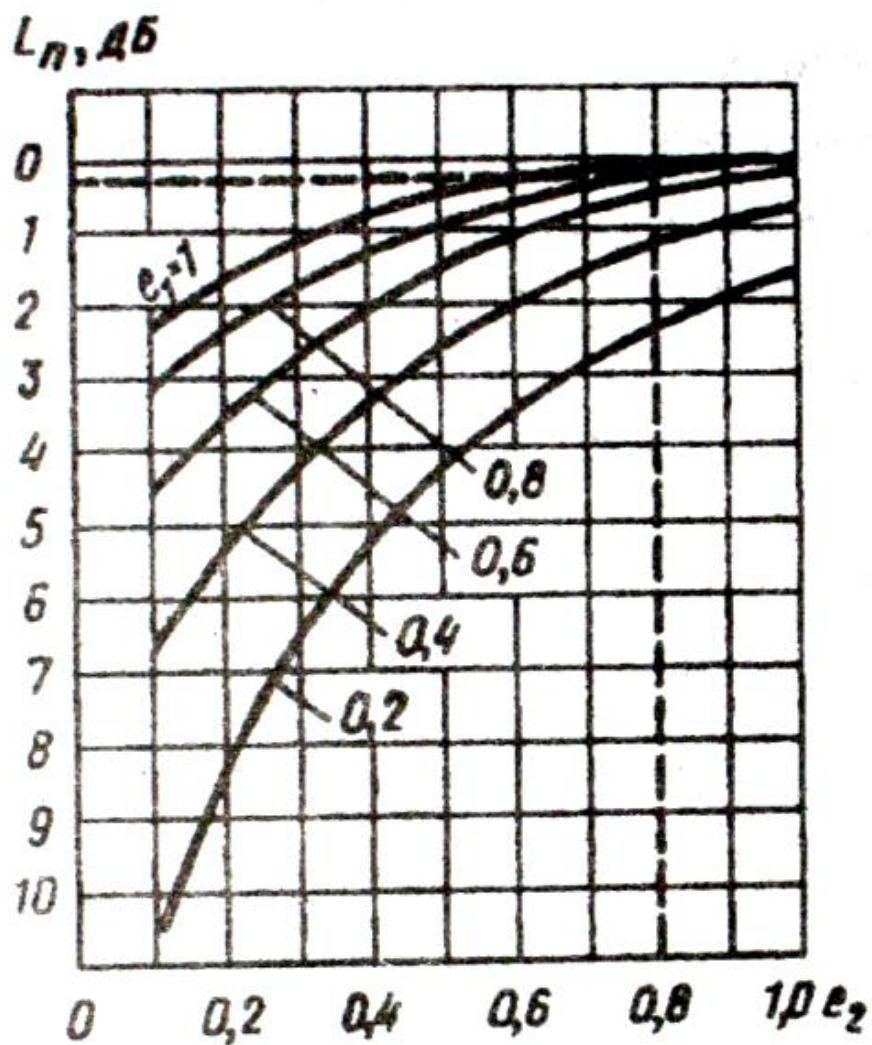
Отношение сигналов сигнал/шум двух смежных по частоте транспондеров

На примере спутника Intelsat 904 точка стояния 60° в.д.





Приложение Г



Зависимость потерь из-за несогласованности поляризации передающей и приемной антенн от эллиптичности поляризации