

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ

Федеральное государственное образовательное бюджетное учреждение высшего
профессионального образования
«Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики»

На правах рукописи

УДК 621.391

Гениатулин Константин Агзамович

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ПРИ
ЧАСТОТНО-ТЕРРИТОРИАЛЬНОМ ПЛАНИРОВАНИИ СИСТЕМ
СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ С ЗОНАЛЬНЫМ ОБСЛУЖИВАНИЕМ

05.12.04 Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

Диссертация
на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук,
профессор Носов В.И.

НОВОСИБИРСК - 2014

Содержание	
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	5
ВВЕДЕНИЕ	5
1 АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ С ЗОНАЛЬНЫМ ОБСЛУЖИВАНИЕМ	15
1.1 Построение систем спутниковой связи с зональным обслуживанием.....	15
1.1.1 Основы построения систем спутниковой связи	15
1.1.2 Структура спутниковой сети с ретранслятором на геостационарной орбите	19
1.1.3 Разделение частотного ресурса спутникового ретранслятора между земными станциями	24
1.1.4 Использование многолучевых приемных и передающих бортовых антенн для реализации зонального обслуживания	27
1.2 Действующие и перспективные СПСС с зональным обслуживанием.....	35
1.2.1 Стандарты СПСС.....	35
1.2.2 Анализ существующих и перспективных систем спутниковой связи с зональным обслуживанием	38
1.3 Методы частотно-территориального планирования сетей спутниковой связи	46
2 РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ УЧЕТА ВЛИЯНИЯ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПРИ ЧАСТОТНО- ТЕРРИТОРИАЛЬНОМ ПЛАНИРОВАНИИ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ С ЗОНАЛЬНЫМ ОБСЛУЖИВАНИЕМ	57
2.1 Определение параметров ДН антенных решеток, используемых на спутниковом ретрансляторе	57
2.1.1 Плоская антенная решетка	57
2.1.2 Концентрическая кольцевая антенная решетка	65
2.2 Оценка зоны покрытия лучей антенной решетки.....	68
2.2.1 Определение зон видимости, покрытия, обслуживания	68
2.2.2. Оценка зоны покрытия спутникового ретранслятора	74
2.3 Определение энергетических параметров лучей антенной решетки.....	81

2.3.1 Структура СПСС с зональным обслуживанием.....	81
2.3.2 Определение энергетических параметров спутниковых линий связи.....	83
2.4 Разработка методики определения частотно-пространственных ограничений при учете влияния боковых лепестков ДН АР и множественности помех на частотно-территориальное планирование	86
3. РАЗРАБОТКА МЕТОДА ЧАСТОТНО-ТЕРРИТОРИАЛЬНОГО ПЛАНИРОВАНИЯ СЕТИ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ С ЗОНАЛЬНЫМ ОБСЛУЖИВАНИЕМ.....	94
3.1 Анализ существующих методов частотно-территориального планирования сетей радиосвязи.....	94
3.2 Использование теории графов при частотно-территориальном планировании сетей радиосвязи.....	97
3.3 Разработка метода частотно-территориального планирования СПСС	99
3.3.1 Определение частотно-пространственных ограничений.....	99
3.3.2 Разработка алгоритма частотных присвоений для предложенного метода ЧТП СПСС	103
3.3.3 Модификация предложенного метода ЧТП СПСС алгоритмами краска-вершина и вершина-краска.....	112
3.3.4 Пример проведения ЧТП предложенным методом	119
3.3.5 Сравнение различных модификаций предложенного метода ЧТП.....	123
3.4 Методика оценки эффективности выделения частотного ресурса на основе анализа пропускной способности сети	125
3.5 Метод повышения эффективности частотно-территориального планирования, основанный на учете перераспределения абонентов в лучах.....	132
4 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ РАЗРАБОТАННЫХ МЕТОДОВ ЧАСТОТНО-ТЕРРИТОРИАЛЬНОГО ПЛАНИРОВАНИЯ.....	141
4.1 Программная модель для исследования ЧТП	141
4.2 Алгоритм назначения частот методом координационных колец, модифицированным методом ветвей и границ	147
4.3 Алгоритм назначения частот методом координационных колец,	

модифицированным алгоритмами вершина-краска и краска-вершина	149
4.4 Анализ времени исполнения программных алгоритмов разработанных методов ЧТП	152
Заключение	154
Список использованной литературы.....	157
ПРИЛОЖЕНИЕ А	165

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АР	антенная решетка
АЦП	аналого-цифровой преобразователь
БРТК	бортовой ретрансляционный комплекс
ГСР	геостационарный спутниковый ретранслятор
ГССС	спутниковая сеть связи, базирующаяся на ГСР
ДОС	диаграммообразующая схема
ДН	диаграмма направленности
ЗС	земная станция
ЗХА	заявочная характеристика антенны
ИСЗ	искусственный спутник Земли
КИС	Командно-измерительная станция
ККАР	концентрическая кольцевая антенная решетка
МВиГ	метод ветвей и границ
МД	множественный доступ
МДВР	множественный доступ с временным разделением
МДКР	множественный доступ с кодовым разделением
МДЧР	множественный доступ с частотным разделением
МКК	метод координационных колец
МЛА	многолучевая антенна
ПлРК	поляризационное разделение каналов
ПИЧ	повторное использование частот
СПСС	система подвижной спутниковой связи
СР	спутниковый ретранслятор
ССС	система спутниковой связи
СВЧ	сверхвысокочастотный
ФАР	Фазированная антенная решетка
ЦАП	цифро-аналоговой преобразователь
ЦС	центральная станция
ЦФЛ	Цифровое формирование лучей
ЧТП	частотно-территориальное планирование
ЭМС	электромагнитная совместимость

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы

Национальная система подвижной спутниковой связи (СПСС), которая бы полностью контролировалась и управлялась с российской территории, чрезвычайно важна как для индивидуальных пользователей, так и для многих государственных структур и промышленных корпораций страны. Первые подобные проекты датируются 90-ми годами. Однако, из-за отсутствия средств и (как следствие) конкурентоспособных отечественных разработок до сих пор на рынке присутствуют только зарубежные СПСС, такие как Thuraya, Inmarsat, Globalstar, ICO и др.

В условиях постоянного роста спектра услуг, предоставляемых системами спутниковой связи, увеличивающегося объема передаваемых данных, стремительного роста требований к скоростям их передачи, вопросы эффективного распределения частотного ресурса встают наиболее остро. При жестко ограниченном диапазоне частот, выделяемом для СПСС, а также не менее высоких требованиях к энергетике линий связи, используются различные способы обеспечения эффективного множественного доступа к спутниковому ретранслятору (СР). При этом наиболее широкое применение находят системы с зональным обслуживанием, которые позволяют повторно использовать частоты при пространственном разнесении совмещенных каналов.

В рамках данного подхода при частотном планировании в пределах выделенной полосы частот на множестве лучей антенны СР определяется такое распределение частотных каналов, которое позволит использовать каждый частотный канал максимально возможное число раз. Это обеспечивает эффективное использование частотного ресурса в системе, а возможность возникновения помех определяется совокупностью частотно-пространственных ограничений в зонах сети при назначении частотных каналов. В частности требуется, чтобы назначенные лучам некоторые комбинации частотных каналов были разнесены в пространстве на соответствующее им минимальное расстояние.

Реализация СПСС с зональным обслуживанием требует использования многолучевых антенн с узкими диаграммами направленностей (ДН) лучей. В частности, в рекомендациях Международного союза электросвязи (МСЭ) указаны требования к ширине луча ДН для спутниковых группировок из геостационарных СР - порядка 0,7-1 градусов. Наиболее эффективно такие лучи позволяют формировать антенные решетки (линейные, плоские, концентрические круговые и др.), в том числе с использованием технологий цифрового диаграммообразования. Большинство передовых зарубежных глобальных и региональных СПСС имеют узкие лучи ДН с цифровым формированием луча: Thuraya (спутники Турайя 1, 2 и 3); Inmarsat (Инмарсат-4); перспективные системы SkyTerra; Quasi-GEO компании Mitsubishi Electric и др. Вопросы использования антенн с цифровым формированием луча в спутниковой связи наиболее полно освещены в публикациях Слюсара В.И., R. Steele, Gockler H.G.

При построении СПСС с зональным обслуживанием и, особенно с узкими лучами ДН, неизбежно возникают задачи оптимального частотно-территориального планирования (ЧТП) для обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС). Для достижения максимального эффекта необходимо учитывать степень взаимного влияния лучей, формирующих отдельные парциальные зоны. В первую очередь она определяется пространственной конфигурацией диаграммы направленности антенны СР. Благодаря анализу возможно определение ограничений на ЧТП сети.

Многообразие видов систем спутниковой связи, а также видов и типов используемых в них антенн не позволяет разработать универсальный метод присвоения частот, так как многие известные методы обладают ограничениями либо по точности получаемых результатов, либо по размерности задачи. Для разработки практически пригодных методов необходим учет особенностей постановки задач для различных случаев и поиск рациональных алгоритмов оптимизации. Поэтому актуальна задача анализа свойств различных алгоритмов оптимального присвоения частот в СПСС и поиск методов повышения их эффективности.

Следует отметить, что вопросы пространственного формирования лучей антенн спутниковых ретрансляторов подробно рассмотрены в работах зарубежных авторов (Hansen R. C., Balanis C. A., Monzingo R. A., Miller T. W.). В то же время, в отечественной литературе по данной тематике опубликованы лишь отрывочные материалы. В практической деятельности для расчёта условий ЭМС, особенно сетевых структур радиосвязи (наземного телевизионного вещания, радиорелейной и спутниковой связи), используются так называемые гарантированные огибающие ДН антенны в графической или аналитической форме, являющиеся результатом аппроксимации экспериментальных ДН реальных антенн. При этом структура боковых лепестков ДН антенны не учитывается в полной мере.

Кроме того, в научной литературе практически отсутствует информация о подходах к ЧТП в спутниковой связи как за рубежом (в том числе об алгоритмах, реализованных в существующих спутниковых системах), так и в отечественных публикациях. Это объясняется коммерческим характером иностранных разработок и отсутствием современных российских разработок в области СПСС с ФАР, т.к. основной упор развития космической отрасли России сделан на развитие технологий VSAT.

При планировании наземных передающих сетей радиовещания применяются методы, основанные на использовании регулярной сетки элементарных треугольников, в вершинах которых располагаются передатчики. Также в последнее время при частотно-территориальном планировании сетей радиосвязи все чаще используется теория графов. Данной проблеме посвящены работы Arno G., Neil W., Jensen T. R., Struzak R.G., Gamst A., Быховского М.А., Дотолева В.Г., Дудкина С.Н., Зубарева Ю.Б., Гитлица М.В., Носова В.И., Зеленина А.Ю., Тигина Л.В.

Таким образом, центральным вопросом диссертационного исследования является разработка эффективных методов оптимального ЧТП на основе подходов, используемых в наземной связи, но применительно к спутниковым системам. Для этого моделируется граф, множество вершин которого однозначно

соответствует множеству лучей многолучевой антенны. Ребрами соединяются те лучи, соответствующие парциальные зоны которых могут создавать друг другу недопустимые помехи. При разработке данного вопроса автор опирался на работы Носова В.И.

Цель работы и задачи исследований

Целью настоящей работы является исследование и разработка методов оптимального частотно-территориального планирования сетей подвижной спутниковой связи с фазированными антенными решетками. Для достижения указанной цели в диссертационной работе потребовалось решение следующих задач:

1 Разработка методики определения частотно-пространственных ограничений в сетях подвижной спутниковой связи и определения энергетических параметров лучей AP, необходимых для проведения ЧТП сети с учетом множественности помех.

2 Разработка метода ЧТП, учитывающего требования к помехозащищенности сети, заданные частотно-пространственные ограничения и множественность помех.

3 Разработка методики оценки эффективности выделения частотного ресурса на основе анализа пропускной способности сети с учетом требований обеспечения электромагнитной совместимости.

4 Разработка метода оптимизации ЧТП, основанного на перераспределении частотного ресурса системы связи с учетом количества абонентов в луче.

5 Разработка программной модели и алгоритмов для экспериментального исследования методов ЧТП при частотно-территориальном планировании системы спутниковой связи.

Методы исследования

Для решения поставленных задач используются методы статистической

радиотехники, теории вероятностей, теории графов, математического моделирования, теории распространения радиоволн, а так же методы вычислительной математики и статистического моделирования. Часть результатов получена с использованием численных методов, реализованных на компьютере в среде Mathcad. Для подтверждения полученных теоретических результатов разработана программная модель и реализованы программные алгоритмы с применением языка программирования C++, с помощью которого и выполнены экспериментальные исследования.

Научная новизна результатов работы

Результат диссертационной работы заключается в разработанных эффективных методах оптимального ЧТП для сетей подвижной спутниковой связи, аналоги которых в доступной литературе существуют для наземной мобильной связи, но отсутствуют для спутниковых систем.

В диссертационной работе разработан ряд новых методов и методик:

1 Методика определения частотно-пространственных ограничений для спутниковых ретрансляторов с плоскими и концентрическими круговыми антенными решетками, с учетом влияния помех по боковым лепесткам и множественности помех.

2 Модифицированный метод ЧТП СПСС на основе координационных колец.

3 Методика оценки эффективности выделения частотного ресурса на основе анализа пропускной способности сети.

4 Метод координационных колец, модифицированный алгоритмами краска-вершина и вершина-краска, оптимизированный за счет перераспределения частотного ресурса системы связи с учетом количества абонентов в луче.

Практическая ценность результатов

Проведенные исследования, разработанные методики и полученные

зависимости используются в научно-практической деятельности и учебном процессе при рассмотрении вопросов частотно-территориального планирования СПСС в Институте ФСБ России (г. Екатеринбург), что подтверждается актом использования результатов.

Результаты диссертационной работы внедрены в учебный процесс в Сибирском государственном университете телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ) на кафедре систем радиосвязи (СРС) и подтверждены актом внедрения.

Апробация работы

Основные результаты работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях и семинарах:

1 Российская научно-практическая конференция «Информатика и проблемы телекоммуникаций», г. Новосибирск, 2008, 2009, 2010, 2011 гг.

2 Российская научно-практическая конференция «Современные проблемы телекоммуникаций», г. Новосибирск, 2012, 2013, 2014 гг.

Основные положения работы, выносимые на защиту

1 Методика определения частотно-пространственных ограничений для спутниковых ретрансляторов с плоскими и концентрическими круговыми антенными решетками позволяет учесть при ЧТП влияние боковых лепестков ДН АР и множественности помех в условиях неоднородности системы спутниковой связи и определить уровень помехозащищенности в отдельных лучах МЛА.

2 Модифицированный метод координационных колец позволяет решить задачу оптимального частотно-территориального планирования СПСС, обеспечив электромагнитную совместимость между работающими в совмещенном и соседнем каналах приема лучами МЛА с учетом частотных и энергетических ограничений сети.

3 Методика оценки пропускной способности сети, основанная на определении в условиях неоднородности СПСС уровня помехозащищенности каждого луча МЛЖ в зависимости от присвоенных ему частот, позволяет оценить эффективность выделения частотного ресурса и пространственного разнесения каналов при заданных требованиях к ЭМС.

4 Метод координационных колец, модифицированный алгоритмами краска-вершина и вершина-краска и оптимизированный за счет перераспределения частотного ресурса системы связи с учетом количества абонентов в луче, дает 6,4% прироста к пропускной способности сети.

5 Алгоритмы методов ЧТП и их программная реализация позволяют осуществить частотно-территориальное планирование системы спутниковой связи с повышенной помехоустойчивостью.

Публикации

Всего по теме диссертации опубликовано 15 печатных работ, в том числе: 2 статьи в ведущих рецензируемых научных журналах и изданиях, рекомендованных ВАК РФ; 1 патент на программное обеспечение; 3 статьи в научных журналах; 9 тезисов докладов.

Структура и объем работы

Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы и приложений. Она содержит 164 страницы основного текста, 72 рисунка, 14 таблиц. В библиографию включено 69 наименований.

Краткое содержание работы

Во *введении* приводится анализ актуальности исследуемого вопроса. Сформулированы цели и задачи диссертационного исследования, показаны научная новизна и практическая значимость полученных результатов. Приведены

научные результаты, выносимые на защиту, указаны состав и структура диссертации.

В *первой главе* в результате анализа характеристик сетей подвижной спутниковой связи с зональным обслуживанием и опубликованных в литературе сведений о российских и зарубежных системах подвижной спутниковой связи (действующих и перспективных) выделены технические параметры, необходимые для планирования сетей: диапазоны частот, ширина главного лепестка ДН, уровень боковых лепестков, ЭИИМ передатчиков, коэффициент усиления антенн и др. Рассмотрение наиболее распространенных методов частотно-территориального планирования сетей радиосвязи, основанных на универсальной модели сети с сотовой структурой, позволило сделать вывод о необходимости разработки метода ЧТП, позволяющего учитывать неоднородность реальной сети спутниковой связи.

Во *второй главе* в результате рассмотрения характеристик и технических параметров ДН плоских и кольцевых концентрических антенных решеток определяются перспективные конфигурации АР СПСС для исследования и разработки методик осуществления оптимального частотно-территориального планирования. На основе методики построения зоны покрытия лучей антенной решетки проводится построение зоны обслуживания, необходимой для покрытия узкими лучами всей территории России. В аналитическом виде определяются выражения для энергетического расчета многолучевых спутниковых линий связи. Разрабатывается методика определения частотно-пространственных ограничений, позволяющая учесть при ЧТП влияние боковых лепестков ДН АР и множественности помех в условиях неоднородной системы спутниковой связи и определить уровень помехозащищенности в отдельных лучах МЛА.

В *третьей главе* на основе анализа методов и алгоритмов частотно-территориального планирования, в том числе с использованием представления сети радиосвязи в виде графа, для дальнейшего исследования предлагается метод координационных колец. Разрабатывается метод координационных колец, модифицированный методом ветвей и границ, позволяющий обеспечить

требуемые условия ЭМС. Производится модификация разработанного метода алгоритмами вершина-краска и краска-вершина, что позволяет учитывать частотно-пространственные ограничения непосредственно при назначении каждого частотного канала в отдельности, а также неоднородность сети. Для повышения эффективности ЧТП, предлагается метод оптимизации, основанный на учете перераспределения абонентов в лучах. Разрабатывается методика оценки эффективности выделения частотного ресурса на основе анализа пропускной способности и суммарной скорости передачи данных в сети. Проводится моделирование абонентов в лучах и сравнительный анализ разработанных методов, в результате которого на конкретном примере демонстрируется эффективность разработанного метода оптимизации, позволяющего достичь 6,4% прироста к пропускной способности сети.

В *четвертой главе* приводится описание алгоритмов разработанных методов ЧТП и их программной реализации на языке программирования C++. Рассмотрены структурные схемы программной модели, приведены примеры экранных форм. Представлены алгоритмы разработанных методов ЧТП.

Заключение содержит формулировку основных научных и практических результатов диссертационной работы.

1 АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ С ЗОНАЛЬНЫМ ОБСЛУЖИВАНИЕМ

1.1 Построение систем спутниковой связи с зональным обслуживанием

1.1.1 Основы построения систем спутниковой связи

Концепция спутниковой связи заключается в том, что промежуточный ретранслятор радиосети связи устанавливается на борту искусственного спутника Земли (ИСЗ).

В течение вот уже более 40 лет системы спутниковой связи (ССС) интенсивно и быстро развиваются. В мире создано и создается большое число СССР, различающихся решаемыми прикладными задачами, масштабами, количеством и качеством используемого оборудования, пропускной способностью. Широкое распространение спутниковых сетей связи во многом обусловлено их уникальными свойствами:

- обеспечение области обслуживания значительных размеров, вплоть до глобальной, полностью охватывающей поверхность Земли;
- возможность обслуживания отдаленных, малонаселенных и труднодоступных территорий, где нет соответствующих систем наземной связи, а их развертывание экономически не оправдано;
- большая гибкость СССР, позволяющая в случае необходимости достаточно просто изменять область обслуживания (например, путем пространственной ориентации лучей бортовых антенн), номенклатуру предоставляемых информационных услуг, сетевую топологию, а также быстро адаптироваться к потребностям пользователей;
- простота пространственного расширения сети путем установки в области обслуживания дополнительных ЗС в нужном месте, что позволяет быстро охватить сферой информационных услуг всех вновь присоединяющихся к сети пользователей.

Находясь на достаточно высокой орбите, единственный СР способен предоставить информационные услуги пользователям, размещенным на огромной

территории диаметром от 1,5-2 тыс. км до примерно 16 тыс. км. Если необходимые размеры области обслуживания велики настолько, что не могут быть покрыты одним ретранслятором, то используют орбитальную группировку, состоящую из нескольких ретрансляторов, каждый из которых обслуживает часть (зону) области обслуживания. Разбиение на зоны может использоваться и при наличии одного СР с БРТК, оборудованным многолучевой приемопередающей антенной, каждый луч которой формирует свою зону обслуживания. Обычно зоны частично перекрываются (как правило, на уровне -3 дБ).

Применение бортовых многолучевых антенн (МЛА) и создание распределенной многозоновой архитектуры с малыми ЗС в зоне каждого луча антенны является одним из перспективных направлений развития общесистемных принципов и технологий, приводящих к качественному повышению эффективности ССС [1]. Для наиболее эффективной реализации спутниковой связи ССС с зональным обслуживанием целесообразно применение на спутниках антенн с узкими лучами. Применение таких антенн не только улучшает пространственную избирательность, но и дает энергетических выигрыш, например, возможность уменьшить мощность передатчиков спутника и земных станций [2].

Необходимо отметить, что для ССС характерны некоторые особенности в распространении радиосигналов:

- запаздывание сигналов (см. рисунок 1.1, ГСР – геостационарный спутниковый ретранслятор) для геостационарной орбиты около 250 мс, это является одной из причин появления эхосигналов при телефонных переговорах;
- эффект Доплера - изменение частоты сигнала, принимаемого с движущегося источника. Для скоростей много меньших скорости света ($V_r / c \ll 1$) изменение частоты составляет $f = f_0 / (1 \pm V_r / c)$. Наиболее сильно эффект Доплера проявляется для ИСЗ, использующих негеостационарные орбиты [3].

Геостационарные СР (GEO) выводятся в восточном направлении на круговую орбиту с нулевым наклоном (в экваториальную плоскость) и

высотой над поверхностью Земли $h = 35875$ км [3, 4]. Единственным значащим параметром геостационарной орбиты является долгота подспутниковой точки ГСР.

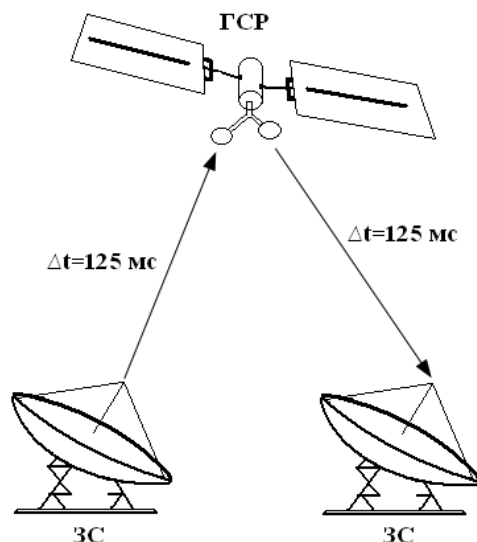


Рисунок 1.1 – Задержка распространения сигнала в ССС

Геостационарная орбита характеризуется тем, что угловая скорость спутника совпадает по величине и направлению с угловой скоростью вращения Земли и теоретически ГСР является неподвижным (на практике – достаточно малая подвижность) относительно подспутниковой точки экватора, над которой размещается ретранслятор. Это позволяет обеспечить непрерывность связи с использованием единственного ГСР, минимизировать негативное влияние доплеровского сдвига частоты, обеспечить почти непрерывное питание бортовой аппаратуры от первичного источника энергии («ночь» на геостационарной орбите длится не более 72 минут).

В то же время, среди особенностей геостационарной орбиты следуют отметить значительное расстояние и время (около 250 мсек) распространения радиосигналов. Данные факторы требуют использования мощных передатчиков для обеспечения необходимых энергетических характеристик радиолиний и подавления эффекта эха. Также особенностью ГСР является невозможность предоставления услуг связи в высоких широтах.

Подавляющая часть существующих ССС использует для размещения СР

геостационарную орбиту. 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. Для обеспечения приемлемой ЭМС разных ССС угловой разнос ГСР на орбите должен быть не меньше одного градуса. Геостационарная орбита близка к насыщению. В 2000-м 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 [1, 4, 5].

ССС работают в диапазоне частот от нескольких сотен МГц до нескольких десятков ГГц в специально выделенных Регламентом радиосвязи участках спектра. Данные участки регламентированы ИТУ-R (Сектор радиосвязи МСЭ) и различны для участков Земля - ИСЗ и ИСЗ - Земля. В ССС используются традиционные обозначения частотных диапазонов, которые сложились на Западе в ходе Второй мировой войны. В настоящее время они закреплены в США стандартом IEEE, а также международным стандартом ИТУ. (таблица 1.1) [6].

Таблица 1.1 – Обозначения диапазонов частот ССС

Буквенное обозначение диапазона	Диапазон частот, ГГц
L	1-2
S	2-4
C	4-8
Ku	12-18
Ka	27-40
Q/V	40-74

1.1.2 Структура спутниковой сети с ретранслятором на геостационарной орбите

Конфигурация типовой спутниковой сети связи [4], базирующейся на геостационарных спутниках-ретрансляторах (ГССС), приведена на рисунке 1.2.

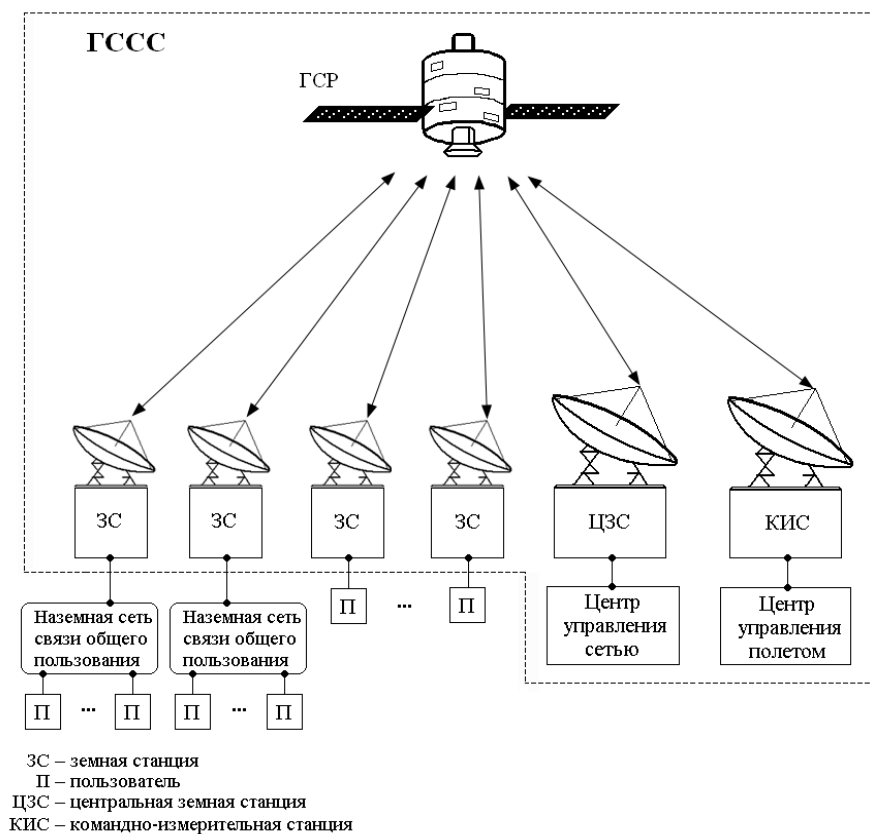


Рисунок 1.2 – Конфигурация типовой ГССС

В состав ГССС обычно входят:

1. Один или несколько ГСР, образующих космический сегмент сети.
2. Совокупность ЗС, оборудованных приемо-передающей аппаратурой, являющихся по отношению к сети источниками и потребителями информации.
3. Одна или несколько центральных станций (ЦС), обеспечивающих управление процессами информационного обмена и функционирования сети.
4. Командно-измерительная станция (КИС), обеспечивающая управление функционированием систем ГСР и коррекцию его движения по орбите.

Земные станции обмениваются между собой информацией через ГСР,

который для этого должен, как минимум, принимать излучаемые передающими ЗС сверхвысокочастотные (СВЧ) сигналы, переносить частотный спектр принимаемых сигналов в другую область частот, усиливать и переизлучать преобразованные по частоте сигналы в направлении приемных ЗС.

Земные станции выполняют также функции узлов сопряжения (шлюзов) между наземными сетями (пользователями) и ССС. С этой целью в ЗС осуществляется преобразование форматов и протоколов передачи данных, используемых в наземных сетях, в форматы и протоколы, позволяющие эффективно использовать связные ресурсы спутниковых каналов. В зависимости от назначения и пропускной способности основные параметры и конструктивные особенности ЗС современных ГССС колеблются в широких пределах, начиная от портативных персональных терминалов типа «трубка в руке» (рисунок 1.3а – абонентский терминал СПСС «Турайя» компании Ericsson) с выходной мощностью в доли ватт и фиксированных малогабаритных станций с диаметром антенн 0,5-2 м с выходной мощностью 1-20 Вт (рисунок 1.3б), до громоздких конструкций с большими антеннами диаметром 25-30 метров и передатчиками мощностью до десятков кВт (рисунки 1.3в, 1.3г, 1.3д).

Через ЦС осуществляется координация и протоколирование процесса функционирования сети. В частности, осуществляется синхронизация всех ЗС в составе сети, обеспечивается процедура включения новых ЗС в сеть, связные ресурсы сети распределяются между ЗС, архивируются данные об использовании этих ресурсов каждым пользователем, осуществляется маршрутизация информационных потоков по каналам связи сети, выполняется тарификация. При помощи контрольно-измерительной станции сети центр управления полетом получает и обрабатывает данные внешнетраекторных измерений параметров орбиты ГСР и поступающую с него телеметрическую информацию. На основании анализа этих данных формируются соответствующие управляющие воздействия, обеспечивающие штатный режим работы бортовых систем ретранслятора, которые в виде цифровых команд передаются на ГСР.

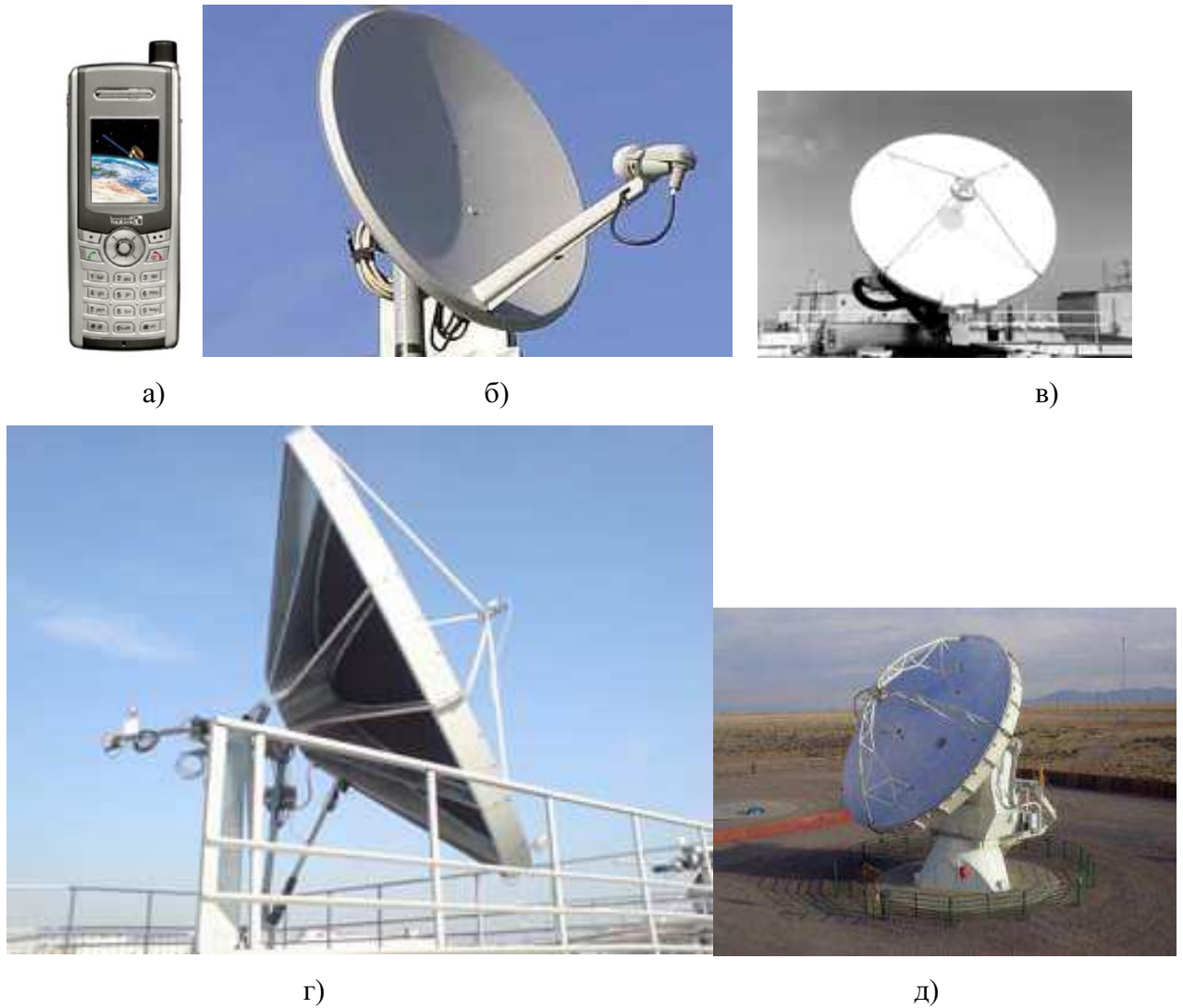


Рисунок 1.3 – Примеры различных ЗС

ГССС имеет простую структуру, центральным узлом которой является ГСР, что предъявляет жесткие требования к надежности всех его систем. Из соображений экономической целесообразности срок службы ГСР (или срок активного существования) на орбите должен составлять 10-15 лет. Разработка высоконадежного ГСР с большим сроком службы при наличии массогабаритных ограничений, накладываемых средствами вывода ГСР на орбиту, и достаточно агрессивной космической окружающей средой является сложной научно-технической задачей, а стоимость разработки, производства и запуска ГСР оказывается весьма существенной и составляет около 200 млн. долларов. Несмотря на столь значительные затраты, процессы создания ГССС в мире идут очень активно, что обусловлено их высокой эффективностью.

В подавляющем большинстве существующих ГССС используются ГСР с непосредственной ретрансляцией сигналов. Спутник принимает сигналы радиоканала ЗС-ГСР (радиолиния «вверх»), осуществляет сдвиг (перенос) спектра сигнала частот, линейную фильтрацию и переизлучает сигнал в радиолинию ГСР-ЗС (радиолиния «вниз»). В соответствии с эталонной моделью взаимодействия открытых систем – ВОС {OSI – Open System Interconnection} ГСР с непосредственной ретрансляцией выполняет в сети лишь функции низшего физического уровня, а поддержка более высоких уровней возложена на ЗС. Бортовой ретрансляционный комплекс (БРТК) спутников с непосредственной ретрансляцией может использовать однократное или двойное преобразование частоты.

На практике полоса пропускания ретранслятора, которая может составлять сотни мегагерц, разбивается на ряд более узких полос, каждая из которых преобразовывается, усиливается и фильтруется при помощи отдельных стволов (приемопередатчиков). Общими для стволов являются антенны, широкополосные предварительные усилители и генераторы эталонных частот. Многоствольность БРТК является следствием технологической сложности создания сверхширокополосных усилителей, имеющих приемлемые амплитудно- и фазочастотные характеристики. Типовые значения полосы пропускания стволов составляют 24, 36, 72 МГц и по мере совершенствования технологии имеют тенденцию к расширению. Традиционной схемой построения БРТК с непосредственной ретрансляцией является многоствольная схема с числом стволов до нескольких десятков и одинарным преобразованием частоты в каждом стволе.

Главным достоинством непосредственной ретрансляции является универсальность. БРТК практически инвариантен к структуре передаваемых сигналов (за исключением, естественно, того, что полоса частот полезного сигнала не должна превышать полосы пропускания ствола). Функционирующий ретранслятор при необходимости может быть переориентирован на выполнение самых разнообразных задач. Важно и то, что относительная простота аппаратуры

БРТК облегчает проблему обеспечения высокой надежности. С другой стороны, ГСР с непосредственной ретрансляцией имеет и серьезный недостаток — шумы и помехи из радиоканала «вверх», попадающие в полосу пропускания БРТК, усиливаются и переизлучаются наравне с полезным сигналом (происходит отбор мощности передатчика на излучение шумов), суммируясь с помехами в линии «вниз».

Альтернативой непосредственной ретрансляции является использование ретрансляторов с обработкой сигналов. Упрощенная структурная схема такого БРТК приведена на рисунке 1.4.



Рисунок 1.4 – Ретрансляция с бортовой обработкой

С выхода линейной части приемника (ЛЧП) (преобразование частоты, усиление, линейная фильтрация) сигнал ПЧ поступает в демодулятор (ДМ), где переводится в область видеочастот, декодируется (ДК) и обрабатывается в процессоре видеосигналов (ПВС). Обработанные видеосигналы кодируются (КУ), модулируют несущее колебание (М), усиливаются (УМ) и излучаются. Бортовая обработка обеспечивает следующие преимущества:

- исключается возможность непосредственного проникновения шумов радиоканала «вверх» в радиолинию «вниз»,
- появляется возможность независимого выбора оптимальных структур сигналов в радиолиниях «вверх» и «вниз».
- при использовании многолучевых бортовых передающих антенн появляется возможность коммутации информационных потоков между лучами, что позволяет существенно повысить пропускную способность сети. При этом ГСР с бортовой обработкой выполняет функции не только физического, но и канального и сетевого уровней модели ВОС.

С другой стороны, при бортовой обработке неизбежно теряется

универсальность (ограничения, накладываемые выбранными методами модуляции и кодирования), а усложнение бортовой аппаратуры обостряет проблему обеспечения заданного уровня надежности.

Попыткой компромисса, сочетающего достоинства непосредственной ретрансляции и бортовой обработки является двухскачковая схема передачи, предусматривающая наличие центральной станции, которая осуществляет демодуляцию сигналов, извлекает необходимую маршрутную информацию и осуществляет целенаправленную коммутацию информационных потоков (рисунок 1.5).

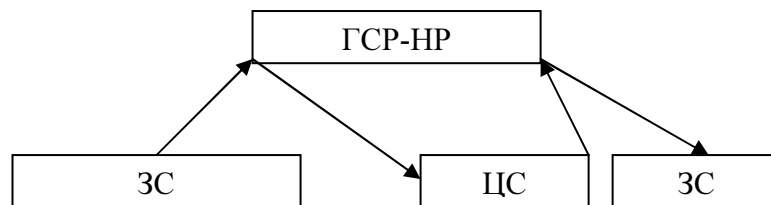


Рисунок 1.5 – Двухскачковая схема передачи

Однако в этом случае наличие двух скачков сигналов при передаче удваивает задержку распространения сигналов, а необходимость дважды переизлучать одни и те же сигналы приводит к дополнительным затратам связных ресурсов ГСП: в два раза возрастает требуемая полоса пропускания и возрастают требования к его энерговооруженности [1, 3, 4].

1.1.3 Разделение частотного ресурса спутникового ретранслятора между земными станциями

Обеспечение множественного доступа (МД) к СР является общесистемной проблемой спутниковой связи [1]. Понятие МД связывается с задачей разделения сигналов многих ЗС при их совместной передаче через общий тракт (ствол, луч) одного и того же СР, т.е. обеспечение многостанционного доступа к линии связи. В более широком смысле оно может быть распространено и на разнесение сигналов ЗС при работе через разные стволы или лучи СР одного, либо разных

ИСЗ, а так же и на взаимный радиодоступ между самими СР, ЗР в ретрансляционной (межспутниковой) сети. Кроме того, с понятием множественного доступа связывается и обеспечение процедур обращения абонентов к каналу связи (запрос, предоставление, разъединение канала), а так же управление ресурсами ССС.

Выбор вариантов и характеристик МД во многом зависит от назначения, архитектуры и орбитального построения системы. Таким образом, обеспечение МД является одной из центральных задач анализа и проектирования ССС.

В зависимости от признака разделения сигналов ЗС, передаваемых в общем тракте СР, обычно принято выделять три основных метода МД [1]:

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

Кроме традиционно используемых при объединении и разделении каналов отличительных признаков электрических сигналов - занимаемой полосы частот, временного положения и формы, можно использовать и дополнительные признаки радиосигналов - поляризацию и направление на источник излучения радиоволн. При поляризационном разделении каналов (ПлРК) отличительным признаком канала является поляризация радиосигналов. На практике число уплотняемых при ПлРК каналов равно двум (вертикальная и горизонтальная линейная поляризация, либо левосторонняя и правосторонняя круговая поляризация). Поэтому ПлРК в сочетании с другими методами обеспечивает сокращения полосы частот сети в 2 раза и широко используется на практике.

Так же наряду с традиционными аспектами многостанционной работы в одной линии связи существуют зональное обслуживание (использование многолучевых антенн) и многоспутниковый доступ. В наиболее общей постановке многостанционный, многозоновый и многоспутниковый доступ, который может быть так же назван зональным обслуживанием, представляет собой комбинирование более традиционных сигнальных (частотно-временных) методов разделения каналов с пространственным разнесением парциальных зон,

образуемых лучами многолучевых бортовых антенн СР, а так же и зон обслуживания СР, находящихся в различных точках орбиты того или иного типа. Другими словами, зональное обслуживание – это множественный доступ с частотно-пространственным разделением лучей [1, 4].

Благодаря увеличению усиления антенны в луче применение МЛА приводит к повышению энергопотенциала в линии связи каждого луча и сужению парциальных ДН (пропорционально числу лучей) по сравнению с глобальной бортовой антенной. Последнее создает возможность повторного использования частот (ПИЧ) благодаря пространственному разнесению лучей, которым назначена одна и та же полоса частот [7]. За счет этого повышается частотная эффективность ССС, т.к. многократное использование частот позволяет значительно экономить частотный ресурс сети.

Эта возможность реализуется при помощи пространственного разделения (разделения по направлению прихода) сигналов, перекрывающихся в частотной области. Эффективность пространственного разделения может быть оценена в зависимости от формы диаграммы направленности конкретной антенны и величины углового разноса между источниками разделяемых сигналов. Наличие боковых лепестков ДН не позволяет реализовать в диапазонах радиочастот пространственное разделение в чистом виде, т.е. использовать во всех приемных лучах одну и ту же полосу частот. На практике не допускается использование одинаковых сигналов в соседних лучах, а возможно применение одинаковых частот, пространственно разнесенных не менее чем через один луч. Но даже и в этом случае к уровню боковых лепестков многолучевых бортовых антенн предъявляются существенно более жесткие требования, чем к однолучевым антеннам [1].

В однородной сети для характеристики степени ПИЧ вводится понятие «кластера», которое характеризует количество частотных полос (K), на которое делится общая используемая полоса для разделения смежных или близких лучей. При частотном разделении сигналов только соседних лучей кластер не может быть менее 3, а на практике обычно равен 4. Чаше частоты повторяются через 2

луча, а $K = 7$.

Общее количество лучей МЛА обычно выбирается исходя из требуемой ширины ДН луча, заданной зоны обслуживания и гексагональной модели парциальных зон, т.е. покрытия зоны обслуживания СР правильными шестиугольниками – сотами, вписанными в окружности проекций лучей на земной поверхности.

Многолучевое зональное обслуживание может быть параллельное, последовательное и комбинированное. Последовательное, т.е. переключение лучей во времени, как и разделение лучей по поляризации применяется реже. Параллельное обслуживание чаще всего предполагает использование одного из рассмотренных выше способов МД внутри парциальной зоны луча (например, временное, частотное, либо кодовое разделение сигналов) и в соседних зонах (лучах). Для зон, формируемых лучами с непересекающимися диаграммами направленности, применяется пространственное разнесение [1, 3, 5].

1.1.4 Использование многолучевых приемных и передающих бортовых антенн для реализации зонального обслуживания

Для эффективной реализации пространственного разнесения частотных каналов (зонального обслуживания), необходимо использование многолучевых бортовых приемопередающих антенн [7]. Под МЛА в общем случае понимается антенна с одним или многими входами (выходами), способная формировать одну или несколько пространственно разнесенных ДН, каждая из которых может состоять из нескольких парциальных лучей, причем количество и пространственное положение последних может изменяться [1, 3].

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 массо-габаритные характеристики аппаратуры пользователей жестко ограничены, например, в сетях VSAT и системах

персональной подвижной спутниковой связи (СПСС). Возможность эффективного использования частотного ресурса сетей связи весьма привлекательна для СПСС L-диапазона, в котором доступная в соответствии с Регламентом радиосвязи полоса частот не превышает нескольких десятков МГц.

Отмеченные выше преимущества многолучевых бортовых приемных антенн с фиксированными лучами могут быть реализованы, когда земные станции разделены между зонами обслуживания достаточно равномерно, а трафик от зон обслуживания примерно одинаков. В противном случае, когда, например, подвижные пользователи, перемещаясь в пределах области обслуживания, могут концентрироваться в части зон, указанный выигрыш в пропускной способности и полосе частот снижается, а в пределе, когда весь трафик сети может сосредоточиться в одной из зон обслуживания, - выигрыш по сравнению с системой, использующей глобальный луч, отсутствует.

Этот недостаток позволяет исправить использование в СПСС фазированных антенных решеток с цифровым формированием луча ДН, которые позволяют осуществлять перераспределение зон обслуживания с учетом текущей загруженности сети и территориального распределения абонентов [1, 8, 9].

При относительно небольшом числе мобильных абонентов возможно использование узких сканирующих лучей, каждый из которых осуществляет обслуживание одного из абонентов (последовательное обслуживание).

При использовании на СР глобального передающего луча каждая ЗС анализирует групповой информационный поток, передаваемый ко всем станциям области обслуживания, и селектирует предназначенную для нее 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 эквивалентная изотропно-излучаемая мощность (ЭИИМ) и соответственно пропускная способность каждого зонального луча будут такими же, что и у глобального.

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, либо фазированной антенной решетки (ФАР). Для формирования прыгающего луча возможно использование как ФАР, так и многолучевой зеркальной антенны с коммутируемой решеткой облучателей (рисунок 1.6) [4].

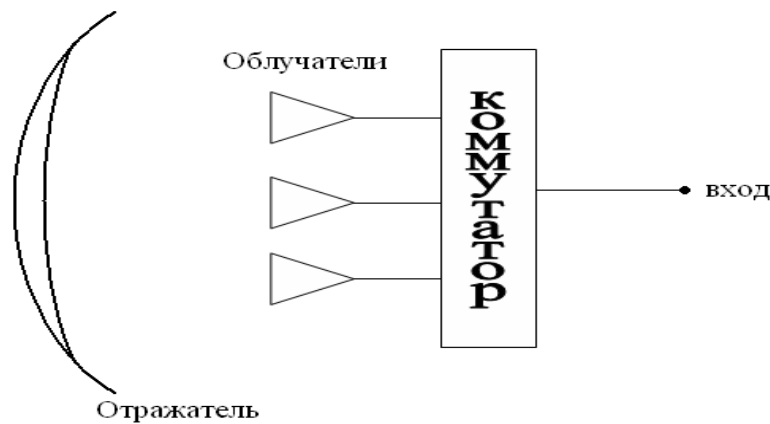


Рисунок 1.6 – Многолучевая антенна отражательного типа с прыгающим лучом

Как правило, АР используется при необходимости получения диаграмм направленности с главным лучом малой ширины, угловое положение которого можно менять тем или иным способом (механическим, электромеханическим или электрическим). Целесообразность использования АР становится особенно ясной тогда, когда требуется перемещать один или несколько главных лучей в пространстве достаточно быстро и в порядке, определяемом перемещением абонентских терминалов.

В зависимости от расположения антенных элементов различают линейные, поверхностные и объемные решетки, среди которых наибольшее распространение получили прямолинейные и плоские АР. Иногда излучающие элементы

располагаются по дуге окружности или на криволинейных поверхностях, совпадающих с формой объекта, на котором расположена АР. Такие АР называются конформными.

Простейшей является линейная АР, в которой излучающие элементы расположены вдоль прямой, называемой осью решетки, на равных расстояниях друг от друга (эквидистантная АР). Расстояние d между фазовыми центрами парциальных излучателей называют шагом решетки. Линейная АР помимо самостоятельного значения зачастую является основой при анализе других типов АР.

Принцип работы всякой решетки излучателей сводится к созданию таких фазовых сдвигов в питающих токах (при работе на передачу), при которых волны, формируемые антенными элементами, в некотором направлении складываются синфазно в дальней зоне. При работе на прием выходные сигналы на элементах решетки изменяют по фазе таким образом, чтобы они оказались синфазными на входе суммирующего устройства для заданного направления приема.

Рассмотрим принцип действия АР на примере простейшей системы ненаправленных излучателей, расположенных на одинаковых расстояниях друг от друга вдоль одной линии эквидистантной АР. Предположим, что на решетку падает плоская волна, направление прихода которой перпендикулярно раскрытию антенны. Поле в месте расположения элементов одинаковое, следовательно, напряжения на выходах антенных элементов также будут иметь одинаковые амплитуды и фазы, а напряжение на выходе сумматора будет постоянным.

При изменении направления прихода волны амплитуда поля по раскрытию антенны не меняется, но появляются фазовые сдвиги, величина которых зависит от угловой координаты источника излучения, расстояния между элементами и длины волны. Межэлементный набег фазы определяется величиной

$$2\pi d(\sin \theta) / \lambda, \quad (1.1)$$

где θ – угол между направлением на источник излучения и нормалью к решетке, λ – длина волны.

Для того чтобы АР имела максимальную направленность по углу θ ,

необходимо либо механически повернуть ее, либо ввести с помощью фазовращателей фазовые сдвиги в напряжения, подаваемые на сумматор.

ДН k -го антенного элемента $f_k(\theta)$ эквидистантной линейной антенной решетки после синфазного суммирования напряжений по выходам R излучателей имеет вид [8]:

$$f_k(\theta) = F_k(\theta) \frac{\sin \left[\frac{R\pi d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_k) \right]}{\sin \left[\frac{\pi d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_k) \right]}, \quad (1.2)$$

где $F_k(\theta)$ – ДН одиночного элемента, θ_k – направление максимума ДН.

Если ДН излучателей идентичны и изотропны (не зависят от направления излучения), то выражение упростится:

$$f_k(\theta) = \frac{\sin \left[\frac{R\pi d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_k) \right]}{\sin \left[\frac{\pi d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_k) \right]}. \quad (1.3)$$

Ширина диаграммы направленности на уровне половинной мощности определяется выражением [8]:

$$\theta_{0,5} = \frac{0,888\lambda}{Rd \cos \theta_k}. \quad (1.4)$$

Таким образом, ширина ДН зависит от размера линейной решетки Rd , длины волны λ и величины отклонения луча θ . По мере отклонения луча от направления нормали к решетке происходит его расширение в $1/\cos \theta_k$ раз.

Особенностью антенной решетки, как дискретной системы излучателей, является повторяемость максимумов ДН. В случае, когда расстояние между соседними излучателями больше половины длины волны, в диаграмме направленности могут появиться боковые лепестки, максимумы которых равны по амплитуде максимуму главного лепестка. Они возникают в тех направлениях, для которых разность фаз полей соседних излучателей равна $2\pi n$, где $n = \pm 1, \pm 2, \dots$ ($n = 0$ соответствует главному максимуму). Эти боковые лепестки называют

дифракционными максимумами. Направления дифракционных максимумов и их количество зависят от длины волны, расстояния между соседними излучателями и направления главного максимума. Для борьбы с дифракционными лепестками ДН используют направленные свойства антенного элемента решетки $F_k(\theta)$. При этом выбирают излучатели с такой ДН $F_k(\theta)$, чтобы интенсивность дифракционных максимумов в значительной степени ослаблялась.

Если межэлементное расстояние меньше или равно половине длины волны излучения, то дифракционные максимумы отсутствуют при любых положениях главного лепестка [8].

ФАР представляет собой антенную систему, состоящую из элементов с независимым управлением фазой. В решетке подобного типа используется самый распространенный способ электрического сканирования – фазовый. При этом используются фазовращатели, с помощью которых обеспечивается изменение сдвига по фазе между токами в излучающих элементах. Изменение фазового сдвига может быть плавным или дискретным. В тех случаях, когда требуются большие скорости изменения фазы, применяются электрические фазовращатели на полупроводниковых диодах или ферритах.

Наиболее перспективным способом реализации многолучевой ФАР с узкими лучами, является применение технологий цифрового формирования лучей (ЦФЛ) антенны, которое обеспечивает формирование множественных узких, независимо настраиваемых и динамически перенастраиваемых лучей [9, 10]. Использование узких лучей за счет использования алгоритмов цифровой обработки сигналов позволяет гибко распределять частотный и энергетический ресурс спутникового ретранслятора, динамически оптимизировать обслуживаемую зону покрытия, оперативно перенацеливая приемопередающие лучи в зависимости от территориального распределения абонентов [11, 12].

Можно выделить два основных подхода использования технологии ЦФЛ в АР [13]:

1. Последовательное обслуживание: луч ДН антенны направляется прямо на мобильный терминал, т.е. для каждого терминала формируется индивидуальный

луч.

2. Параллельное обслуживание: лучи ДН фиксированы по направлениям. Используемый луч зависит от текущего местонахождения абонентского терминала. Один луч обеспечивает связь для одного терминала или их группы (при этом внутри луча может использоваться дополнительное разделение каналов).

Подходящий луч ДН направляется (случай 1) или выбирается (случай 2) на основании информации, получаемой от терминала, а так же угла её прихода {DOA -Direction of Arrival}. Для его определения используется межэлементный набег фазы, который для линейной эквидистантной антенной решетки определяются по формуле (1.1). При этом более узкие лучи требуют более точной оценки угла прихода сигнала (*DOA*), в противном случае это отразится на помехозащищенности системы.

В ФАР ДН каждого из лучей МЛА с главным лепестком, направленным в разные точки обозреваемого пространства, формируется с помощью диаграммообразующей схемы (ДОС) [14]. Первая ДОС (матрица Бласса) для многолучевой АР, предложенная в 1960 г. Дж. Блассом (рисунок 1.7а), была последовательной. В ней для подключения каждого из выходов антенны к элементам АР использовались отдельные линии, связанные с вертикальными линиями питания элементов АР через направленные ответвители. Эта ДОС обеспечивала необходимые фазовые сдвиги между сигналом, действовавшим на соответствующем входе антенны, и элементами АР так, чтобы для этого входа был сформирован луч, имеющий определенную направленность. На рисунке 1.7б показаны ДН для антенной решетки, сформированные для каждого из входов АР.

В современных антенных системах заложена логика изобретенной в 1961 году параллельной матрицы Батлера (рисунок 1.8а). Она состоит из каскадной системы четырехпортовых делителей мощности с соответствующими фазовращателями, принимающими N входных сигналов и питающих линейную антенную решетку из N пространственно разнесенных элементов. Каждый делитель принимает два входных аналоговых сигнала, один из которых имеет

сдвиг по фазе и выдает два сигнала с фазовым сдвигом 90° между ними.

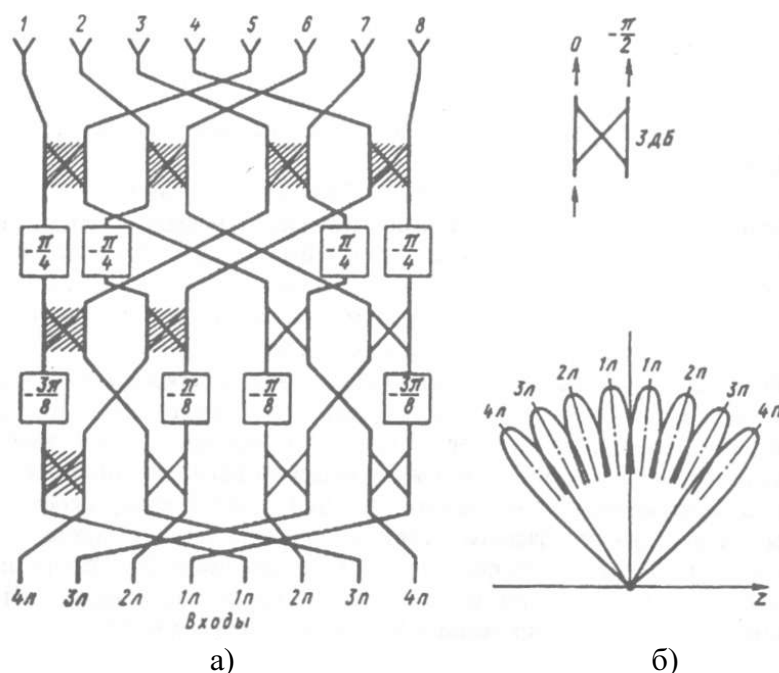


Рисунок 1.7 – Диаграммообразующая схема Бласса

С помощью этой матрицы сигнал, поступавший на любой из входов, подается с нарастающим фазовым сдвигом на каждый элемент АР. В результате формируется луч, направленность которого зависит от приращения фазового сдвига, а ширина луча – от количества излучающих элементов АР и их пространственного разнесения. Формирователь ДН используется для формирования множества фиксированных лучей из общей апертуры (рисунок 1.8б). Луч может разворачиваться в одном из двух ортогональных направлений путем создания нескольких линейных матриц такого типа, расположенных по строкам и столбцам, причем выходы строчных матриц питают входы столбцовых матриц, а выходы столбцовых матриц питают двухмерную антенную решетку излучателей.

С помощью добавления к АР блока обработки сигналов, который определяет параметры приходящей в место приема помехи, и создает возможность адаптивного формирования в ДН антенной решетки нулей в направлении прихода помех, исключая их негативное влияние на прием полезного сигнала. При этом в каждом приемном канале антенны вместо

фазовращателей устанавливаются аналого-цифровые преобразователи (АЦП). Большинство современных СПСС используют адаптивные АР и ЦФЛ [14].

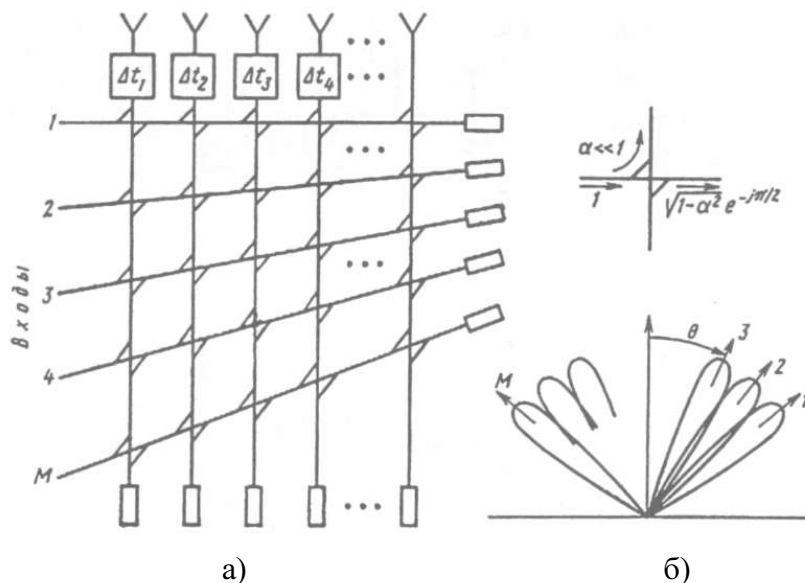


Рисунок 1.8 – Диаграммообразующая схема Батлера

1.2 Действующие и перспективные СПСС с зональным обслуживанием

1.2.1 Стандарты СПСС

Современные тенденции в построении СПСС показывают, что наиболее актуальными в настоящее время стали региональные системы, нацеленных, в отличие от прежних глобальных проектов (Inmarsat, Iridium, GlobalStar), на обслуживание отдельных районов земной поверхности [15]. Причем подавляющее большинство современных геостационарных спутников связи разрабатывается на основе технологии ЦФЛ. Среди её основных преимуществ выделяются следующие:

- высокая гибкость в применении различных методов обработки сигналов без потерь в отношении сигнал-шум;
- адаптивное формирование лучей, большая степень свободы в выборе формы и направлений фокусировки лучей, обеспечиваемая программной сменой весовых коэффициентов фазирования;
- возможность нацеливания парциальных лучей на индивидуальных пользователей или их пространственно-сосредоточенные группы, что

обеспечивает максимальную производительность всех каналов связи;

– возможность дистанционного программного реконфигурирования архитектуры, модернизации методов обработки сигналов и режимов функционирования системы без внесения аппаратных изменений в бортовое оборудование после запуска спутника.

В рекомендациях ITU-R M.1184-2 [16] указаны требования, предъявляемые к СПСС, действующим в L-диапазоне частот. В таблице 1.2 приведены некоторые из них, применительно к региональным ГССС.

Таблица 1.2 – Параметры региональных ГССС, рекомендуемые ITU-R

Параметры	ССС Тип 1	ССС Тип 2
Поляризация в фидерном соединении	линейная	линейная
Поляризация в сервисном соединении	правая круговая	круговая
Частотный диапазон в фидерном соединении (ГГц)	12	4, 11, 12
Частотный диапазон в сервисном соединении (ГГц)	1.6	1.6
Количество СР	2	1 или 2
Количество лучей МЛА (сервисное соединение)	50	более 200
Ширина луча (градусы)	1	0.7
Средний уровень боковых лепестков ДН (дБ)	-25	-20
Коэффициент ПИЧ	5	от 1 до 30
Модуляция	QPSK	QPSK
Кодирование	FEC	FEC
Тип МД	FDMA/TDMA	FDMA/TDMA
Минимальный угол места (градусы)	5	20
Срок работы СР (лет)	12	12
Скорость передачи по радиоканалу (Кбит/с)	-	46.8
Требуемое отношение E_b/N_0 (дБ), голос	9.0	3.5
Требуемое отношение E_b/N_0 (дБ), данные	9.0	от 5.5 до 7.0
Характеристики линии вверх (обратный канал)		
ЭИИМ пользователя (дБВт)	0.5	от -7.5 до 3.5
G/T СР (дБ/К)	11	15.7

Таблица 1.2 продолжение

Характеристики линии вниз (прямой канал)		
Количество каналов/СР	5 000	20 000
Максимальный ЭИИМ/луч (дБВт)	53.5	–
ЭИИМ/несущая (дБВт)	30	от 24.5 до 45.0
Средний коэффициент усиления антенны СР, $G_{\text{спутн}}$ (дБи)	44	44.5
G/T пользователя (дБ/К)	–22	от –23.5 до –9.0

Европейский институт стандартизации электросвязи (ETSI) и американская Ассоциация телекоммуникационной промышленности (TIA) совместно разрабатывают два набора спецификаций радиointерфейсов для региональных систем мобильной связи на базе геостационарных спутников (Geostationary Mobile Satellite Systems, GMSS) [17]. Оба эти набора основаны на стандарте GSM и создаются с целью предоставить пользователям преимущества спутниковой мобильной связи при сохранении внешнего впечатления работы в системе GSM.

Эти наборы спецификаций, получившие названия Geo Mobile Radio-1 (GMR-1) и Geo Mobile Radio-2 (GMR-2), рассчитаны на использование нового поколения спутников «супер-ГЕО». В созданных на основе этих спецификаций системах должны использоваться малогабаритные двухрежимные (GSM/GMR) терминалы, позволяющие осуществлять роуминг между наземными GSM-сетями и спутниковыми сетями, исходя из предпочтений пользователя или географического покрытия спутниковых сетей.

Радиointерфейс GMR-1 был разработан для спутниковой системы Thuraya, а радиointерфейс GMR-2 - для работы Азиатской сотовой системы (Asia Cellular System, ACeS) и спутника Garuda 1, запущенного в 2000 г.

Сильное сходство протоколов верхнего уровня систем GMR с наземными системами GSM позволяет интегрировать в новые системы стандартные услуги GSM с максимальным использованием таких элементов сетевой инфраструктуры GSM, как центры коммутации мобильной связи (MSC), регистры перемещения

(VLR), центры обслуживания коротких сообщений (SMSC) и др. Стратегия развития GMR предусматривает также возможности эволюции к спутниковой системе UMTS [18].

1.2.2 Анализ существующих и перспективных систем спутниковой связи с зональным обслуживанием

Анализ зарубежных технических материалов [19] показывает, что в качестве ключевых технологий для перспективных спутников связи и вещания определено сочетание двух технологий:

- применение связных высокопроизводительных бортовых процессоров;
- применение бортовых многолучевых антенных систем.

В настоящее время подавляющее большинство российских СР имеют полезную нагрузку с прямой ретрансляцией сигналов, традиционной для спутников связи и вещания, которые создавались в XX веке. Применение МЛА в сочетании с обработкой информации на борту на зарубежных спутниках связи началось еще в 1990-х гг. Эта технология дает не только принципиальное повышение энергетического потенциала и пропускной способности спутника, но и позволяет получить новое качество спутниковых сетей, создаваемых на базе этого КА: появляется возможность организации сетей любой топологии в любом регионе в пределах рабочей зоны спутника без строительства центральной станции или станции сопряжения. СПСС основанные на данной технологии уже действуют, либо находятся на стадии развертывания по крайней мере в пяти регионах мира: США (AMSC), Канаде (MSAT), Австралии (Aussat), Индонезии (ACeS), ОАЭ (Thuraya) [19, 20, 21].

Региональная СПСС Thuraya, построенная на основе ГСР рассчитана на обслуживание 1,75 млн. абонентов в регионах, охватывающих территорию примерно между 20° з.д. и 100° в.д., и между 60° с.ш. и 2° ю.ш. В общей сложности это пространство включает 99 стран Азии, Европы и Африки, в том числе часть России и Украину. Отличительной особенностью спутника Thuraya-1

(рисунок 1.9), выведенного на орбиту 44° в.д., является наличие на борту приемо-передающей антенной решетки (рисунок 1.10) с цифровым формированием многолучевой диаграммы направленности [22, 23, 24, 25, 26].

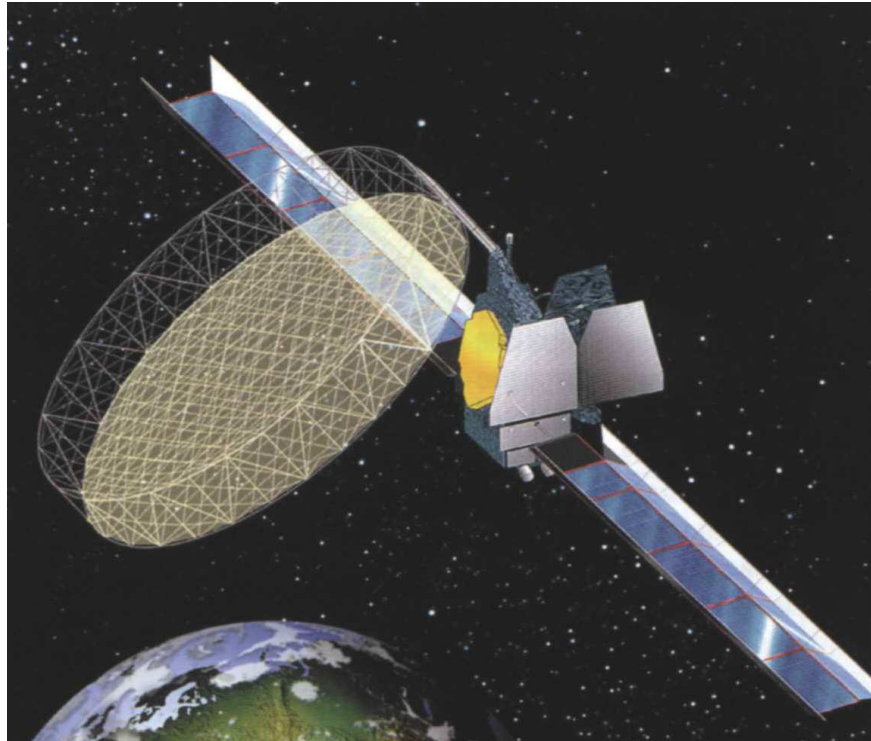


Рисунок 1.9 – Спутник Thuraya-1

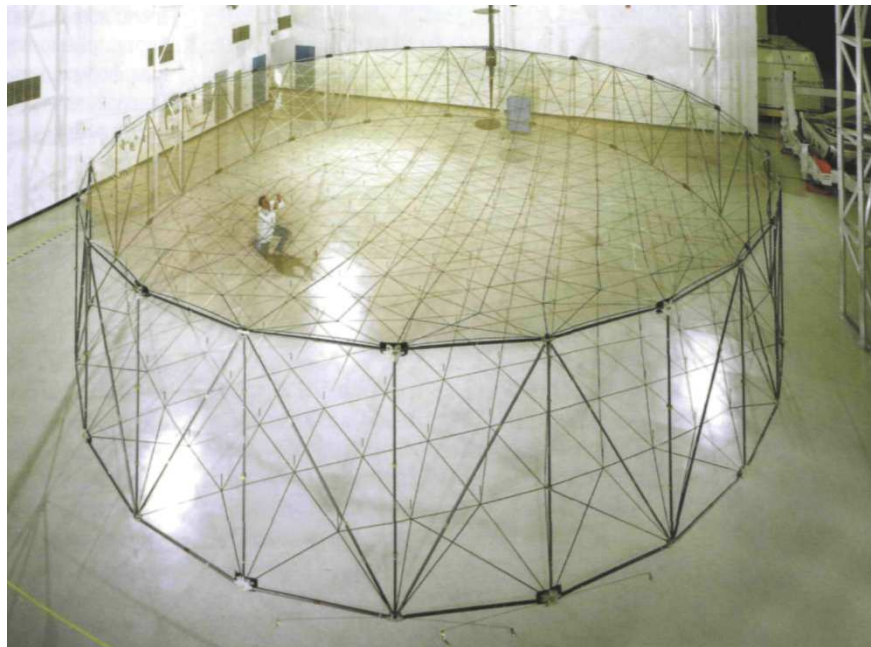


Рисунок 1.10 – Приемо-передающая антенная решетка спутника Thuraya-1

В таблице 1.3 и 1.4. приведены основные технические параметры СПСС Thuraya [23, 24].

Таблица 1.3 – Линии связи и диапазоны частот Thuraya

Направление	Абонентская линия (L-диапазон), МГц
Земля — космос (линия вверх), $\Delta f_{\text{вверх}}$	1626,5—1660,5
Космос — Земля (линия вниз), $\Delta f_{\text{вниз}}$	1525—1559

Таблица 1.4 – Основные характеристики СПСС Thuraya

Характеристики космического аппарата Thuraya-1	
Диаметр антенны	12,25 м
Число лучей в L-диапазоне	250-300
Мощность излучаемого сигнала в луче L-диапазона, $P_{\text{спутн}}$	17 Вт
Мощность системы электропитания	13 кВт (в начале работе СР), 11 кВт (к концу гарантированного срока эксплуатации)
Пропускная способность КА	13 750 телефонных каналов
Срок службы КА	12-15 лет
Характеристики абонентских терминалов Thuraya	
Метод МД к ресурсам СР	FDMA/TDMA
Скорость передачи по радиоканалу, R	46,8 Кбит/с
Число интервалов в кадре	8
Тип модуляции	$\pi/4$ QPSK
Полоса пропускания канала, B	27,7 кГц
Коэффициент усиления антенны, $G_{\text{аб.терм}}$	2,5 дБи
Эквивалентная шумовая температура, $T_{\text{аб.терм}}$	533°К
ЭИИМ $_{\text{аб.терм}}$	8,5 дБВт

Основная антенна СР содержит 128 активных дипольных элементов L-диапазона. Ее несущая конструкция (рефлектор) имеет размеры 12,25-16 м (рисунки 1.9, 1.10). Рефлектор изготовлен из теплоустойчивого графито-композитного материала, что делает столь громоздкое сооружение достаточно прочным и легким (вес антенной системы составляет всего 78 кг). 128 активных дипольных элементов L-диапазона позволяют формировать одновременно 250–300 узких лучей (в соответствии с численностью наземных сот). При работе на общую приемо-передающую антенну Thuraya-1 приемный и передающий

сегменты подключают к антенным элементам через коммутаторы.

Антенная система ThuraYa основана на технологии ЦФЛ, которая позволяет эффективно реализовать динамическую адаптацию обслуживаемой зоны покрытия на основе оперативного перенацеливания цифровых приемопередающих лучей по наземным ячейкам при изменении нагрузки и для оптимизации двунаправленного трафика [15].

Технология ЦФЛ в сочетании с зональным обслуживанием, обеспечиваемым набором узких лучей рассматривается для применения в ряде перспективных СПСС. Так, американская компания SkyTerra, спроектировала гибридную сеть спутниковой связи, которая использует одни и те же телефонные аппараты для того, чтобы предоставить абоненту экономную наземную связь, где это возможно, и соединить со спутниковой, когда это становится необходимым [27]. Система, разработанная компанией SkyTerra со вспомогательной наземной компонентой включает в себя два спутника, имеющих одну или несколько антенн с узкой диаграммой направленности лучей (космический сегмент) и наземную сеть передатчиков (ретрансляторов). Обе системы связываются с устройством пользователя, используя L диапазон частот, традиционно применяемый в мобильной спутниковой связи.

Создаваемая сеть будет использовать мощную, спектрально-эффективную спутниковую систему с большими антеннами. SkyTerra будет использовать два спутника, каждый из которых обеспечивает отношение коэффициента усиления приемной антенны к шумовой температуре (G/T), равное по 21 дБ/К. Это позволит системе обеспечить энергетический запас порядка 10 дБ для установления связи с устройством конечного пользователя мощностью не более 0,1 Вт в режиме пространственного разнесения с возвратной связью. Характеристики спутников приведены в таблице 1.5.

Гибридная сеть будет поддерживать стандарты протоколов CDMA2000, GSM, 802.16, 802.20, W-CDMA, WiMAX и др. Запатентованное решение компании SkyTerra позволяет существенно улучшить спектральную эффективность системы.

Таблица 1.5 – Параметры CP SkyTerra

Расположение спутниковых орбит	101° в.д. и 107.3° в.д.
Сервисное соединение	1525-1559 МГц (прямой) 1626.5-1660.5 МГц (обратный)
Фидерное соединение	12.75-13.25 ГГц (верхний) 10.75-10.95 ГГц и 11.20-11.45 ГГц (нижний)
ЭИИМ	79 дБВт
G/T на основную часть покрытия	21 дБ/К
Лучи МЛА (количество и размеры варьируются)	в среднем 500 0.4°

Спутниковые ячейки, или соты, гораздо больше наземных. Они достигают в диаметре 100 км, тогда как соты наземной связи, работающие в L-диапазоне, - от 1 км (в плотно населенных городских условиях) до 5 км (в пригородах). Поэтому наземные соты находятся внутри больших спутниковых. Одни и те же частотные спектры используются и спутником, и наземной связью. Однако ни одна наземная ячейка не использует спектр той спутниковой, внутри которой она находится. Тот же спектр используется наземными сотами, но в другой, соседней спутниковой ячейке. Концепция ПИЧ в мобильной спутниковой сети со вспомогательной наземной компонентой показана на рисунке 1.11 (разные частотные диапазоны показаны различными цветами).

Большое значение придается и задаче оптимизации количества используемых наземных станций в соответствии с топографическими условиями. Например, в условиях плотно населенного Нью-Йорка больше нагрузки будет возложено на наземную связь. В менее населенной местности будет меньше наземных станций, и большая площадь будет покрываться спутниковой связью.

SkyTerra планирует запустить два геостационарных спутника с апертурой антенн 22 м. Покрытие спутниками Северной и Центральной Америки изображено на рисунке 1.12 [10, 13, 28, 29].

Квазистационарная система спутниковой связи компании Mitsubishi Electric (Япония) [10] разрабатывается на основе трех спутников на эллиптической орбите

с апогеем 42000 км и наклоном орбиты 45°. Каждый спутник оснащен плоской активной антенной решеткой S диапазона (2,6 ГГц) с ЦФЛ, формирующей 160 узких лучей, обеспечивающих покрытие всей сухопутной территории Японии с поддержкой до 100 тыс. каналов двусторонней связи (пять миллионов абонентов). Ожидаемый размер развернутой АР 45x45 м. Коэффициент усиления 16-и элементного квадратного фрагмента такой антенны 19,3 дБ.

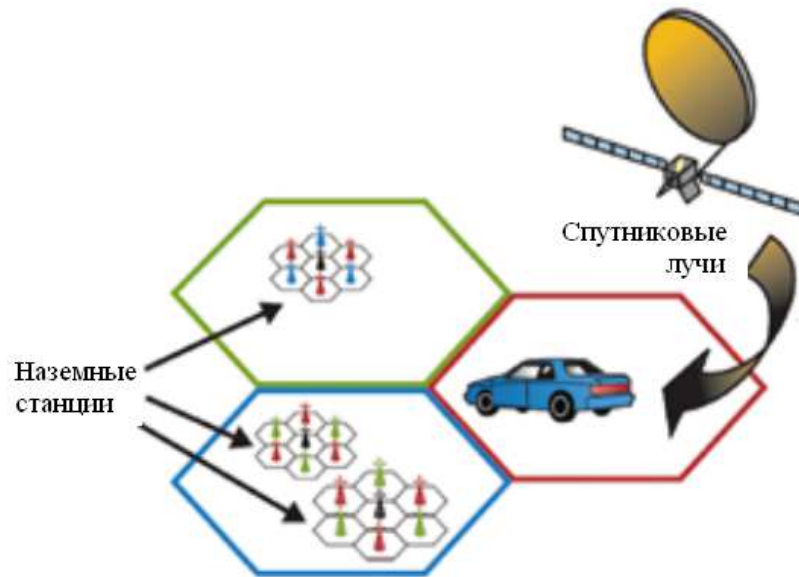


Рисунок 1.11 – Архитектура запатентованного компанией SkyTerra переиспользования частот

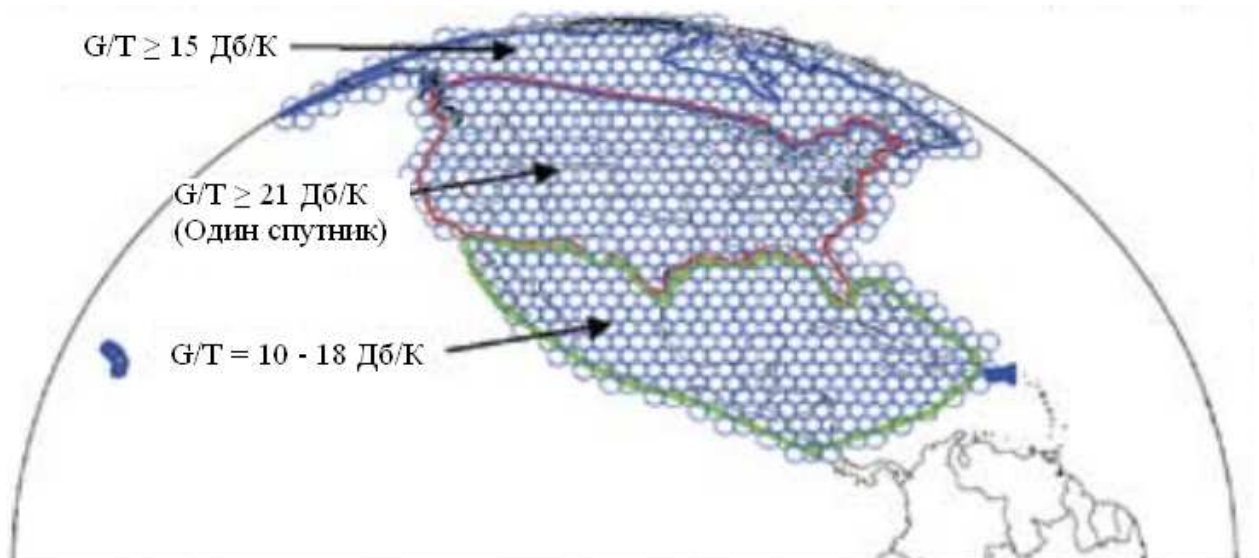


Рисунок 1.12 – Покрытие Северной и Центральной Америки спутниками SkyTerra

В 2000-х в России в НПО «Кросна» разрабатывался проект региональной системы подвижной спутниковой связи (СПСС) «Зеркало-КР» [30], на базе геостационарных КА.

По проекту орбитальная группировка «Зеркало» включает два типа КА – на геостационарной («Зеркало-Г») и высокоэллиптической («Зеркало-Э») орбитах. Связь по абонентским и фидерным линиям планировалось организовать в диапазонах частот С и L соответственно. В первую очередь проект «Зеркало-КР» ориентирован на предоставление услуг персональной мобильной связи. Базовые виды предоставляемых услуг: телефонная и факсимильная связь, передача данных, доступ к сети Интернет. Скорость передачи информации – не более 9,6 кбит/с (аналогично с СПСС «Турайя»).

Высокая энергетика в абонентских линиях обеспечивается за счет использования гибридных многолучевых зеркальных антенн с обработкой сигналов на борту КА и возможностью прямой связи между мобильными абонентами (в одном скачке) за счет внутрилучевой и межлучевой коммутации.

Региональная система «Зеркало-Г1» рассчитана на обслуживание 400-500 тыс. абонентов. По оценкам специалистов НПО «Кросна», срок ее окупаемости составит около четырех лет. Общие затраты на создание системы оцениваются в 360 млн. долларов [30].

Указанные выше технологические решения в настоящее время находят широкое применения также и в Ka-диапазоне частот, использование которого в последнее время становится наиболее актуально в связи с тем, что частотный ресурс геостационарной орбиты в С и Ku-диапазонах близок к насыщению [20]. В мире уже существует несколько систем, использующих МЛА и зональное обслуживание, например: WildBlue, SpaceWay3, Astra2Connect и IpStar, которые обслуживают абонентов в Северной Америке, Европе и Азиатско-Тихоокеанском регионе [31, 32, 33].

В частности, передающая антенна спутника Spaceway 3 способна работать в многолучевом режиме с перенацеливанием лучей (число перенацеливаемых лучей до 24). Количество точек прицеливания равно 780, в том числе возможна

ориентация лучей в соответствии с положениями приемных фиксированных зон, или формируется общий контурный луч, охватывающий США (рисунок 1.13).



Рисунок 1.13 – Зона обслуживания спутника SpaceWay3

Таким образом, число передающих лучей почти в 5 раз меньше числа приемных лучей, но первые в состоянии перенацеливаться за наносекунды в зависимости от трафика (технология была отработана на спутнике ACTS). Ретрансляционная аппаратура спутника работает в Ka-диапазоне, она полностью выполнена по схеме с обработкой сигналов на борту и ориентирована на использование VSAT-технологии. Каждый приемный луч имеет полосу частот 62,5 МГц (в полосе 500 МГц имеет 8 частотных литер). Приемные лучи развязаны по поляризации (используется круговая поляризация) и пространству. В каждом приемном луче формируются частотно-разделенные потоки TDMA со скоростями от 512, 2048 и 16384 кбит/с, занимая соответственно 600 кГц, 2,6 и 20 МГц. Для передающих лучей могут быть образованы полосы: 100, 167 или 500 МГц. Соответственно в передающем луче формируются TDM-потоки с различными скоростями 110, 142 Мбит/с и вплоть до 440 Мбит/с. Передающие лучи развязаны по пространству и поляризации (используется круговая поляризация).

Следует отметить, что все существующие ССС Ka-диапазона предоставляют собой системы передачи данных и оказывают абонентам услуги двустороннего высокоскоростного (от 200 кБит/с до 5 Мбит/с) доступа к сети Интернет и не

предоставляет абонентам услуги мобильной связи [31, 32, 33]. В то же время в перспективных системах Ka диапазона предусматривается штатная работа абонентских станций непосредственно в движении при их размещении на подвижных средствах.

Исходя из анализа существующих зарубежных СПСС, для проведения исследования частотно-территориального планирования можно установить желаемые границы базовых параметров СР и абонентских терминалов. В частности, требуемые ЭИИМ и коэффициент усиления МЛА будем рассматривать исходя из рекомендаций ITU-R для СПСС, работающих в L диапазоне частот (таблица 1.2). При этом эквивалентная шумовая температура бортового приемника СР оценивается величиной $T_{\text{спутн}} = 500$ К (с учетом шумов Земли) [20]. Подавляющее большинство действующих СПСС используют портативные терминалы, аналогичные используемым в ССС Thuraya. В этой связи для исследования ЧТП целесообразно использовать технические характеристики антенн абонентских устройств Thuraya (таблица 1.4), а также тип модуляции и рабочие диапазоны частот, принятые для данной системы (таблицы 1.3 и 1.4).

1.3 Методы частотно-территориального планирования сетей спутниковой связи

Частотное планирование сетей радиосвязи является необходимым инструментом решения вопросов выделения каналов частот для СПСС в условиях жестко ограниченных частотных и энергетических ресурсов. Только используя частотное планирование, можно достичь высокой эффективности использования полос частот, выделенных для работы сети.

Построение СПСС на основе МЛА с ПИЧ сводится к частотно-пространственному распределению частотных каналов для ЗС, действующих в пределах зон обслуживания лучей. Решить эту задачу в общем виде позволяют идеализированные сети, в основу построения которых заложена геометрически правильная (равномерная) сетка. Для реализации этих принципов вводят следующие ограничения: все лучи имеют одинаковые эффективные изотропные

излучаемые мощности, поляризацию, условия распространения радиоволн и характеристики диаграммы направленности антенны [34]. В отдельных случаях это позволяет ограничиться анализом лишь части сети, т.к. остальные лучи находятся в аналогичных энергетических условиях.

В отличие от традиционной наземной сети радиосвязи, в спутниковой сети с использованием сотовой структуры вместо базовых станций основную структурную составляющую представляют отдельные лучи МЛА. Энергетические и пространственные характеристики лучей МЛА определяют основные параметры частотно-территориального планирования. Такая сеть должна быть: регулярной - все центры лучей должны быть расположены в узлах сети на одинаковом расстоянии друг от друга; однородной - все лучи антенной решетки должны иметь одинаковые технические параметры (ЭИИМ, коэффициент усиления антенны, ширина ДН). В этих условиях уровень помех на границе зоны обслуживания каждого луча будет одинаковым, а зона обслуживания будет иметь форму круга.

Пространственное расположение отдельных лучей выбирается таким образом, чтобы обеспечить полное покрытие области обслуживания заданной конфигурации. При этом целесообразно использовать гексагональную (сотовую) структуру сети, которая будет состоять из зон обслуживания, формируемых лучами МЛА (рисунок 1.14). Основное преимущество гексагональной структуры – обеспечение большей площади покрытия при использовании меньшего числа лучей за счет минимизации площади областей перекрытия лучей. 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.

Если за зону обслуживания луча принять круг, в который вписан шестиугольник, тогда расстояние между центрами зон обслуживания лучей антенной решетки (модуль сети) R_0 связано с радиусом полезной зоны обслуживания R_3 соотношением

$$R_0 = \sqrt{3}R_3. \quad (1.5)$$

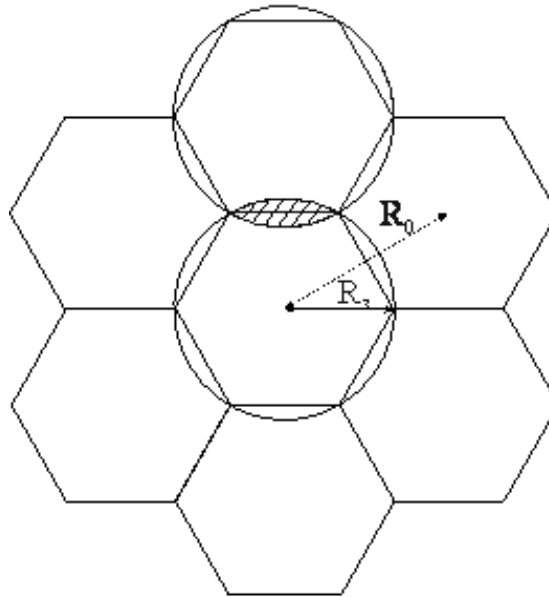


Рисунок 1.14 – Гексагональная (сотовая) структура сети

При обеспечении в регулярной сети 100% обслуживания территории круговые зоны обслуживания соседних лучей перекрываются, как правило, на уровне -3 дБ (заштрихованные зоны на рисунке 1.14). Как следует из рисунка 1.14, площадь перекрытия круговых зон обслуживания соседних лучей при гексагональной структуре сети равна:

$$S_{\text{пер}} = 6 \cdot S_{\text{сегм}} = 6 \cdot \frac{R_3^2 \left(\pi - \frac{3\sqrt{3}}{2} \right)}{6}, \quad (1.6)$$

а относительная величина зоны перекрытия

$$S_{\text{отн}} = \frac{S_{\text{пер}}}{S_{\text{круг}}} = 6 \cdot \frac{R_3^2 \left(\pi - \frac{3\sqrt{3}}{2} \right)}{6 \cdot \pi \cdot R_3^2} = 0,168. \quad (1.7)$$

Таким образом, при мозаичном покрытии территории, когда за зону обслуживания луча принимается равносторонний шестиугольник, перекрытие соседних зон обслуживания лучей составляет 16,8 % .

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

$\alpha/\cos 30^\circ = 1,1547\alpha$ [1]. Или решив обратную задачу получим угловой разнос центров зон обслуживания при известной ширине ДН $\theta_{\text{л}}$:

$$\alpha = \theta_{\text{л}} \cos 30^\circ = \frac{\sqrt{3}}{2} \theta_{\text{л}} \quad (1.8)$$

В любой беспроводной сети, построенной по сотовому принципу нельзя неограниченно использовать одну и ту же частоту для разных пользователей, так как при передаче на произвольных частотах сигналы пользователей могут интерферировать, даже если географически они разделены. Поэтому для систем, поддерживающих большое количество одновременных сеансов связи, нужен механизм, определяющий принципы использования спектра, т.е. распределение выделенных для системы беспроводной связи частотных каналов между лучами.

Как правило, помехи в совмещенном канале являются наиболее сильными из всех видов помех. Традиционный подход ЧТП в СПСС подразумевает исключение использования одинаковых частот в смежных лучах (т.к. у каждого луча решетки число соседних лучей не превышает шести, поэтому понадобится 7 различных частот) [3]. Однако учет влияния боковых лепестков ДН требует рассмотрения более общего случая, при котором пространственный разнос между лучами, работающими в совмещенном канале должен быть не менее координационного расстояния D_k [34]. Величина координационного расстояния определяется исходя из допустимого для системы связи защитного отношения A_3 , которое определяется на границе зоны обслуживания луча МЛА, как допустимое отношение мощности полезного сигнала P_c к суммарной мощности шума $P_{\text{ш}}$ и интерференционных помех P_n от других лучей.

$$A_3 = \frac{P_c}{P_{\text{ш}} + \sum_{i=1}^K P_{ni}}, \quad (1.9)$$

где K - количество лучей, работающих в совмещенном канале. Таким образом, координационным называется такое расстояние между направлениями максимумов лучей, работающих в совмещенных каналах, при котором они не уменьшают зоны обслуживания друг друга.

При частотно-территориальном планировании в гексагональной решетке формируются кластер. Как уже отмечалось выше, кластер - это совокупность ближайших сот, в которых используются не повторяющиеся частотные каналы. Число таких сот в кластере называется его размерностью.

Одним из вариантов построения модели однородной сети является использование для определения расположения лучей, работающих в совмещенных каналах, универсальной модели однородной сети (рисунок 1.15).

В этой модели передающие станции, помещенные в центры шестиугольников с одинаковыми номерами, образуют ромб совмещенных каналов. Поскольку расстояние между передатчиками, работающими в совмещенных каналах одинаково, его нетрудно определить из геометрии сети. Так, зоны обслуживания лучей ДН, работающих в совмещенных каналах, размещены в центрах шестиугольников под номерами 1 (рисунок 1.15), то координационное расстояние между ними равно модулю сети $D_{ki} = R_0$ или в относительных модулях сети

$$r_0 = \frac{D_{k1}}{R_0} = 1. \quad (1.10)$$

Расстояние между передатчиками, размещенными в центрах шестиугольников под номерами 2 (рисунок 1.15), можно определить из треугольника ABC (рисунок 1.16а)

$$D_{k2} = \sqrt{AB^2 - BO^2} + \sqrt{BC^2 - BO^2}, \quad (1.11)$$

учитывая, что $AB = BC = R_0$, $BO = R_0/2$ получим:

$$D_{k2} = \sqrt{3}R_0. \quad (1.12)$$

Расстояние между центрами ДН лучей, размещенными в центрах шестиугольников под номерами 3, можно определить из рисунка 1.15, очевидно, что оно равно

$$D_{k3} = 2R_0. \quad (1.13)$$

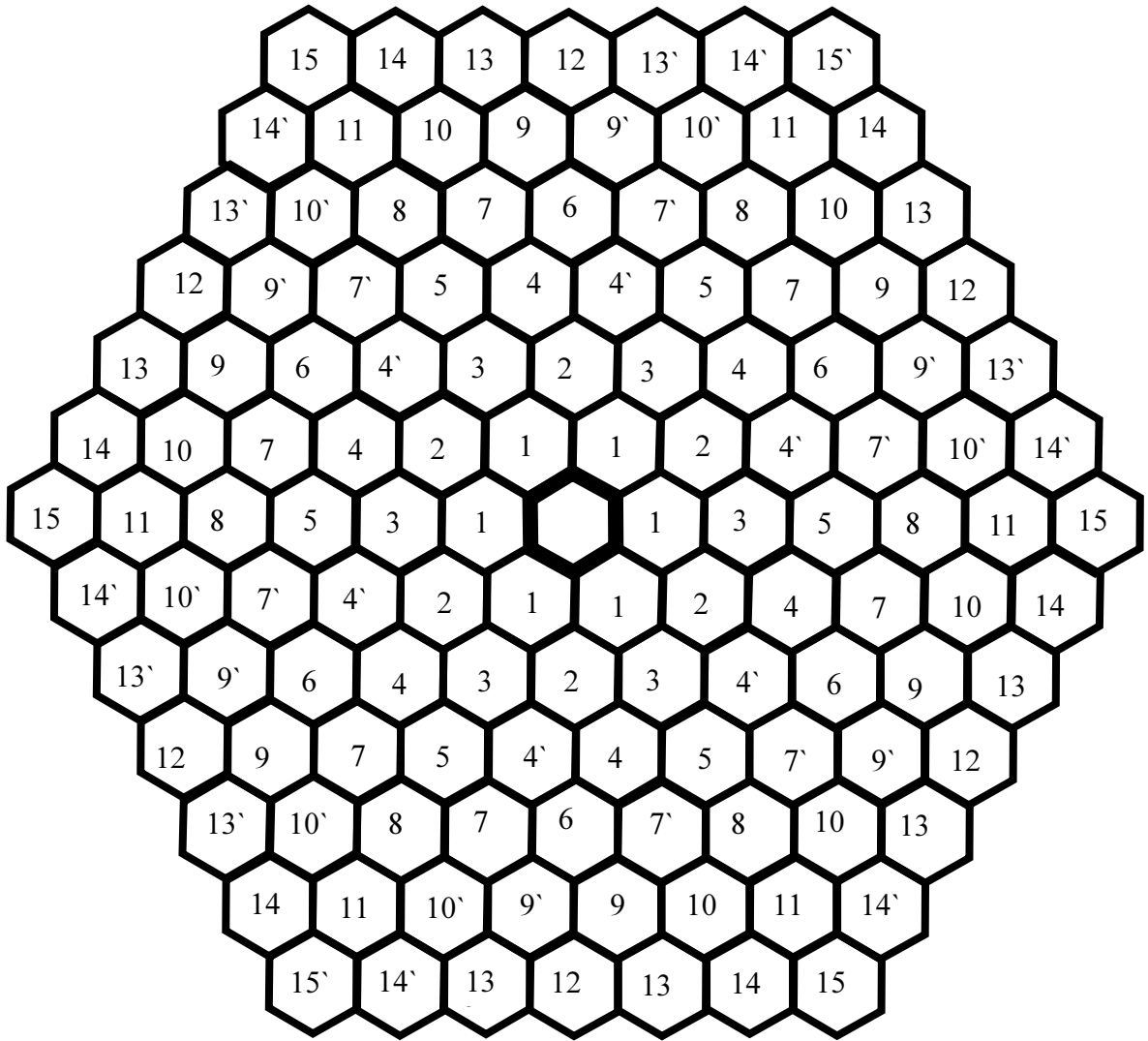


Рисунок 1.15 – Универсальная модель однородной сети

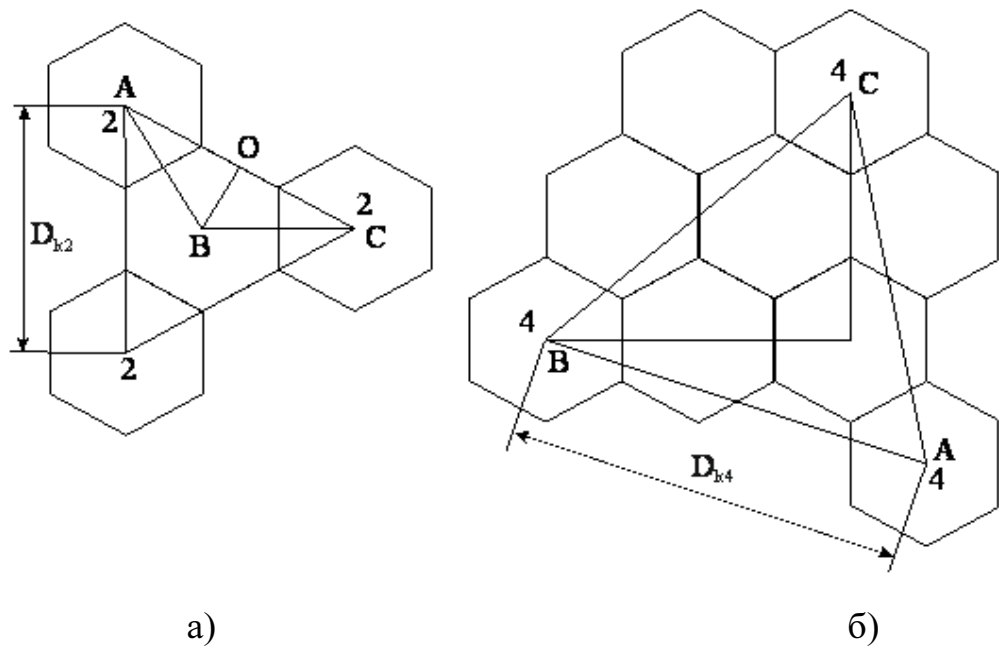


Рисунок 1.16 – Определение координационных расстояний в универсальной модели а) для сот под номерами 2, б) для сот под номерами 4

Расстояние между центрами ДН лучей, размещенными в центрах шестиугольников под номерами 4, определим из рисунка 1.16б, из которого следует, что $AB = 2R_0$, $AC = 3R_3$, тогда, учитывая (1.5), можно записать

$$D_{k4} = \sqrt{AB^2 + AC^2} = \sqrt{(2R_0)^2 + (3 \cdot (R_0 / \sqrt{3}))^2} = \sqrt{7} \cdot R_0. \quad (1.14)$$

Аналогичным образом из универсальной модели однородной сети определяются координационные расстояния между центрами зон обслуживания лучей, работающих в совмещенных каналах, для шестиугольников под номерами 5, 6, ..., 15 и т.д. Штрихами 4', 7' и т.д. обозначены зоны, которые имеют одинаковое координационное расстояние D_{ki} с сетями 4, 7 и т.д., но другое пространственное расположение. В центральный выделенный шестиугольник (см. рисунок 1.15), согласно проведенным расчетам по рисунку 1.16 необходимо помещать номер рассматриваемой сети из таблицы 1.6.

Таблица 1.6 – Номера сетей в универсальной модели однородной сети

№ сети в универсальной модели	1	2	3	4,4'	5	6	7,7'	8	9,9'	10,10'	11	12	13,13'	14,14'	15
Относительное координационное расстояние $r_0 = D/R_0$	1	$\sqrt{3}$	2	$\sqrt{7}$	3	$\sqrt{12}$	$\sqrt{13}$	4	$\sqrt{19}$	$\sqrt{21}$	5	$\sqrt{27}$	$\sqrt{28}$	$\sqrt{31}$	6
Размерность кластера $C_{кл}$	1	3	4	7	9	12	13	16	19	21	25	27	28	31	36

Рассчитанные на основе универсальной модели однородной сети координационные расстояния D_{ki} между центрами зон лучей, работающих в совмещенных каналах, позволяют определить число частотных каналов, необходимое для организации этих сетей. В однородной сети для 100% обслуживания заданной территории при использовании в каждом луче по одному каналу необходимое число частотных каналов $C_{кл}$ для различных вариантов построения сети определяется соотношением

$$C_{кл} = 1 + \text{int} \left[\frac{(D_{ki} / R_3)^2}{3} \right], \quad (1.15)$$

где $\text{int}[X]$ – целая часть числа X .

Используя соотношения (1.5), (1.10) и (1.15) и данные о координационных расстояниях можно определить значения $C_{\text{кл}}$, когда лучи, работающие в совмещенных каналах, размещаются в вершинах ромбов.

$$C_{\text{кл}} = \text{int} \left[\frac{(D_{ki})^2}{R_0} \right] = r_{oi}^2. \quad (1.16)$$

Таким образом, в универсальной модели однородной сети ее относительный модуль r_o однозначно определяет количество необходимых частотных каналов $C_{\text{кл}}$.

Зная размерность кластера можно определить количество доступных каналов m в одном луче.

$$m = \frac{K_{\Sigma}}{C_{\text{кл}}}. \quad (1.17)$$

где K_{Σ} - суммарное количество каналов, которое может быть организовано в выделенном для спутниковой связи диапазоне частот.

Полученная в универсальной модели однородной сети взаимосвязь между значениями необходимого числа частотных каналов $C_{\text{кл}}$ и относительного модуля сети r_{oi} (1.16) позволяет при заданном числе каналов синтезировать структуру однородной сети или же при заданной структуре сети определить необходимое число частотных каналов.

Кроме того, в неоднородной сети оценить эффективность использования спектра частот возможно исходя из отношения общего количества полос частот, выделенных для системы связи к числу используемых в пределах луча частотных каналов. Данное отношение называется коэффициент ПИЧ:

$$q = \frac{K_{\Sigma}}{m}. \quad (1.18)$$

На рисунке 1.17 приведены примеры распределения каналов для размерностей кластера $C = 4, 9$ и 12 , полученные с использованием универсальной модели однородной сети.

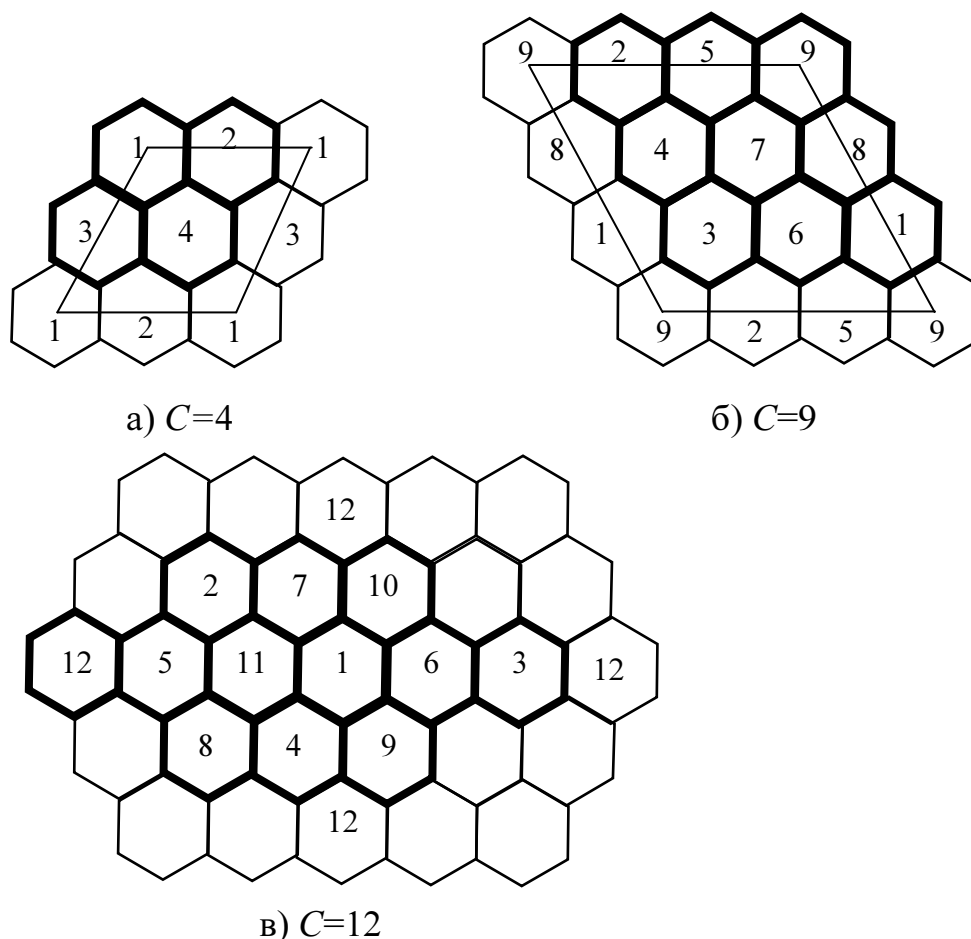


Рисунок 1.17 – Распределение каналов при различных C

Следует отметить, что реальные сети спутниковой подвижной связи имеют нерегулярную и неоднородную структуру. Правильная гексагональная структура имеет место лишь в случае малой зоны обслуживания, находящейся на долготах, близких к долготе геостационарного СР и приэкваториальных широтах, т.е. в случае когда можно не учитывать кривизну Земли, искажающую форму проекций лучей и угол отклонение луча, влияние которого становится заметным только в высоких широтах. Только в данном частном случае возможно использовать выражения (1.5) и (1.10 - 1.17) универсальной модели сети для построения сотовой структуры зон обслуживания.

В остальных случаях для построения сети целесообразно использовать угловую спутниковую проекцию, определение которой дано в главе 2 (п. 2.2.1). При этом при взгляде со спутника (в угловой спутниковой проекции) зона обслуживания всегда будет иметь вид правильной гексагональной структуры [5,

31].

В тоже время при ЧТП требуется учет неоднородности реальной сети СПСС. Абоненты системы, находящиеся в разных точках зоны покрытия находятся в разных условиях приема сигнала из-за различной наклонной дальности, углов места, особенностей распространения радиосигналов. ДН антенны СР имеет боковые лепестки, которые в условиях множественности помех могут оказать значительное влияние на помехозащищенность системы при малых размерностях кластера. В этой связи, помимо методов ЧТП, основанных на универсальной модели сети, целесообразно рассмотреть такие методы распределения частот, которые бы позволили обеспечить учет указанных факторов при составлении частотно-территориального плана.

В доступной литературе практически отсутствуют методы ЧТП для спутниковых систем связи с зональным обслуживанием, поэтому необходимо произвести разработку и исследование таких методов.

Выводы по главе 1

- 1 Рассмотрение общих принципов построения многолучевых СПСС с зональным обслуживанием позволило выделить наиболее перспективные конфигурации систем спутниковой связи для изучения вопросов обеспечения ЭМС при проведении ЧТП.
- 2 На основе обзора действующих и перспективных СПСС с зональным обслуживанием и анализа принципов их построения выделены наиболее общие технические характеристики СР, МЛА и ЗС (диапазоны частот, ширина главного лепестка ДН, уровень боковых лепестков, ЭИИМ передатчиков, коэффициент усиления антенн и др.), необходимые для проведения дальнейшего исследования.
- 3 В результате рассмотрения существующих методик планирования сетей мобильной радиосвязи, основанных на универсальной гексагональной модели сети, сделан вывод о необходимости

совершенствования существующих и разработки новых эффективных методов частотно-территориального планирования, которые позволяют учитывать неоднородность реальной сети спутниковой связи.

2 РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ УЧЕТА ВЛИЯНИЯ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ ПРИ ЧАСТОТНО-ТЕРРИТОРИАЛЬНОМ ПЛАНИРОВАНИИ СИСТЕМ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ С ЗОНАЛЬНЫМ ОБСЛУЖИВАНИЕМ

2.1 Определение параметров ДН антенных решеток, используемых на спутниковом ретрансляторе

2.1.1 Плоская антенная решетка

Для формирования необходимой зоны покрытия МЛА, используемой на СР, могут использоваться массивы излучателей на основе линейных, круговых, плоских антенных решеток [35, 36, 37]. При этом для оптимального частотно-территориального планирования, необходимо учитывать параметры ДН, которую они формируют: уровни боковых лепестков, ширину главного и боковых лепестков в зависимости от числа излучателей в антенной решетке и их взаимного расположения [38, 39, 40].

Рассмотрим одномерный и двумерные массивы излучателей (рисунок 2.1).

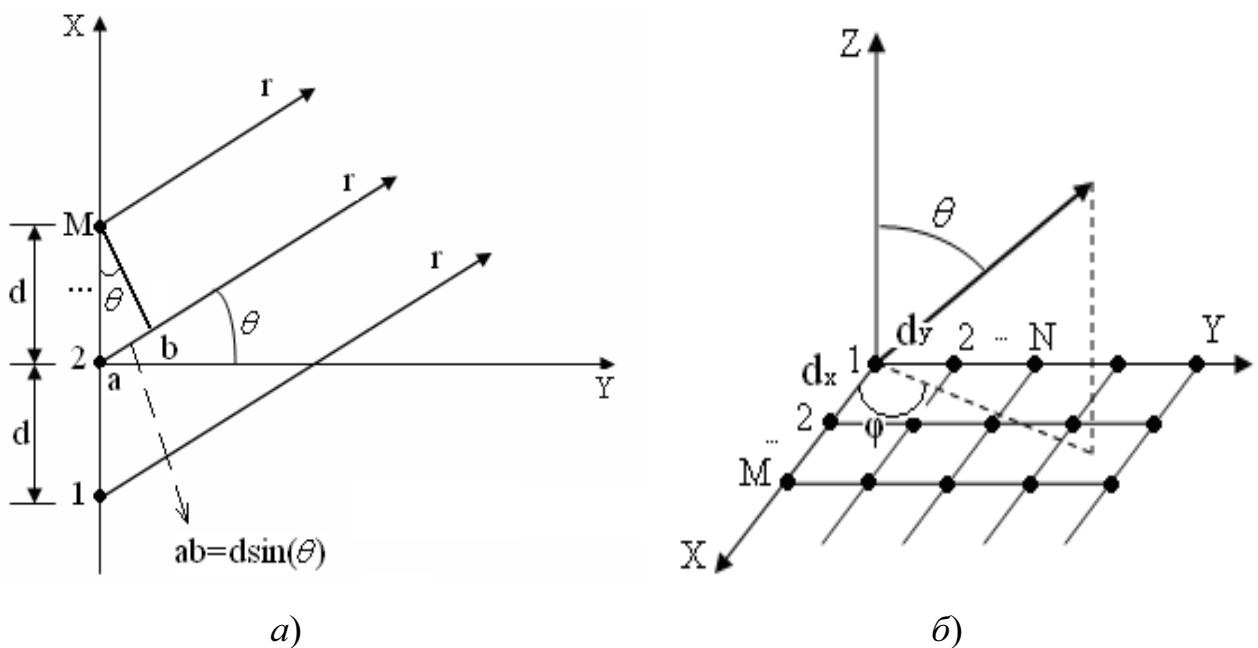


Рисунок 2.1 – а) Одномерный массив излучателей из M элементов и б) двумерный массив излучателей из $M \times N$ элементов

Для i -го луча линейной эквидистантой антенной решетки из M элементов ДН в комплексной форме определяется по формуле (при условии, что ДН излучателей идентичны и изотропны, т.е. не зависят от направления излучения) [39, 41]:

$$F_i(\theta) = \sum_{n=0}^{M-1} A_i e^{j(n-1)(kd \sin(\theta) + \beta_i)}, \quad (2.1)$$

где: $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ и $\beta_i = -kd(\sin \theta_i)$; d – расстояние между элементами решетки (рисунок 2.1а);

A_i и β_i – амплитуда и направление максимума ДН i -го луча антенны соответственно;

M – число элементов в решетке.

С помощью соотношения $\sum_{n=0}^{N-1} a^n = \left(\frac{1-a^N}{1-a} \right)$ можно преобразовать выражение

(2.1) следующим образом:

$$F_i(\theta) = A_i e^{j \frac{Md}{2} (k \sin(\theta) + \beta_i)} \cdot \frac{\sin\left(\frac{M}{2} (kd \sin \theta + \beta_i)\right)}{\sin\left(\frac{1}{2} (kd \sin \theta + \beta_i)\right)}. \quad (2.2)$$

С учетом (2.2), выражение для определение абсолютного значения ДН всей антенной решетки запишется следующим образом:

$$F(\theta) = \sum_{i=0}^{B-1} A_i \left| \frac{\sin\left(\frac{M}{2} (kd \sin \theta + \beta_i)\right)}{\sin\left(\frac{1}{2} (kd \sin \theta + \beta_i)\right)} \right| \text{ или } F(\theta) = \sum_{i=0}^{B-1} A_i \left| \frac{\sin\left(\frac{M\pi d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_i)\right)}{\sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_i)\right)} \right|, \quad (2.3)$$

где B – количество лучей, формируемых антенной решеткой.

Для двумерной решетки $M \times N$ элементов ДН j -луча определяется как произведение ДН лучей двух линейных решеток, которые задаются выражением (2.1) в полярных координатах [36, 37, 39, 41, 42]:

$$F_j(u, v) = F_i(u) \cdot F_k(v), \quad (2.4)$$

где:

$$F_i(u) = \sum_{n=0}^{N-1} A_i e^{j(n-1)(k \cdot d_x \cdot u_i)} , \quad F_k(v) = \sum_{m=0}^{M-1} B_k e^{j(m-1)(k \cdot d_y \cdot v_k)} ;$$

$$u = \sin \theta \cos \varphi - \sin \theta_j \cos \varphi_j ; \quad v = \sin \theta \sin \varphi - \sin \theta_j \sin \varphi_j ; \quad (2.5)$$

d_x и d_y – расстояние между элементами по оси X и по оси Y соответственно (рисунок 2.1б), θ_j, φ_j - направление максимума ДН j -го луча.

Аналогично линейной решетке, с помощью соотношения $\sum_{n=0}^{N-1} a^n = \left(\frac{1-a^N}{1-a} \right)$ из (2.4) и (2.5) получаем абсолютное значение ДН для луча двумерной антенной решетки [39]:

$$F_j(u, v) = C_j \left| \frac{\sin \left(\frac{M \pi d_x u}{\lambda} \right)}{\sin \left(\frac{\pi d_x u}{\lambda} \right)} \right| \cdot \left| \frac{\sin \left(\frac{N \pi d_y v}{\lambda} \right)}{\sin \left(\frac{\pi d_y v}{\lambda} \right)} \right| , \quad (2.6)$$

где C_j – амплитуда j луча.

ДН всей антенной решетки определяется по формуле [39]:

$$F(u, v) = \sum_{j=0}^{M \cdot N - 1} C_j \left| \frac{\sin \left(\frac{M \pi d_x u}{\lambda} \right)}{\sin \left(\frac{\pi d_x u}{\lambda} \right)} \right| \cdot \left| \frac{\sin \left(\frac{N \pi d_y v}{\lambda} \right)}{\sin \left(\frac{\pi d_y v}{\lambda} \right)} \right| , \quad (2.7)$$

Нормированная функция множителя решетки в логарифмическом масштабе определяется выражением:

$$G(\theta, \varphi) = 20 \lg (F(\theta, \varphi) / F(0, 0)) \quad (2.8)$$

На рисунках 2.2 и 2.3 приведены примеры ДН одномерной и двумерной антенных решеток, полученные на основе выражений (2.3), (2.5) и (2.7) с использованием математического пакета MathCAD [43].

Если проанализировать полученное выражение (2.3) и (2.7), то видно, что ширина луча ДН при неизменной длине волны зависит от количества излучателей антенной решетки (M и N) и расстояния между ними (d): чем больше расстояние между элементами и чем больше элементов в решетке, тем уже луч ДН. Однако,

следует помнить, что если расстояние между соседними элементами решетки составляет больше половины длины волны, в ДН появляются боковые лепестки, максимумы которых равны по амплитуде максимуму главного лепестка (рисунок 2.4) [8, 41].

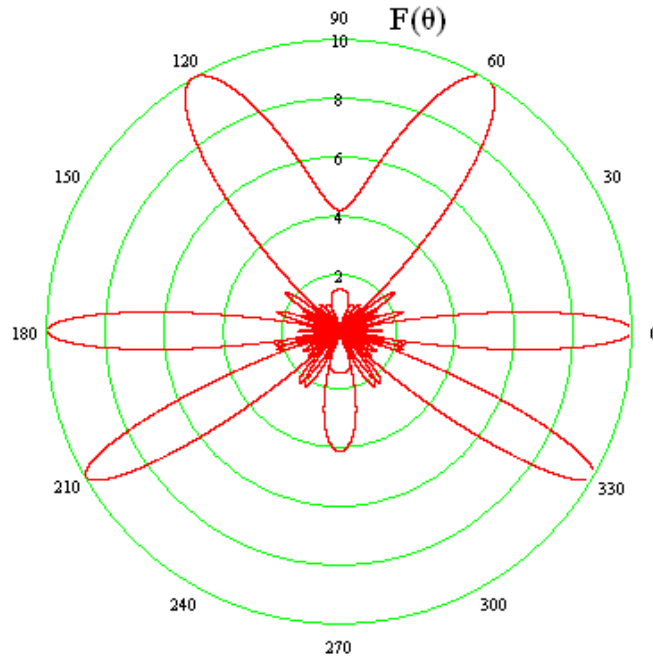


Рисунок 2.2 – Три луча, сформированные в 10-и элементной линейной антенной решетке на $\theta = -30^\circ, 0^\circ$ и 60°

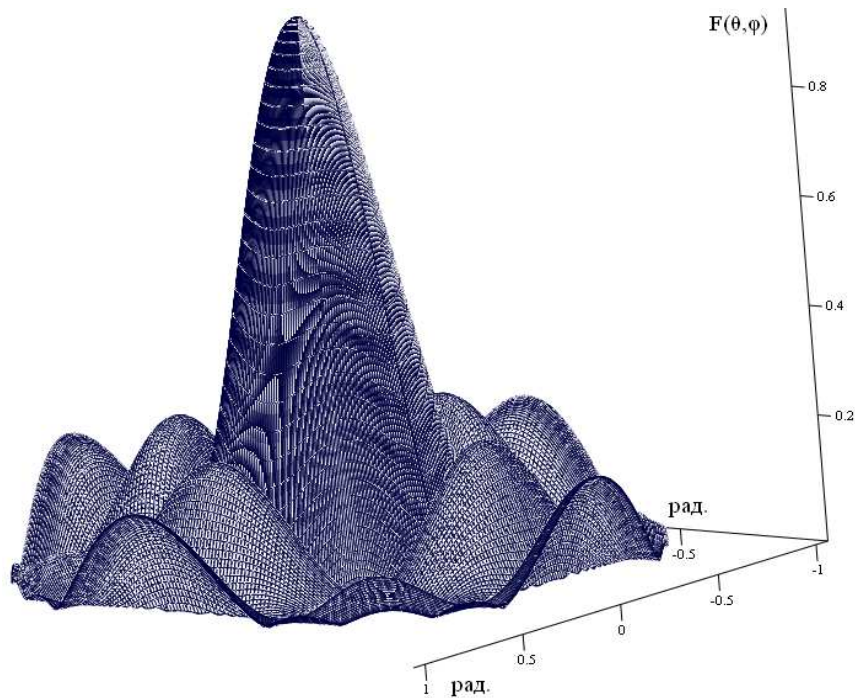


Рисунок 2.3 – Нормированная ДН плоской антенной решетки 5×5 элементов,

$$d_x = d_y = \lambda/2, \theta_0 = \varphi_0 = 0^\circ$$

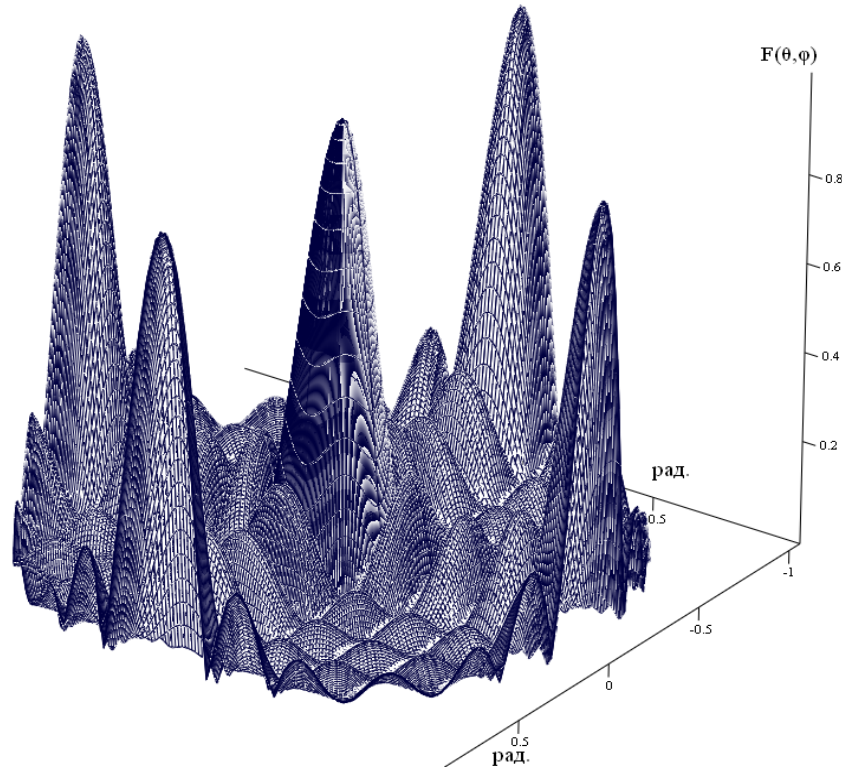


Рисунок 2.4 – Нормированная ДН антенной решетки 5×5 элементов,

$$d_x = d_y = \lambda, \theta_0 = \varphi_0 = 0^\circ$$

На основе выражения, описывающего ДН АР возможно получить параметры её боковых лепестков. Для нахождения амплитуды первого бокового лепестка ДН в плоской эквидистантой антенной решетке необходимо найти решение уравнения $\frac{dG(\theta, 0)}{d\theta} = 0$ (где $G(\theta, \varphi)$ - выражение (2.8)). При этом в случае симметричной АР ($N=M$) достаточно рассмотреть ДН в плоскости θ при $\varphi, \varphi_0, \theta_0 = 0$.

После выполнения преобразований получим:

$$M \cdot \operatorname{tg} \left(\frac{k \cdot d}{2} \sin \theta \right) = \operatorname{tg} \left(\frac{M \cdot k \cdot d}{2} \sin \theta \right). \quad (2.9)$$

При больших значениях M , выражение (2.9) можно записать следующим образом [42]:

$$\operatorname{tg} \left(\frac{M \cdot k \cdot d}{2} \sin \theta \right) = \frac{M \cdot k \cdot d}{2} \sin \theta. \quad (2.10)$$

Вводим замену $\frac{M \cdot k \cdot d}{2} \sin \theta = x$, тогда $\theta = \arcsin\left(\frac{2 \cdot x}{M \cdot k \cdot d}\right)$.

Из уравнения $\text{tg}(x) = x$ находим первое решение $x = 1,4303\pi$ и получаем угол, при котором амплитуда первого бокового лепестка ДН достигает максимума:

$$\theta_{\text{бл}_1} = \arcsin\left(\frac{2\pi \cdot 1,4303}{M \cdot k \cdot d}\right). \quad (2.11)$$

Для анализа уровня боковых лепестков удобно использовать отношение амплитуды основного лепестка ДН к амплитуде бокового лепестка, которое обозначается термином sidelobe ratio (SLR) и измеряется в децибелах [35, 44]. Значение SLR позволяет оценить уровень главного лепестка ДН относительно бокового.

Выражение для определения SLR:

$$SLR_n = 20 \cdot \log\left(\frac{F(0,0)}{F(\theta_{\text{бл}_n},0)}\right) = 1 - G(\theta_{\text{бл}_n},0), \quad (2.12)$$

где $\theta_{\text{бл}_n}$ - угол, при котором амплитуда n -го бокового лепестка ДН достигает максимума.

Результаты моделирования по выражениям (2.8) и (2.12) в пакете MathCAD показывают, что при большом количестве элементов в решетке ($M=N>50$), значение SLR первого бокового лепестка ДН плоской антенной решетки остается неизменным, независимо от направления главного луча антенной решетки, и приблизительно равно 13,5 дБ (рисунок 2.5).

Для нахождения ширины главного лепестка ДН, а также боковых лепестков необходимо найти нули ДН, которые можно определить, приравняв к нулю выражение (2.7). После выполнения преобразований уравнения $F(\theta, \varphi)=0$, при $\varphi, \varphi_0, \theta_0 = 0$ (с учетом симметрии ДН), получим:

$$\sin\left(\frac{\pi R d}{\lambda} \sin(\theta)\right) = 0, \text{ или } \frac{\pi R d}{\lambda} (\sin(\theta)) = \pi, 2\pi, \dots \quad (2.13)$$

Отсюда ширина главного лепестка ДН:

$$BW_0 = 2 \arcsin\left(\frac{\lambda}{Rd}\right). \quad (2.14)$$

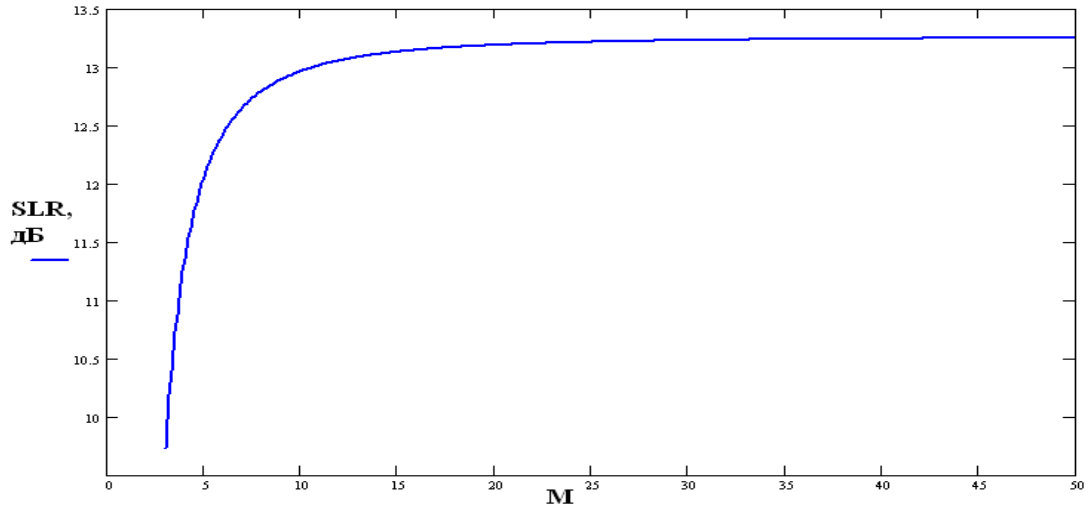


Рисунок 2.5 – Зависимость SLR_1 от количества элементов в решетке

Ширина боковых лепестков ДН:

$$BW_1 = \arcsin\left(\frac{2\lambda}{Rd}\right) - \arcsin\left(\frac{\lambda}{Rd}\right)$$

$$BW_2 = \arcsin\left(\frac{3\lambda}{Rd}\right) - \arcsin\left(\frac{2\lambda}{Rd}\right)$$

...

$$BW_N = \arcsin\left(\frac{(N+1) \cdot \lambda}{Rd}\right) - \arcsin\left(\frac{N \cdot \lambda}{Rd}\right) \quad (2.15)$$

Рассмотрим более подробно плоскую АР с размерностью $N \times M = 100 \times 100$ элементов. Расстояние между элементами примем равным половине длины волны ($d = 0.5\lambda$, где $\lambda = 0.2$ м, что соответствует частоте 1,5 ГГц L диапазона). Дифракционные максимумы при таком значении d отсутствуют [8]. Ширина главного лепестка, определенная по выражению (2.14), на уровне половинной мощности составляет $\approx 1^\circ$. Значения SLR для данной АР, определенные по формуле (2.12) приведены в таблице 2.1.

Так как суммарный уровень первых пяти боковых лепестков превышает суммарный уровень следующих пяти боковых лепестков на 10 дБ, влиянием

дальних лепестков (начиная с 6-го) можно пренебречь.

Таблица 2.1 – Значения SLR плоской AP 100x100 элементов

№ бок. леп	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
SLR, дБ	13,5	17,9	20,8	23	24,7	26,1	27,4	28,4	29,4	30,2

На рисунке 2.6 приведена двумерная ДН $F(\theta, \varphi)$ рассмотренной AP, ограниченная первыми пятью боковыми лепестками (область от -0.12 до $+0.12$ рад. по осям θ и φ).

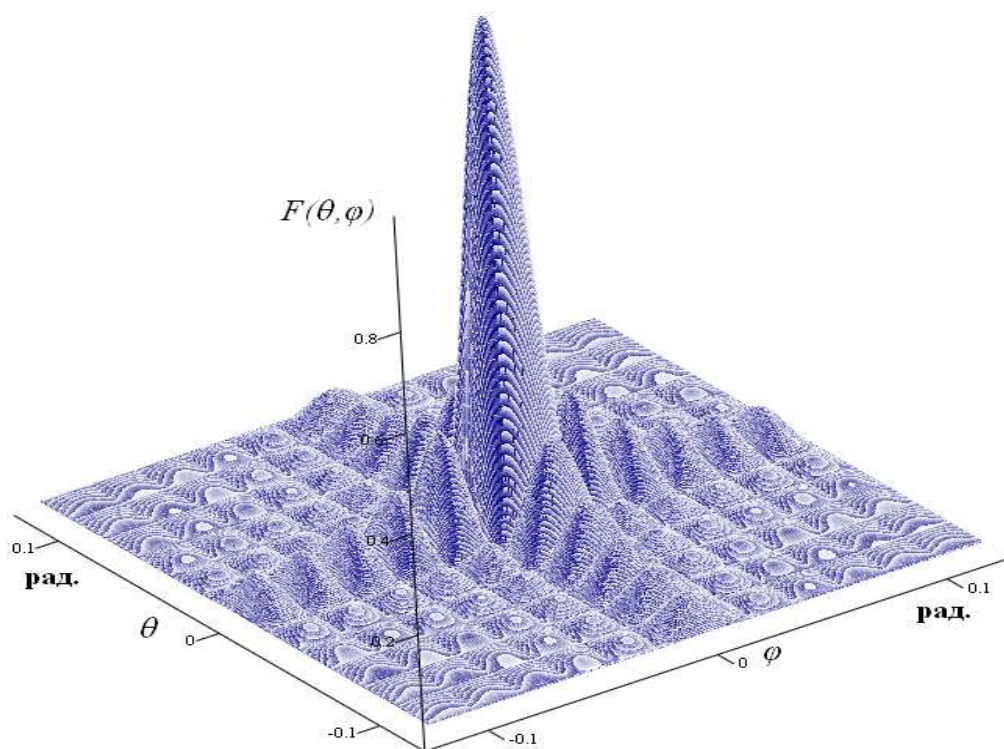


Рисунок 2.6 – График зависимости $F(\theta, \varphi)$ AP 100x100 элементов

Нормированная ДН такой решетки в логарифмическом масштабе (выражение (2.8) при $\varphi = 0$), также ограниченная первыми пятью боковыми лепестками приведена на рисунке 2.7.

Следует отметить, что плоские эквидистантные решетки в составе ФАР в спутниковой связи практически не используются, что обусловлено громоздкостью их конструкции (физическая ширина и длина AP 100x100 составит 10 м),

сложностью выведения их на орбиту, большим количеством элементов, необходимых для достижения узкой диаграммы направленности антенны, что резко снижает надежность всей системы.

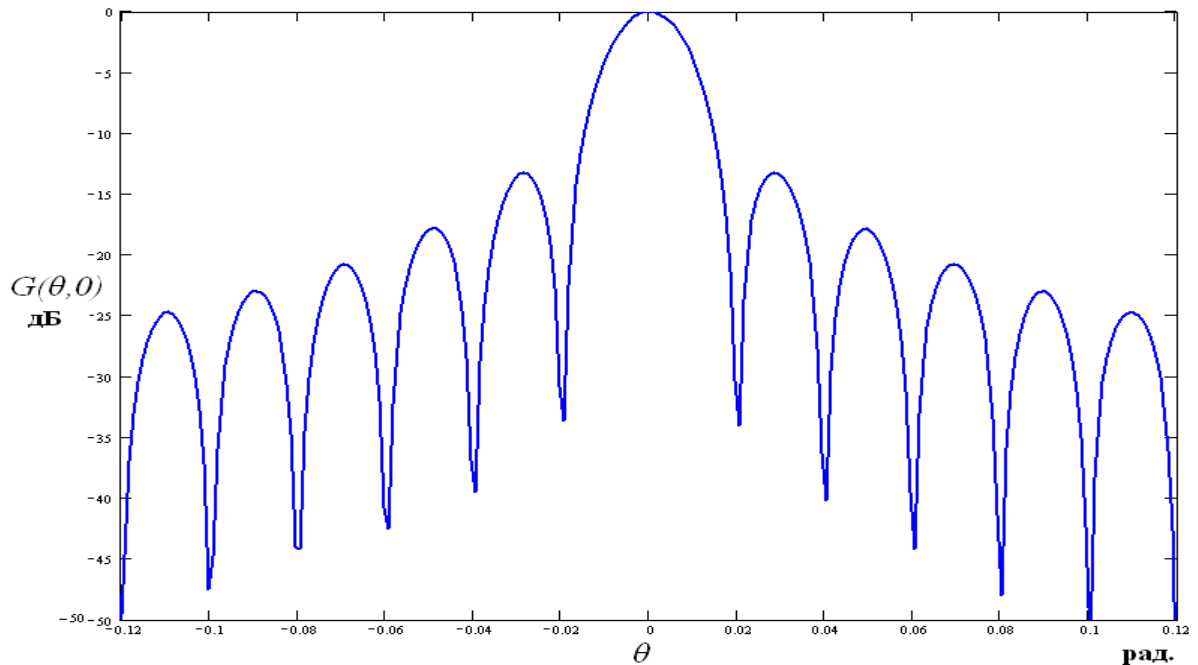


Рисунок 2.7 – График зависимости $G(\theta, \varphi)$ AP 100x100 элементов на плоскости

2.1.2 Концентрическая кольцевая антенная решетка

Узкой ширины луча ДН при меньшем числе элементов позволяют добиться ФАР, построенные на основе неэквидистантной концентрической кольцевой антенной решетки (ККАР) [45]. При этом сравнительно малое количество элементов (около 200) обеспечивают ширину ДН около 1° и низкий уровень боковых лепестков (от -22 до -27 дБ) в пределах зоны видимости спутника, что соответствует рекомендациям ИТУ-R для СПСС, приведенным в [16]. Такая антенна представляет собой несколько плоских кольцевых антенных решеток, все элементы которых расположены на окружности и имеют различный радиус и один общий центр [46, 47, 48, 49, 50] (рисунок 2.8).

Значения N_m и R_m , задающие количество и расположение элементов в решетке, в неэквидистантной ККАР определяются в результате проведения многопараметрической оптимизации. В частности, в [46] рассмотрены ККАР,

полученные в результате оптимизации при помощи генетических алгоритмов. Для исследования в рамках данной работы выбрана ККАР, оптимизированная по R_m (рисунок 2.8) [46]. Несмотря на то, что такая решетка состоит всего из 201 элемента, она обеспечивает максимальный уровень боковых лепестков не более -22,94 дБ и ширину ДН на уровне половинной мощности, равную $0,933^\circ$.

Рассмотрим структуру ДН АР, построенной на основе ККАР в которой присутствует центральный элемент (рисунок 2.8). Диаграмма направленности такой решетки, определяется выражением [51]:

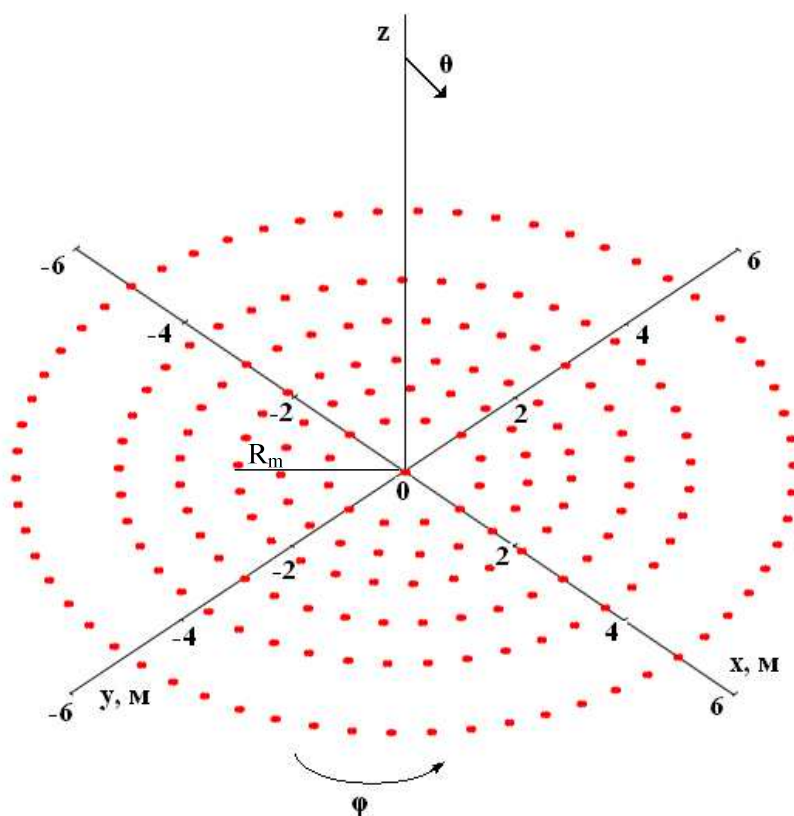
$$F(\theta, \varphi) = 1 + \sum_{m=1}^M \sum_{n=1}^{N_m} e^{jkR_m(\cos(\phi_n) \cdot u + \sin(\phi_n) \cdot v)}, \quad (2.16)$$

где $\phi_n = \frac{2\pi(n-1)}{N_m}$ определяет расположение n -го элемента на m -м кольце,

N_m – количество элементов в m -м кольце, R_m – радиус m -го кольца,

$u = \sin \theta \cos \varphi - \sin \theta_0 \cos \varphi_0$, $v = \sin \theta \sin \varphi - \sin \theta_0 \sin \varphi_0$,

θ_0 и φ_0 – направление максимума главного лепестка ДН луча.



№ кольца, m	R_m , м	N_m
1	1	12
2	1,59	19
3	2,14	26
4	2,88	36
5	3,66	45
6	4,98	62

Рисунок 2.8 – Конфигурация ККАР

На рисунке 2.9 приведена трехмерная нормированная диаграмма направленности луча ДН данной ККАР, смоделированная в пакете MathCAD на основе выражения (2.16).

С учетом круговой структуры ДН ККАР, для анализа влияния её боковых лепестков достаточно рассмотреть нормированную функцию множителя такой решетки в логарифмическом масштабе $G(\theta, \varphi)$ (подставляем (2.16) в (2.8)). Ввиду симметрии ДН достаточно рассмотреть сечение данной функции в плоскости $\varphi = 0$ (рисунок 2.10).

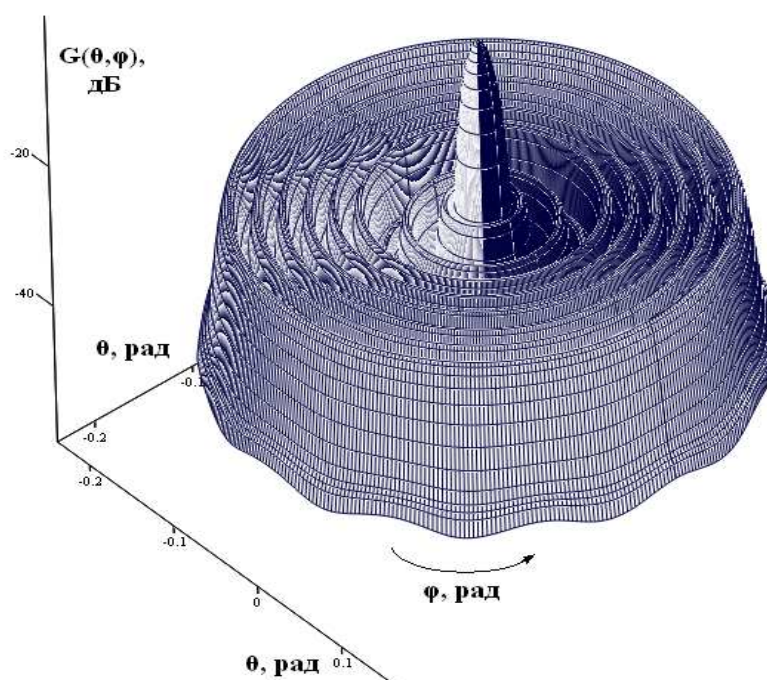


Рисунок 2.9 – График зависимости $G(\theta, \varphi)$ ККАР

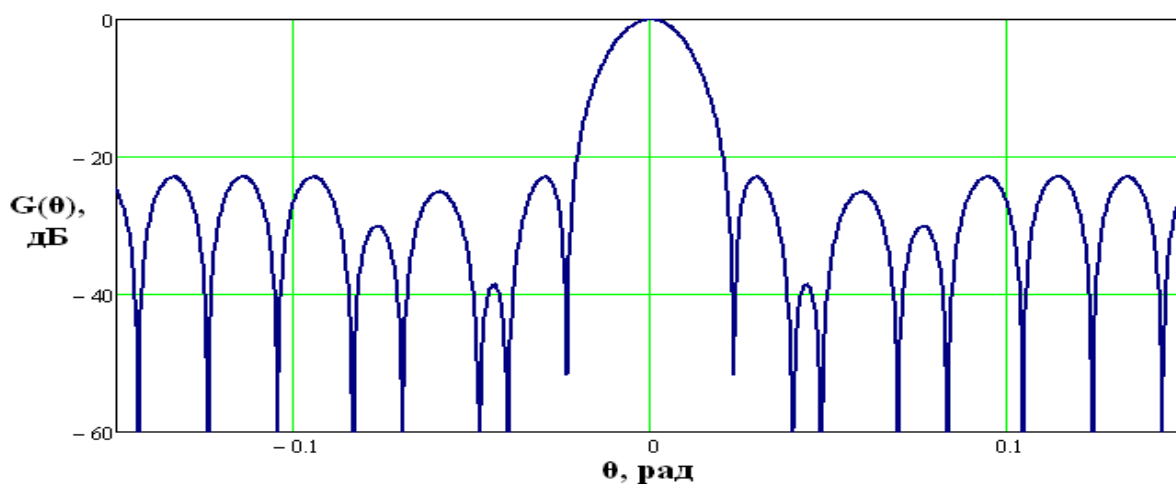


Рисунок 2.10 – График зависимости $G(\theta, 0)$ ККАР

2.2 Оценка зоны покрытия лучей антенной решетки

2.2.1 Определение зон видимости, покрытия, обслуживания

Понятие *зона видимости* ИСЗ обозначает поверхность Земли, с которой ИСЗ виден под углом места γ больше некоторого минимально допустимого значения в течение заданной длительности сеанса связи [5]. Границы зоны видимости определяется условием $\gamma > 0$. Реально во избежание затенения ИСЗ земными предметами, возвышенностями, а также увеличения шумов из-за приема шумового излучения Земли границу зоны радиовидимости определяют из условия

$$\gamma_r > 5 \quad (2.17)$$

или

$$\gamma_r > 10. \quad (2.18)$$

Зная координаты ИСЗ в геоцентрической системе, можно вычислить значения азимута A и угла места γ для любой точки N размещения ЗС с координатами в геоцентрической системе координат φ_N и λ_N ; при этом приходится учитывать неидеальность поверхности Земли, высоту точки N над поверхностью идеального земного шара. Если считать Землю идеальным шаром, возвышение станции над уровнем моря нулевым, а спутник расположенным в плоскости экватора с периодом, точно равным звездным суткам (геостационарный ИСЗ), то азимут и угол места для луча антенны ЗС можно вычислить по формулам [5]:

$$A = \operatorname{arctg} \frac{\sin(\lambda_C - \lambda_N)}{-\sin \varphi_N \cos(\lambda_C - \lambda_N)} + k\pi; \quad (2.19)$$

$$\gamma = \arcsin \frac{H \cos \varphi_N \cos(\lambda_C - \lambda_N) - R}{\sqrt{H^2 + R^2 - 2HR \cos \varphi_N \cos(\lambda_C - \lambda_N)}}, \quad (2.20)$$

где λ_C — долгота подспутниковой точки спутника в относительной геоцентрической системе координат; $H \approx 42170$ км – радиус орбиты относительно центра Земли; $R \approx 6371$ км – радиус Земли; $k = 0$ при $\varphi_N < 0, \lambda_C > \lambda_N$; $k = 2$ при $\varphi_N < 0, \lambda_C < \lambda_N$; $k = 1$ при $\varphi_N > 0$.

Если диаграммы направленности бортовых антенн ИСЗ на прием и передачу достаточно широки, чтобы охватить всю видимую с ИСЗ часть Земли

при малой неравномерности усиления, то зона покрытия совпадает с зоной видимости - это так называемая глобальная зона покрытия. Однако для улучшения энергетики линий связи все чаще создаются зоны покрытия малого размера, максимально приближенные к границам обслуживаемой территории - региона, государства или даже его части [5].

Важнейшей характеристикой системы спутниковой связи является *зона покрытия* - часть зоны видимости. Она определяется как территория, в каждой точке которой угол места при направлении антенны ЗС на спутник не меньше минимально допустимого и на которой обеспечиваются необходимые энергетические соотношения на линии связи при определенных параметрах земной станции. Причем в данном случае необходимо учитывать не только энергетический баланс на линии «вниз» (спутник-Земля), но и на линии «вверх» (участок Земля-спутник). Так, в ССС с разветвленной сетью земных станций наращивание мощности передатчиков ЗС оказываются дорогостоящей, либо труднореализуемой задачей (например, в случае абонентских портативных терминалов) и не считаться с энергетикой на линии «вверх» нельзя.

Используется также понятие *зоны обслуживания* - часть поверхности Земли, на которой необходимо обеспечить стабильную работу земных станций. На этой территории необходимо обеспечить не только выполнение всех условий, определяющих зону покрытия, но и соблюдение необходимой защиты от помех со стороны других радиосистем, в том числе других ССС. Очевидно, что зона покрытия всегда охватывает зону обслуживания и превышает её. Регламент радиосвязи в интересах эффективного использования орбиты и полосы частот рекомендует, чтобы зона покрытия была как можно ближе к зоне обслуживания. Поэтому в рамках данной работы введем допущение, что зона обслуживания тождественна зоне покрытия.

Понятие *зоны помех* обозначает часть поверхности Земли, в пределах которой создаваемая системой связи плотность потока мощности может превышать некоторое предельное значение, задаваемое из условий допустимости помех другим спутниковым или наземным системам радиосвязи. Кроме того,

зоной помех можно назвать области земной поверхности, в которых помеха от боковых лепестков луча МЛА превышает допустимый уровень для работы ЗС в зонах покрытия других лучей.

При проектировании ССС для оценки зоны покрытия ИСЗ широко используется понятие *заявочной характеристики антенны (ЗХА)* – набор замкнутых контуров, соответствующих постоянному усилению передающей антенны ИСЗ (либо луча МЛА), изображенных на географической карте. Для построения ЗХА необходимо решить геометрическую задачу: построить на поверхности Земли линию пересечения этой поверхности с поверхностью конуса, соответствующего постоянному усилению передающей антенны ИСЗ (рисунок 2.11).

Такая коническая поверхность характеризуется определенным ослаблением в децибелах относительно максимального усиления передающей антенны ИСЗ. Коническая поверхность постоянного усиления при пересечении ее с плоскостью, перпендикулярной оси луча антенны, образует окружность, эллипс, иногда и более сложную фигуру, сформированную для создания зоны покрытия специальной формы. Пересечение конической поверхности с поверхностью земного шара имеет более сложную форму, определение которой мы и рассмотрим.

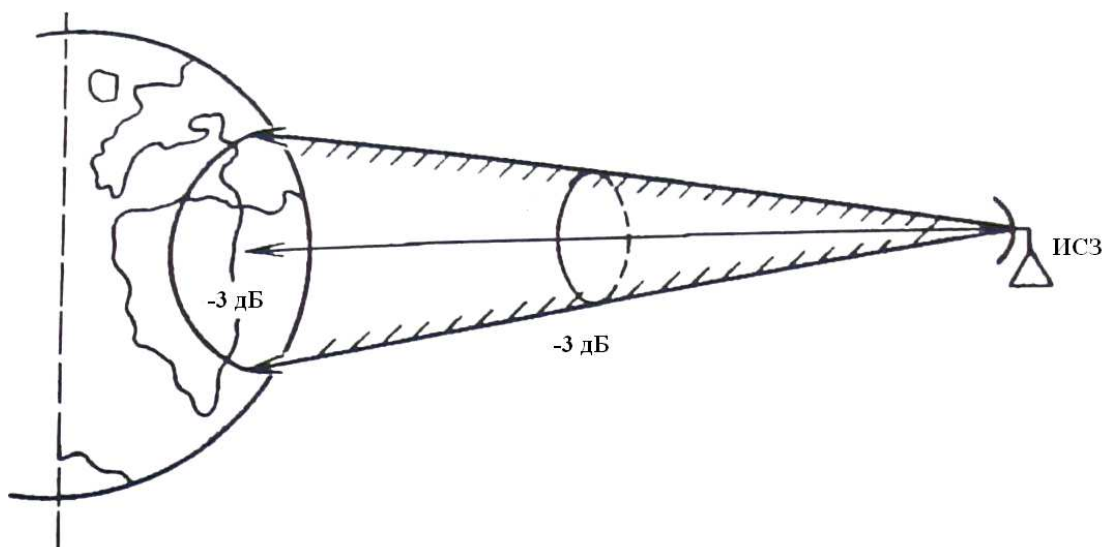


Рисунок 2.11 – Диаграмма, иллюстрирующая построение заявочной характеристики антенны

Если выбрать контур ЗХА с некоторым ослаблением Δ_1 , при котором обеспечивается необходимое качество приема на ЗС данной системы, то это и будет зона покрытия системы, но приближенная, поскольку при этом не учтены нестабильность положения ИСЗ и ориентации его антенны, а также зависимость затухания сигнала от угла прихода луча на Землю, от метеоусловий, не учтено также влияние линии Земля-Космос. Очевидно, что ЗХА, построенная при некотором ослаблении Δ_1 всегда несколько больше истинной зоны покрытия.

Наиболее простой и наглядный, хотя и приближенный, метод построения ЗХА - графический. Он основан на применении специальных карт, изображающих поверхность Земли так, как она видна с геостационарного ИСЗ. Такая картографическая проекция, именуемая спутниковой, относится к категории азимутальных поперечных проекций (точки земной поверхности проектируются на плоскость, перпендикулярную плоскости экватора [52]). Начало координат в этой системе совмещено с конкретной точкой S расположения ИСЗ (рисунок 2.12); O – центр Земли; P – северный полюс Земли. Положение некоторой точки N земной поверхности в этой системе координат полностью определяется линейными координатами проекции точки N из точки S на указанную плоскость. Можно также использовать (рисунок 2.12) непосредственно угловые значения β_1 и β_2 , где $\beta_1 = \angle OSA$ (расположен в плоскости экватора), $\beta_2 = \angle NSA$ (в плоскости, перпендикулярной плоскости экватора), NA – перпендикуляр к плоскости экватора, опущенный из точки N .

Углы и β_1 и β_2 определяются по формулам:

$$\beta_1 = \arcsin[(R \cos \varphi \sin \Delta\lambda) / l]; \quad \beta_2 = \arctg[(R \sin \varphi) / l], \quad (2.21)$$

где $l = \sqrt{H^2 + R^2 \cos^2 \varphi - 2RH \cos \varphi \cos \Delta\lambda}$ - длина линии SA (рисунок 2.12);

φ – географическая широта точки N ;

$\Delta\lambda$ – разница долгот точки N и подспутниковой точки ИСЗ;

R – радиус Земли (ON); H – радиус орбиты CP ;

d - наклонная дальность для точки N (длина линии SN).

Наименьшее расстояние до подспутниковой точки, т.е. точки, лежащей на

прямой между ИСЗ и центром Земли называется наклонная дальность d и определяется по формуле:

$$d = \sqrt{l^2 + R^2 \sin^2 \varphi}, \quad (2.22)$$

или после выполнения преобразований

$$d = \sqrt{H^2 + R^2 - 2HR \cos \varphi \cos \Delta\lambda}. \quad (2.23)$$

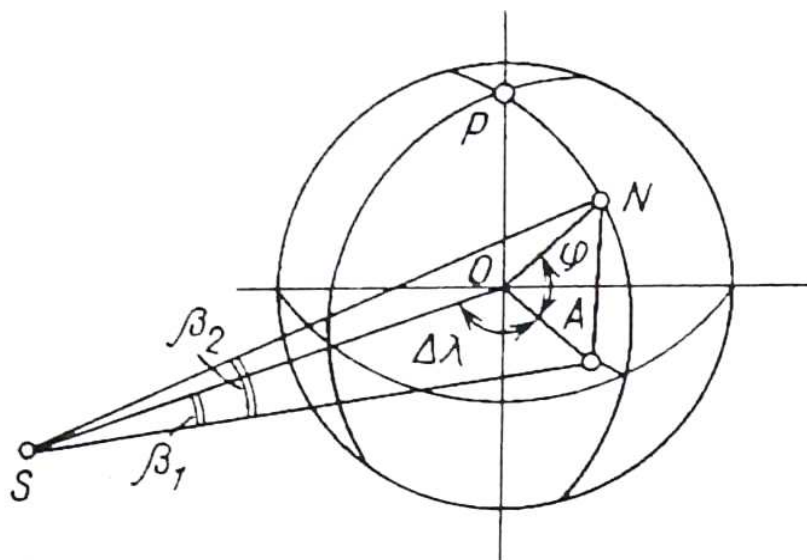


Рисунок 2.12 – Система координат, связанная со спутником
(угловая спутниковая проекция)

Проекция с координатами (β_1, β_2) называется *угловой спутниковой проекцией*.

С использованием известных формул решения треугольников, получено выражение для обратного перехода к геоцентрической системе координат:

$$\varphi = \arcsin \frac{H \cos(\beta_1) \operatorname{ctg}(\beta_2) - \sqrt{(H \cos(\beta_1) \operatorname{ctg}(\beta_2))^2 - (\operatorname{ctg}^2(\beta_2) + 1)(H^2 - R^2)}}{R(\operatorname{ctg}^2(\beta_2) + 1)}, \quad (2.24)$$

$$\Delta\lambda = \arcsin(\tan(\varphi) \cdot \sin \beta_1 \cdot \operatorname{ctg}(\beta_2)) + \lambda_S. \quad (2.25)$$

Кроме того, для удобства построения гексагональной сети можно перейти к координатам $(x; y)$ на плоскости, проходящей по касательной к земной сфере (рисунок 2.13).

Формулы для перехода к координатам на плоскости:

$$x = (H - R) \tan(\beta_1), \quad y = (H - R) \tan(\beta_2). \quad (2.26)$$

При этом ширину ДН луча $\theta_{\text{Д}}$ можно связать с радиусом зоны обслуживания R_3 по формуле:

$$R_3 = H \operatorname{tg} \frac{\theta_{\text{Д}}}{2}. \quad (2.27)$$

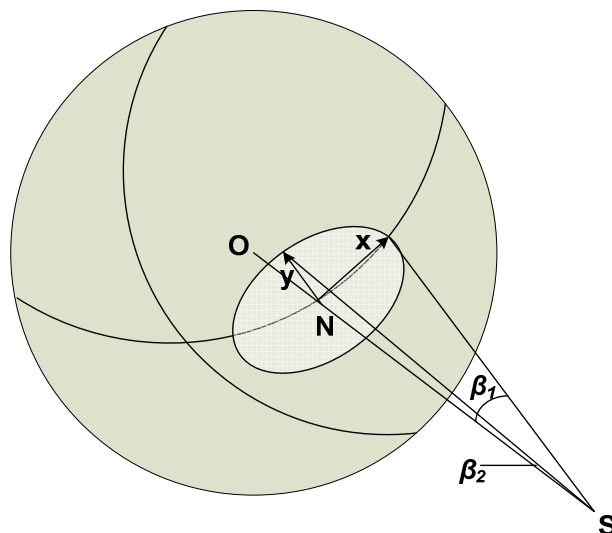


Рисунок 2.13 – Плоская система координат и угловая спутниковая проекция

При реальном проектировании системы для определения зоны покрытия необходимо учитывать ряд дополнительных обстоятельств. Так, расстояния от ИСЗ до различных точек на поверхности Земли различны, следовательно, несколько различно и затухание радиосигналов.

Кроме того, в атмосфере Земли возникает дополнительное затухание, которое в основном обусловлено частицами влаги, зависит от угла прихода луча (угла места антенн ЗС) и при малых углах заметно возрастает. В этой связи работа ССС при малых углах места, особенно на частотах выше 10 ГГц становится малоэффективна, что уменьшает зону покрытия по сравнению с построенной чисто геометрически заявочной характеристикой.

Существенно влияет на размеры зоны обслуживания нестабильность положения ИСЗ на орбите и нестабильность ориентации его антенн. В связи с этим для точного расчета зоны покрытия приходится определять ту часть поверхности Земли, где заданное качество связи обеспечивается при любых, даже

самых неблагоприятных сочетаниях параметров, характеризующих нестабильность ИСЗ. Иными словами, приходится отыскивать внутреннюю огибающую зон покрытия, рассчитанных для различных сочетаний величин, определяющих положение ИСЗ и направление его антенн. Такой расчет можно выполнить только с помощью ЭВМ [5, 52].

2.2.2. Оценка зоны покрытия спутникового ретранслятора

Построение зоны покрытия на карте состоит из четырех этапов [5].

1. Определение зоны видимости. Для этого решается геометрическая задача определения угла места для ЗС в некоторой точке земной поверхности, т.е. угла между направлением от этой точки на ИСЗ и поверхностью Земли (выражение (2.20)).

2. Определение зоны, в которой ИСЗ создает необходимую плотность потока мощности. Для этого проводится энергетический расчет линии спутник-Земля по направлениям, соединяющим ИСЗ с различными точками земной поверхности. Упрощенно этот расчет можно представить себе так. Если на оси диаграммы направленности (ДН) передающей антенны ИСЗ необходимая плотность потока у поверхности Земли достигается с некоторым превышением Δ (в децибелах), то для построения зоны необходимо по ДН определить угол β отклонения луча от оси, при котором уменьшение усиления антенны составит Δ , и найти пересечение конуса с вершиной в точке стояния ИСЗ и углом при вершине 2β с поверхностью земного шара.

Очевидно, что при перемещении «точки прицеливания» оси ДН к краю видимого с ИСЗ диска Земли луч становится все более наклонным к земной поверхности, и при неизменных угловых размерах луча площадь зоны обслуживания несколько возрастает (рисунок 2.14).

3. Определение зоны, которая отвечает условию приема космической станцией с необходимым качеством сигналов от находящейся в пределах зоны земной станции с нормированной в данной системе излучаемой мощностью. Эта задача подобна той, что решалась в п. 2, но с тем отличием, что при

энергетическом расчете линии Земля-спутник используются параметры приемной антенны и приемного комплекса ИСЗ и передающего комплекса ЗС.

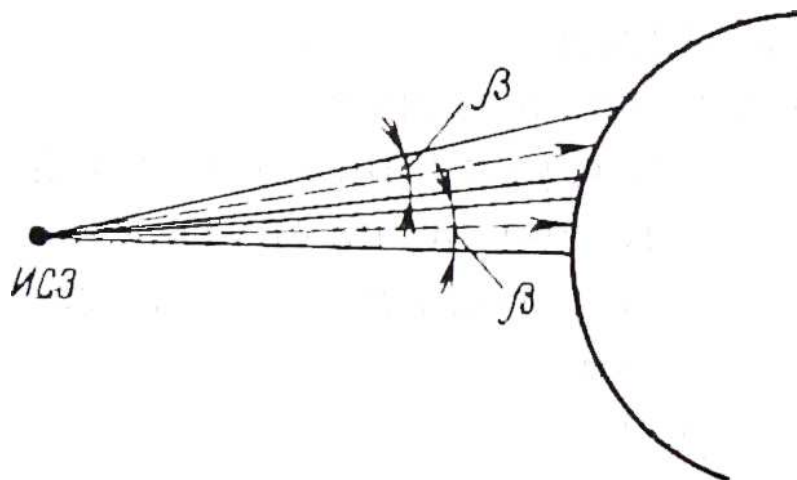


Рисунок 2.14 – Влияние точки прицеливания на размеры зоны покрытия

4. Определение зоны покрытия. На карту наносятся все три определённые зоны, и строится их внутренняя огибающая. Таким образом, зоной покрытия является территория, принадлежащая каждой из трех построенных зон, т.е. территория, на которой выполняются условия радиовидимости и условия необходимого качества связи на линиях спутник-Земля и Земля-спутник.

Следует указать, что описанный в п. 2 упрощенный геометрический способ построения зоны с необходимой плотностью потока неточен. В результате расчета по этому способу получается лишь так называемая заявочная характеристика антенны, приводимая страной-заявителем на первом этапе регистрации создаваемой новой системы спутниковой связи в Международном союзе электросвязи (ITU-R).

Приведем порядок расчета контура ЗХА по методике, предложенной в [52].

Для построения необходимы следующие исходные данные:

- координаты ИСЗ в той или иной системе координат, например геоцентрической; для геостационарного ИСЗ достаточно знать его долготу λ_C ;
- точка прицеливания луча ДН антенны ИСЗ, например, в геоцентрических координатах – долгота $\lambda_{ц}$ и широта $\varphi_{ц}$;
- угол $\theta_{-3дБ}$ раскрытия сечения луча ДН антенны ИСЗ по уровню -3 дБ; если

сечение луча эллиптическое, то задаются значения θ_0 и θ_j , соответствующие двум осям эллипса, и угол поворота главной оси эллипса (θ_0) σ (относительно плоскости $X_k O_k Y_k$ системы координат космического аппарата см. [52]; например, данная плоскость (рисунок 2.15) может быть параллельна плоскости экватора), для кругового сечения луча $\theta_0 = \theta_j$;

- ослабление усиления антенны Δ в децибелах в области главного лепестка, для которого строится контур ЗХА (как правило, -3дБ);

- радиус Земли R и геостационарной орбиты H .

Следует обратить внимание на то, что в некоторых случаях часть контура ЗХА определяется границей радиовидимости, где нарушается условие (2.17) или (2.18).

Шаг 1. Находим направление прицеливания бортовой антенны в углах системы координат $O_k X_k Y_k Z_k$, имеющей начало в точке размещения ИСЗ. Для этого определяем угол между проекцией оси ДН на плоскость $X_k O_k Y_k$ и осью координат $O_k (-X_k)$ (угол бокового отклонения антенны):

$$\psi_{\delta} = \arctg \frac{R \cos \varphi_{\Pi} \sin(\lambda_{\Pi} - \lambda_c)}{H - R \cos \varphi_{\Pi} \cos(\lambda_{\Pi} - \lambda_c)} \quad (2.28)$$

и угол между осью ДН и ее проекцией на плоскость $X_k O_k Y_k$ (угол подъема антенны, см. рисунок 2.15)

$$\psi_{\Pi} = \arctg \frac{R \sin \varphi_{\Pi} \cos \psi_{\delta}}{H - R \cos \varphi_{\Pi} \cos(\lambda_{\Pi} - \lambda_c)} \quad (2.29)$$

Шаг 2. Вычисляем ряд величин, необходимых для определения границ ЗХА, обусловленных радиовидимостью:

$$\begin{aligned} p_0 &= \arcsin[(R \cos \gamma_r) / H]; & p_1 &= \gamma_r + p_0; & p_2 &= H - R \sin p_1; \\ y_1 &= p_2 \operatorname{tg} \psi_{\delta}; & z_1 &= p_2 (\operatorname{tg} \psi_n) / \cos \psi_{\delta}; & p_3 &= (R \cos p_1)^2 - y_1^2 - z_1^2. \end{aligned} \quad (2.30)$$

Шаг 3. Рассчитаем элементы матрицы, необходимой для преобразования системы координат КА к системе координат, связанной с бортовой антенной (у которой ось $O_k X_A$ является продолжением оси ДН антенны $ЦO_k$):

$$a_{11} = \cos \psi_{\Pi} \cos \psi_{\delta}; \quad a_{12} = \sin \psi_{\Pi} \cos \psi_{\delta} \sin \sigma + \sin \psi_{\delta} \cos \sigma;$$

$$\begin{aligned}
 a_{13} &= \sin \psi_{\Pi} \cos \psi_{\delta} \cos \sigma - \sin \psi_{\delta} \sin \sigma; & a_{21} &= -\cos \psi_{\Pi} \sin \psi_{\delta}; \\
 a_{22} &= -\sin \psi_{\Pi} \sin \psi_{\delta} \sin \sigma + \cos \psi_{\delta} \cos \sigma;
 \end{aligned}
 \tag{2.31}$$

$$a_{23} = -\sin \psi_{\Pi} \sin \psi_{\delta} \cos \sigma - \cos \psi_{\delta} \sin \sigma;$$

$$a_{31} = -\sin \psi_{\Pi}; \quad a_{32} = \cos \psi_{\Pi} \sin \sigma; \quad a_{33} = \cos \psi_{\Pi} \cos \sigma.$$

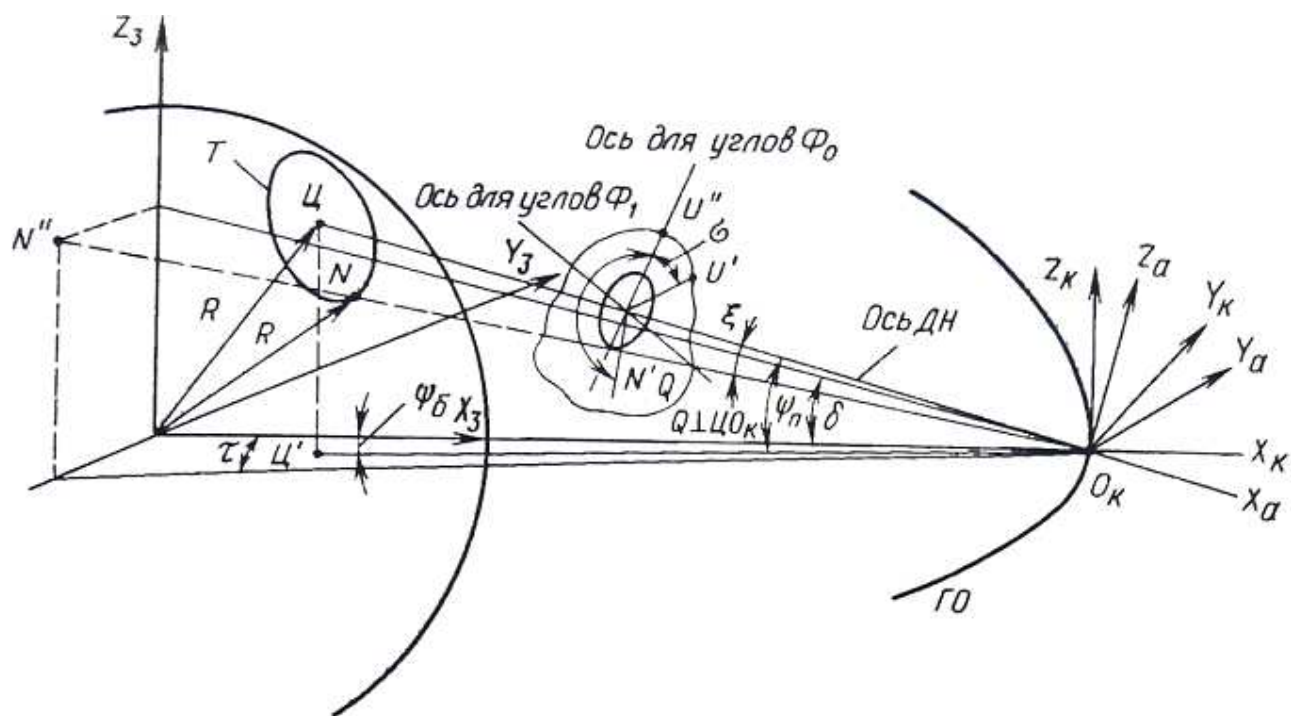


Рисунок 2.15 – Построению контура ЗХА на поверхности Земли

Шаг 4. Методом итераций по выражению (2.8), определяющему ДН АР, находим угол δ_A , при котором ослабление усиления антенны Δ равно заданному.

Шаг 5. Определяем шаг расчета $\Delta\Omega = 2\pi/n$, где n – желательное число точек на контуре ЗХА, $\Delta\Omega$ – шаг поворота плоскости радиуса-вектора $O_K \Pi N$.

Шаг 6. Для i -й точки

$$\Omega_i = (i-1)\Delta\Omega \tag{2.32}$$

Шаг 7. Вычисляем угол между осью ДН антенны и вектором анализа $O_K N$:

$$\xi_i = \arctg \left\{ \left[\operatorname{tg}(\delta_A \theta_0) \right] / \sqrt{e^2 \sin^2 \Omega_i + \cos^2 \Omega_i} \right\}, \tag{2.33}$$

где

$$e = \operatorname{tg}(\theta_0 / 2) / \operatorname{tg}(\theta_1 / 2) \tag{2.34}$$

– отношение полуосей эллипса в поперечном сечении ДН антенны.

Находим линейные координаты точки N' (см. рисунок 2.15) в системе координат антенны $O_k X_a Y_a Z_a$:

$$x_{Ai} = -1; \quad y_{Ai} = tg \xi_i \cos \Omega_i; \quad z_{Ai} = tg \xi_i \sin \Omega_i. \quad (2.35)$$

И в системе координат КА:

$$\begin{bmatrix} x_{1i} \\ y_{1i} \\ z_{1i} \end{bmatrix} = [a_{jk}] \begin{bmatrix} x_{Ai} \\ y_{Ai} \\ z_{Ai} \end{bmatrix}, \quad (2.36)$$

где $[a_{jk}]$ – транспонированная матрица направляющих косинусов, все элементы которой определены на шаге 3 (формула (2.31)).

И наконец, вычисляем углы τ и δ , определяющие положение вектора анализа $O_k N''$ в системе координат $O_k X_k Y_k Z_k$:

$$\tau_i = \arctg[y_{1i} / (-x_{1i})]; \quad \delta_i = \arctg[z_{1i} / (-x_{1i})]. \quad (2.37)$$

Шаг 8. Проверяем, не нарушено ли условие радиовидимости при этих значениях углов τ и δ :

$$\arctg \sqrt{tg^2 \tau_i + tg^2 \delta_i} \leq p_0 \quad (2.38)$$

(p_0 было определено на шаге 2).

Если условие выполняется, переходим к шагу 11. Если нет, то определяем границу ЗХА из условия радиовидимости, т.к. по углу места по углу места γ_r .

Шаг 9. Вычисляем

$$\begin{aligned} y_{2i} &= p_2 tg \tau_i; & z_{2i} &= p_2 tg \delta_i; & \varphi_i &= \arctg \frac{y_{2i} - y_{1i}}{z_{2i} - z_{1i}}; \\ p_{4i} &= -(y_{1i} \sin \varphi_i + z_{1i} \cos \varphi_i); & p_{5i} &= p_{4i} (1 - \sqrt{1 - p_3 / p_{4i}^2}); \\ \tau_{\Gamma i} &= \arctg \frac{y_{1i} + p_{5i} \sin \varphi_i}{p_2}; & \delta_{\Gamma i} &= \arctg \frac{z_{1i} + p_{5i} \cos \varphi_i}{p_2}. \end{aligned} \quad (2.39)$$

Шаг 10. Заменяем значения τ_i и δ_i , определенные на шаге 7 по (2.37), на значения $\tau_{\Gamma i}$ и $\delta_{\Gamma i}$, полученные по (2.39)

Шаг 11. Вычисляем координаты точки N , лежащей на пересечении вектора

анализа $O_k N''$ с поверхностью земного шара, в системе координат КА:

$$\begin{aligned} x_{Ni} &= (H / p_i^2) \left[\sqrt{1 - p_i^2 (1 - R^2 / H^2)} - 1 \right]; \\ y_{Ni} &= -x_{Ni} \operatorname{tg} \tau_i; \quad z_{Ni} = -x_{Ni} \operatorname{tg} \delta_i; \end{aligned} \quad (2.40)$$

где $p_i^2 = 1 + \operatorname{tg}^2 \tau_i + \operatorname{tg}^2 \delta_i$.

Определяем наклонную дальность $O_k N$:

$$d_i = \sqrt{x_{Ni}^2 + y_{Ni}^2 + z_{Ni}^2} = H \left[1 - \sqrt{1 - p_i^2 (1 - R^2 / H^2)} \right] / p_i. \quad (2.41)$$

Переходим к координатам точки N в обычной земной (гринвической) системе координат. Широта и долгота этой точки

$$\varphi_i = \arcsin \frac{d_i \operatorname{tg} \delta_i}{p_i R}; \quad \lambda_i = \arcsin \frac{d_i \operatorname{tg} \tau_i}{p_i R \cos \varphi_i} + \lambda_c. \quad (2.42)$$

Определяем $C = |\lambda_i|$. Если $C \leq \pi$, завершаем этот шаг. Если $C > \pi$, находим $\lambda_i^* = -\lambda_i(2\pi - C) / C$. Точку N с координатами φ_i , λ_i (или λ_i^*) наносим на карту.

Шаг 12. Даем приращение индексу $\underline{i} = i + 1$ и, начиная с шага 6, проводим расчет для следующей точки. По достижении $\underline{i} = n$ расчет окончен. Полученные на карте точки соединяем ломаной или плавной линией и получаем ЗХА.

Используя приведенный алгоритм можно построить ЗХА для каждого луча МЛА СР, а также построить зоны помех, порождаемые боковыми лепестками диаграммы направленности антенны. На рисунке 2.16а приведена зона обслуживания СР, выведенного на геостационарную орбиту 90° в.д., построенная по приведенному алгоритму. Многолучевая антенная решетка формирует 40 узких лучей, каждый из которых имеет ширину ДН равную 1° . Позиция 90° в.д. выбрана исходя из того, что дуга 80° - 90° в.д. оптимальна для формирования рабочей зоны, максимально охватывающей Россию [20]. Соответствующая зона обслуживания в угловой спутниковой проекции приведена на рисунке 2.16б.

Пересечение зон обслуживания осуществляется на уровне -3 дБ ДН АР (рисунок 2.17), которое является оптимальным [31] и, как правило, применяется на практике [1, 5].

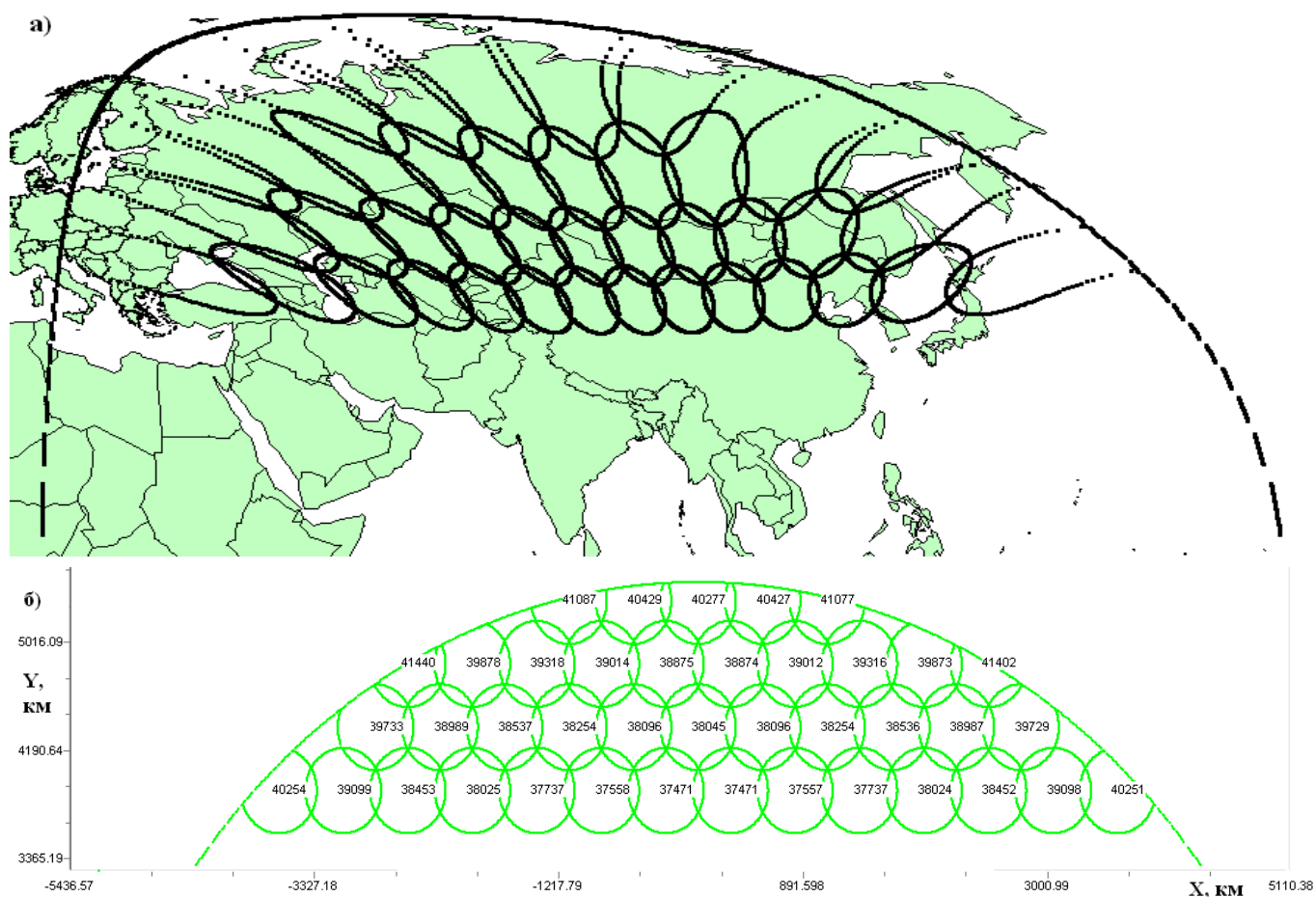


Рисунок 2.16 – Зона обслуживания СР, выведенного на ГСО 90° в.д.
а) в географических координатах б) в угловой спутниковой проекции

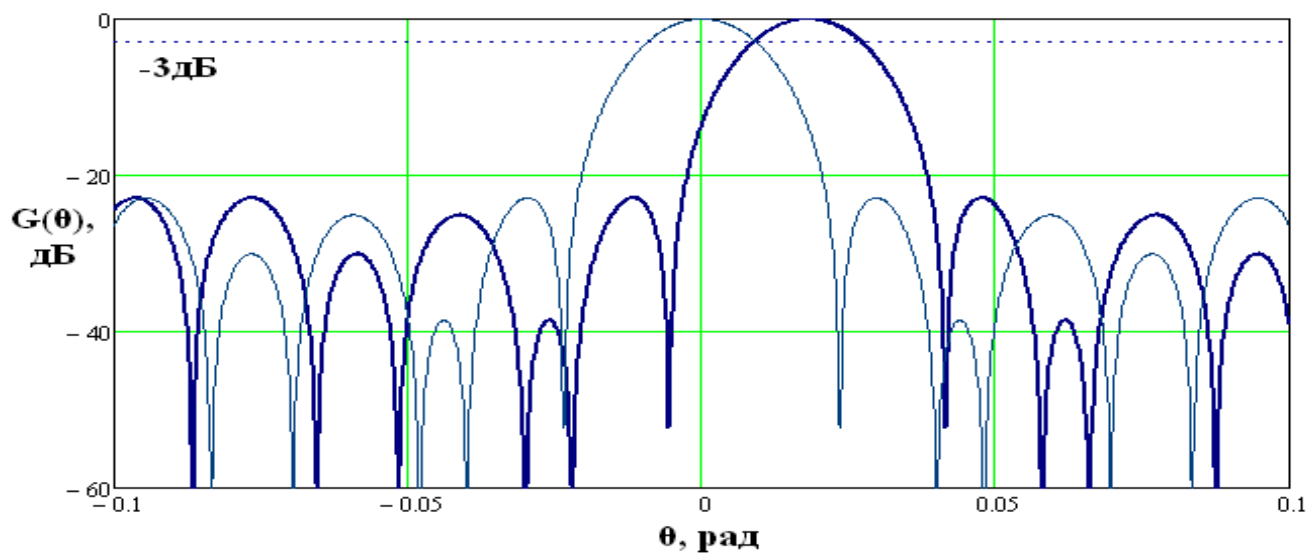


Рисунок 2.17 – Пересечение соседних лучей по уровню -3 дБ

Как видно на рисунке 2.16б гексагональная сеть спутниковой связи носит регулярную структуру. В то же время при проведении ЧТП необходимо

учитывать её неоднородность, вызванную различной наклонной дальностью в каждом из лучей, которая может варьироваться от 37,4 до 40,4 тыс. км (на рисунке 2.166 наклонная дальность d , км указана в центрах лучей).

2.3 Определение энергетических параметров лучей антенной решетки

2.3.1 Структура СПСС с зональным обслуживанием

На рисунке 2.18 приведен вариант схемы связи СПСС с зональным обслуживанием, построенной на основе геостационарного спутникового ретранслятора [41]. Связь с наземными подвижными абонентскими терминалами осуществляется через бортовую приемопередающую многолучевую АР в L диапазоне частот.

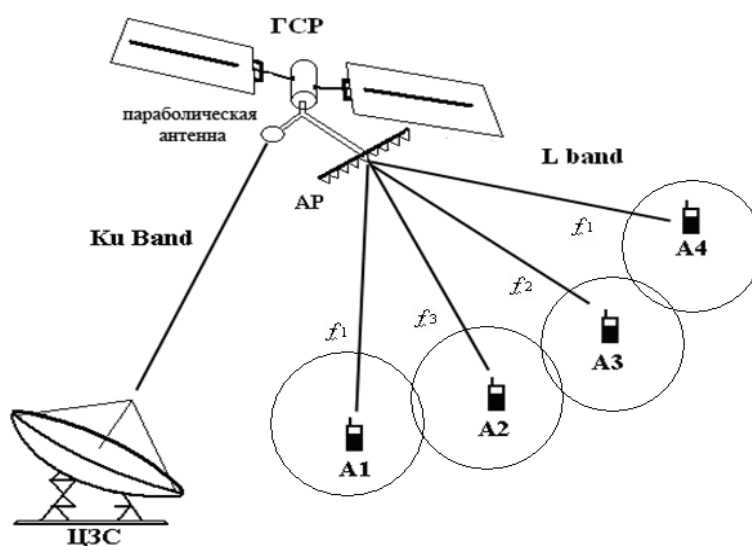


Рисунок 2.18 – Упрощенная структура системы подвижной спутниковой связи

Фидерный канал, обеспечивающий связь с центральной земной станцией работает в Ku диапазоне частот с применением традиционной параболической антенны. При этом сигналы, передаваемые с ЦЗС на СР уплотняются в высокоскоростные потоки TDM. Структурная схема обработки сигналов показана на рисунке 2.19.

Для обеспечения дуплексных каналов связи между абонентскими терминалами сети используется технология FDD (частотный дуплекс). На борту

СР осуществляется обработка сигналов, принятых с мобильных абонентских станций, включающая их де- и ре- модуляцию. При организации внутрисетевой связи между абонентскими терминалами осуществляется обработка и полная регенерация сигналов.

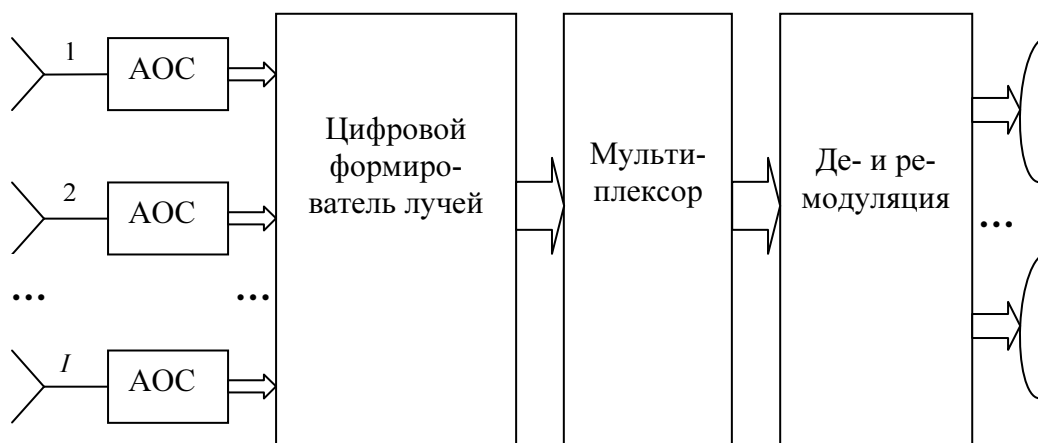


Рисунок 2.19 – Схема обработки сигналов в системе с технологией ЦФЛ

Внутри зоны обслуживания множественный доступ для абонентов осуществляется за счет применения технологии FDMA/TDMA. При этом каждая частотная несущая содержит 8 физических каналов, размещенных в 8 временных окнах в пределах TDMA кадра [53, 54].

Каждый из I антенных элементов получает сигнальную смесь, содержащую в себе полезный сигнал одного из выделенных для данного луча СПСС частотных каналов [55]. Их число может изменяться в зависимости от количества абонентов, запросивших частотный ресурс в пределах зоны обслуживания. После предварительной аналоговой обработки сигналов (АОС) (усиление, переход на промежуточную частоту, формирование квадратур и при необходимости фильтрация) сигналы со всех антенных элементов, отличающиеся только фазовым сдвигом, поступают в блок цифрового формирования лучей (beamforming network, BFN) для выделения частотных каналов, используемых в луче из общего количества доступных в СПСС частот (происходит частотно-пространственная фильтрация).

Блок ЦФЛ осуществляет обработку сигналов, а также выполняет функции

ДОС, которая формирует лучи ДН АР. После обработки сигналов, они могут быть перегруппированы средствами бортовой коммутирующей матрицы и направлены на параболическую антенну, которая передает сигнал на центральную земную станцию (ЦЗС) (рисунки 2.18 и 2.19). Если необходимо, может быть проведено преобразование модуляции (де- и ремодуляция) [41].

2.3.2 Определение энергетических параметров спутниковых линий связи

Произведем расчет линии связи между двумя мобильными пользователями (абонентскими терминалами). На линии вниз (Земля-спутник) мощность сигнала на входе приёмника спутникового ретранслятора определяется формулой [39]:

$$P_{\text{аб.терм}} = \frac{\text{ЭИИМ}_{\text{аб.терм}} \cdot G_{\text{спутн}_0} \cdot G(\theta, \varphi)}{L_{\text{вверх}} \cdot L_{\text{доп}}}, \quad (2.43)$$

где $L_{\text{вверх}}$ – затухание сигнала в свободном пространстве на линии вверх,

$L_{\text{доп}}$ – дополнительные потери сигнала в атмосфере,

$G_{\text{спутн}_0}$ – коэффициент усиления антенны в направлении максимума ДН,

$G(\theta, \varphi)$ – множитель АР (2.8).

С учетом ослабления сигнала при отклонении от направления на максимум ДН АР, которое описывается функцией $G(\theta, \varphi)$, значение $G_{\text{спутн}} = G_{\text{спутн}_0} \cdot G(\theta, \varphi)$ и $\text{ЭИИМ}_{\text{спутн}} = \text{ЭИИМ}_{\text{спутн}_0} \cdot G(\theta, \varphi)$ достигают максимального значения в центре зоны обслуживания, а к её краю уменьшаются на 3 дБ (рисунок 2.20).

При расчетах энергетики линий спутниковой связи как правило используется значение $G_{\text{спутн}}$ и $\text{ЭИИМ}_{\text{спутн}}$ на границе зоны обслуживания [3].

Затухание сигнала в свободном пространстве определяется по формуле [5]:

$$L = \left(\frac{4\pi fd}{c} \right)^2, \quad (2.44)$$

где f – частота сигнала, c – скорость света, d – наклонная дальность.

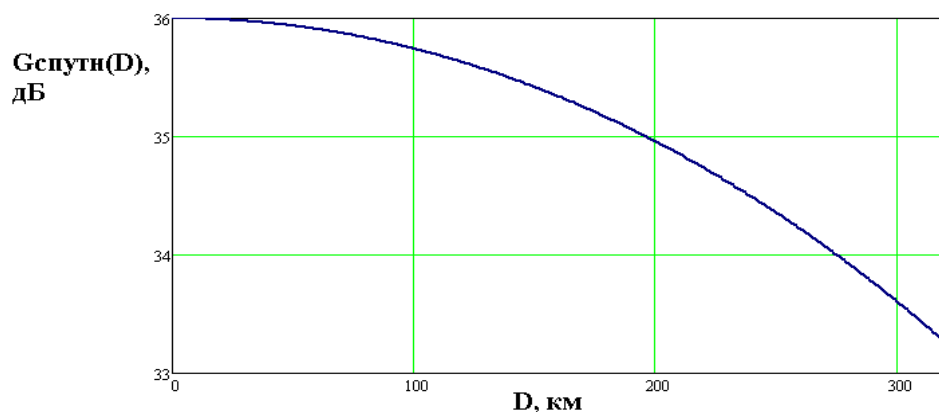


Рисунок 2.20 – Уменьшение усиления антенны к границе зоны обслуживания

Например, в случае если абонентский терминал находится в пределах г. Новосибирска (координаты $\varphi = 55^{\circ}02'$ с.ш., $\lambda = 82^{\circ}55'$ в.д.), а СР выведен на геостационарную орбиту $\lambda_s = 90^{\circ}$ в.д., наклонная дальность, определенная по выражению (2.23) составит $d = 38890$ км. С учетом найденного значения d , из (2.44) получаем $L_{\text{вверх}} = 188.456$ дБ, $L_{\text{вниз}} = 187.904$ дБ.

Дополнительные потери сигнала $L_{\text{доп}}$, обусловленные поглощением радиоволн в атмосфере, зависят от используемой частоты, угла места земной станции, климатических условий и т.д. Их значение может варьироваться в пределах от 1,5 дБ до 6 дБ [52, 56].

Мощность шума на входе АР СР определяется по формуле [5]:

$$P_{\text{ш.спутн}} = k \cdot B \cdot T_{\text{спутн}}, \quad (2.45)$$

где k – константа Больцмана, B – ширина полосы частот, занимаемая сигналом.

Полоса частот сигнала зависит от позиционности модуляции M и скорости передачи данных R :

$$B = \frac{R(1 + \alpha)}{\log_2 M}, \quad (2.46)$$

где α – коэффициент скругления спектра, современные методы обработки сигналов позволяют достичь значения $\alpha = 0.2$, однако в большинстве действующих систем связи $\alpha = 0.35$ [53, 54].

Результирующее значение сигнал/(шум+помеха) (Signal Interference + Noise Ratio, SINR) на линии вверх с учетом (2.43) и (2.45) определяется выражением:

$$\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}} + P_{\text{инт}}} \right)_{\text{вверх}} = \frac{P_{\text{аб.терм}}}{P_{\text{ш.спутн}} + P_{\text{инт}}} = \frac{\text{ЭИИМ}_{\text{аб.терм}} \cdot G_{\text{спутн}_0} \cdot G(\theta, \varphi)}{k \cdot B \cdot T_{\text{спутн}} \cdot L_{\text{вверх}} \cdot L_{\text{доп}} + P_{\text{инт}}}, \quad (2.47)$$

где $P_{\text{инт}}$ – мощность интерференционной помехи от других лучей МЛА, использующих тот же частотный канал, что и рассматриваемый. Методика её определения будет рассмотрена далее.

На линии связи вниз (спутник-Земля) мощность сигнала на входе приёмника абонентского терминала определяется формулой

$$P_{\text{спутн}} = \frac{\text{ЭИИМ}_{\text{спутн}_0} \cdot G(\theta, \varphi) \cdot G_{\text{аб.терм}}}{L_{\text{вн}} \cdot L_{\text{доп}}}, \quad (2.48)$$

шум приемника:

$$P_{\text{ш.аб.терм}} = k \cdot B \cdot T_{\text{аб.терм}}. \quad (2.49)$$

Используя (2.48) и (2.49) определяем результирующее отношение SINR на линии вниз:

$$\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}} + P_{\text{инт}}} \right)_{\text{вниз}} = \frac{P_{\text{спутн}}}{P_{\text{ш.аб.терм}} + P_{\text{инт}}} = \frac{\text{ЭИИМ}_{\text{спутн}_0} \cdot G(\theta, \varphi) \cdot G_{\text{аб.терм}}}{k \cdot B \cdot T_{\text{аб.терм}} \cdot L_{\text{вн}} \cdot L_{\text{доп}} + P_{\text{инт}}}. \quad (2.50)$$

С учетом того, что при соединении мобильных абонентов СПСС с наземными службами связи производится обработка сигнала и его переизлучение, будем считать, что линия связи ИСЗ-ЦЗС, работающая в Ku диапазоне частот и обладающая достаточным энергетическим запасом, не вносит дополнительных помех в передачу радиосигнала. Линия связи ЦЗС-ИСЗ также обладает существенным запасом помехозащищенности. В этой связи, исследование оптимального ЧТП предлагается проводить без учета данных линий связи.

При организации внутрисетевой связи между абонентскими терминалами осуществляется полная регенерация сигналов, в связи с чем помехи одной линии не проникают во вторую. Поэтому линии вверх и вниз необходимо рассматривать отдельно.

Расчеты, проведенные по выражениям (2.47) и (2.50) для абонентского терминала, находящегося в пределах г. Новосибирска показали, что SINR при отсутствии интерференционной помехи $P_{\text{инт}}$ на границе зоны обслуживания на

линии вверх ($G_{\text{спутн}} = 33$ дБи, $\text{ЭИИМ}_{\text{терм}} = 8,5$ дБВт) составляет 6,908 дБ, а на линии вниз ($\text{ЭИИМ}_{\text{спутн}} = 45,3$ дБВт) – 13,487 дБ. Расчеты проводились на основании параметров антенн СР и абонентских терминалов, приведенных в первой главе, выбранных исходя из анализа существующих зарубежных СПСС и рекомендаций Международного союза электросвязи.

Таким образом, на линии вниз наблюдается значительный запас в энергетике (для передачи цифрового сигнала с кодированием FEC со скоростью кода 9/10 и модуляцией $\pi/4$ QPSK защитное отношение A_z с вероятностью ошибки $p_{\text{ош}} = 10^{-3}$ равно 6,42 дБ [57]). В то же время, на линии вверх, в связи с малой мощностью излучаемого сигнала абонентских терминалов, энергетический запас практически отсутствует. В этой связи, с учетом частотного дуплекса (FDD) целесообразно проводить ЧТП на линии вверх, как находящейся в более сложных условиях помехозащищенности. На линии вниз будет использоваться аналогичный частотный план. При этом несущие частоты будут отличаться на величину дуплексного разноса.

2.4 Разработка методики определения частотно-пространственных ограничений при учете влияния боковых лепестков ДН АР и множественности помех на частотно-территориальное планирование

Разрабатываемая методика определения частотно-пространственных ограничений для учета при ЧТП влияния боковых лепестков ДН АР, а также множественности помех основана на оценке уровня SINR, который устанавливается на границе зоне обслуживания при наличии интерференционных помех в сети. Она включает в себя следующие этапы:

- определение множества мешающих лучей;
- определение расстояния от центра каждого мешающего луча до границы зоны обслуживания текущего луча;
- расчет суммарного уровня помех от боковых и главных лепестков ДН мешающих лучей, который обозначим как IR (interference ratio);

- определение мощности интерференционной помехи $P_{\text{инт}}$;
- вычисления итогового значения SINR по выражениям (2.47) и (2.50) для каждого луча СПСС.

Обозначим множество зон обслуживания парциальных лучей ДН антенны через $M = \{m_i \mid i=1, \dots, M\}$ [39, 58]. Дискретное множество частотных каналов, выделенных для СПСС, обозначим через $F = \{f_k \mid k = 1, \dots, K\}$.

Для каждой m_i зоны однозначно определены координаты центра (x, y) , т.е. направление максимума ДН, множество частотных каналов $F_i = \{f_{ki} \mid k_i=1, \dots, K_i\}$, $F_i \subseteq F$ присвоенных формирующему её лучу, ЭИИМ передатчика, коэффициент усиления приемной антенны, радиус зоны обслуживания R_z , определяемый раскрывом ДН луча по уровню половинной мощности по формуле (2.14):

$$\forall m_i : \{x, y, F, G_{\text{спутн}}, R_z\}. \quad (2.51)$$

Рассмотрим плоскую антенную решетку. С использованием выражений (2.7), (2.8), (2.14) и (2.15) смоделирована зона обслуживания одного луча рассмотренной в п. 2.1.1 АР, с учетом первых пяти боковых лепестков. На рисунке 2.21 показана зона обслуживания главного лепестка ДН и зоны помех от боковых лепестков в спутниковой проекции. Также приведены радиусы зон обслуживания и помеховых зон, расстояния между центрами зон.

Обозначим множество помеховых зон от боковых лепестков – $S = \{s_1, s_2, \dots, s_j\}$. Аналогично множеству M , для каждого s_j однозначно определены координаты центра (x, y) , т.е. направление максимума бокового лепестка ДН, множество частотных каналов F_j , присвоенных лучу, к которому он относится:

$$\forall s_j : \{x_j, y_j, F_j\} \quad (2.52)$$

Для каждого из элементов множества M находим такие элементы множества S , которым присвоен один и тот же частотный канал, и которые пересекаются с этим элементом из множества M [39, 40, 59]:

$$\forall i, j, x, y, s_j \cap m_i, f_j = f_i, f_j \in F_j, F_j \in s_j, f_i \in F_i, F_i \in m_i. \quad (2.53)$$

При этом будем считать, что элементы множества S пересекают элементы M из геометрических соображений, исходя из условия:

$$\sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2} < R_3 \quad (2.54)$$

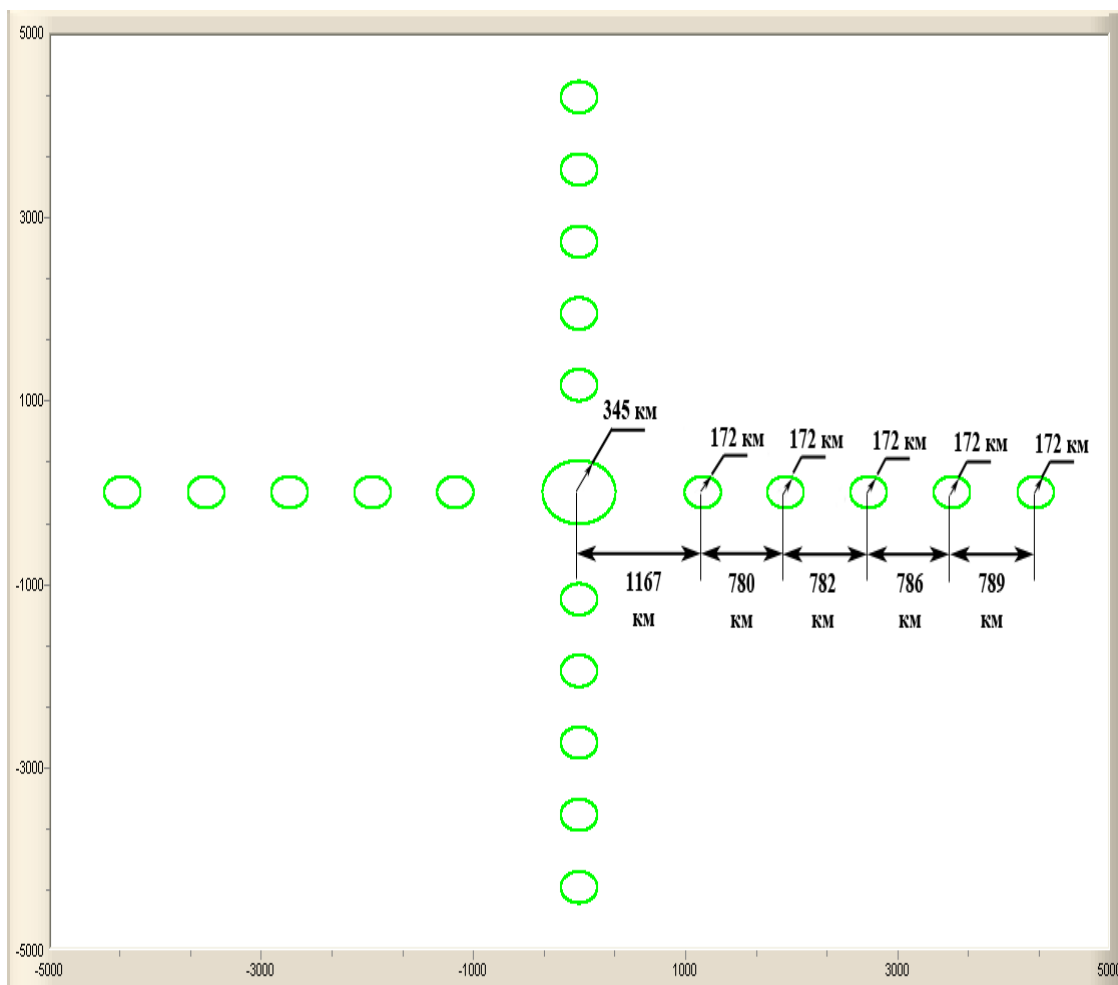


Рисунок 2.21 – Зона обслуживания и зоны помех одного луча плоской антенной решетке 100x100 элементов

После этого, рассчитав суммарный уровень боковых лепестков ДН всех лучей работающих в совмещенном канале относительно главного лепестка m_i зоны, получаем итоговое значение IR для луча m_i [39, 59]:

$$IR_{m_i} = -10 \lg \left(\sum_j 10^{\frac{SLR(s_j)}{10}} \right), \quad (2.55)$$

где $SLR(s_j)$ – отношение уровня главного лепестка ДН к уровню бокового лепестка, формирующего помеховую зону s_j .

В случае ККАР, с учетом круговой симметрии ДН для определения помехи по главному и боковым лепесткам можно использовать функцию нормированной

ДН АР $G(\theta)$ (рисунок 2.10). На рисунке 2.22 приведена зона обслуживания луча, формируемая главным лепестком ДН, построенная в геоцентрической системе координат. На рисунке 2.23 приводится зона помех от луча ДН ККАР.

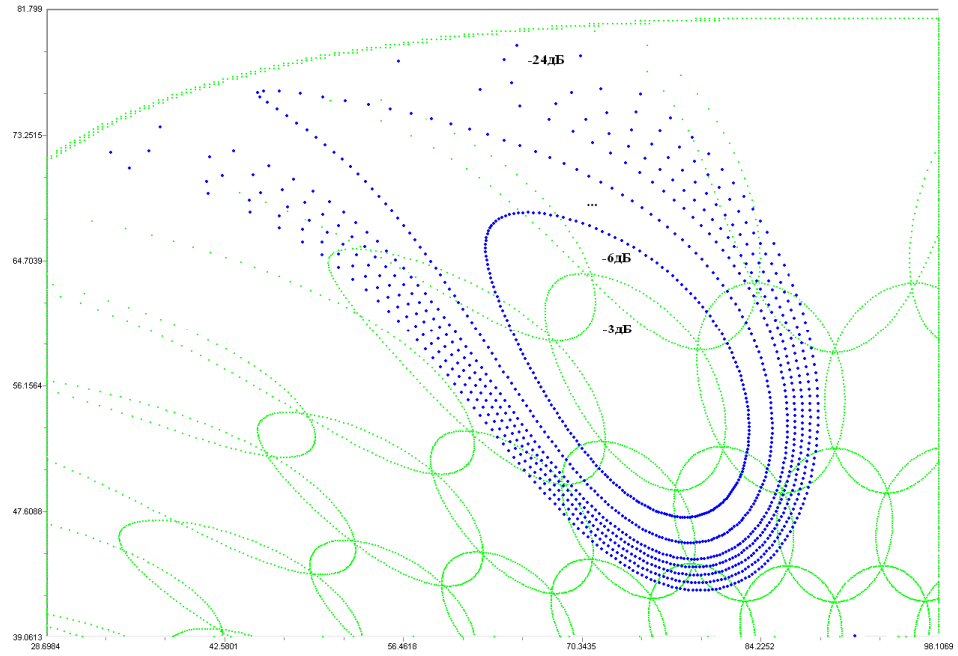


Рисунок 2.22 – Зона обслуживания луча ККАР

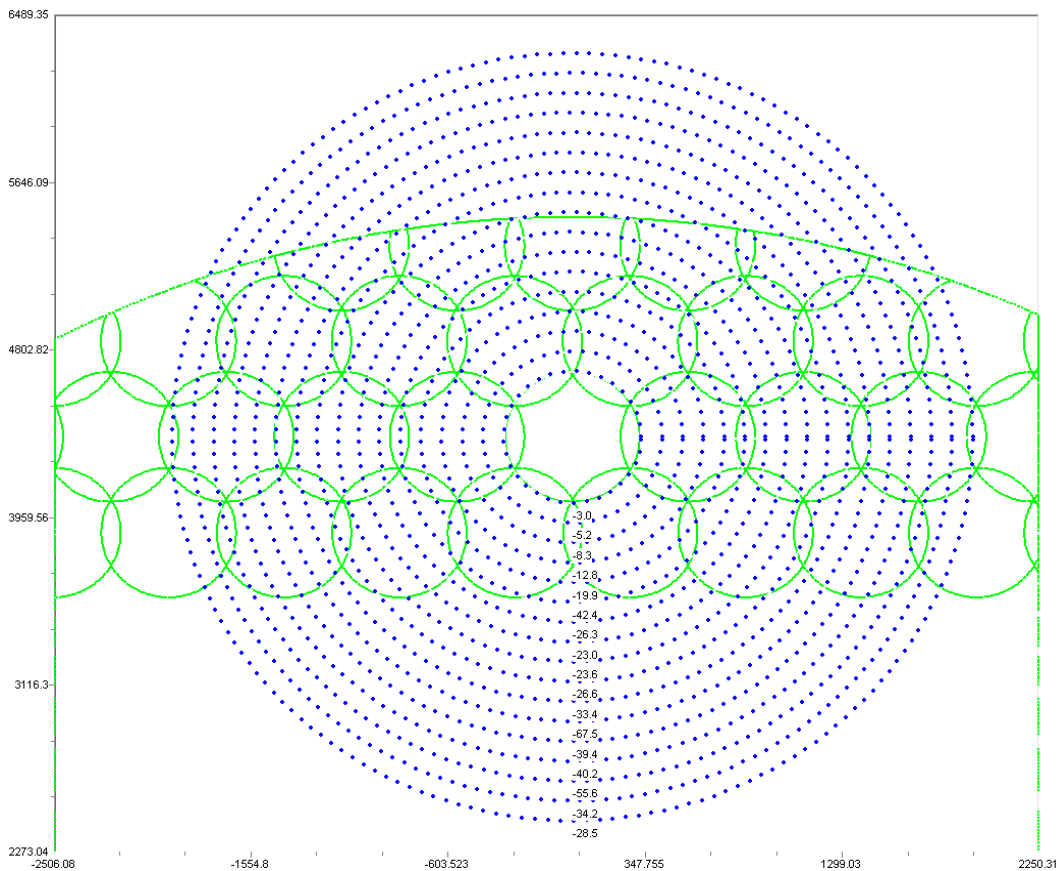


Рисунок 2.23 – Зона помех луча ККАР

Как видно из рисунка 2.22, главный лепесток ДН создает помеху не только смежным лучам, но и зонам обслуживания, находящимся через один луч. Помеха по боковым лепесткам ДН незначительна (от -23 дБ и ниже). Однако в условиях множественности мешающих лучей её также необходимо учитывать при ЧТП.

Пусть подмножество $M^* \subseteq M$ включает в себя все лучи ДН, которым назначен один и тот же частотный канал f_k из множества F ($M^* = M$ при единичном кластере), т.е. лучи работающие в совмещенном канале:

$$M^* = \{m_i \in M \mid f_i = f_k, f_k \in F\}. \quad (2.56)$$

Тогда уровень помехи, создаваемый другими лучами, работающим в том же частотном диапазоне, определяется из элементов множества M^* на основе функции $G(\theta)$ (2.8) [51]:

$$IR_{m_i} = 10 \lg \left(\sum_{k=1}^{card(M^*)} 10^{\frac{G(\theta_k)}{10}} \right), k \neq i, m_i \in M^*; \quad (2.57)$$

$card(M^*)$ – мощность множества M^* , $card(M^*)=M^*$;

θ_k – угол между границей зоны обслуживания i -го луча и осью ДН AP k -го мешающего луча, который в плоской системе координат вычисляется по формуле:

$$\theta_k = arctg \left(\frac{\sqrt{(x_i^* + R_s - x_k^*)^2 + (y_i^* - y_k^*)^2}}{H - R} \right), \quad (2.58)$$

где $H-R$ – высота СР над экватором.

На рисунке 2.24 приведен пример одиночной помехи от бокового лепестка мешающей ДН, удаленной на расстояние, соответствующее трехчастотной сети ($C_{кл} = 3$).

Суммарная мощность помехи от всех мешающих лучей определяется выражением:

$$P_{\text{инт}} = \sum_{i=1}^{M^*} \left(P_{\text{пом}_{m_i}} \cdot IR_{m_i} \right), \quad (2.59)$$

где $P_{\text{пом}_{m_i}}$ – мощность сигнала, принимаемого на СР (ЗС), сформированного в направлении максимума лепестка ДН m_i мешающего луча.

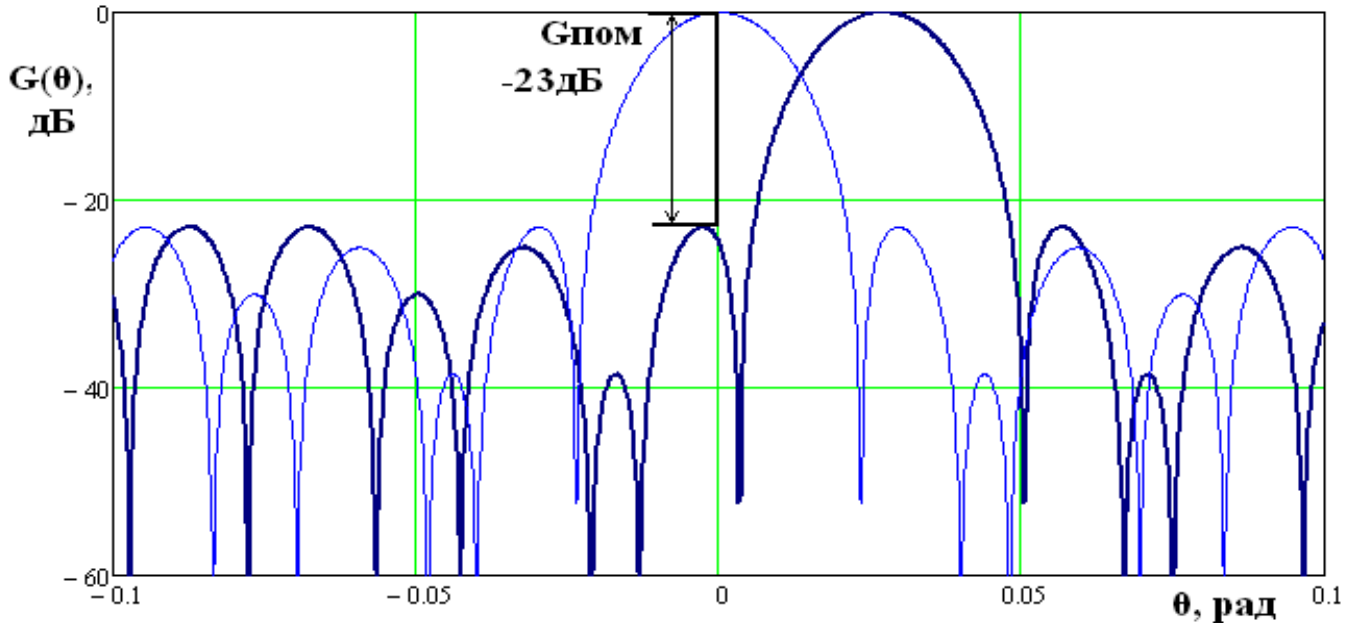


Рисунок 2.24 – Уровень одиночной помехи по боковым лепесткам ДН

Подставляя (2.59) в (2.47) и (2.50) получаем итоговое выражение для определения отношения SINR на линиях вверх и вниз соответственно в каждом луче ДН антенной решетки [51]:

$$\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}} + P_{\text{инт}}} \right)_{\text{вверх}} = \frac{\text{ЭИИМ}_{\text{аб.терм}} \cdot G_{\text{спутн}_0} \cdot G(\theta, \varphi)}{k \cdot B \cdot T_{\text{спутн}} \cdot L_{\text{вверх}} \cdot L_{\text{доп}} + \sum_{i=1}^{M^*} \left(\text{ЭИИМ}_{\text{аб.терм}} \cdot G_{\text{спутн}_0} \cdot IR_{m_i} \right)}, \quad (2.60)$$

$$\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}} + P_{\text{инт}}} \right)_{\text{вниз}} = \frac{\text{ЭИИМ}_{\text{спутн}_0} \cdot G(\theta, \varphi) \cdot G_{\text{аб.терм}}}{k \cdot B \cdot T_{\text{аб.терм}} \cdot L_{\text{вн}} \cdot L_{\text{доп}} + \sum_{i=1}^{M^*} \left(\text{ЭИИМ}_{\text{спутн}_0} \cdot IR_{m_i} \cdot G_{\text{аб.терм}} \right)}, \quad (2.61)$$

где IR_{m_i} определяется по выражению (2.55) для плоской АР и по (2.57) для ККАР.

По разработанной методике, с использованием выражений (2.60) и (2.61), проведена оценка уровня SINR на линиях вверх и вниз при воздействии помех по

боковым лепесткам от 6 мешающих лучей (рисунок 2.25) в трехчастотной сети. Центр луча, для которого проводился расчет, находится в точке с координатами ($33^{\circ}18'$ с.ш., $90^{\circ}00'$ в.д., $d = 37012$ км).

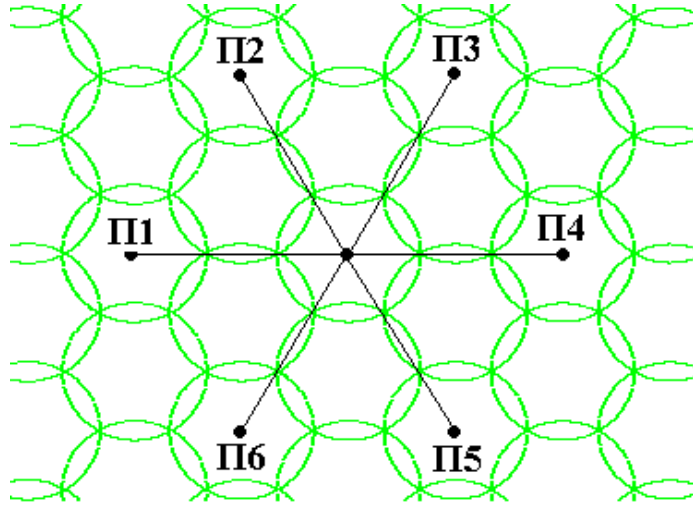


Рисунок 2.25 – Мешающие лучи при размерности кластера $C_{\text{кл}} = 3$

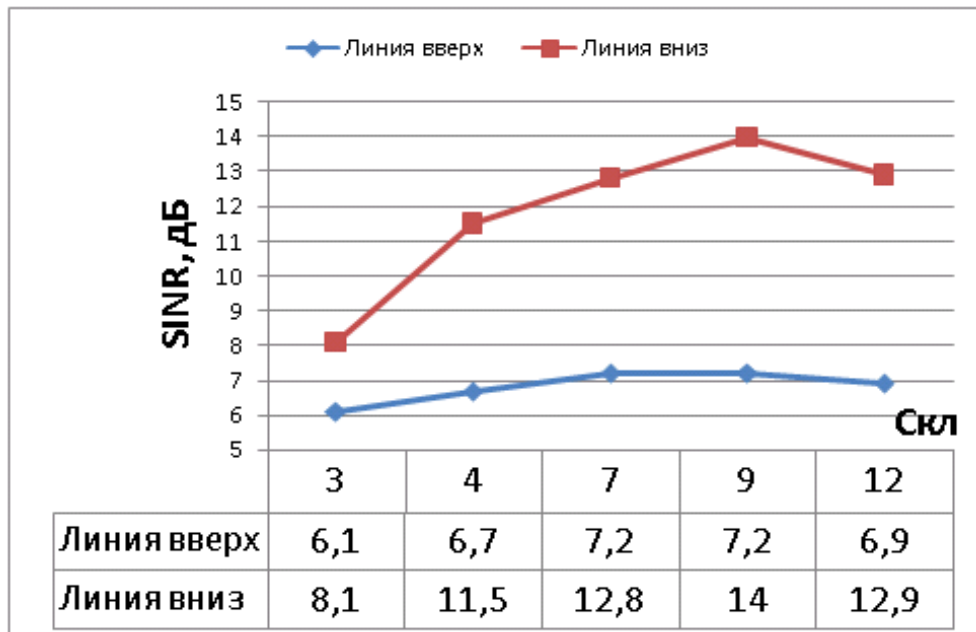


Рисунок 2.26 – График зависимости SINR от размерности кластера

Результаты вычислений для различных размерностей кластера ($C_{\text{кл}}$) приведены на рисунке 2.26. Полученные цифры показывают, что значения SINR, определяемые в условиях наличия помех ниже уровня сигнал/шум в беспомеховой ситуации, который для данного примера равен $7,3$ дБ на линии вверх и $14,3$ дБ на линии вниз. В зависимости от расстояния до мешающих лучей,

определяемого размерностью кластера, разница между отношением сигнал/шум (без учета помех) и SINR может достигать 1,2 дБ на линии вверх и 6,2 дБ на линии вниз.

Выводы по главе 2

- 1 Рассмотрены характеристики и технические параметры ДН плоских и кольцевых концентрических антенных решеток, которые используются в современных СПСС с зональным обслуживанием. В результате определены перспективные конфигурации антенной решетки СПСС для исследования и разработки методик осуществления оптимального частотно-территориального планирования, получены выражения для расчета их ДН в аналитическом виде.
- 2 На основе методики построения зоны обслуживания парциальных лучей антенной решетки получена оценка зоны обслуживания, необходимой для покрытия узкими лучами всей территории России.
- 3 В аналитическом виде определены выражения для энергетического расчета многолучевых спутниковых линий связи, необходимые для проведения ЧТП.
- 4 Разработана методика определения частотно-пространственных ограничений для спутниковых ретрансляторов с плоскими и концентрическими круговыми антенными решетками, позволяющая обеспечить ЭМС при ЧТП за счет учета влияния боковых лепестков ДН АР и множественности помех в условиях неоднородной системы спутниковой связи и определить уровень помехозащищенности в отдельных лучах МЛА.

3. РАЗРАБОТКА МЕТОДА ЧАСТОТНО-ТЕРРИТОРИАЛЬНОГО ПЛАНИРОВАНИЯ СЕТИ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ С ЗОНАЛЬНЫМ ОБСЛУЖИВАНИЕМ

3.1 Анализ существующих методов частотно-территориального планирования сетей радиосвязи

При организации работы СПСС одной из основных задач является назначение рабочих частот в отдельных лучах сети [60]. При этом оптимальным является частотно-территориальный план (и порождающий его алгоритм), обеспечивающий требуемую пропускную способность сети за счет минимального числа выделенных частотных каналов. Очевидно, что алгоритм, работающий по принципу перебора всех возможных комбинаций назначения частот и выбирающий наилучший, будет оптимальным. Но применение данного алгоритма практически невозможно для решения большинства реальных задач, так как из-за большого числа лучей (десятки и сотни) и частотных каналов (тысячи) число возможных вариантов назначения частот столь велико, что задача не может быть решена в приемлемое время даже с использованием мощных быстродействующих ЭВМ. На практике рекомендуется использовать приближенные методы, которые дают возможность получить решение за приемлемое время счета.

Существует большое количество методов частотных присвоений в сетях радиосвязи. Среди них можно выделить ряд методов планирования с линейным распределением местоположения максимумов ДН лучей и номеров частотных каналов, наиболее широко описанных в литературе [60, 61] и основанных на однородной регулярной сети (узлы сети расположены в вершинах равносторонних треугольников, образующих регулярную сетку): метод триад, метод относительных расстояний, метод Хеада и др.

Методы комбинаторной оптимизации сводятся к построению эффективных алгоритмов поиска оптимального решения (алгоритмический подход), то есть алгоритмов, дающих оптимальное решение за такое число шагов, которое с увеличением количества лучей растет не быстрее, чем полином от числа лучей.

Однако очень часто при решении практической задачи невозможно найти эффективные алгоритмы, дающие точный оптимум.

Вместе с тем существуют методы комбинаторной оптимизации, формирующие эффективные алгоритмы, позволяющие находить за счетное время приближенное решение задачи, которые используются при назначении частотных каналов сетям большой размерности. Существует несколько подходов к созданию приближенных алгоритмов. Наибольшее распространение получил метод пошаговой оптимизации: присвоение частот производится последовательно (по шагам) и оптимизация решения производится на каждом шаге (а не по совокупности частотных присвоений). При этом на каждом шаге решаются две задачи: выбирается луч МЛА, которому будет присваиваться частотный канал, и производится само присвоение. Принципы оптимизации локальных присвоений могут быть сформированы по-разному: в задаче коммивояжера используется принцип «ближайшего соседа», в задаче раскраски графа – максимум числа окрашиваемых одним цветом вершин. При этом никакие смежные вершины не должны быть окрашены в один цвет, а число красок (хроматическое число графа), необходимых для этого, должно быть минимальным.

Основным достоинством метода оптимального присвоения частот, основанное на использовании алгоритмов раскраски графов, является его простота и высокое быстродействие, но он применим лишь для групп однородных СПСС. Метод коммивояжера применим для разнородных сетей, но имеет меньшее быстродействие и в силу большой вычислительной сложности позволяет решить задачу присвоения частотных каналов лишь при малом числе лучей.

Кроме того, для решения задач оптимального частотного планирования широко используется сети однородной регулярной гексагональной структуры, которые обеспечивают большую площадь покрытия при использовании меньшего числа лучей по сравнению с другими моделями. Однако ограниченность применения данных линейных методов частотного планирования заключается в идеализации территориального размещения лучей, условий распространения и в однородности параметров.

В условиях реальной передающей сети целесообразнее пользоваться другими методами, например, использовать для этой цели задачу из теории графов о раскраске вершин. Применение точного алгоритма при раскраске графа общего вида с ростом числа вершин приводит к экспоненциальному увеличению времени решения задачи, а потому на практике не реализуемо. Что касается известных эвристических алгоритмов раскраски вершин графа больших размеров, то, как показывает опыт, число цветов, полученное при решении данной задачи, намного превышает хроматическое (минимальное число красок называется хроматическим числом графа - χ).

Анализ причин неоптимальности решения поставленной задачи перечисленными методами продемонстрировал, что они вызваны наложением запрета на раскраску в один цвет вершин, находящихся на расстоянии меньше координационного. В то же время не существует условий, по которым в один цвет раскрашиваются вершины, удаленные на расстояние, большее либо равное координационному (1.15). Именно этот факт – причина неоптимальной раскраски. Таким образом, для получения раскраски, близкой к оптимальной, нужно ввести ограничение на расстояние между вершинами при их раскраске в один цвет.

С учетом изложенного необходимо разработать метод эффективного ЧТП СПСС с зональным обслуживанием, который бы учитывал:

- неоднородность сети (изменение SINR в зависимости от изменения наклонной дальности и используемого частотного канала);
- наличие помех от главных и боковых лепестков ДН лучей, работающих в совмещенном канале;
- ограничения на использование соседних каналов в пределах одной зоны обслуживания.

Кроме того, представляется целесообразным оптимизировать ЧТП за счет перераспределения частотно-энергетического ресурса сети за счет учета степени загруженности зон обслуживания (количества абонентов).

Указанные параметрические ограничения в полной мере позволяет учитывать метод координационных колец (МКК) [62], который представляет

собой модифицированный алгоритм раскраски графов. Эффективность его применения подтверждается результатами ряда научно-исследовательских работ [60, 61].

В этой связи за основу разрабатываемого метода взят МКК для наземных радиосетей, который необходимо модифицировать для использования в СПСС. Он должен состоять из следующих основных этапов [51]:

- построение графа СПСС;
- определение частотно-пространственных ограничений на раскраску вершин графа;
- определение ребер графа, назначение которых относится к множеству запрещений графа;
- раскраска графа с учетом наложенных ограничений.

3.2 Использование теории графов при частотно-территориальном планировании сетей радиосвязи

Пусть V – непустое множество, $V^{(2)}$ – множество всех его двухэлементных подмножеств. Пара (V, E) – произвольное подмножество множества $V^{(2)}$ называется графом [60, 63]. Элементы множества V называются вершинами графа, а элементы множества E – ребрами (рисунок 3.1).

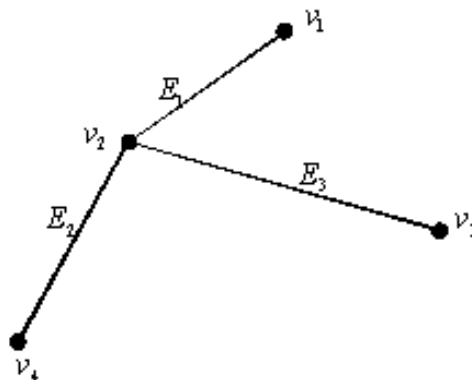


Рисунок 3.1 – Граф сети

Две вершины v_1 и v_2 графа смежные, если множество $\{v_1, v_2\}$ является

ребром. Граф G называется полным, если любые две его вершины смежны, т. е.

$$EG = (VG)^{(2)}, \quad (3.1)$$

Связный граф – граф, любая пара вершин которого связная, т. е. между вершинами существует простая цепь.

Каждое ребро E графа G можно представить в виде элементов квадратной матрицы, которая полностью определяет структуру графа – матрицы смежности [63]:

$$A = [a_{ij}], \quad (3.2)$$

элементы которой определяются следующим образом:

$a_{ij} = 1$, если в графе G существует дуга (x_i, x_j) ;

$a_{ij} = 0$, если в G нет дуги (x_i, x_j) .

Переходя конкретно к графу СПСС, можно сказать [62]:

1. Вершинами графа являются центры парциальных зон обслуживания, формируемые МЛА.

2. Ребрами соединяются те центры парциальных зон, которые создают помехи приему в соответствующей зоне обслуживания друг друга.

3. Поскольку распространение радиоволн одинаково в обоих направлениях, то ребра являются неориентированными, однократными и без петель.

Таким образом, граф СПСС является конечным, неориентированным, с однократными ребрами без петель. Отличительной особенностью геометрического графа СПСС является то, что он обладает дисковостью. Будем говорить, что геометрический граф G обладает дисковостью, если существует такая константа R , что для любой его вершины $x \in V(G)$ множество смежных вершин $N(V)$ лежат в круге радиуса R . Это объясняется тем, что каждый луч создает помехи только на расстояниях не больше координационного, поэтому для каждой вершины можно выделить область в виде круга с центром в ней самой, которая ограничивает совокупность смежных с данной вершиной (рисунок 3.2).

Пусть G – некоторый граф, k – натуральное число. Произвольная функция вида $f: VG \rightarrow \{1, 2, \dots, k\}$ называется вершинной k -раскраской графа G . Раскраска

называется правильной, если $f(u) \neq f(v)$ для любых смежных вершин u и v . В этом случае граф называется k -раскрашиваемым. Минимальное число k , при котором граф является k -раскрашиваемым, называется хроматическим числом этого графа – $\chi(G)$.

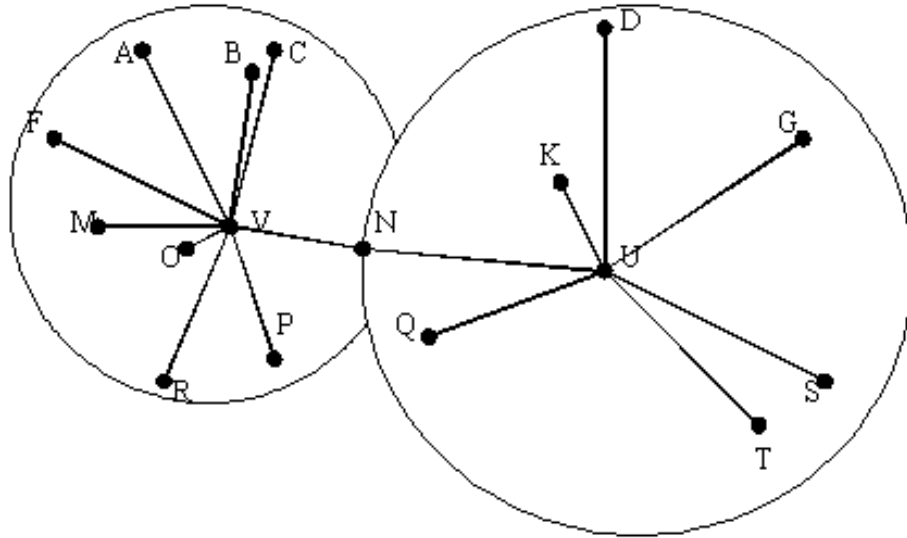


Рисунок 3.2 – Граф системы подвижной спутниковой связи

3.3 Разработка метода частотно-территориального планирования СПСС

3.3.1 Определение частотно-пространственных ограничений

В соответствии с обозначениями, введенными в п. 2.4 главы 2, $M = \{m_i \mid i=1, \dots, M\}$ – множество зон обслуживания лучей ДН антенны СР. Для каждой m_i зоны из этих лучей однозначно определяются его географические координаты $(\varphi; \lambda)$, соответствующие им координаты в спутниковой проекции (β_1, β_2) и на плоскости $(x; y)$, набор частотных каналов F_i , который присвоен формирующему её лучу, ЭИИМ передатчика и коэффициент усиления антенны G , радиус зоны обслуживания R_z , определяемый раскрывом ДН луча по уровню половинной мощности). $F_i = \{f_k \mid k = 1, \dots, K_i\}$. $F_i \in F$, где F - дискретное множество частотных каналов, выделенное для СПСС.

Суть задачи оптимизации частотного плана состоит в присвоении лучам АР

частотных каналов, при котором минимизируется уровень взаимных помех в сети и размерность кластера ($C_{\text{кл}}$) [12, 51]. Трудность задачи заключается в том, что помехи по боковым лепесткам антенны оказывают различное влияние на помехозащищенность сети по разным направлениям в азимутальной плоскости (при учете пространственного распределения лепестков ДН), а число частотных каналов ограничено. Поэтому в случае неоптимального присвоения частотных каналов лучам АР помеховая обстановка обострится, а размерность кластера увеличится.

С учетом введенных выше обозначений, процедура присвоения частотного канала в каждом луче СР сводится к нахождению отображения

$$A: M \rightarrow F, \forall m_i \in M \rightarrow A(m_i) \in F. \quad (3.3)$$

При этом совокупность пар лучей ДН, которым в соответствие поставлен один и тот же частотный канал $f_k \in F$ и в которых из-за взаимных помех SINR опустится ниже допустимого значения, составляют конечное дискретное множество U .

$$U = \left\{ m_i, m_z \mid A(m_i) = A(m_z) = f_k, \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}} + P_{\text{инт}}} \right)_i < A_3, \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}} + P_{\text{инт}}} \right)_z < A_3 \right\}, \quad (3.4)$$

где A_3 – защитное отношение.

Для каждого элемента $u_k \in U$ можно поставить в соответствие такое минимальное расстояние $D_{\text{min}}(u_k)$, на котором должны находиться центры направлений максимумов ДН лучей, если они используют один частотный канал f_k , чтобы в пределах их зон обслуживания выполнялись условия качественного обслуживания, т.е.

$$\left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}} + P_{\text{инт}}} \right)_i \geq A_3. \quad (3.5)$$

Тогда, если $D(m_i, m_z)$ - известное расстояние между центрами двух зон, то им в соответствие можно поставить только те элементы $u_k \in U$, для которых справедливо следующее условие

$$D(m_i, m_z) \geq D_{\text{min}}(u_k). \quad (3.6)$$

При этом множество ψ частотно-пространственных ограничений на присвоение частотных каналов лучам AP, представляющее собой совокупность элементов $u_k \in U$ с соответствующими им $D_{\min}(u_k)$ будет определяться:

$$\psi = \{u_k, D_{\min}(u_k) | u_k \in U\}. \quad (3.7)$$

Таким образом, в рассматриваемой постановке задача оптимального частотного планирования МЛА СР заключается в нахождении такой функции $A : M \rightarrow F$, которая удовлетворяет всем частотно-пространственным ψ -ограничениям, для которого мощность числа отображений A

$$\text{card } A(M) \rightarrow \min. \quad (3.8)$$

Т.е. необходимо добиться наименьшей размерности кластера при сохранении заданного отношения SINR.

При решении задачи о раскраске вершин графа необходимо определить смежность пар вершин (или влияние пар лучей друг на друга), т.е. необходимо ответить на вопрос: создают или нет данные два луча помехи друг другу. Решение этой задачи позволит автоматически определить граф сети СПСС.

Согласно данному в п. 3.2 определению графа СПСС, множеству M с учетом частотно-пространственных ψ -ограничений может быть поставлен в соответствие граф $G = (V, E)$ со множеством вершин V и множеством ребер E , таких что отображение M на V будет биективным $M \leftrightarrow V$, а каждое ребро $e_{ij} = \{v_i, v_j\} \in E$ соединит пару вершин $v_i, v_j \in V$, соответствующих лучам, которые могут создавать недопустимые помехи друг другу, т.е. удовлетворяют каким либо ограничениям из ψ (3.7)

$$\forall V : \{x, y, F_i, \text{ЭИИМ}, G, R_3\}. \quad (3.9)$$

Множеству реализаций частотных присвоений F поставим в однозначное соответствие множество цветов $C, F \leftrightarrow C$.

Рассматриваемая проблема оптимального назначения частотных каналов может быть сформулирована как задача минимальной раскраски графа. Такая задача может быть сведена к обобщенной задаче раскраски реберно-

ограниченного графа с учетом его дисковости и сформулирована следующим образом.

Пусть $G = (V, E)$ – неориентированный граф без петель, $H : E \rightarrow \psi$ – реберное множество запрещений графа G . Необходимо найти такое $A : V \rightarrow C$ обеспечивающее $card A(V) \rightarrow \min$, что

$$\forall v_i, v_j \in V : \{A(v_i), A(v_j)\} \in H(e_{ij}), e_{ij} = (v_i, v_j) \in E. \quad (3.10)$$

Независимо от способа решения поставленной задачи в процессе присвоения частотных каналов парциальным лучам МЛА многократно возникает один и тот же вопрос: можно или нельзя присвоить в некотором луче данный частотный канал? Отрицательный ответ следует в трех случаях: если данный канал уже является присвоенным каналом другого луча, формирующего соседнюю с рассматриваемым лучом зону обслуживания; если существует, хотя бы один луч с уже присвоенным каналом, создающий помеху по данному каналу, величина которой превышает допустимый уровень; если присвоение данного канала рассматриваемому лучу ведет к созданию недопустимой помехи хотя бы одному лучу с уже назначенным каналом, т.е. ребра рассматриваемого подграфа принадлежат реберному множеству запрещений графа G

$$\{A(v_i), A(v_j)\} \in H(e_{ij}), e_{ij} = (v_i, v_j) \in E. \quad (3.11)$$

Первый случай очевиден, во втором и третьем – взаимодействие лучей МЛА предлагается [51, 64] определять на основании коэффициента взаимного влияния лучей АР (КВВ).

При действии интерференционной помехи значение SINR снижается, соответственно уменьшается и размер зоны обслуживания, в пределах которой выполняются условия помехозащищенности системы, т.е. выполняется условие $SINR \geq A_3$, поскольку вблизи границы зоны SINR становится меньше допустимой величины.

Для выполнения данного условия пространственный разнос между лучами, работающими в совмещенном канале должен быть не меньше координационного

расстояния.

Исходя из этого КВВ предлагается определять по формуле [64]:

$$KBB = 1 - \frac{\min(D_{k_{ij}}, D_{k_{ji}})}{R_{\max}}, \quad (3.12)$$

где $D_{k_{ij}}$ – координационное расстояния для i -го луча при назначении j -му лучу совмещенного канала, а $D_{k_{ji}}$ – для j -го луча при назначении i -му лучу совмещенного канала с учетом интерференционной помехи;

R_{\max} – расстояние, при котором при отсутствии помех выполняется условие $SINR = A_3$.

Допустимые пределы изменения КВВ формируют координационное кольцо. Параметры γ и ε , задаваемые эмпирически, определяют его внутреннюю и внешнюю границы.

Например, $\varepsilon = 0.05$ означает допустимое уменьшение отношения $\frac{D_{k_{ij}}}{R_{k_{\max}}}$ на 5%. Аналогично задается параметр γ : он определяет процент допустимого увеличения координационного расстояния: его значение должно быть отрицательным. Таким образом, оптимальное назначение частот и, соответственно, эффективное использование спектра, предлагается определять при условии:

$$\gamma < KBB < \varepsilon. \quad (3.13)$$

Если $KBB \geq \varepsilon$, то уровень взаимных помех считается недопустимо высоким; если же $KBB \leq \gamma$, то снижается эффективность использования спектра.

3.3.2 Разработка алгоритма частотных присвоений для предложенного метода ЧТП СПСС

Пусть частотный канал f_k присвоен некоторому лучу. Тогда вокруг него выделяется множество лучей, которым критерий (3.13) запрещает назначить

канал f_k ввиду сильных взаимных помех с лучом A , т.е. рассматриваемое ребро принадлежит множеству запрещений графа G [51].

$$KBB \geq \varepsilon : \{A(v_j), A(v_A)\} \in H(e_{jA}), e_{jA} = (v_j, v_A) \in E. \quad (3.14)$$

Любой из оставшихся вне данного контура зоне этот частотный канал назначить можно, т.е. рассматриваемые ребра не принадлежат множеству запрещений графа G

$$KBB < \varepsilon : \{A(v_j), A(v_A)\} \notin H(e_{jA}), e_{jA} = (v_j, v_A) \in \emptyset. \quad (3.15)$$

Так появляется свобода выбора для очередного назначения лучу канала f_k . В то же время критерий оптимальности парных частотных присвоений, примененный к каждой из зон в паре с зоной A , показывает, что совместное присвоение канала f_k близко к оптимальному лишь для некоторых из этих пар.

Лучи, образующие с зоной A оптимальные пары, расположены на территории, ограниченной двумя контурами (внешним и внутренним, рисунок 3.3) и по форме представляющей собой строгое кольцо (т.к. мы рассматриваем регулярную сеть) удовлетворяют условию:

$$\gamma < KBB < \varepsilon : \{A(v_j), A(v_A)\} \notin H(e_{jA}), e_{jA} = (v_j, v_A) \in \emptyset. \quad (3.16)$$

Множество этих лучей будем называть координационным кольцом зоны A , которое строится следующим образом.

Рассчитываются, например, КВВ луча A с каждым лучом, которому можно присвоить очередной канал. Если значение коэффициента находится в пределах, определяемых (3.13), то рассматриваемая зона попадает в координационное кольцо зоны A . Поставив задачу максимально загрузить каждый канал, не увеличивая чрезмерно размерность кластера, для очередного присвоения канала f_k следует выбирать зону луча из координационного кольца, поскольку находящиеся в нем зоны лучей удовлетворяют одновременно обоим требованиям.

Выберем из координационного кольца зону B . Присвоим ей частотный канал f_k и сформируем вокруг неё новое координационное кольцо (рисунок 3.4). Теперь для очередного присвоения канала f_k нужно выбирать луч, находящийся на

пересечении координационных колец зон A и B .

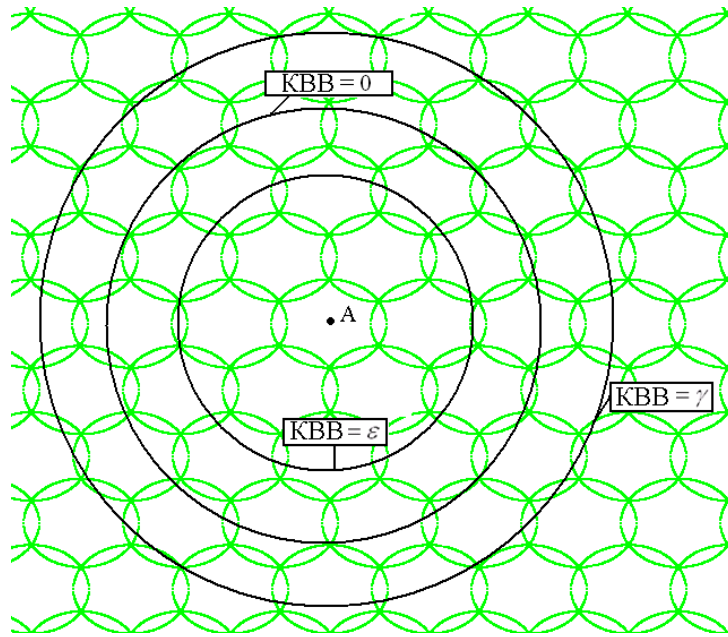


Рисунок 3.3 – Построение координационного кольца

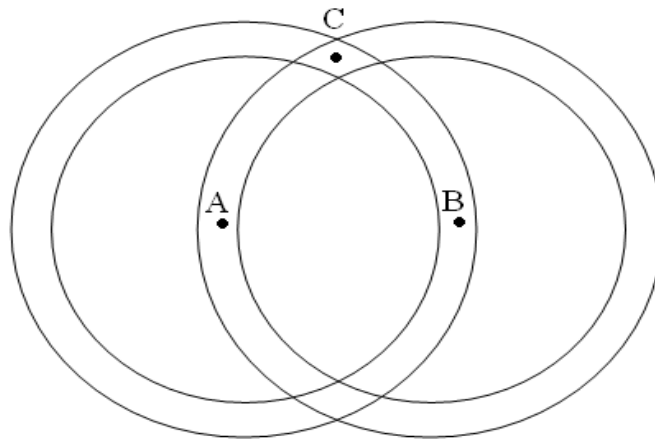


Рисунок 3.4 – Пересечение координационных колец

Действительно, назначение канала f_k зоне C , выбранной из этого пересечения, удовлетворяет критерию оптимальности частотных присвоений по отношению сразу к двум зонам A и B , которым уже присвоен канал f_k

$$\left\{ \begin{array}{l} \gamma < KBB < \varepsilon : \{A(v_C), A(v_A)\} \notin H(e_{CA}), e_{CA} = (v_C, v_A) \in \emptyset \\ \gamma < KBB < \varepsilon : \{A(v_C), A(v_B)\} \notin H(e_{CB}), e_{CB} = (v_C, v_B) \in \emptyset \end{array} \right\}. \quad (3.17)$$

Дальнейший ход присвоения канала f_k очевиден.

Аналогично можно распределить каждый частотный канал. Если

полученный в результате работы автоматизированной системы частотный план не удовлетворяет заданным требованиям (число каналов больше допустимого, низкий коэффициент повторного использования частот, т.е. большая размерность кластера), необходимо повторить процесс частотного планирования, изменив значения величин γ и ε – параметров координационного кольца.

Поскольку определение коэффициента КВВ для пары вершин графа $(v_i, v_j) \in V$ не требует большой вычислительной мощности, координационные кольца могут быть построены для любой сети без ограничения на количество лучей.

Следует отметить, что при данном подходе остается нерешенной задача оптимального распределения зон внутри координационного кольца. Поэтому полученная конфигурация кластера может отличаться от оптимальной, хотя и будет удовлетворять заданным условиям.

В этой связи в качестве метода оптимизации частотных присвоений в пределах координационного контура целесообразно применить алгоритм неявного перебора, основывающийся на методе ветвей и границ (МВиГ) [60]. Суть метода ветвей и границ заключается в последовательном разбиении допустимого множества на подмножества (ветвление) и вычисление оценок (границ), позволяющих отбрасывать подмножества, заведомо не содержащие решения задачи. Т.е. необходимо отбросить те зоны, назначение частотных каналов которым приведет к увеличению размерности кластера.

В зависимости от специфики задачи выбирается способ вычисления оценок снизу $d(M^1)$ функции f на множествах $M^1 \subset M$.

Причем

$$f(m) \geq d(M^1), m \in M^1, \quad (3.18)$$

Оценка снизу часто вычисляется путем релаксации: замены задачи минимизации функции f по множеству M^1 задачей минимизации по более широкому множеству. Кроме того, выбирается правило ветвления, состоящее в выборе разветвляемого подмножества M^1 из числа подмножеств, на которые к данному шагу разбито множество M .

В этих условиях можно организовать перебор элементов множества M с целью минимизации функции на этом множестве так:

- разобьем множество M на части (любым способом) и выберем ту из его частей M_1 , на которой функция f минимальна;
- разобьем на несколько частей множество M_1 и выберем ту из его частей M_2 , на которой минимальна функция f ;
- разобьем M_2 на несколько частей и выберем ту из них, где минимальна f , и так далее, пока не придем к какому-либо одноэлементному множеству $\{m_i\}$. Это одноэлементное множество $\{m_i\}$ называется рекордом.

Функция f , которой мы при этом выборе пользуемся, называется оценочной. При этом на каждом шаге искомое значение минимума не больше текущего значения рекорда и не меньше наименьшей из оценок снизу для подзадач, входящих на данном шаге в число кандидатов на ветвление.

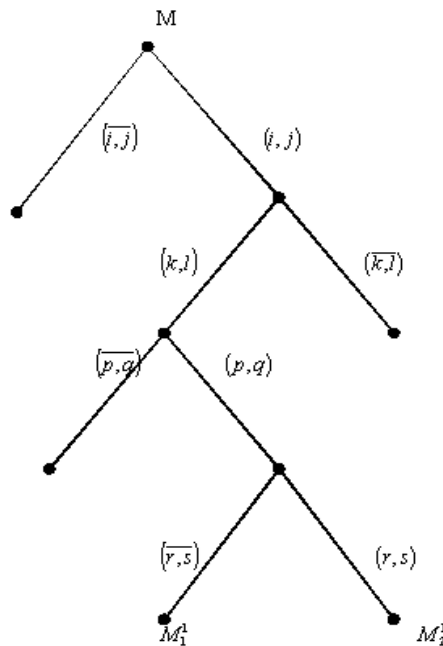


Рисунок 3.5 – Иллюстрация метода ветвей и границ

Слова «метод ветвей и границ» связаны с естественной графической интерпретацией всего изложенного: строится многоуровневое дерево (рисунок 3.5), каждая вершина которого соответствует некоторому множеству маршрутов,

являющемуся подмножеством множества M . На его нижнем этаже располагаются элементы множества M , на котором ветви ведут к рекорду и его улучшениям и в котором часть ветвей остается «оборванными», потому что их развитие оказалось нецелесообразным.

Следует отметить, что при использовании МКК все назначения частот осуществляются в пределах координационного кольца. С учетом того, что рассматривается сеть регулярной структуры, центры всех мешающих зон обслуживания для любого из лучей располагаются строго на окружности радиуса r_0 (относительное координационное расстояние), а допустимые размерности кластера соответствуют универсальной модели сети (см. таблицу 1.6).

На рисунке 3.6 приведены координационные кольца при граничных условиях $\gamma = -2$, $\varepsilon = 0,5$ в регулярной сети, построенной в соответствии с рисунком 2.16. $A_3 = 5$ дБ для обеспечения скорости кода 5/6 или выше [57]. В данном примере разрешенными для назначения являются кольца с относительным координационным расстоянием $r_0 = 1,7$ и $2,0$ (кластер частот равен соответственно 3 и 4). Запрещены для присвоения частот кольца с $r_0 = 1,0$ и $2,6$ (кластер 1 и 7).

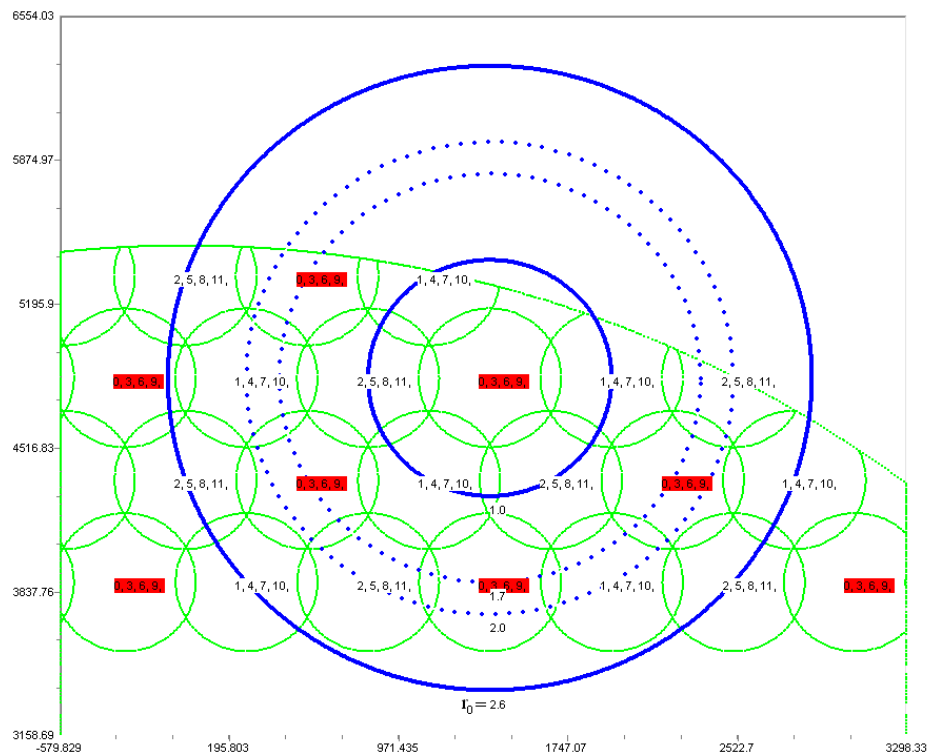


Рисунок 3.6 – Пример построения координационных колец и назначения частот

В первую очередь частотные присвоения осуществляются по кольцу

наибольшего доступного радиуса ($r_0 = 2$), затем проводится оценка SINR, и, в случае избыточности энергетики, по методу ветвей и границ производится повторное назначение для меньшего радиуса r_0 .

Также на рисунке 3.6 приведен частотный план, сформированный на линии вверх (на границе зоны обслуживания $G_{\text{спутн}} = 33$ дБи, ЭИИМ_{терм} = 8,5 дБВт) для рассматриваемого примера с помощью МКК, модифицированного методом ветвей и границ. Для назначения доступно 12 частотных каналов ($\text{card}(F)=12$).

Следует отметить, что при рассмотренном подходе лучам ДН назначается только часть частотных каналов из общего числа выделенных для сети. Их количество соответствует размерности кластера $C_{\text{кл}}$. Остальные частотные каналы равномерно распределяются для каждого луча в соответствии с выражением:

$$f_k = f_0 + k \cdot C_{\text{кл}}, k = 1, \dots, m, \quad (3.19)$$

где m – количество частотных каналов в луче, связанное с размерностью кластера $C_{\text{кл}}$ и общим количеством частотных каналов в сети выражением (1.17).

В рассматриваемом примере, в соответствии с полученной при ЧТП размерностью кластера $C_{\text{кл}} = 3$, $r_0 = 1,7$, на каждый луч приходится по 4 частотных канала. В итоге в сети распределены три группы частотных каналов: (0;3;6;9), (1,4,7,10) и (2;5;8;11). Полученный частотный план приведен в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Частотный план СПСС

№ канала № луча	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
	SINR, дБ											
0	5,46	-	-	5,46	-	-	5,46	-	-	5,46	-	-
1	-	5,65	-	-	5,65	-	-	5,65	-	-	5,65	-
2	-	-	5,92	-	-	5,92	-	-	5,92	-	-	5,92
3	5,89	-	-	5,89	-	-	5,89	-	-	5,89	-	-
4	-	5,94	-	-	5,94	-	-	5,94	-	-	5,94	-
5	-	-	6,12	-	-	6,12	-	-	6,12	-	-	6,11
6	6,09	-	-	6,09	-	-	6,09	-	-	6,09	-	-
7	-	6,09	-	-	6,09	-	-	6,09	-	-	6,09	-
8	-	-	6,12	-	-	6,12	-	-	6,12	-	-	6,12
9	5,94	-	-	5,94	-	-	5,93	-	-	5,93	-	-
10	-	5,89	-	-	5,89	-	-	5,88	-	-	5,88	-
11	-	-	6,07	-	-	6,07	-	-	6,07	-	-	6,06

Таблица 3.1 продолжение

12	5,79	-	-	5,79	-	-	5,79	-	-	5,79	-	-
13	-	5,59	-	-	5,59	-	-	5,59	-	-	5,59	-
14	5,27	-	-	5,27	-	-	5,27	-	-	5,27	-	-
15	-	5,39	-	-	5,38	-	-	5,38	-	-	5,38	-
16	-	-	5,55	-	-	5,55	-	-	5,55	-	-	5,55
17	5,54	-	-	5,54	-	-	5,54	-	-	5,54	-	-
18	-	5,56	-	-	5,56	-	-	5,56	-	-	5,56	-
19	-	-	5,76	-	-	5,76	-	-	5,76	-	-	5,76
20	5,57	-	-	5,57	-	-	5,57	-	-	5,57	-	-
21	-	5,55	-	-	5,55	-	-	5,55	-	-	5,55	-
22	-	-	5,56	-	-	5,56	-	-	5,56	-	-	5,56
23	5,54	-	-	5,53	-	-	5,53	-	-	5,53	-	-
24	-	5,41	-	-	5,41	-	-	5,41	-	-	5,41	-
25	-	-	5,39	-	-	5,39	-	-	5,39	-	-	5,39
26	5,28	-	-	5,28	-	-	5,28	-	-	5,27	-	-
27	-	5,36	-	-	5,36	-	-	5,36	-	-	5,36	-
28	-	-	5,57	-	-	5,57	-	-	5,57	-	-	5,57
29	5,43	-	-	5,43	-	-	5,43	-	-	5,43	-	-
30	-	5,43	-	-	5,43	-	-	5,43	-	-	5,43	-
31	-	-	5,73	-	-	5,73	-	-	5,73	-	-	5,72
32	5,51	-	-	5,51	-	-	5,51	-	-	5,51	-	-
33	-	5,42	-	-	5,42	-	-	5,42	-	-	5,42	-
34	-	-	5,54	-	-	5,54	-	-	5,54	-	-	5,54
35	5,48	-	-	5,48	-	-	5,48	-	-	5,48	-	-
36	-	5,59	-	-	5,59	-	-	5,59	-	-	5,59	-
37	-	-	5,78	-	-	5,78	-	-	5,78	-	-	5,78
38	5,59	-	-	5,59	-	-	5,59	-	-	5,59	-	-
39	-	5,48	-	-	5,48	-	-	5,48	-	-	5,48	-

Анализ таблицы показывает, что значение SINR в лучах различно и изменяется от 5,27 до 6,12 дБ, что подтверждает вывод о неоднородности СПСС, сделанный в главе 1. Уменьшение уровня сигнал/(шум+помеха) в наибольшей степени обусловлено изменением наклонной дальности (рисунок 3.7). Кроме того, лучи, находящиеся на окраине зоны обслуживания СПСС и в её центре находятся в разных помеховых условиях (различно количество мешающих лучей). В меньшей степени неоднородность сети вызывает изменение затухания сигнала с увеличением несущей частоты.

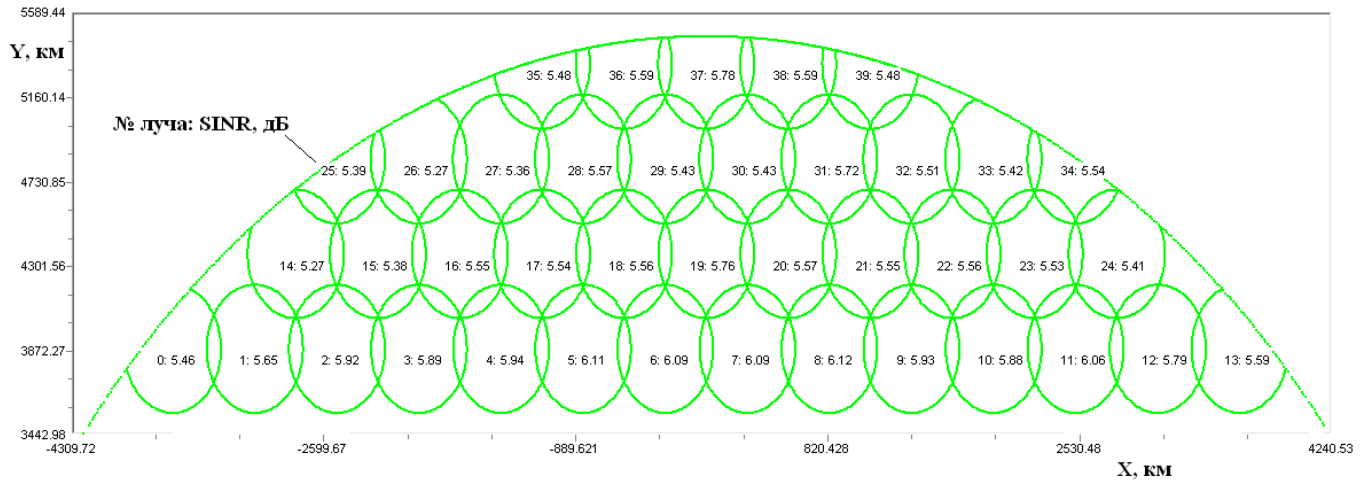


Рисунок 3.7 – Изменения SINR от географического положения зоны обслуживания

На рисунке 3.8 приведен график зависимости изменения наихудшего значения SINR в сети от размерности кластера, построенный по результатам планирования частотного плана СПСС методом координационных колец (реальная сеть). Также на рисунке 3.8 для сравнения приведены цифры при воздействии помехи от 6 мешающих лучей (см. рисунок 2.25).

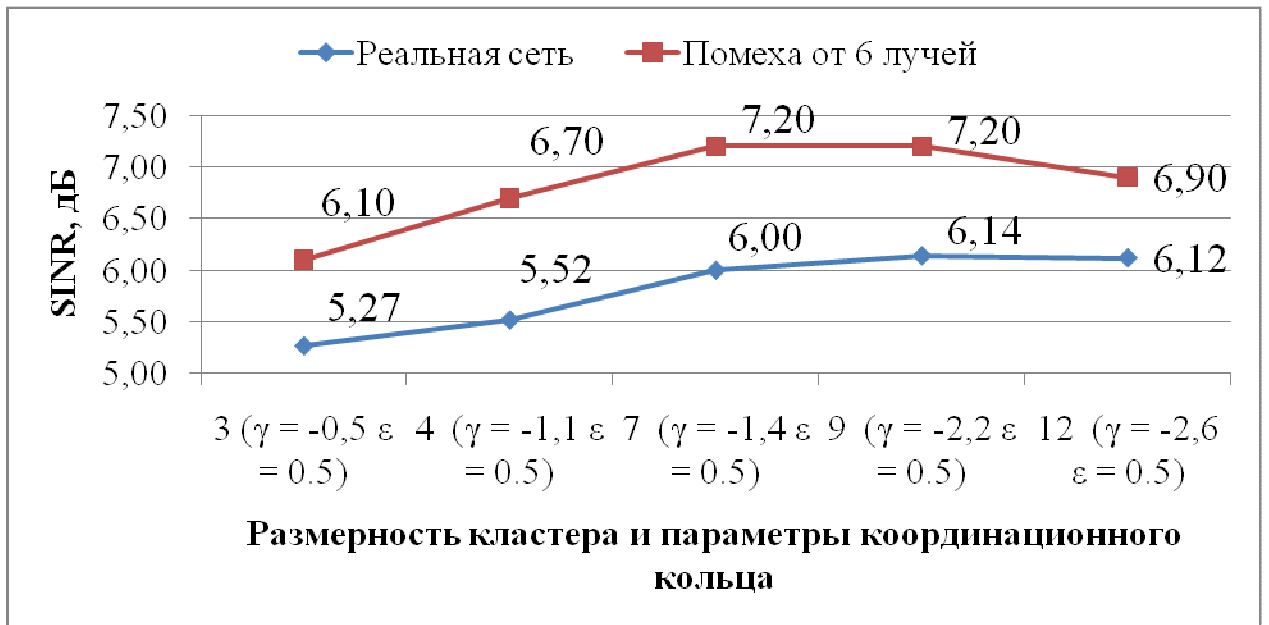


Рисунок 3.8 – Изменения SINR с увеличением размерности кластера

Полученные данные показывают, что в реальной сети, с учетом помех от

всех интерферирующих лучей, итоговые значения SINR ниже, чем в случае, когда рассматривались только 6 ближайших мешающих лучей, как показано на рисунке 2.25.

В рассматриваемом примере значения SINR в трехчастотной сети позволяют обеспечить передачу цифрового сигнала с кодированием FEC со скоростью кода $5/6$ и модуляцией $\pi/4$ QPSK (защитное отношение с вероятностью ошибки $p_{\text{ош}} = 10^{-3}$ равно 5,18 дБ). Четырехчастотная сеть обеспечит скорость кодирования $8/9$ ($A_3 = 6,2$ дБ) [57]. Размерности кластера 7 и более приведут к избыточному SINR (для кодирования со скоростью $9/10$ $A_3 = 6,42$) и, соответственно, к неэффективному распределению частотного ресурса. Это обусловлено дисковостью графа сети СППС, т.к. помехи по боковым лепесткам ДН действуют только на ограниченном расстоянии.

Таким образом, метод координационных колец, модифицированный методом ветвей и границ (МКК МВиГ), позволяет решить задачу оптимального частотного планирования СПСС с учетом частотных и энергетических ограничений сети [51]. Вместе с тем, представляется целесообразным изменить указанный метод, таким образом, чтобы появилась возможность учитывать частотно-пространственные ограничения непосредственно при назначении каждого частотного канала в отдельности, а также оптимизировать распределение частотного ресурса в сети с учетом загрузки сети в каждом луче (активности абонентов).

3.3.3 Модификация предложенного метода ЧТП СПСС алгоритмами краска-вершина и вершина-краска

Одним из основных способов рационального использования радиочастотного спектра СПСС, особенно в случае неоднородной сети, является присвоение конкретных частот лучам СР (вместо групп частот), в соответствии с частотно-пространственными ограничениями, обусловленными структурой ДН луча и требованиями к условиям помехозащищенности, не используя при этом

понятие кластера.

При этом эффективность частотного плана определяется коэффициентом ПИЧ, определяемом по формуле (1.18). Чем меньше значение коэффициента ПИЧ, тем эффективнее используется частотный ресурс.

Исходными данными для составления частотного плана являются ограничения на помехи по совмещенному и соседнему каналам приема, представленные в виде минимально допустимых частотно - пространственных разносов лучей МЛА, нуждающихся в назначении частот. Прямой перебор возможных назначений частот как метод нахождения точного решения неприменим, т.к. требует реализации машинного времени, экспоненциально зависящего от размерности массивов. Единственным средством, позволяющим сравнительно быстро решать рассматриваемую задачу (при отсутствии гарантии получения строго оптимального плана) является эвристическая методика, в частности, базирующаяся на отождествлении центров зон обслуживания, формируемых лучами МЛА СР, с вершиной графа взаимных влияний, а минимальных частотных разносов – с весами ребер этого графа [60]. Отсутствие ребра в графе свидетельствует об отсутствии взаимных помех между соответствующими лучами. Задача присвоения частот сводится к задаче «раскраски» вершин графа $G = (V, E)$, когда связанным некоторым заданным образом вершинам (лучам) требуется приписать некоторый «цвет» (выделить канал).

Классическая задача раскраски графа заключается в следующем: присвоить вершинам графа минимально возможное число цветов из множества C так, чтобы смежные вершины были окрашены в разные цвета. Так как раскраска осуществляет разбиение множества V на n непересекающихся подмножеств V_i , то эта задача может быть сформулирована следующим образом. Для множества вершин V мощностью m ($|V| = m$) графа $G = (V, E)$ без петель найти такое присвоение, что

$$A : V \rightarrow C, \forall i, j = 1 \dots m, A(v_i) \neq A(v_j), e_{ij} \in E, n \rightarrow \min. \quad (3.20)$$

В отличие от классической, в рассматриваемой задаче присвоения цветов

(частот) пар вершин, находящиеся в смежных лучах должны быть различными. В пределах одного луча ДН частоты не должны повторяться, а модуль их разности $|f(v_i) - f(v_j)|$ должен быть не менее определенной величины Δf , определяемой возможностью появления помех по соседним каналам приема. В GMR-1 частотный разнос составляет $3 \cdot \Delta f_k$ [54].

Учтем также, что при назначении частот по условиям отсутствия помех по побочным каналам для некоторых подмножеств лучей $M_l \in M$ являются недопустимыми частоты находящиеся в соседних каналах приема, описываемые функцией $\psi(V_l) = 0$.

Следовательно, задача присвоения частот является задачей раскраски взвешенного графа, в котором для некоторых подмножеств вершин V_l существуют запрещенные комбинации цветов. Она может быть сформулирована как обобщенная задача раскраски графа следующим образом.

Дано $G = (V, E)$ - взвешенный граф без петель с весами Δf_{ij} . Найти доставляющее минимум n присвоение, такое что

$$\psi(V_i) \neq 0, |A(v_i) - A(v_j)| \geq \Delta f_{ij} \quad \forall e_{ij} = \{v_i, v_j\} \in E. \quad (3.21)$$

Для получения одной из раскрасок пронумеруем каким-либо образом вершины графа и заданные цвета. Последовательно в порядке возрастания номеров вершин присвоим каждой из них допустимый цвет с минимально возможным на данном шаге номером. При правильной нумерации вершин и цветов полученная таким образом раскраска будет глобально-оптимальной в смысле минимизации числа использованных цветов. Критерием ранжирования вершин является степень сложности присвоения, которая связана с числом цветов $C = \{1, \dots, u\}$, любой из которых можно присвоить на данном шаге раскраски. Очевидно, на любом шаге [60]

$$\text{card } C \geq c_i \geq \text{card}(C - n_{i0} - n_{\text{пск}}), \quad (3.22)$$

где n_{i0} - число смежных с i вершиной вершин с фиксированными цветами;

$n_{\text{пск}}$ - число частот по соседним каналам приема, если i вершина входит в подмножество V_l .

Анализ литературы [61, 60] показал, что наиболее применимыми эвристическими процедурами раскраски графа являются алгоритмы, основанные на многократном упорядочении вершин графа и множества цветов при исключении из множества V окрашенной очередной вершины. Принятая классификация таких алгоритмов разделяет их на два класса: «вершина – краска» и «краска – вершина». В первом случае сначала выбирается очередная из упорядоченного по какому-либо критерию списка вершина, а затем для нее выбирается первый из упорядоченного списка цвет. Далее данная процедура повторяется для оставшегося не окрашенным множества вершин графа до тех пор, пока их список не окажется пуст.

Во втором подходе фиксируется первый из упорядоченных по какому-либо критерию списка цвет, а затем выбираются те вершины, которым этот цвет допустим для присвоения. Вершины так же выбираются путем ранжирования их списка. После невозможности выбора очередной вершины для данного цвета, осуществляется поиск нового цвета путем упорядочивания списка неиспользованных цветов.

Считается, что удачный выбор критериев и правил ранжирования вершин и цветов, адекватных условиям раскраски и характеристикам графа сети СПСС, позволит получить близкие к оптимальным решения задачи.

Алгоритм содержит следующие основные операции:

- формирование очереди лучей;
- выбор по определенному критерию частоты (канала) для очередного луча (из числа разрешенных для него частот (каналов));
- корректировка таблицы разрешенных частот для лучей, не имеющих частотного присвоения, которые оказываются для них запрещенными вследствие присвоения канала очередной зоне обслуживания;
- переход к рассмотрению следующего луча.

Алгоритм выбора каналов и лучей, при использовании алгоритмов типа «вершина – краска» и «краска – вершина», включает следующие операции:

- определение множества зон лучей, с которыми рассматриваемый луч

связан недопустимыми взаимными помехами;

- определение для каждого луча числа разрешенных для присвоения каналов;

- выбор по определенному критерию номера канала для очередного луча из списка разрешенных для него каналов, удовлетворяющему этому критерию (либо в случае алгоритма «краска-вершина» выбор луча для очередного канала из списка разрешенных для него лучей).

Обобщенный алгоритм оптимального частотного планирования СПСС с использованием предлагаемой методики представлен на рисунке 3.9. Он включает в себя: подготовку исходных данных (координаты центров зон обслуживания лучей, характеристики ДН СР, ЭИИМ передатчика и коэффициент усиления антенны G , радиус зоны обслуживания R_z , определяемый раскрывом ДН луча по уровню половинной мощности); анализ ЭМС лучей; выбор очередного луча; поиск для него частотного присвоения. Это справедливо для алгоритмов типа «вершина – краска», а для алгоритмов типа «краска – вершина» действия 4 и 5 меняются местами.

Рассмотрим регулярную сеть спутниковой связи с зональным обслуживанием, состоящую из M лучей. Нумерацию лучей произведем начиная с левого нижнего: ему присваивается нулевой номер, до правого верхнего, ему присваивается номер $(M-1)$. Расстояние между центрами двух соседних лучей равно R_0 , которое связано с R_z выражением (1.5).

Как видно из рисунка 3.9, основными блоками любого из возможных алгоритмов являются действия 3, 4 и 5. Причем блок 3, анализ ЭМС лучей, является обязательным при использовании того или иного метода планирования. Этот блок определяет множество ребер E графа сети и степени вершин.

Выбор очередного луча осуществляется на основе различных критериев, которые были положены в основу разработанных алгоритмов. Были разработаны методы, условно названные А, В, С, D, Е, которые осуществляют упорядочение и выбор лучей. Основная суть этих алгоритмов заключается в следующем.

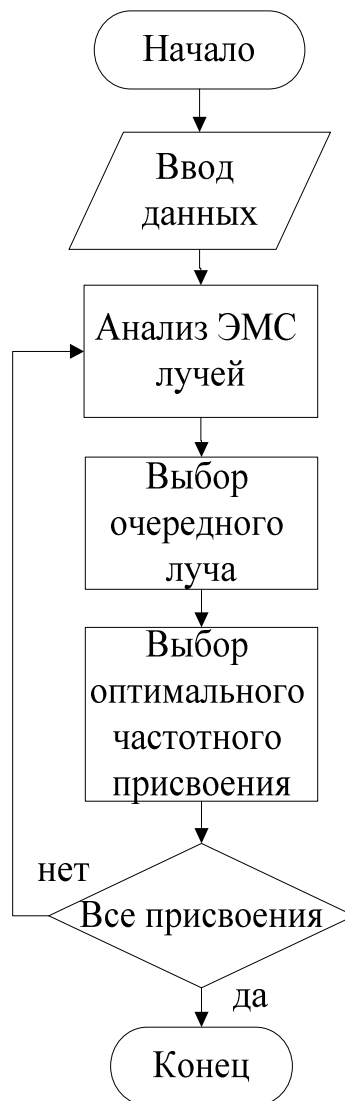


Рисунок 3.9 –Частотное планирование сети СПСС с использованием алгоритмов вершина-краска и краска-вершина

Алгоритм А - по порядку вершин. Лучи выбираются последовательно один за другим, начиная с первого и далее с увеличением порядкового номера луча, т.е. после присвоения канала i лучу, идет присвоение $i + 1$ лучу.

Алгоритм В - по минимуму частотных присвоений. В данном случае из множества лучей первым выбирается тот, который на текущем шаге имеет наименьшее число частотных присвоений, разрешенных по условиям ЭМС.

Алгоритм С - по минимуму частотных присвоений плюс максимальная степень вершины. В этом алгоритме, как и в алгоритме В, частотное присвоение первым получает луч, имеющий наименьшее число разрешенных по условиям

ЭМС частотных присвоений. При равенстве этого показателя у нескольких претендентов учитывается степень вершины (число лучей, которое может оказать мешающее влияние на исследуемую зону обслуживания).

Алгоритм D - по максимальной степени вершины.

Алгоритм E - по наибольшему числу требуемых частотных каналов.

Выбор оптимального частотного присвоения для определенного на предыдущем этапе решения луча производится из разрешенных каналов по условиям ЭМС. Для принятия решения о допустимости частотного присвоения в соответствии с условием (3.13) производится расчет КВВ по формуле [64]:

$$KBB = 1 - \frac{\min(SINR_{ij}, SINR_{ji})}{SNR}, \quad (3.23)$$

где $SINR_{ij}$ – отношение сигнал/(шум+помеха), которое установится в i луче при назначении j -му лучу совмещенного канала;

SNR – отношение сигнал/шум в условиях отсутствия интерференционных помех.

Возможны два варианта выбора канала:

– с максимально допустимым уровнем помех (КВВ должно быть минимальным, но не менее γ);

– с минимальным уровнем поля помех (КВВ должно быть максимальным, но не более ε).

Данные варианты условно обозначены цифрами 1 – первый случай, 2 – второй. Значения ε и γ задаются эмпирически. Таким образом, в данном модифицированном методе сохраняется идея метода координационных колец [60].

Были также разработаны алгоритмы, относящиеся к классу «краска-вершина». Они условно были названы F, G, H, I, J. В данных алгоритмах фиксируется очередной номер канала, начиная с первого, а затем выбираются все лучи, которые могут его использовать с допустимым уровнем взаимных помех, причем выбор очередного луча осуществляется описанными выше методами:

– алгоритм F по порядку выбора вершин соответствует алгоритму A;

- алгоритм G – алгоритму B;
- алгоритм H – алгоритму C;
- алгоритм I – алгоритму D;
- алгоритм J – алгоритму E.

Например, алгоритм A1 означает, что выбор лучей осуществляется по порядку, а назначение канала идет по критерию с максимально допустимым уровнем помех. Аналогично, метод B2 означает, что первым получит частотное присвоение луч, имеющий минимальное число разрешенных для использования каналов, при этом выбирается канал с минимальным уровнем поля помех.

3.3.4 Пример проведения ЧТП предложенным методом

Для того чтобы проиллюстрировать как осуществляется частотное присвоение в СПСС при использовании модифицированного МКК, приведем расчет на конкретном примере. Для упрощения его представления проанализируем спутниковую сеть, состоящую из четырех лучей (рисунок 3.10).

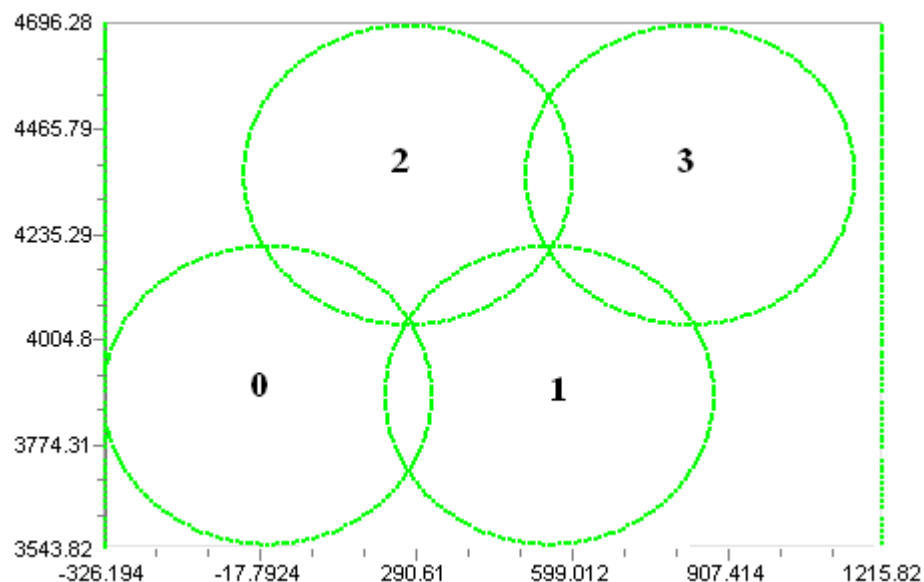


Рисунок 3.10 – Зоны обслуживания СПСС с регулярной структурой

Примем допущение, что характеристики лучей, мощность излучения и другие параметры считаются одинаковыми для каждой из зон обслуживания. Единственным отличием является наклонная дальность d от СР до центра зоны

обслуживания. Доступное число частотных каналов K_{Σ} , выделенное для организации связи в данном примере равно 12. Для рассмотрения ЧТП выберем алгоритм А1.

Местоположение центра каждой зоны обслуживания определено координатами $(x; y)$. С учетом радиуса зоны $R_3 = 322$ км, они имеют следующие значения:

- зона, формируемая лучом 0 имеет координаты $(x = 0$ км; $y = 3882$ км, $d = 37460,87$ км) ;
- 1 лучем $(x = 557$ км; $y = 3882$ км, $d = 37503,70$ км);
- 2 лучем $(x = 278$ км, $y = 4364$ км, $d = 38058,24$ км);
- 3 лучем $(x = 835$ км; $y = 4364$ км, $d = 38161,25$ км).

Для каждого луча задается матрица запрещенных для использования каналов и матрица полей. Первая матрица – строка, длиной K_{Σ} (общее число каналов). Неравенство нулю i -го элемента означает невыполнение в этом канале условий ЭМС и о его запрещении для дальнейшего использования для рассматриваемого луча. Вторая матрица – строка, также имеющая размерность K_{Σ} , каждый элемент которой содержит уровень SINR при использовании для связи данной частоты в луче (SINR рассчитывается на границе зоны обслуживания).

На начальном этапе матрица запрещений заполняется нулевыми значениями, что означает разрешение на использование лучам всех возможных каналов. Матрица SINR первоначально (на этапе анализа ЭМС радиосредств) заполняется значениями SNR соответствующих диапазонов частот в условиях отсутствия интерференционных помех от других лучей. Рассчитанные по формуле (2.60) значения для рассматриваемого примера приведены в таблице 3.2.

Как видно в таблице 3.2, значения сигнал/шум в беспомеховой обстановке в различных лучах отличаются из-за отличия наклонной дальности и изменения характеристики затухания сигнала (увеличивается с ростом частоты).

При использовании алгоритма А1 лучи выбираются по порядку номеров,

поэтому первое присвоение получит луч с номером 0.

Таблица 3.2 – Значения SINR (дБ) на первоначальном этапе ЧТП

Номер луча	Номер канала											
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
0	7,2355	7,2353	7,2351	7,2349	7,2346	7,2344	7,2342	7,2340	7,2338	7,2336	7,2334	7,2332
1	7,0981	7,0979	7,0976	7,0974	7,0972	7,0970	7,0968	7,0966	7,0964	7,0962	7,0960	7,0958
2	7,2256	7,2254	7,2251	7,2249	7,2247	7,2245	7,2243	7,2241	7,2239	7,2237	7,2235	7,2232
3	7,0746	7,0744	7,0742	7,0740	7,0738	7,0735	7,0733	7,0731	7,0729	7,0727	7,0725	7,0723

Следующим этапом является выбор оптимального частотного присвоения. В начале для анализируемого луча проверяется матрица запрещений и матрица полей. Т.к. выбор канала осуществляется по критерию «максимально допустимый уровень помех» то оптимальным будет считаться тот канал, в котором величина КВВ будет наименьшей, но не менее значения параметра γ и не более ε . В данном примере $\gamma = -1$, $\varepsilon = 0,5$, требуемое защитное отношение $A_3 = 5$ дБ (для обеспечения скорости кода 5/6 или выше [57]).

С учетом того, что предыдущего анализа не производилось, матрица запрещений для луча 0 не содержит ограничений, а матрица полей заполнена значениями SINR и, соответственно на данном этапе интерференционные помехи отсутствуют. Таким образом, лучу 0 будет присвоен 11 частотный канал.

После назначения частоты лучу, производится перерасчет SINR у всех лучей для данного частотного канала и корректировка таблицы запрещений: помечаются каналы, которые оказываются для них запрещенными вследствие присвоения канала анализируемому лучу. При этом учитываются ограничения на использование соседних каналов (требование к частотному разнесу $3 \cdot \Delta f_k$), а также запрет на использование совмещенного канала в смежных лучах. В частности, после присвоения 11 канала лучу 0, канал 11 запрещен для использования в смежных 1 и 2 втором лучах, а соседний 9 и 10 канал, исходя из требований к минимальному частотному разнесу запрещен в 0 луче (см. таблицу 3.4).

Расчет SINR начинается с определения взаимного расположения центра зоны обслуживания полезного луча и центра зоны обслуживания мешающего луча. Полезным является анализируемый луч, а мешающими – все лучи, которым уже назначен текущий рассматриваемый частотный канал.

Расстояние между центрами зон обслуживания полезного и мешающего лучей определяются по их координатам следующим выражением

$$D_{ij} = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2}, \quad (3.24)$$

где x и y - координаты центров зон обслуживания полезного i луча и мешающего j луча.

На основе полученного значения D_{ij} по методике, изложенной в главе 2 производится расчет уровня SINR, с учетом уровня помехи по боковым лепесткам от каждого мешающего луча. Определяется итоговый SINR для полезного луча. Далее рассчитывается КВВ и выполняется проверка: если $KVB \geq \varepsilon$, то между текущим полезным и мешающим лучом фиксируется бинаправленное ребро и заполняется соответствующее поле в таблице запрещений.

Для алгоритмов С и D после каждого частотного присвоения также осуществляется расчет степени вершины, которая представляет собой количество мешающих лучей для текущего, с учетом всех присвоенных ему частотных каналов.

Матрица SINR после присвоения канала нулевому лучу приведена в таблице 3.3. Матрица запрещений – в таблице 3.4.

Аналогичная процедура проводится для всех остальных лучей. Последовательность описанных действий повторяется до тех пор, пока существует хотя бы один доступный для назначения частотный канал (см. рисунок 3.6).

В таблице 3.5 приведены результаты частотного планирования с использованием алгоритма A1 для описанного примера (жирным курсивом выделены присвоенные соответствующим лучам частотные каналы).

Таблица 3.3 – Матрица SINR (дБ) после присвоения 0 лучу 11 канала

Номер луча	Номер канала												Степень вершины
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	
0	7,24	7,24	7,24	7,23	7,23	7,23	7,23	7,23	7,23	7,23	7,23	7,23	0
1	7,23	7,23	7,23	7,22	7,22	7,22	7,22	7,22	7,22	7,22	7,22	0,90	1
2	7,10	7,10	7,10	7,10	7,10	7,10	7,10	7,10	7,10	7,10	7,10	3,85	1
3	7,07	7,07	7,07	7,07	7,07	7,07	7,07	7,07	7,07	7,07	7,07	6,87	1

Таблица 3.4 – Матрица запрещений после присвоения канала нулевому лучу

Номер луча	Номер канала												
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1
1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
2	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
3	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

Таблица 3.5 – Матрица SINR (дБ) после окончания присвоения каналов

Номер луча	Номер канала												Степень вершины
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	
0	3,92	0,43	6,84	3,92	0,43	6,84	3,92	0,43	6,84	3,92	0,43	6,84	12
1	3,91	7,23	-0,12	3,91	7,22	-0,12	3,91	7,22	-0,12	3,91	7,22	-0,13	12
2	7,10	3,85	-0,53	7,10	3,85	-0,53	7,10	3,85	-0,53	7,10	3,85	-0,53	12
3	0,87	3,84	6,88	0,87	3,84	6,88	0,87	3,84	6,87	0,87	3,84	6,87	12

В рассмотренном примере коэффициент ПИЧ, рассчитанный по (1.18), равен 3, т.к. в каждом луче доступно по 4 частотных канала, а общее число каналов – 12. В таблице 3.5 видно, что построенный частотный план удовлетворяет заданному A_3 .

3.3.5 Сравнение различных модификаций предложенного метода ЧТП

Для сравнения результатов проведения ЧТП при использовании МКК, модифицированного методом ветвей и границ и алгоритмами краска-вершина

(вершина-краска), проведено моделирование распределения 120 частотных каналов в спутниковой сети из 40 зон обслуживания (см. рисунок 2.16).

На рисунке 3.11 показана диаграмма плотности распределения SINR в различных лучах сети при ЧТП методом МКК модифицированного методом ветвей и границ и МКК модифицированного алгоритмом вершина-краска D2 (порядок назначения вершин - по максимальной степени вершины, выбор канала – по минимуму поля помех).

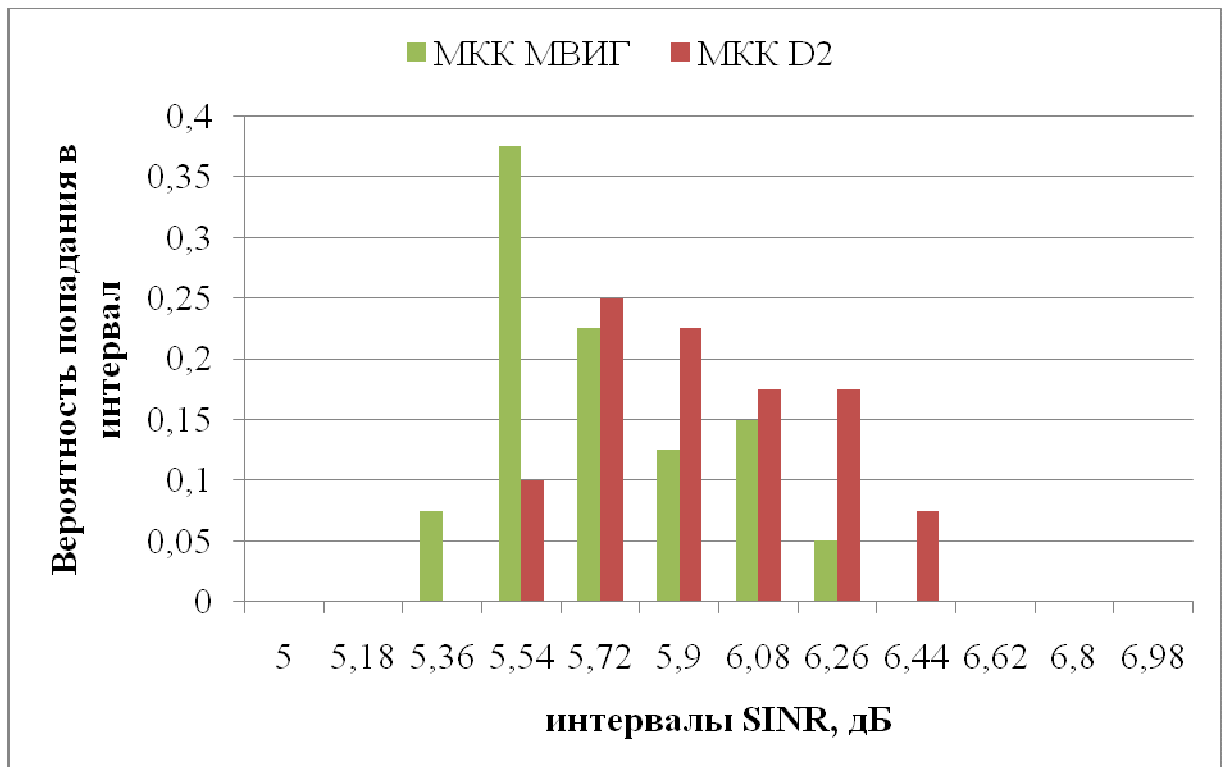


Рисунок 3.11 – Плотность распределения SINR в лучах при различных методах ЧТП

В первом случае частотный план соответствует трехчастотной сети, построенной на основе универсальной модели регулярной сети. При ЧТП по методу МКК D2 регулярная структура сети нарушается, т.к. каждый канал назначается в отдельности. В данном примере коэффициент повторного использования частот равен 6.

Из графика следует, что в случае применения метода МКК D2 значения SINR на границе большинства лучей выше, чем при МКК МВиГ. Это позволяет

передавать информационные данные с использованием большей скорости кодирования. Вместе с тем, с учетом увеличения коэффициента ПИЧ, несмотря на рост SINR в отдельных лучах общая пропускная способность сети при одинаковом количестве частотных каналов снизится.

В этой связи, для более детального исследования эффективности применения разработанных методов представляется целесообразным разработать методику оценки эффективности выделения частотного ресурса на основе анализа пропускной способности сети.

3.4 Методика оценки эффективности выделения частотного ресурса на основе анализа пропускной способности сети

Для оценки эффективности выделения частотного ресурса в системе спутниковой связи предлагается разработать методику оценки пропускной способности СПСС при проведении ЧТП разработанными методами. Для этого необходимо получить зависимость пропускной способности от значений SINR на входе приемника антенны СР (линия вверх) и абонентского терминала (линия вниз), которые установятся в зонах обслуживания лучей МЛА.

Методика включает в себя:

- определение пропускной способности каждого частотного канала в лучах сети по рассчитанному уровню сигнал/(шум+помеха), который заносится в матрицу полей по окончании проведения ЧТП;
- расчет пропускной способности луча СПСС с учетом набора присвоенных ему частотных каналов;
- определение общей пропускной способности сети, которая позволяет оценить эффективность различных методов ЧТП.

Согласно уравнению, задающему границу Шеннона [31] для канала с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ), пропускная способность канала связи при заданном SINR в полосе W равна:

$$C = W \log_2(1 + SINR), \text{ бит/с} . \quad (3.25)$$

Граница Шеннона – идеализированный случай, однако в некоторых ситуациях её использование при оценке пропускной способности оправдано тем, что, во-первых, используемые в настоящее время сигнально-кодовые конструкции достаточно близко подходят к ней [31], и, во-вторых, использование границы Шеннона позволяет абстрагироваться от использования конкретных сигнально-кодовых конструкций в каждой конкретной системе. Использование границы Шеннона для канала, в котором наряду с шумом действуют помехи, может быть оправдано, поскольку на вход приемника приходят помехи со всех окружающих лучей той же частоты, а фазы несущей и отсчеты начала передаваемых символов помех носят случайный характер. Эти факторы приближают принимаемую смесь помех к АБГШ, особенно с учетом скремблирования.

Пусть W_0T_0 – весь частотно-временной ресурс, приходящийся на луч, т.е. W_0 – полоса частот луча, а T_0 – некоторый интервал времени, в течение которого происходит передача информации абонентам [31]. Пусть $(WT)_k$ – частотно-временной ресурс, израсходованный для передачи данных в канале k за время T_0 , где $k \subseteq F_i = \{f_{ki} \mid k=1, \dots, K_i\}$. F_i – множество частотных каналов в i луче, K_i – мощность множества F_i .

Тогда количество информации, переданной за время T_0 в канале k равно:

$$I_k = (WT)_k \log_2(1 + SINR_k), \text{ бит.} \quad (3.26)$$

Удельное количество информации, переданной в канале в течение времени T_0 , приходящееся на единицу использованного частотно-временного ресурса, равно:

$$i_k = \frac{I_k}{(WT)_k} = \log_2(1 + SINR_k), \text{ бит/с/Гц.} \quad (3.27)$$

Пропускная способность i луча, приходящаяся на единицу использованного частотно-временного ресурса будет равна:

$$C_{W_i} = \frac{\sum_{k=0}^{K_i-1} I_k}{W_0T_0} = \frac{\sum_{k=0}^{K_i-1} (WT)_k i_k}{W_0T_0} = \frac{W_0T_0 \sum_{k=0}^{K_i-1} i_k}{K_i W_0T_0} = \frac{\sum_{k=0}^{K_i-1} i_k}{K_i}, \text{ бит/с/Гц.} \quad (3.28)$$

Таким образом, удельная пропускная способность i -го луча, является средним арифметическим удельных количеств информации (3.27), переданных в луче, к количеству выделенных лучу частотных каналов [31, 65]:

$$C_{W_i} = \frac{1}{K_i} \sum_{k=0}^{K_i-1} \log_2(1 + SINR_k) , \text{ бит/с/Гц.} \quad (3.29)$$

На основе (3.29), задавшись конкретными параметрами многолучевой спутниковой системы, можно вычислить полную пропускную способность всей сети, используя выражение:

$$C = \frac{N_b \cdot B \cdot K}{q} \cdot \frac{\sum_{i=0}^{card(M)-1} C_{W_i}}{1 + \alpha} , \text{ бит/с.} \quad (3.30)$$

где C_{W_i} , бит/с/Гц - удельная пропускная способность i -го луча;

B , Гц – полоса частот сигнала, определяемая по формуле (2.46);

K – общее число каналов в сети;

q – коэффициент ПИЧ (в однородной регулярной сети соответствует размерности кластера $C_{кл}$);

N_b – количество лучей AP CP;

α – коэффициент скругления спектра.

На рисунке 3.12 представлена зависимость пропускной способности от коэффициента ПИЧ (размерности кластера) при воздействии одиночной интерференционной помехи ($N_b = 40$, $\alpha = 0,35$, $K = 1200$), построенная по формуле (3.30). Наглядно видно, что значение C резко снижается с ростом $C_{кл}$.

Для более точного сравнения различных методов ЧТП предлагается определить скорость передачи данных в частотном канале с учетом используемой сигнально-кодовой конструкции.

В таблице 3.6 [57] приведены значения требуемых защитных отношений в зависимости от скорости кода FEC при модуляции $\pi/4$ QPSK. Для кодов с большими скоростями требуется большее защитное отношение A_3 .

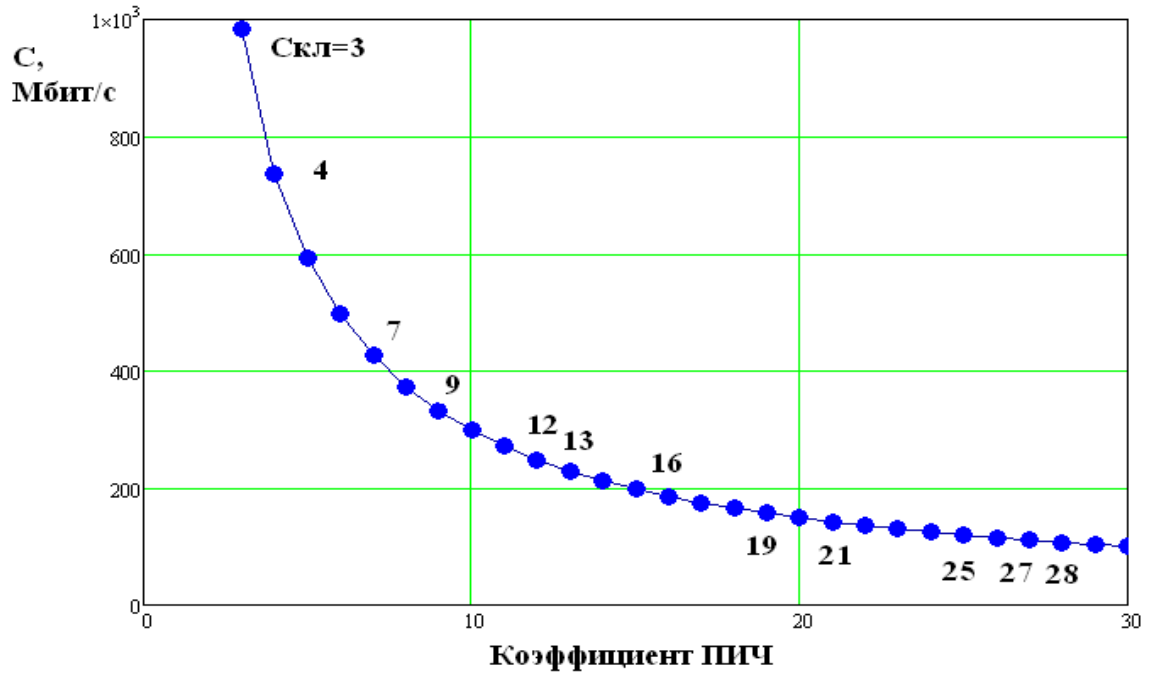


Рисунок 3.12 – Зависимость пропускной способности сети от коэффициента ПИЧ

Таблица 3.6 – Защитные отношения для различных скоростей кода
(кодирование с прямой коррекцией ошибок, модуляция $\pi/4$ QPSK)

Скорость кода FEC, k/n	Требуемое защитное отношение A_3 , дБ при вероятности ошибки $p_{\text{ош}} = 10^{-3}$
1/2	1,00
3/5	2,23
2/3	3,10
3/4	4,03
4/5	4,68
5/6	5,18
8/9	6,20
9/10	6,42

Скорость передачи информации в канале можно определить исходя из скорости кода по формуле:

$$R_c = R \left(\frac{k}{n} \right), \text{ бит/с}, \quad (3.31)$$

где k/n – отношение числа информационных бит к общему количеству передаваемых бит;

R – скорость передачи в радиоканале, бит/с.

Например, для кода FEC 5/6 при скорости передачи в канале $R = 46,8$ Кбит/с, $R_c = 39$ Кбит/с.

С учетом (3.31) суммарная скорость передачи информации в сети определяется по формуле:

$$R_{\Sigma} = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{c=0}^{F_i-1} \left[R \left(\frac{k}{n} \right)_{ci} \right], \text{ бит/с,} \quad (3.32)$$

где $\left(\frac{k}{n} \right)_{ci}$ – скорость кода с учетом SINR в c -м канале, присвоенном i -му лучу;

M - количество лучей в СПСС;

F_i – количество доступных в i -м луче частотных каналов.

На рисунке 3.13 приведена зависимость пропускной способности сети и суммарной скорости передачи информации в сети от размерности кластера по результатам моделирования СПСС с учетом множественности помех. Планирование сети проводилось по методу МКК, модифицированному МВиГ.

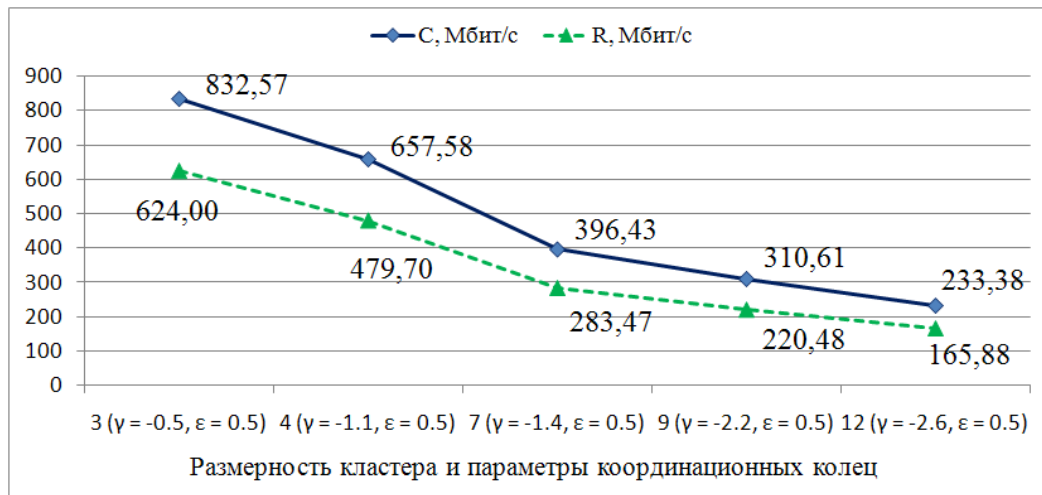


Рисунок 3.13 – Зависимость пропускной способности сети от размерности кластера

Из приведенного на рисунке 3.13 графика следует, что пропускная способность в условиях множественности помех ниже чем в случае единичной помехи (в трехчастотной сети разница C и R составляет около 170 Мбит/с). Кроме того, суммарная скорость передачи информации в сети ниже пропускной способности, что объясняется ограниченными возможностями реальных кодовых

конструкций.

На рисунках 3.14а и 3.14б продемонстрировано изменение пропускной способности, скорости и SINR от ЭИИМ сигнала, излучаемого передатчиком абонентского терминала (т.к. рассматривается линия вверх).

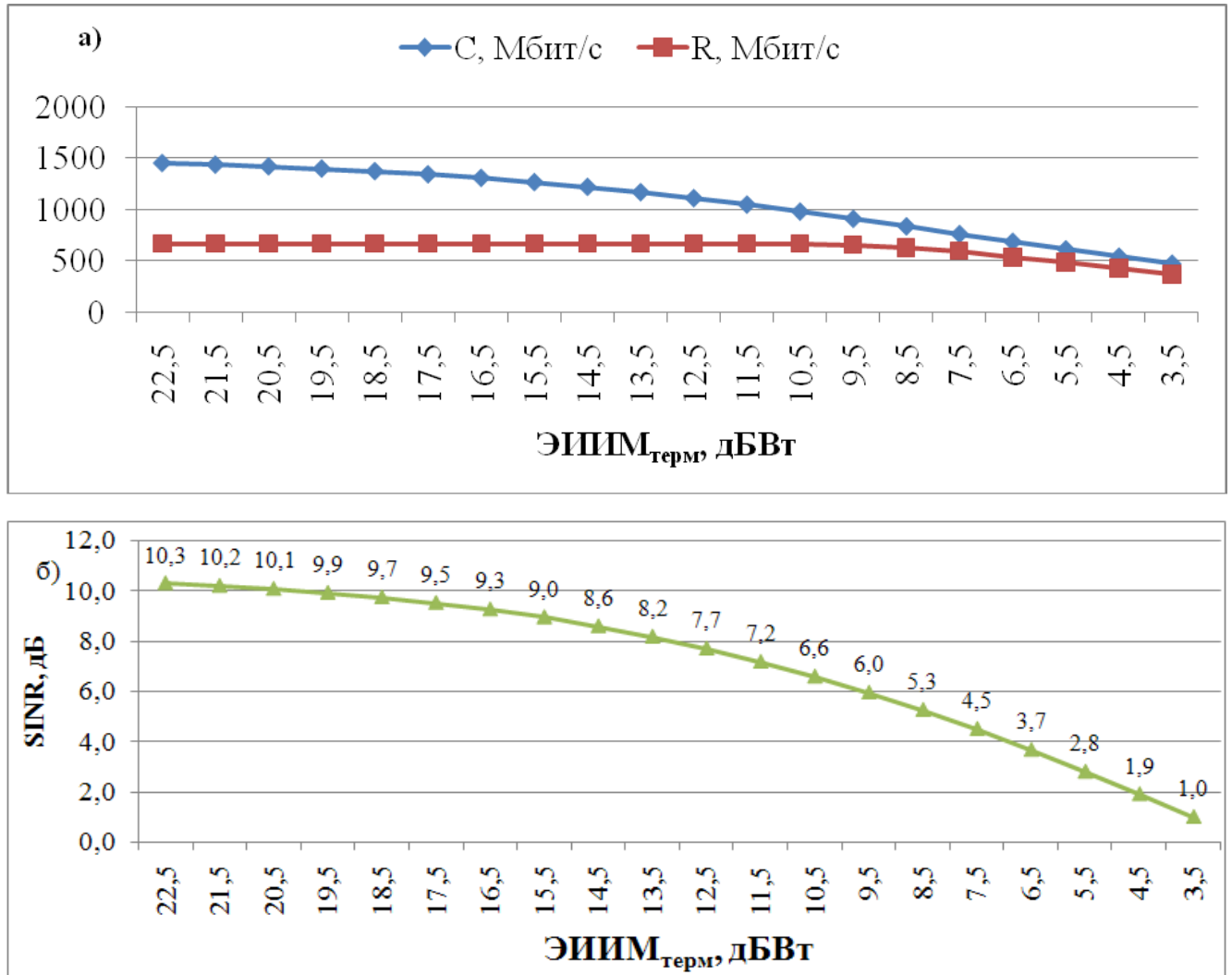


Рисунок 3.14 – Зависимость а) пропускной способности и скорости от ЭИИМ_{терм}
б) SINR от ЭИИМ_{терм}

Анализ приведенных зависимостей показывает, что при ЭИИМ_{терм} $\geq 10,5$ дБВт наблюдается избыточность SINR, т.к. выбранная сигнально-кодовая конструкция имеет максимальную скорость передачи информации при FEC 9/10 и защитном отношении 6,42 дБ. Такой вывод позволяет сделать зависимость C и R от ЭИИМ_{терм} (рисунок 3.14а). Значения R рассчитаны по формуле (3.32). Наглядно видно, что при ЭИИМ_{терм} $\geq 10,5$ дБВт значение C с ростом SINR продолжает

расти, а значение R остается неизменным, достигая максимального значения в 624 Мбит/с.

В этой связи, сравнение методов ЧТП целесообразно проводить по скорости передачи данных, а не по пропускной способности.

С помощью изложенной методики проведено сравнение эффективности различных модификаций МКК на линии вверх при различных значениях $\text{ЭИИМ}_{\text{терм}}$. Результаты исследования приведены на рисунке 3.15. Моделирование проводилось при значениях параметров $\gamma = -2$, $\varepsilon = 0,5$, $A_3 = 5$ дБ.

Анализ приведенных графических зависимостей показывает, что модификации МКК А1, В1, F, G, H, I дают одинаковый с МКК МВиГ результат по суммарной скорости передачи данных. Это подтверждает тот факт, что при равномерном распределении частотных каналов по сети (регулярная структура) суммарная пропускная способность сети достигает максимального значения.

Алгоритмы С1 и D1 привели к увеличению коэффициента ПИЧ и незначительному уменьшению SINR в связи с нарушением регулярной структуры частотного плана.

Алгоритмы МКК А2, В2, С2 и D2 приводят к повышению SINR при одновременном увеличении кластера. Это сказывается на снижении общей пропускной способности сети. Данный эффект обусловлен нижней границей $\gamma = -2$. Чем меньше её значение, тем больше увеличивается координационное расстояние между центрами зон обслуживания при назначении частот по критерию минимального поля помех.

Таким образом, в случае распределения всех частотных каналов по сети без учета количества абонентских терминалов, требующих ресурса сети, МКК, модифицированный методами краска-вершина и вершина краска не позволяет увеличить пропускную способность сети по сравнению с МКК, модифицированным МВиГ. Этот недостаток можно устранить, оптимизировав методы ЧТП за счет учета распределения абонентских терминалов по зонам обслуживания лучей AP CP.

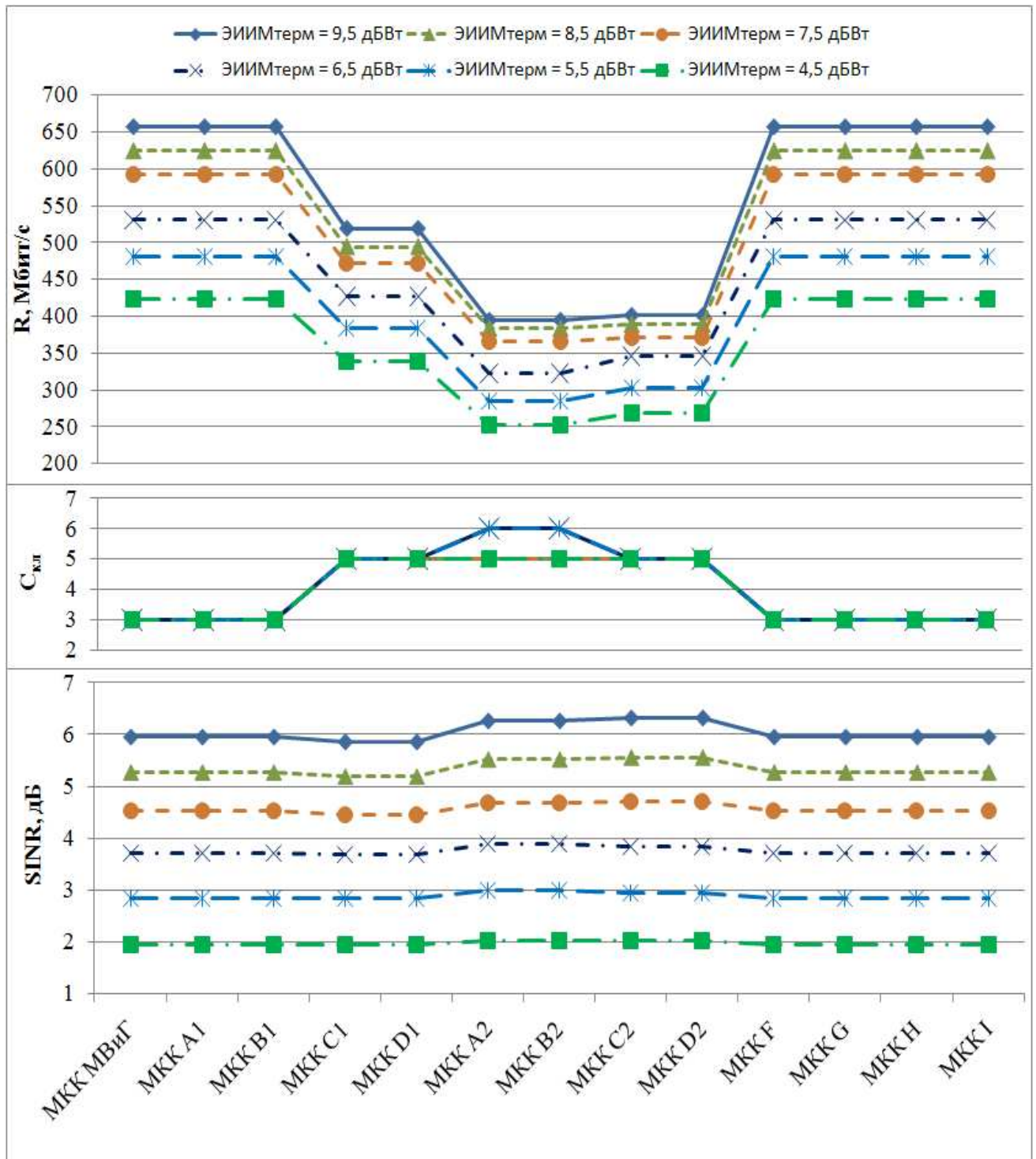


Рисунок 3.15 – Сравнение эффективности различных методов ЧТП

3.5 Метод повышения эффективности частотно-территориального планирования, основанный на учете перераспределения абонентов в лучах

С целью повышения эффективности использования частотно-временного

ресурса СПСС целесообразно осуществлять перераспределение неиспользуемых частотных каналов в лучи с большей загрузкой.

Данный метод оптимизации ЧТП подразумевает адаптацию частотного плана к количеству пользовательских ЗС, требующих частотный ресурс в единицу времени. Для решения этой задачи при ЧТП перед назначением частоты лучу должна выполняться проверка его текущей загрузки. Это позволит увеличить скорость передачи данных для абонентов сети, повысить помехоустойчивость каналов связи.

Для оценки степени загрузки лучей необходимо провести моделирование территориального распределения абонентских терминалов по зоне обслуживания сети.

Как правило, при проектировании СПСС задается допустимое число абонентов N_1 которым могут быть предоставлены услуги связи. Однако очевидно, что в произвольный момент времени требовать доступа к ресурсу СР будет только часть абонентов (N_2). Для характеристики этого процесса используется *коэффициент переподписки* (в зарубежной литературе – contention ratio; simultaneous factor; oversubscription ratio; overbooking factor) [66].

Коэффициент переподписки определяет вероятность того, что абонент потребует согласованный с оператором ресурс в интервале времени Δt . Численное соотношение для коэффициента переподписки можно представить в виде

$$\xi = N_2 / N_1, \quad (3.33)$$

где N_2 – среднее число активных абонентов за время Δt . N_1 – общее количество зарегистрированных подписчиков.

Коэффициент переподписки можно оценить на основе статистических данных, полученных на большом отрезке времени наблюдения за активностью абонентов в сети. Допустим, что каждые сутки из общего числа зарегистрированных пользователей хотя бы раз частотный ресурс СПСС используют 65% [66]. Период наибольшей нагрузки на сеть будет составлять примерно 12 часов с примерно равномерным распределением в этом временном интервале. Таким образом, среднее число активных пользователей сети за любую

минуту этого интервала составляет

$$N_2 = 0,65N_1 / 12 \cdot 60 = 9,028 \cdot 10^{-4} N_1. \quad (3.34)$$

Соответственно, по (3.33) и (3.34) можно определить усредненное значение коэффициента переподписки для интервала $\Delta t=1$ мин.

$$\xi = N_2 / N_1 = 9,028 \cdot 10^{-4}. \quad (3.35)$$

Если допустить, что средняя длительность разговоров по мобильному каналу связи превышает 1 минуту, то используя полученное значение (3.35) и выражение (3.33) мы можем оценить количество абонентов, находящийся на данный момент в сети.

Примем для расчетов значение $N_1=500000$, в соответствии с количеством абонентов, на которые рассчитывалась СПСС «Зеркало-Г1» [30] (см. п. 1.2.2). Тогда в интервал $\Delta t=1$ мин сеть должна будет обслужить примерно

$$N_2 = N_1 \cdot \xi = 500000 \cdot 9,028 \cdot 10^{-4} \approx 450 \text{ абонентов}. \quad (3.36)$$

Таким образом, средняя загрузка сети в интервал $\Delta t=1$ будет составлять около 1 % [67].

Распределение абонентов по зоне обслуживания СПСС будем определять по равномерному закону [68], т.е. без учета плотности населения и часовых поясов.

В качестве входного параметра задается максимально допустимое число абонентских терминалов в пределах зоны обслуживания одного луча N_{bmax} . На рисунке 3.16 приведен пример распределения пользователей по сети при $N_{bmax} = 100$.

Для моделирования использовалась разработанная средствами Visual C++ программная модель с применением встроенной функции *rand*, которая возвращает случайные числа по равномерному закону. Относительная статистическая частота, демонстрирующая распределение количества пользователей по лучам сети приведена на рисунке 3.17.

Допустим, что в каждом луче СПСС одновременно требуют частотно-временной ресурс N_i абонентских терминалов ($i = 0, \dots, \text{card}(M)$).

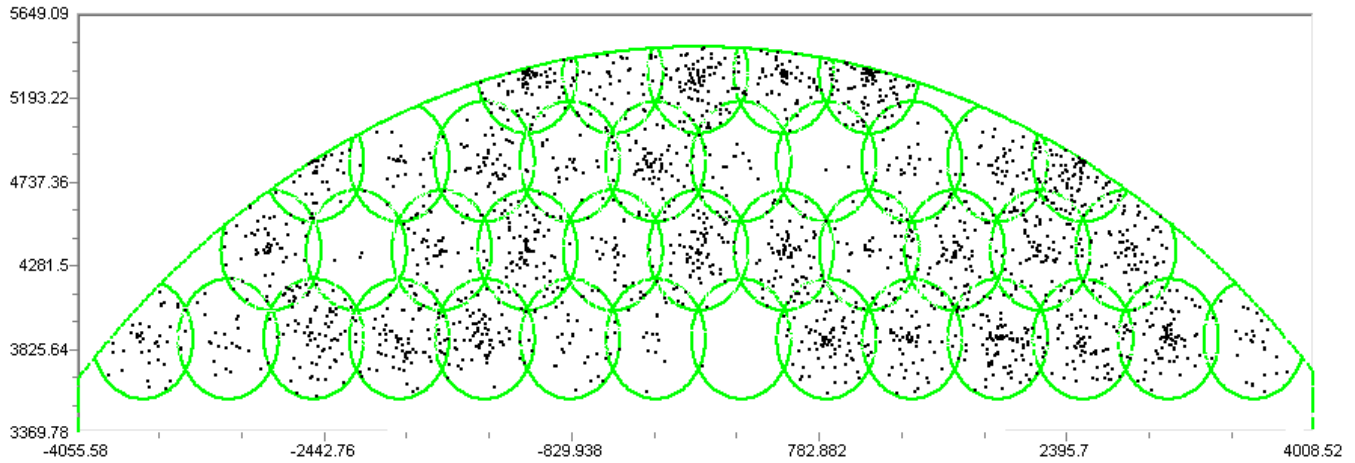


Рисунок 3.16 – Распределение абонентов внутри зоны обслуживания луча

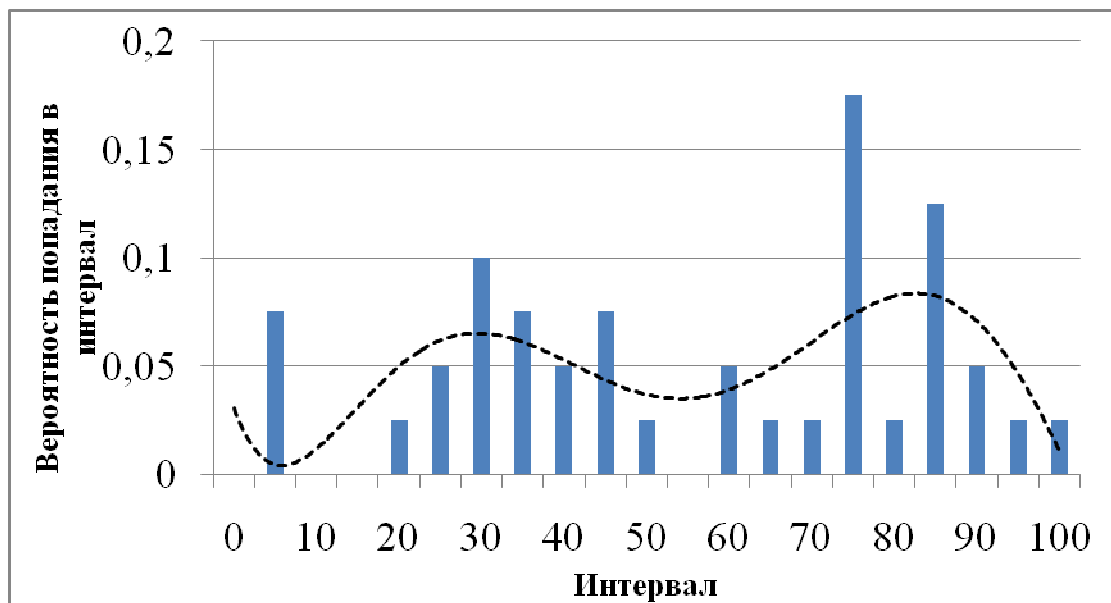


Рисунок 3.17 – Плотность распределения количества пользователей в лучах сети

Тогда при распределении частотных каналов в соответствии с разработанными методами ЧТП на каждый i луч можно выделять такое количество частот, которое необходимо для обслуживания N_i абонентов. Т.к. для обеспечения связи 8 абонентам достаточно одного частотного канала, то требуемое число частот в луче можно рассчитать по формуле:

$$K_{\max_i} = \text{int}\left(\frac{N_i}{8}\right), \quad (3.37)$$

где $\text{int}[X]$ – целая часть числа X .

При распределении частот по методу МКК, модифицированного

алгоритмами вершина-краска (краска-вершина) перед назначением лучу частотного канала выполняется проверка необходимости выделения ему частотного ресурса, т.е. условия $K_i < K_{\max_i}$. Если $K_i \geq K_{\max_i}$, то назначений частот в i луче больше не производится. Благодаря этому высвободившиеся частоты, исходя из частотно-пространственных ограничений, могут быть назначены другим лучам.

Кроме того, модификации МКК E1, E2 и J осуществляют поиск очередной вершины по критерию $\max(N_i)$. Это позволяет назначать наиболее загруженным лучам системы частоты с более редкими присвоениями. Благодаря этому повышается SINR и обеспечивается более высокая скорость передачи данных.

Результаты проведения ЧТП с использованием разновидностей адаптивных МКК приведены на рисунке 3.18 для значений параметров $\gamma = -2$, $\varepsilon = 0,5$, $A_3 = 5$ дБ.

Анализ приведенных зависимостей показывает, что при ЭИИМ_{терм} = 8,5 дБВт и ниже адаптивный МКК, модифицированный алгоритмами вершина-краска и краска-вершина приводит к заметному увеличению суммарной скорости передачи данных в сети (приведена суммарная скорость загруженных частотных каналов).

Максимальное значение $R = 217,5$ Мбит/с получено при использовании МКК E2 (ранжирование вершин осуществляется по числу абонентов в луче, назначение частот – по минимуму поля помех). При этом значение коэффициента ПИЧ ($C_{\text{кл}}$) равно 9. Полученный выигрыш в скорости передачи данных составляет 13,1 Мбит/с (6,4%). Кроме того, полученное значение R превышает скорость передачи данных при ЭИИМ_{терм} = 9,5 дБи и ЧТП по МКК, модифицированному МВиГ, которая равна 215,1 Мбит/с.

Если допустить, что каждый абонент использует один TDM слот, то максимальное количество абонентов, которых может обслужить сеть определяется выражением:

$$N_{\max} = 8 \cdot \text{card}(M) \cdot \frac{K_{\Sigma}}{q} \quad (3.38)$$

При этом величина выигрыша в скорости будет зависеть от степени загруженности сети. При достижении предельного значения количества пользователей эффективность адаптивного МКК сравнивается с МКК МВиГ.

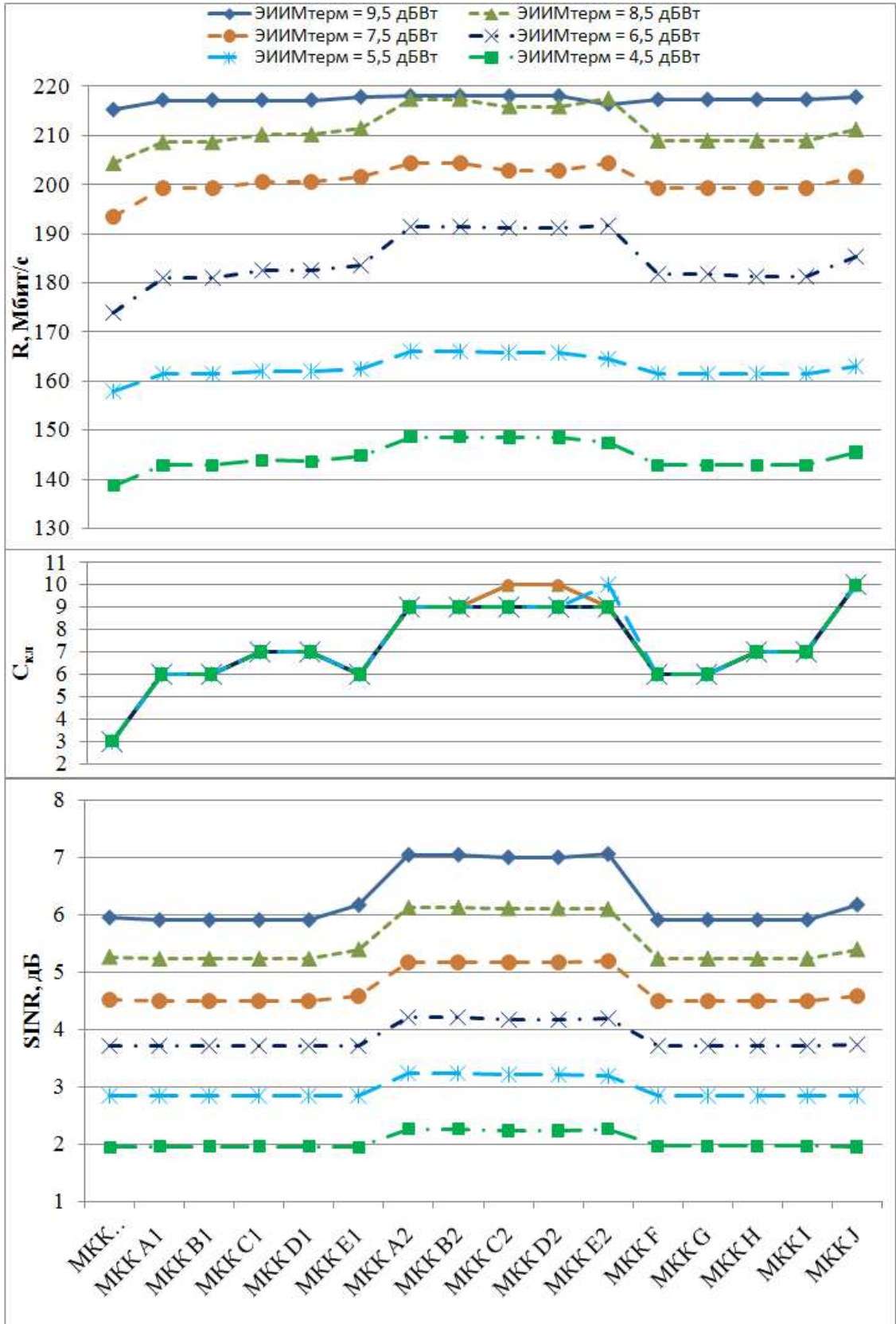


Рисунок 3.18 – Сравнение адаптивных методов ЧТП

На рисунке 3.19 приведена зависимость удельной скорости (суммарная скорость передачи данных R , разделенная на количество абонентов в сети N) от степени загрузки сети (N/N_{max}), полученная экспериментальным путем. Значение N_{max} определено по формуле (3.38). На графике видно, что удельная скорость при максимально загруженной сети минимальна.

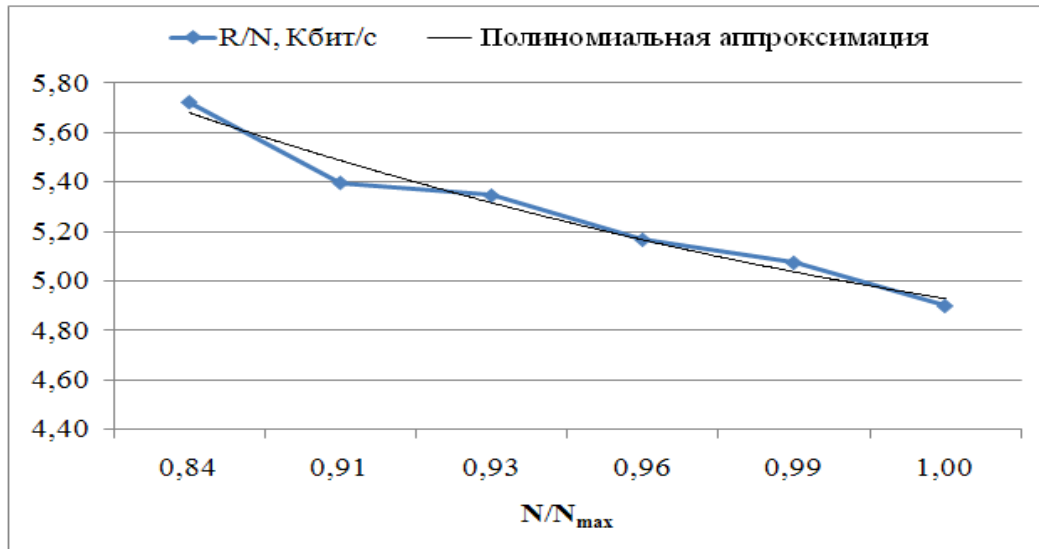


Рисунок 3.19 – Снижение удельной скорости передачи данных при росте числа абонентов

Таким образом, разработанные методы ЧТП позволяют эффективно распределить частотный ресурс по сети с учетом частотно-пространственных ограничений СПСС, влияния боковых лепестков ДН АР, множественности помех, неоднородности сети, а также распределения абонентских терминалов по зоне обслуживания сети.

При этом результаты исследований показали, что МКК, модифицированный МВиГ, а также МКК, модифицированный алгоритмами вершина-краска с назначением частот по максимуму поля помех и алгоритмами краска-вершина наиболее эффективно действует в условиях большой загруженности сети, когда увеличение коэффициента ПИЧ (кластера) приводит к уменьшению пропускной способности сети.

При загрузке сети менее 90% наибольшую эффективность демонстрируют адаптивный МКК, модифицированный алгоритмом вершина-краска с

назначением частот по минимуму поля помех, который приводит к одновременному повышению скорости передачи данных в сети и увеличению коэффициента ПИЧ. Степень его увеличения зависит от граничного параметра КВВ γ (рисунок 3.13). В этой связи, при решении конкретной задачи планирования сети необходим экспериментальный поиск оптимального значения данного параметра.

Анализ результатов моделирования показывает, что при рассматриваемых характеристиках СР и сигнально-кодированных конструкций на линии вверх оптимальным является значение $\text{ЭИИМ}_{\text{терм}} = 8,5$ дБВт. Увеличение мощности передаваемого сигнала приведет к избыточности в энергетике линии связи «вверх». $\text{ЭИИМ}_{\text{терм}} < 8,5$ дБВт приводит к ухудшению условий помехозащищенности и падению скорости передачи информационных данных.

Выводы по главе 3

- 1 На основе анализа методов и алгоритмов частотно-территориального планирования для дальнейшего исследования предложен метод координационных колец, позволяющий обеспечить требуемые условия ЭМС за счет учета накладываемых на сеть частотно-пространственных ограничений.
- 2 Разработан метод координационных колец, модифицированный методом ветвей и границ, позволяющий осуществлять эффективное распределение частот в СПСС с учетом требований ЭМС и частотных ограничений сети.
- 3 Разработан метод координационных колец, модифицированный алгоритмами вершина-краска и краска-вершина, позволяющий учитывать частотно-пространственные ограничения непосредственно при назначении каждого частотного канала в отдельности, а также неоднородность сети. Гибкое ЧТП по данному методу, учитывающее неоднородность СПСС, позволяет передавать информационные

данные с использованием большей скорости кодирования. Вместе с тем, отдельные модификации метода могут привести к увеличению коэффициента ПИЧ, что, несмотря на рост SINR в отдельных лучах, снизит общую пропускная способность сети.

- 4 Предложен метод повышения эффективности ЧТП, основанный на учете перераспределения абонентов в лучах. Данный метод позволяет повысить пропускную способность сети, избежав недопустимого повышения коэффициента ПИЧ.
- 5 Для сравнения разработанных методов предложена методика оценки эффективности выделения частотного ресурса на основе анализа пропускной способности и суммарной скорости передачи данных в сети. В результате моделирования распределения абонентов в лучах, на конкретном примере продемонстрирована эффективность ЧТП по методу координационных колец, модифицированному алгоритмами вершина-краска и краска-вершина с учетом загруженности лучей, который позволяет повысить пропускную способность сети на 6,4 %.

4 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ РАЗРАБОТАННЫХ МЕТОДОВ ЧАСТОТНО-ТЕРРИТОРИАЛЬНОГО ПЛАНИРОВАНИЯ

4.1 Программная модель для исследования ЧТП

Приведенные в главе 3 зависимости получены в результате проведения экспериментальных исследований с помощью программного продукта под названием «Программа для построения оптимального частотно-территориального плана геостационарной системы спутниковой связи», зарегистрированного в Российском Реестре программ для ЭВМ [69]. Данная программа создана специально для исследования эффективности разработанных методов ЧТП. В качестве среды разработки выбрана оболочка MS Visual C++.

Необходимость разработки нового программного продукта, в котором построена модель СПСС с зональным обслуживанием и реализованы алгоритмы разработанных методов ЧТП, обусловлена отсутствием готовых решений, которые позволили бы реализовать цели исследования. Отчасти это связано с тем, что имеющиеся программные продукты (SMS4DC, «ПАКУРС», «Mentum Planet» и др. [61]) предназначены для решения узкоспециализированных задач и не обладают достаточной универсальностью, чтобы выполнить задачи исследования.

На рисунке 4.1 приведена экранная форма разработанного программного продукта. На ней предусмотрено графическое отображение зоны обслуживания СПСС в различных системах координат, распределения абонентов, сгенерированного частотного плана. Также осуществляется вывод результатов ЧТП (ширина полосы частот, занимаемая системой, размерность кластера, пропускная способность сети и суммарная скорость передачи данных, количество частотных каналов, число абонентов и т.д.).

Обобщенный алгоритм работы (см. рисунок 4.2) программы включает в себя следующие этапы:

1. Ввод входных данных: ограничения на ЧТП (рисунок 4.3а), параметры зоны обслуживания и орбиты СР (рисунок 4.3б), линии связи (рисунок 4.3в), ДН АР СР (рисунок 4.4).

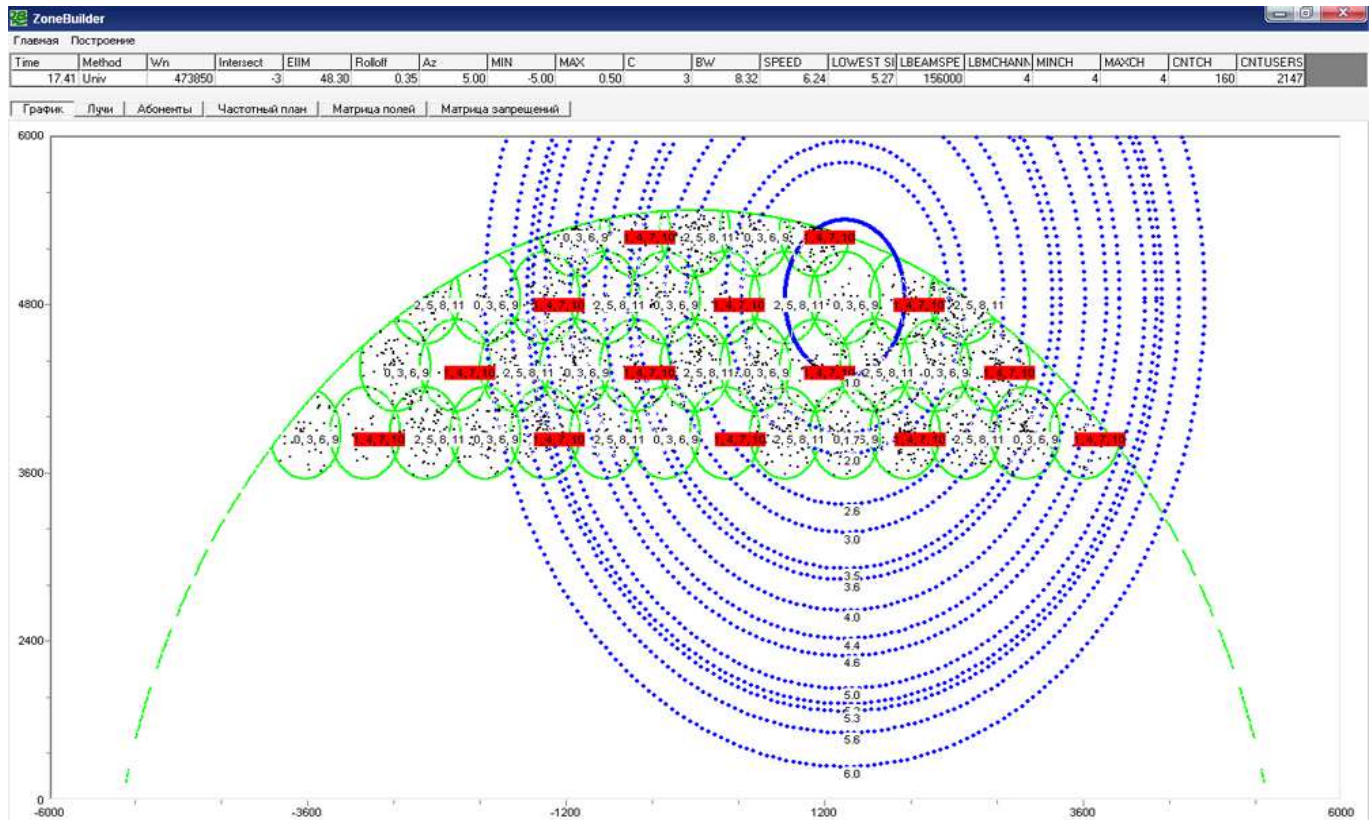


Рисунок 4.1 – Главная экранная форма программного продукта

2. Построение зоны обслуживания на основе сети гексагональной структуры в спутниковой проекции.

3. Пересчет координат центров лучей в геоцентрическую проекцию, определение наклонной дальности.

4. Моделирование распределения абонентских терминалов по сети. Определение количества АТ, попадающих в пределы каждого из лучей.

5. Проведение ЧТП разработанными методами (рисунок 4.5). Определение коэффициента ПИЧ.

6. Оценка уровня SINR на границе всех зон обслуживания в каждом частотном канале, присвоенном лучу. Определение наихудшего SINR в луче.

7. Расчет пропускной способности сети и суммарной скорости передачи данных.

8. Вывод результатов в файл, на экран или принтер. На рисунке 4.6 приведен пример основной таблицы выходных данных. Условные обозначения, используемые в программе указаны в таблице 4.1.

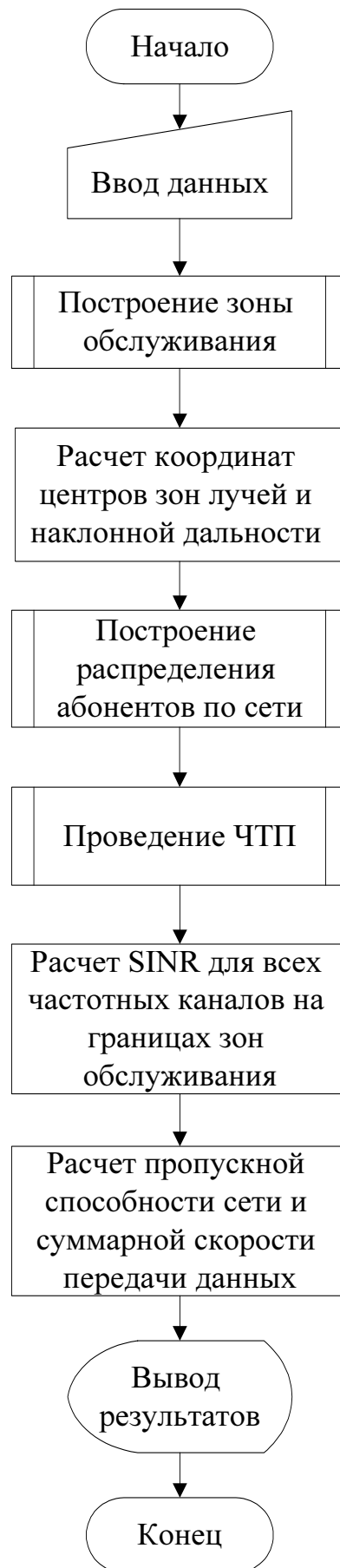


Рисунок 4.2 – Обобщенная блок-схема работы разработанной программы

Таблица 4.1 – Условные обозначения выходных данных, принятые в программе

Наименование	Размерность	Описание
<i>Общие данные</i>		
Time	сек	время проведения ЧТП
Method	-	название метода, которым проводилось ЧТП
W_n	Гц	ширина полосы частот, занимаемая СПСС
Intersect	дБ	уровень, по которому пересекаются главные лепестки ДН соседних лучей
EIIM	дБВт	ЭИИМ _{спутн} для линии вверх, ЭИИМ _{терм} для линии вниз
Rolloff	-	коэффициент скругления спектра
A_z	дБ	требуемое защитное отношение A_3
MIN	-	параметр координационного кольца γ
MAX	-	параметр координационного кольца ε
C	-	размерность кластера (коэффициент ПИЧ)
BW	Мбит/с	пропускная способность
SPEED	Мбит/с	общая скорость передачи информационных данных
LOWEST SINR	дБ	наихудшее значение SINR в сети
LBEAMSPEED	Мбит/с	скорость передачи информационных данных в луче с наихудшим SINR
LBEAMCHANNEL	-	количество каналов в луче с наихудшим SINR
MINCH	-	наименьшее число частотных каналов в луче
MAXCH	-	наибольшее число частотных каналов в луче
CNTCH	-	число частотных каналов, одновременно доступных в сети ($K_{\Sigma} \cdot C_{кл}$)
CNTUSERS	-	число абонентских терминалов в сети
<i>Выходные данные лучей</i>		
ij	-	индекс в массиве лучей
beamid	-	порядковый номер луча
x, y	км	координаты в спутниковой проекции на плоскости
lat, lon	град.	координаты в геоцентрической системе координат
D	км	наклонная дальность
SINR	дБ	значение SINR на границе зоны обслуживания луча
BW	Мбит/с	пропускная способность луча
SPEED	Мбит/с	общая скорость передачи информационных данных в луче
cntusers	-	число абонентских терминалов в луче
cntch	-	число частотных каналов в луче
step	-	степень вершины
channels	-	номера частотных каналов, выделенных лучу

Общие

Выделять частоту

Использовать геоцентрическую проекцию

Отображать пользователей

Отображать SINR

Отображать частоты

Макс. количество абонентов в луче

Входные параметры ЧТП

Границы КВВ

Защитное отношение, дБ

Учитывать распределение абонентов (адаптивн. методы)

а) параметры ЧТП

Параметры зоны обслуживания

Размерность зоны обслуживания (NхN)

Смещение по осям X,Y

Параметры орбиты ГСР

Минимальный угол места, град

Долгота орбиты, град

Радиус орбиты СР, км

Радиус Земли, км

б) параметры зоны обслуживания

Общие | Параметры СР | **Параметры линии связи** | Параметры ДН

Общие

Нижняя граница частотного диапазона, Гц

Дополнительные потери в атмосфере, Дб

Количество частотных каналов

Коэффициент скругления спектра

Позиционность модуляции

Скорость передачи данных в канале, бит/с

Линия ВВЕРХ

Линия ВНИЗ

Параметры спутникового ретранслятора (СР)

Коэффициент усиления антенны СР, дБ

Мощность передатчика СР, Вт

Эквивалентная шумовая температура СР, К

Параметры абонентского терминала (АТ)

Коэффициент усиления антенны АТ, дБ

ЗИИМ АТ, дБВт

Эквивалентная шумовая температура АТ, К

Сохранить | Отмена | Применить

в) параметры линии связи

Рисунок 4.3 – Входные параметры

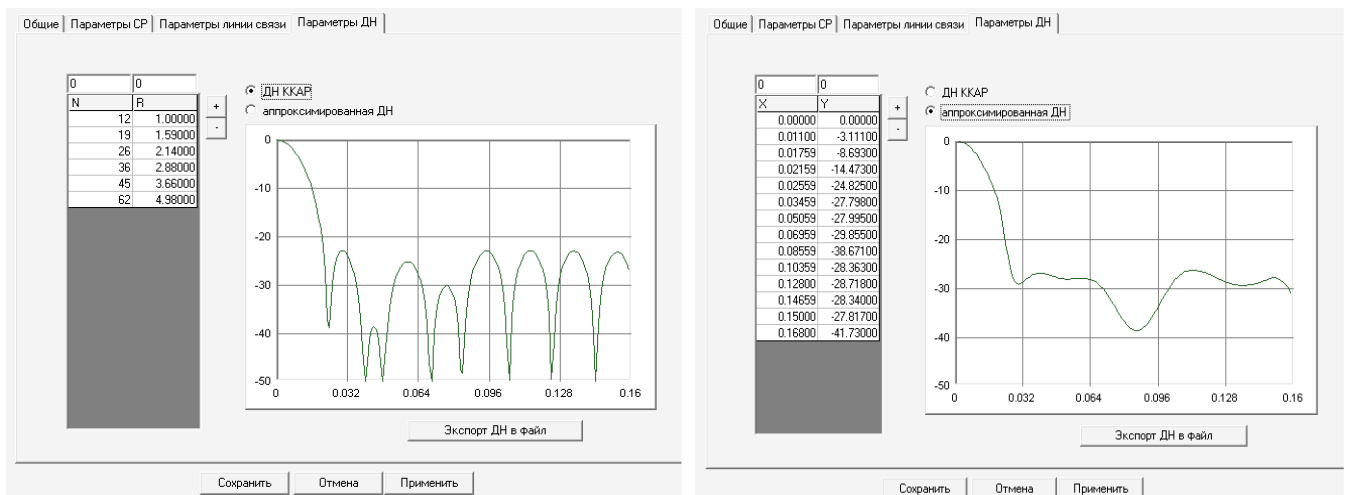


Рисунок 4.4 – Ввод параметров ДН АР

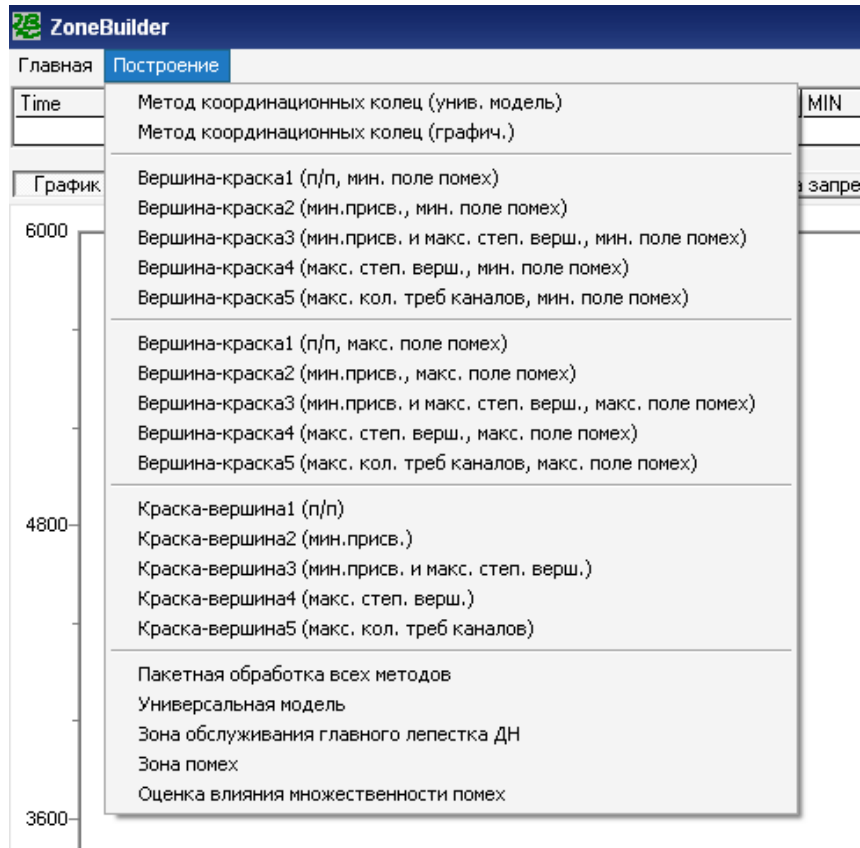


Рисунок 4.5 – Различные модификации разработанных методов ЧТП

Time	Method	Wn	Intersect	ElIM	Rolloff	Az	MIN	MAX	C	Bw	SPEED	LOWEST SI	LBEAMSPE	LBMCHANN	MINCH	MAXCH	CNTCH
17.98	Univ	473850	-3	8.50	0.35	3.00	-2.00	0.50	3	8.32	6.24	5.27	156000	4	4	4	160
График																	
Лучи																	
Абоненты																	
Частотный план																	
Матрица полей																	
Матрица запретов																	
i	j	beamid	x	y	lat	lon	D	SINR	Bw	SPEED	cntusers	cntch	step	channels			
0	0	0	-3621.00	3882.00	0.75	0.53	40254.89	5.46	203589.02	156000.00	41	4	156	0	3	6	9
1	0	1	-3064.00	3882.00	0.72	0.80	39099.49	5.65	208275.74	156000.00	73	4	156	1	4	7	10
2	0	2	-2507.00	3882.00	0.71	0.99	38453.74	5.92	214916.39	156000.00	3	4	156	2	5	8	11
3	0	3	-1950.00	3882.00	0.70	1.14	38025.25	5.89	214140.38	156000.00	13	4	156	0	3	6	9
4	0	4	-1393.00	3882.00	0.69	1.27	37737.49	5.94	215369.54	156000.00	17	4	156	1	4	7	10
5	0	5	-836.00	3882.00	0.69	1.39	37558.08	6.11	219700.46	156000.00	33	4	156	2	5	8	11
6	0	6	-279.00	3882.00	0.69	1.51	37471.57	6.09	219068.89	156000.00	40	4	156	0	3	6	9
7	0	7	278.00	3882.00	0.69	1.63	37471.49	6.09	219065.18	156000.00	72	4	156	1	4	7	10
8	0	8	835.00	3882.00	0.69	1.75	37557.84	6.12	219873.03	156000.00	18	4	156	2	5	8	11
9	0	9	1392.00	3882.00	0.69	1.87	37737.07	5.93	215208.55	156000.00	94	4	156	0	3	6	9
10	0	10	1949.00	3882.00	0.70	2.01	38024.62	5.88	213974.71	156000.00	10	4	156	1	4	7	10
11	0	11	2506.00	3882.00	0.71	2.16	38452.81	6.06	218454.95	156000.00	15	4	156	2	5	8	11
12	0	12	3063.00	3882.00	0.72	2.34	39098.04	5.79	211654.64	156000.00	27	4	156	0	3	6	9
13	0	13	3620.00	3882.00	0.75	2.61	40251.67	5.59	206787.54	156000.00	109	4	156	1	4	7	10
1	1	14	-2786.00	4364.00	0.86	0.75	39733.51	5.27	198946.91	156000.00	38	4	156	0	3	6	9
2	1	15	-2229.00	4364.00	0.83	0.97	38989.35	5.38	201752.13	156000.00	1	4	156	1	4	7	10
3	1	16	-1672.00	4364.00	0.82	1.15	38537.90	5.55	205761.37	156000.00	85	4	156	2	5	8	11
4	1	17	-1115.00	4364.00	0.81	1.30	38254.84	5.54	205461.12	156000.00	133	4	156	0	3	6	9
5	1	18	-558.00	4364.00	0.81	1.44	38096.74	5.56	206073.95	156000.00	90	4	156	1	4	7	10
6	1	19	-1.00	4364.00	0.81	1.57	38045.62	5.76	210789.05	156000.00	89	4	156	2	5	8	11
7	1	20	556.00	4364.00	0.81	1.70	38096.37	5.57	206338.27	156000.00	49	4	156	0	3	6	9
8	1	21	1113.00	4364.00	0.81	1.84	38254.06	5.55	205717.94	156000.00	26	4	156	1	4	7	10
9	1	22	1670.00	4364.00	0.82	1.99	38536.62	5.56	206006.84	156000.00	97	4	156	2	5	8	11
10	1	23	2227.00	4364.00	0.83	2.17	38987.33	5.53	205378.73	156000.00	89	4	156	0	3	6	9
11	1	24	2784.00	4364.00	0.86	2.39	39729.93	5.41	202453.04	156000.00	19	4	156	1	4	7	10
1	2	25	-2508.00	4846.00	1.06	0.40	41440.26	5.39	201957.67	156000.00	46	4	156	2	5	8	11
2	2	26	-1951.00	4846.00	1.00	0.90	39878.01	5.27	199127.58	156000.00	0	4	156	0	3	6	9
3	2	27	-1394.00	4846.00	0.98	1.13	39318.77	5.36	201243.43	156000.00	90	4	156	1	4	7	10
4	2	28	-837.00	4846.00	0.96	1.32	39014.15	5.57	206281.18	156000.00	46	4	156	2	5	8	11
5	2	29	-280.00	4846.00	0.96	1.49	38875.01	5.43	202876.71	156000.00	31	4	156	0	3	6	9
6	2	30	277.00	4846.00	0.96	1.65	38874.65	5.43	202874.48	156000.00	51	4	156	1	4	7	10
7	2	31	834.00	4846.00	0.96	1.82	39012.99	5.72	210040.12	156000.00	120	4	156	2	5	8	11
8	2	32	1391.00	4846.00	0.98	2.01	39316.58	5.51	204780.75	156000.00	121	4	156	0	3	6	9
9	2	33	1948.00	4846.00	1.00	2.24	39873.92	5.42	202576.82	156000.00	3	4	156	1	4	7	10
10	2	34	2505.00	4846.00	1.06	2.73	41402.29	5.54	205490.40	156000.00	136	4	156	2	5	8	11
3	3	35	-1116.00	5328.00	1.25	0.89	41087.46	5.48	204002.89	156000.00	139	4	156	0	3	6	9
4	3	36	-559.00	5328.00	1.21	1.29	40429.38	5.59	206725.56	156000.00	120	4	156	1	4	7	10
5	3	37	-2.00	5328.00	1.20	1.57	40277.90	5.78	211321.21	156000.00	64	4	156	2	5	8	11
6	3	38	555.00	5328.00	1.21	1.85	40427.09	5.59	206816.67	156000.00	143	4	156	0	3	6	9
7	3	39	1112.00	5328.00	1.25	2.25	41077.67	5.48	204114.09	156000.00	142	4	156	1	4	7	10

Рисунок 4.6 – Таблицы выходных данных

4.2 Алгоритм назначения частот методом координационных колец, модифицированным методом ветвей и границ

Структурная схема алгоритма распределения частотных каналов МКК, модифицированным МВиГ приведена на рисунке 4.7.

Исходными данными для работы подпрограммы являются частотно-пространственные ограничения (ЧПО), задаваемые параметрами координационного кольца γ и ε , защитное отношение A_3 и количество выделенных частотных каналов K_Σ . Алгоритм состоит из следующих шагов (см. рисунок 4.7):

1. Ввод исходных данных.
2. Определение R_{max} на основе заданного A_3 (см. (3.12)),
3. Расчет координационных расстояний D_{max} и D_{min} , соответствующих граничным параметрам координационного кольца γ и ε .
4. Вычисление относительного координационного расстояния r_0 и $C_{кл}$ при $D_k = D_{max}$.
5. Определение расстояния между зонами, работающими в совмещенном канале, по универсальной модели сети (таблица 1.1), с учетом r_0 . Построение ромба совмещенных каналов.
6. Проверка выполнения частотно-пространственных ограничений. Если SINR меньше требуемого A_3 , необходимо повторно задать граничные условия и начать выполнение алгоритма заново.
7. По методу ветвей и границ уменьшается r_0 и $C_{кл}$ до тех пор, пока $D_k > D_{min}$. Выполняется переход к шагу 5. Выполняется проверка $SINR \geq A_3$.
8. После определения наименьшего возможного r_0 и $C_{кл}$, по заданному ромбу совмещенных каналов осуществляется присвоение частот всем лучам сети.
9. После присвоения частот f_{0i} , $i = 0, \dots, C_{кл}-1$, по формуле (3.19) осуществляются распределение всех оставшихся частот.
10. Выполнение алгоритма завершается выводом результатов ЧТП в

таблицу (рисунок 4.5), где отражаются все рассчитанные программой выходные данные.

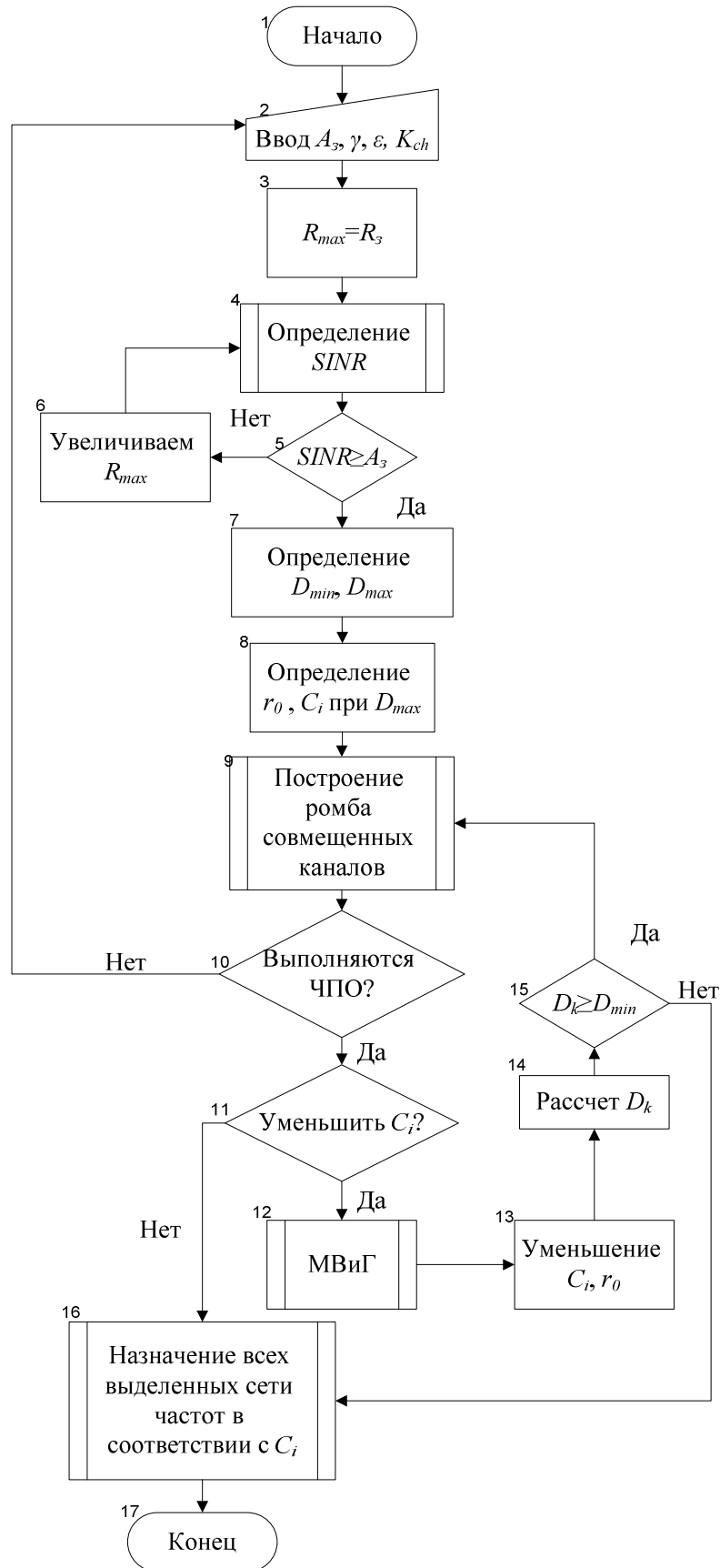


Рисунок 4.7 – Структурная схема алгоритма МКК, модифицированного МВиГ

4.3 Алгоритм назначения частот методом координационных колец, модифицированным алгоритмами вершина-краска и краска-вершина

Структурная схема алгоритма распределения частотных каналов МКК, модифицированного алгоритмами вершина-краска и краска-вершина приведена соответственно на рисунке 4.8 и 4.9.

Аналогично МКК МВиГ, исходными данными для работы подпрограммы являются частотно-пространственные ограничения (ЧПО), задаваемые параметрами координационного кольца γ и ε , защитное отношение A_z и количество выделенных частотных диапазонов K_Σ . Алгоритм МКК вершина-краска состоит из следующих шагов (см. рисунок 4.6):

1. Ввод исходных данных.
2. Инициализация матрицы полей значениями SINR в беспомеховой ситуации для всех доступных частот и обнуление матрицы запрещений.
3. Основываясь на заданных параметрах координационного кольца γ и ε и защитном отношении A_z , по (3.12) вычисляются граничные $SINR_{min}$ и $SINR_{max}$.
4. В соответствии с заданным критерием упорядочивания вершин (А, В, С, D или E) осуществляется поиск следующей вершины, которой требуется частотное присвоение. Если таких не найдено, то алгоритм завершает работу.
5. По критерию максимума или минимума поля помех осуществляется поиск частоты, которая не отмечена в матрице запрещений, и для которой значение в матрице полей удовлетворяет граничным условиям $SINR_{min}$ и $SINR_{max}$.
6. Назначение найденной частоты для выбранного луча, корректировка матрицы полей и запрещений. Переход к шагу 4.
7. Если доступных лучей больше нет, то алгоритм завершает работу и формируются выходные данные.

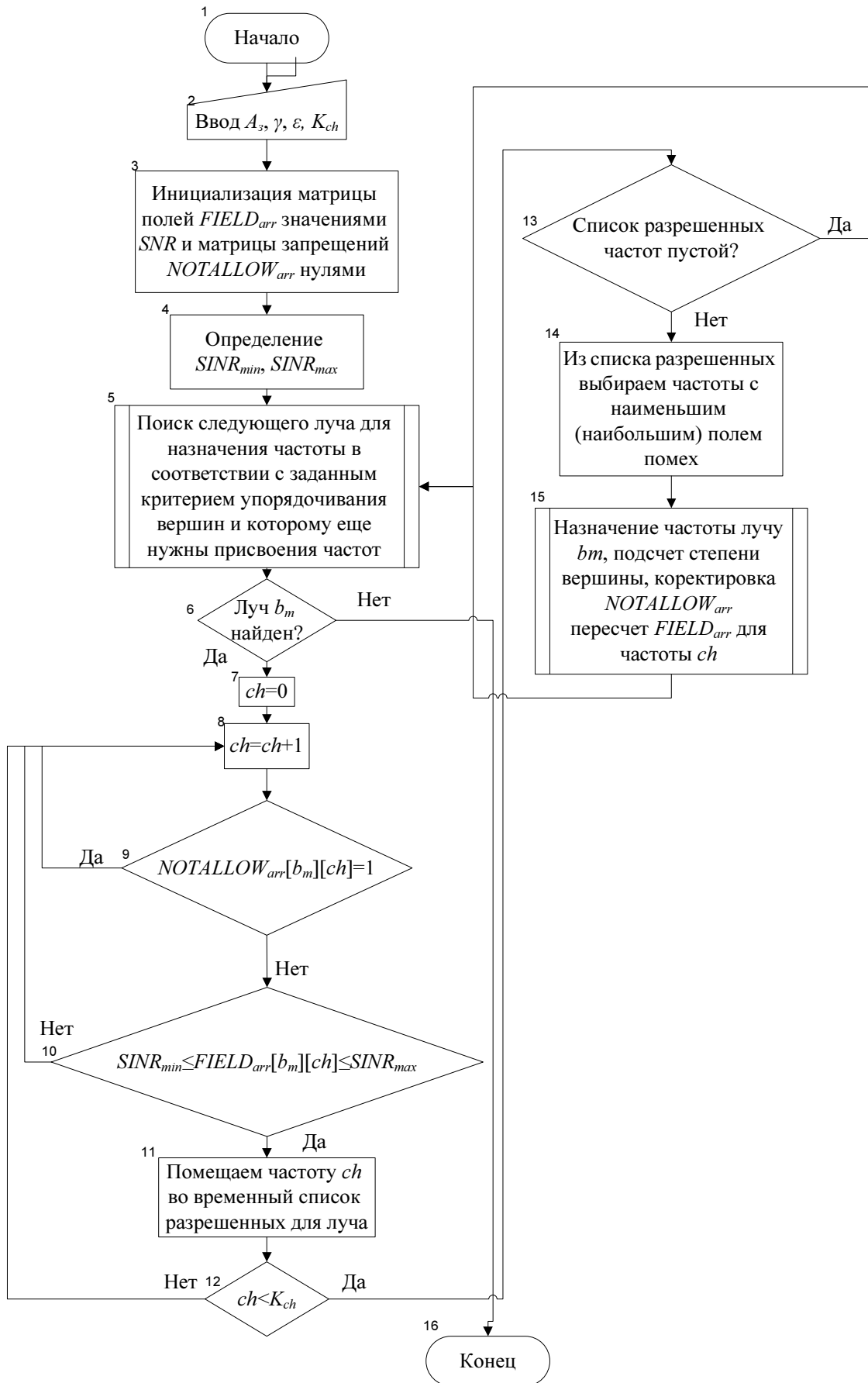


Рисунок 4.8 – Структурная схема алгоритма МКК, модифицированного алгоритмом вершина-краска

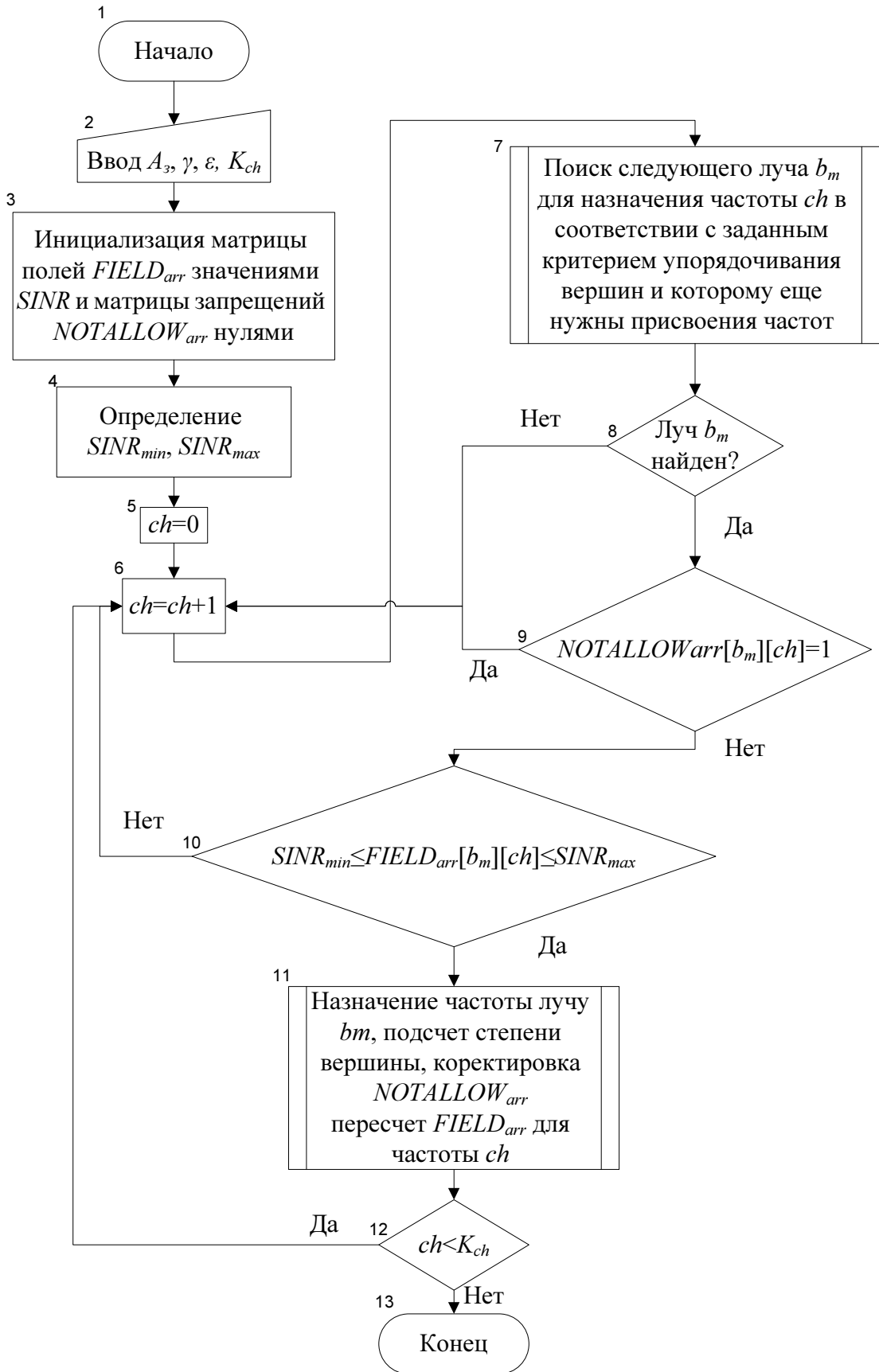


Рисунок 4.9 – Структурная схема алгоритма МКК, модифицированного алгоритмом краска-вершина

Алгоритм МКК краска-вершина, структурная схема которого приведена на рисунке 4.9, отличается тем, что шаги 4 и 5 меняются местами, а поиск доступной для назначения частоты осуществляется не по критерию максимума или минимума поля помех, а по порядку.

4.4 Анализ времени исполнения программных алгоритмов разработанных методов ЧТП

Проведенные эксперименты показали, что время выполнения разработанных алгоритмов конечно и растет экспоненциально в зависимости от количества выделенных для сети частотных каналов (рисунок 4.10).

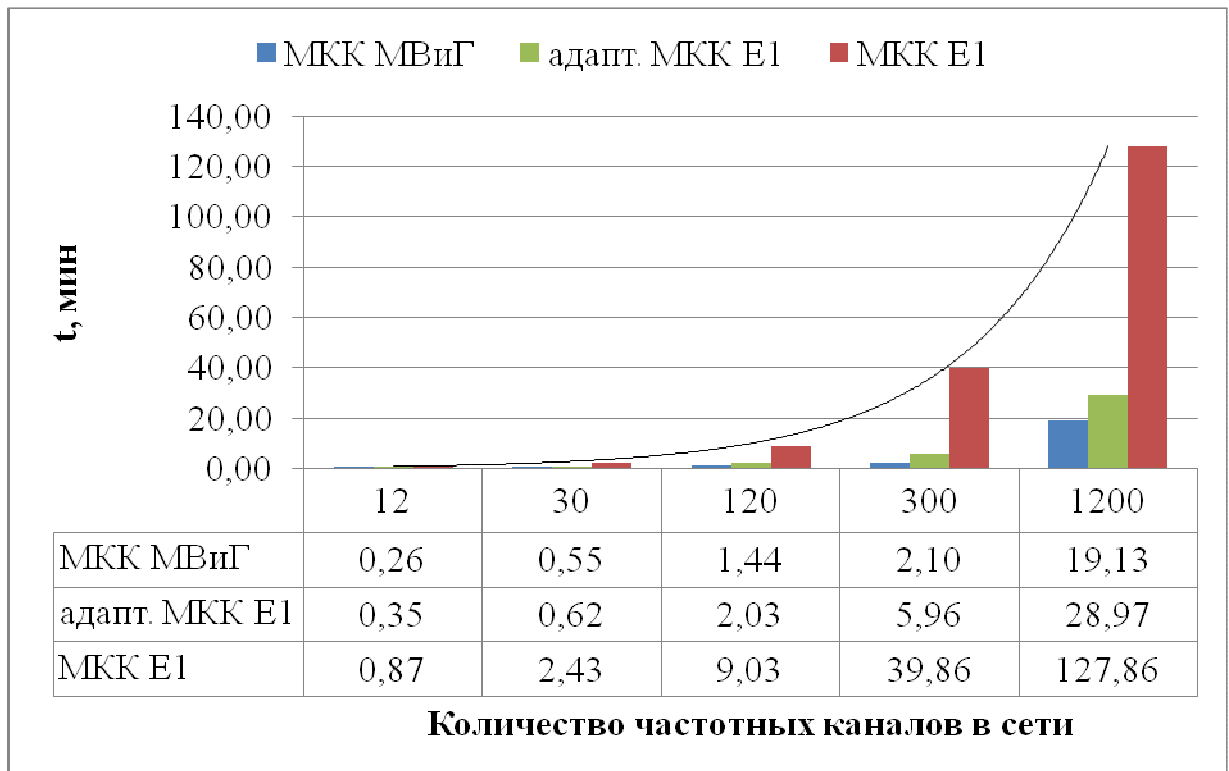


Рисунок 4.10 – Время проведения расчетов ЧТП

Временные замеры, проведенные в ходе экспериментов, показали что наиболее быстрым является МКК МВиГ.

Время проведения расчетов ЧТП по МКК, модифицированным алгоритмами вершина-краска и краска-вершина значительно больше. Это обусловлено необходимостью пересчета матрицы полей после каждого назначения частоты.

При этом время реализации адаптивных методов зависит не только от числа доступных каналов, но и от числа абонентов в сети. В примере, приведенном на рисунке 4.10 для адаптивного МКК Е1 количество абонентов равняется количеству частотных каналов.

Выводы по главе 4

- 1 Разработан программный продукт, в котором реализована модель зоны обслуживания СПСС и разработанные методы ЧТП. Приведены экранные формы и обобщенный алгоритм функционирования программы.
- 2 Разработан алгоритм назначения частот методом координационных колец, модифицированным методом ветвей и границ.
- 3 Разработан алгоритм назначения частот методом координационных колец, модифицированным алгоритмами вершина-краска и краска-вершина.
- 4 Анализ вычислительных ресурсов, необходимых для функционирования разработанных программных алгоритмов, показал наибольшую эффективность метода координационных колец, модифицированного методом ветвей и границ, а также метода координационных колец, модифицированного алгоритмами вершина-краска и краска-вершина с учетом загруженности лучей.

Заключение

Целью настоящей работы является исследование и разработка методов частотно-территориального планирования в системах спутниковой связи с зональным обслуживанием. Необходимость проведения оптимального ЧТП неизбежно возникает при построении СПСС, так как выделенный ограниченный частотно-энергетический ресурс должен быть эффективно распределен между отдельными зонами обслуживания.

Для достижения поставленной цели в диссертации решены следующие задачи:

1. В результате рассмотрения основ построения систем спутниковой связи с зональным обслуживанием и международных стандартов в данной сфере, определены наиболее общие параметры для изучения вопросов обеспечения ЭМС при ЧТП. Показано, что современные СПСС используют адаптивные многолучевые ФАР с узкими лучами, использующие технологии цифрового формирования лучей, для реализации которой на борту СР осуществляется бортовая обработка сигналов и используются диаграммообразующие схемы.

Анализ характеристик действующих и проектируемых СПСС позволил определить технические параметры, необходимые для планирования сетей: диапазоны частот, ширина главного лепестка ДН, уровень боковых лепестков, ЭИИМ передатчиков, коэффициент усиления антенн и др.

2. Рассмотрение наиболее распространенных методов частотно-территориального планирования сетей радиосвязи, основанных на универсальной модели сети с сотовой структурой, позволило сделать вывод о необходимости разработки метода ЧТП, позволяющего учитывать нерегулярную и неоднородную структуру реальной сети спутниковой связи.

Показано, что в угломерной спутниковой проекции зона обслуживания СПСС всегда будет иметь вид правильной гексагональной структуры, что позволяет проводить в неё ЧТП на основе регулярной гексагональной модели сети.

3. В результате рассмотрения характеристик и технических параметров ДН плоских и кольцевых концентрических антенных решеток определяются перспективные конфигурации AP СПСС для исследования и разработки методик осуществления оптимального частотно-территориального планирования. Получены выражения для оценки уровня боковых лепестков в аналитическом виде. Проведено построение зоны покрытия лучей AP в геоцентрической и спутниковой проекциях. Показано изменение наклонной дальности в зависимости от координат центра зоны обслуживания луча.

4. Получены аналитические выражения для энергетического расчета линий спутниковой связи. Расчет энергетики линии вверх и вниз по данным формулам на примере построения схемы связи СПСС с зональным обслуживанием продемонстрировал, что линия вверх находится в более сложных условиях помехозащищенности ввиду малой мощности передатчиков мобильных ЗС. Анализ изменения уровня SINR при воздействии помехи от ближайших шести мешающих сот в универсальной модели сети показал необходимость учета боковых лепестков ДН и множественности помех при ЧТП.

5. Разработана методика определения частотно-пространственных ограничений, позволяющая учесть при ЧТП влияние боковых лепестков ДН AP и множественности помех в условиях неоднородной системы спутниковой связи и определить уровень помехозащищенности в отдельных лучах МЛА.

6. Анализ существующих методов частотно-территориального планирования сетей радиосвязи, в том числе с использованием теории графов, позволил выделить наиболее эффективные методы обеспечения ЭМС в СПСС с зональным обслуживанием. В результате предложен метод ЧТП на основе координационных колец.

7. Разработана программная модель и алгоритмы для экспериментального исследования методов ЧТП при частотно-территориальном планировании системы спутниковой связи.

8. На конкретных примерах рассмотрены разработанные методы ЧТП. Сравнительный анализ их эффективности с использованием разработанной

программной модели позволил наглядно продемонстрировать повышение эффективности ЧТП при использовании разработанных методов, а также границы их применения. Показаны условия, при которых возникает избыточность энергетики линии связи.

Наиболее значимыми новыми научными результатами являются:

9. Методика определения частотно-пространственных ограничений для спутниковых ретрансляторов с плоскими и концентрическими круговыми антенными решетками позволяет учесть при ЧТП влияние боковых лепестков ДН АР и множественности помех в условиях неоднородности системы спутниковой связи и определить уровень помехозащищенности в отдельных лучах МЛА.

10. Модифицированный метод координационных колец позволяет решить задачу обеспечения оптимальной электромагнитной совместимости между работающими в совмещенном и соседнем каналах приема лучами МЛА при частотно-территориальном планировании СПСС с учетом частотно-пространственных ограничений и неоднородности реальной сети спутниковой связи.

11. Методика оценки пропускной способности сети, основанная на определении в условиях неоднородности СПСС уровня помехозащищенности каждого луча МЛА в зависимости от присвоенных ему частот, позволяет оценить эффективность выделения частотного ресурса и пространственного разнесения каналов при заданных требованиях к ЭМС.

12. Метод координационных колец, модифицированный алгоритмами краска-вершина и вершина-краска и оптимизированный за счет адаптации частотного плана системы связи к текущей нагрузке в различных лучах СПСС, позволяет обеспечить высоко эффективное распределение частотного спектра и энергетики линии связи и дает 6,4% прироста к пропускной способности сети.

Список использованной литературы

1. Аболиц, А. И. Системы спутниковой связи. Основы структурно-параметрической теории и эффективность / А. И. Аболиц. – М.: ИТИС, 2004. – 426с.: ил.
2. Кантор, Л. Я. Расцвет и кризис спутниковой связи / Л. Я. Кантор // Электросвязь, 2007. – №7. – С. 19-23.
3. Гаранин, М. В. Системы и сети передачи информации: Учеб. пособие для вузов / М. В. Гаранин, В. И. Журавлев, С. В. Кунегин. – М.: Радио и связь, 2001. – 336 с.: ил.
4. Камнев, В. Е. Спутниковые сети связи: Учеб. пособие / В. Е. Камнев, В. В. Черкасов, Г. В. Чечин. – М.: «Альпина Паблишер», 2004. – 536 с.: ил.
5. Кантор, Л. Я. Спутниковая связь и вещание: Справочник. – 3-е изд., перераб. и доп. / В.А. Бартенев, Г.В. Болотов, В.Л. Быков и др.; Под ред. Л.Я. Кантора. – М.: Радио и связь, 1997. – 528 с.: ил.
6. Кривицкий Б. Х. Справочник по Радиоэлектронным системам: В 2-х томах / Под ред. Б. Х. Кривицкого. – М.: Энергия, 1979. – 368 с.: ил.
7. Гениатулин, К. А. Исследование методов обработки сигналов в системах спутниковой связи / К. А. Гениатулин, В. И. Носов // Информатика и проблемы телекоммуникаций: в 2 т. – Т.1.: мат-лы Росс. научн.-техн. конф. –Новосибирск: Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатики, 2008. – С. 350.
8. Вишневский, В. М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации / В. М. Вишневский, А. И. Ляхов, С. Л. Портной, И. В. Шахнович. – Москва: Техносфера, 2005. – 592 с.
9. Воскресенский, Д. И. Активные фазированные антенные решетки / Под ред. Д.И. Воскресенского и А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004. – 488 с.: ил.
10. Слюсар, В. И. Цифровое формирование луча в системах связи: будущее рождается сегодня / В. И. Слюсар // Электроника. – НТБ, 2001. – №1. – С. 6-12.
11. Гениатулин, К. А. Применение цифровых антенных решеток в системах

спутниковой связи с зональным обслуживанием / К. А. Гениатулин, В. И. Носов // Информатика и проблемы телекоммуникаций: в 2 т. – Т.1.: мат-лы Росс. научн.-техн. конф. –Новосибирск: Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатики, 2009. – С. 325.

12. Гениатулин, К. А. Применение метода координационных колец при частотно-территориальном планировании системы подвижной спутниковой связи / К. А. Гениатулин, В. И. Носов // Современные проблемы телекоммуникаций: мат-лы Росс. научн.-техн. конф. – Новосибирск: Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатики, 2012. – С. 119-120.

13. Anderson, S. Adaptive antennas for GSM and TDMA systems / S. Anderson, B. Hagerman, H. Dam, U. Forssén, J. Karlsson, F. Kronestedt, S. Mazur, and K. J. Molnar // IEEE Personal Communications. – 1999. – vol. 6. – P. 74-86.

14. Быховский, М. А. Развитие телекоммуникаций: на пути к информационному обществу. Развитие радиотехники и знаний о распространении радиоволн в XX столетии: Учебное пособие / М.А. Быховский. – М.: Книжный дом «ЛИБРОКОМ», 2012. – 384 с.

15. Слюсар, В.И. Цифровые антенные решетки в мобильной спутниковой связи / В. И. Слюсар // Первая миля. – 2008. – № 4. – С. 10-15.

16. RECOMMENDATION ITU-R M.1184-2 Technical characteristics of mobile satellite systems in the frequency bands below 3 GHz for use in developing criteria for sharing between the mobile-satellite service (MSS) and other services.

17. Гудингз, Р. Спутниковые системы [Электронный ресурс] / Р. Гудингз, Т. Нёрпель, Д. Уотсон // Мобильные телекоммуникации. – 2001. – № 03. – Режим доступа: <http://www.mobilecomm.ru/view.php?n=03&y=2001> (дата обращения: 21.11.2008).

18. ETSI TS 101 376-1-3 V3.1.1 (2009-07) Technical Specification GEO-Mobile Radio Interface Specifications (Release 3) Third Generation Satellite Packet Radio Service; Part 1: General specifications; Sub-part 3: General System Description GMR-1 3G 41.202.

19. Анпилогов, В. Р. Какой спутник нужен России / В. Р. Анпилогов //

Спутниковая связь и вещание. – 2006. – С. 16-22.

20. Анпилогов, В. Р. Спутники связи и вещания нового поколения (обзор тенденций развития) / В. Р. Анпилогов // Спутниковая связь и вещание: специализированное издание – 2009. – С. 28-35.

21. Патент РФ № 2003125086/09, 15.08.2003. Мач И.Э., Грузин М.В., Королев Ю.Н., Ануфриев В.С., Сыренков А.И. Система спутниковой связи для наблюдения за подвижными и стационарными объектами, передачи телефонных сообщений и данных // Патент России № 2253946. – 2005.

22. Слюсар, В. И. Thuraya-1 сквозь призму технических новшеств / В. И. Слюсар // Телемультимедиа, спутниковая связь и Интернет. – 2001. – С. 13-18.

23. Невдяев, Л. М. Thuraya – арабский феномен [Электронный ресурс] / Л. М. Невдяев // Сети, Network World. – 2000. – № 7. – Режим доступа: <http://www.osp.ru/nets/2000/07/141287> (дата обращения: 14.09.2008).

24. РД 45.368-2003 Абонентские радиостанции системы подвижной спутниковой связи «Турайя». Общие технические требования. – 2003.

25. Слюсар, В. И. Фазированная антенная решетка системы Thuraya / В. И. Слюсар // Сети и телекоммуникации. – 2002. – № 5. – С. 54–58.

26. Гудингз, Р. О спутниковой связи Thuraya [Электронный ресурс] / Р. Гудингз, Т. Нёрпель, Д. Уотсон. – Режим доступа: <http://www.nordcomp.ru/info/40/> (дата обращения: 16.09.2008).

27. Топровер, О. Две звезды над Америкой: гибрид спутниковой и сотовой связи в исполнении американской компании SkyTerra / О. Топровер // Мобильные телекоммуникации. – 2009. – № 1. – С. 30-33.

28. Гениатулин, К. А. Сети подвижной спутниковой связи / К. А. Гениатулин // Инфосфера. – Новосибирск, 2012. – № 53. – С. 59-61.

29. Слюсар, В. И. Цифровые антенные решетки в мобильной спутниковой связи / В. И. Слюсар // Первая миля. – 2008. – № 5. – С. 16-21.

30. Невдяев, Л. М. Зеркало России [Электронный ресурс] / Л. М. Невдяев // Сети. – 2000. – № 9. – Режим доступа: <http://www.osp.ru/nets/2000/09/141407/> (дата обращения: 15.09.2008).

31. Бабинцев, А. В. Нахождение оптимальных параметров многолучевой спутниковой системы / А. В. Бабинцев, А. А. Лосев // Труды НИИР: Сб. ст. – М.: НИИР, 2011. – № 2. – С. 38-51.
32. Анпилогов, В. Р. Спутниковые системы массового обслуживания Ка-диапазона / В. Р. Анпилогов // Спутниковая связь и вещание: специальный выпуск. – 2011. – С. 16-21.
33. Крылов, А. Системы спутниковой связи Ка-диапазона: состояние и перспективы развития / А. Крылов // Каталог «Технологии и средства связи». – 2011. – С. 48-50.
34. Носов, В. И. Эффективность секторных антенн и методов модуляции в сетях радиосвязи: Монография / В.И. Носов. – Новосибирск: СибГУТИ, 2008. – 235 с.
35. Мозинго, Р. А. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: Пер. с англ. / Р. А. Мозинго, Т. У. Миллер. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с., ил.
36. Balanis, C. A. Antenna Theory: Analysis and Design: Second Edition / C. A. Balanis. – New York: John Willey & Sons, 1997. – 941 с.
37. Hansen, R. C. Phased Array Antennas / R. C. Hansen. – New York: John Willey & Sons, 2001. – 489 с.
38. Гениатулин, К. А. Системы подвижной спутниковой связи с зональным обслуживанием / К. А. Гениатулин // Молодой ученый: ежемесячный научный журнал. – Чита, 2009. – №10. – С. 46-48.
39. Гениатулин, К. А. Частотно-территориальное планирование системы подвижной спутниковой связи с зональным обслуживанием / К. А. Гениатулин, В. И. Носов // Вестник СибГУТИ: научный журнал. – Новосибирск, 2011, – № 1 (13). – С. 17-27.
40. Гениатулин, К. А. Влияние боковых лепестков антенной решетки на частотно-территориальное планирование системы подвижной спутниковой связи / К. А. Гениатулин, В. И. Носов // Информатика и проблемы телекоммуникаций: в 2 т. – Т.1.: мат-лы Росс. научн.-техн. конф. –Новосибирск: Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатики, 2011. – С. 475.

41. Гениатулин, К. А. Планирование систем спутниковой связи с зональным обслуживанием / К. А. Гениатулин, В. И. Носов // Вестник СибГУТИ: научный журнал. – Новосибирск, 2009, – № 4. – С. 11-22.
42. El-Jabu, B. Cellular Communications Using Aerial Platforms / B. El-Jabu, R. Steele // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2001. – vol. 50. – P. 686-700.
43. Очков, В. Ф. Mathcad 14 для студентов и инженеров: русская версия / В. Ф. Очков. – СПб.: БХВ-Петербург, 2009. – 512 с.: ил.
44. Гениатулин, К. А. Влияние боковых лепестков диаграммы направленности цифровой антенной решетки на частотно-территориальное планирование / К. А. Гениатулин, В. И. Носов // Информатика и проблемы телекоммуникаций: в 2 т. – Т.1.: мат-лы Росс. научн.-техн. конф. –Новосибирск: Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатики, 2010. – С. 408-409.
45. Гениатулин, К. А. Применение метода координационных колец при частотно-территориальном планировании системы подвижной спутниковой связи с концентрическими кольцевыми антенными решетками / К. А. Гениатулин, В. И. Носов // Современные проблемы телекоммуникаций: мат-лы Росс. научн.-техн. конф. – Новосибирск: Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатики, 2013. – С. 129.
46. Haupt, R. L. Optimized Element Spacing for Low Sidelobe Concentric Ring Arrays / R. L. Haupt // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 2008. – vol. 56 (1). – P. 266-268.
47. Balanis, C. A. Modern antenna handbook / C. A. Balanis. – New York: John Wiley & Sons, 2008. – 1680 с.
48. Roddy, D. Satellite Communications: Third Edition / D. Roddy. – New York: McGraw-Hill, 2001. – 552 с.
49. Mailloux, R. J. Phased array antenna handbook: 2nd ed. / R. J. Mailloux. – London: Artech House, 2005. – 506 с.
50. Кубанов, В.П. Направленные свойства антенных решеток / В. П. Кубанов. – Самара: ПГУТИ, 2011. – 56 с., ил.
51. Гениатулин, К. А. Применение метода координационных колец при

частотно-территориальном планировании системы спутниковой связи с зональным обслуживанием / К. А. Гениатулин, В. И. Носов // Вестник СибГУТИ: научный журнал. – Новосибирск, 2014. – № 1 (25). – С. 35-48.

52. Машбиц, Л. М. Зоны обслуживания систем спутниковой связи / Л. М. Машбиц. – М.: Радио и связь, 1982. – 169с.

53. Громаков, Ю. А. Стандарты и системы подвижной радиосвязи / Ю. А. Громаков. – М.: ЭКО-ТРЕНДЗ, 1998 г. – 239 с.

54. Маковеева, М. М. Системы связи с подвижными объектами: Учеб. пособие для вузов / М. М. Маковеева, Ю. С. Шинаков. – М.: Радио и связь, 2002. – 440 с.: ил.

55. Gebauer, T. Channel-Individual Adaptive Beamforming for Mobile Satellite Communications / T. Gebauer, H. G. Göckler // IEEE Journal Selected Areas in Comm. – 1995. – vol. 13. – P. 439-448.

56. Дятлов, А. П. Системы спутниковой связи с подвижными объектами: Учебное пособие. Ч.1. / А. П. Дятлов. – Таганрог: ТРТУ, 1997. – 95 с.

57. ETSI TR 102 376 v.1.1.1 (2005-02) Digital Video Broadcasting User guidelines for the second generation system for Broadcasting, Interactive Services, News Gathering and other broadband satellite applications (DVB-S2).

58. Зюзьков, В. М. Математическая логика и теория алгоритмов: Учебное пособие для вузов 2-е изд. / В. М. Зюзьков, А.А. Шелупонов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 176 с.

59. Гениатулин, К. А. Методика определения влияния боковых лепестков цифровой антенной решетки при частотно-территориальном планировании системы подвижной спутниковой связи / К. А. Гениатулин // Современные проблемы телекоммуникаций: мат-лы Росс. научн.-техн. конф. – Новосибирск: Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатики, 2012. – С. 118-119.

60. Носов, В. И. Методы частотно-территориального планирования в сетях радиосвязи Монография / В. И. Носов, Н. В. Носкова. – Новосибирск: СибГУТИ, 2006 г. – 162 с.

61. Быховский, М. А. Основы управления использованием радиочастотного

спектра. т.3: Частотное планирование сетей телерадиовещания и подвижной связи. Автоматизация управления использованием радиочастотного спектра. Монография. Издание осуществлено при финансовой поддержке РФФИ (проект № 10-07-07021) / А. В. Васильев, В. И. Носов и др. Под ред. М.А. Быховского. – М.: КРАСАНД, 2012. – 368 с.

62. Носов, В. И. Оптимизация параметров сетей телевизионного и звукового вещания: Монография / В.И. Носов. – Новосибирск: СибГУТИ, 2005 г. – 257 с.

63. Харари, Ф. Теория графов / Ф. Харари. – М.: Мир, 1972. – 195 с.

64. Носов, В. И. Методика определения коэффициента взаимного влияния для метода координационных колец при частотно-территориальном планировании системы спутниковой связи с зональным обслуживанием / В. И. Носов, К. А. Гениатулин // Современные проблемы телекоммуникаций: мат-лы Росс. научн.-техн. конф. – Новосибирск: Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатики, 2014. – С. 118-119.

65. Choi, J. P. Optimum power and beam allocation based on traffic demands and channel conditions over satellite downlinks / J. P. Choi, V. W. Chan // IEEE Trans. Wireless Communications. – 2005. – vol. 4, P. 2983-2993.

66. Анпилогов, В. Р. Методика вероятностной оценки пропускной способности многолучевой спутниковой сети массового обслуживания / В. Р. Анпилогов, А. А. Афонин // «Электросвязь». – 2011. – № 7. – С. 45-47.

67. Гениатулин, К. А. Моделирование распределения абонентов для проведения частотно-территориального планирования сети спутниковой связи с зональным обслуживанием / К. А. Гениатулин // Современные проблемы телекоммуникаций: мат-лы Росс. научн.-техн. конф. – Новосибирск: Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатики, 2014. – С. 103-104.

68. Бронштейн, И. Н. Справочник по математике для инженеров и учащихся ВТУЗов / И. Н. Бронштейн, К. А. Семендяев. – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1981. – 608 с.

69. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2012610076. Программа для построения оптимального частотно-

территориального плана геостационарной спутниковой связи, использующей цифровую антенную решётку / В. И. Носов, К. А. Гениатулин; заявитель и правообладатель ФГБОУ ВПО «СибГУТИ», зарег. 10.01.2012.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

(справочное)

Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО
о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2012610076

**Программа для построения оптимального
частотно-территориального плана геостационарной системы
спутниковой связи, использующей цифровую антенную решетку**

Правообладатель(ли): **Федеральное государственное
образовательное бюджетное учреждение высшего
профессионального образования «Сибирский государственный
университет телекоммуникаций и информатики» (RU)**

Автор(ы): **Носов Владимир Иванович,
Гениатулин Константин Агзамович (RU)**

Заявка № **2011618031**
Дата поступления **27 октября 2011 г.**
Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ
10 января 2012 г.

 **Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной
собственности, патентам и товарным знакам**


Б.П. Симонов

Акт внедрения результатов работы
(Институт ФСБ России г. Екатеринбург)


ИНСТИТУТ ФЕДЕРАЛЬНОЙ СЛУЖБЫ БЕЗОПАСНОСТИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
(г. ЕКАТЕРИНБУРГ)

Экз. №

УТВЕРЖДАЮ

Начальник института
доктор технических наук, профессор,
член-корреспондент Академии
криптографии Российской Федерации
генерал-майор

26.05. 2014 г.

 Н.А. Гайдамакин

АКТ

внедрения результатов диссертационного исследования
Гениатулина Константина Агзамовича

№ 2784

Результаты диссертационного исследования Гениатулина К.А. «Обеспечение электромагнитной совместимости при частотно-территориальном планировании систем спутниковой связи с зональным обслуживанием», представленного на соискание учёной степени кандидата технических наук по специальности 05.12.04 – «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения», внедрены в образовательный процесс в 2013-2014 учебном году в рамках разработки циклов занятий для потоков профессиональной переподготовки и повышения квалификации радиоспециалистов.

В научно-исследовательской деятельности института используются разработанные в диссертации:

- метод частотно-территориального планирования (ЧТП) на основе модифицированного метода координационных колец (с применением алгоритмов «краска-вершина» и «вершина-краска»);
- метод оптимизации ЧТП, основанный на перераспределении частотного ресурса системы связи с учетом количества абонентов в луче;
- методика определения частотно-пространственных ограничений для спутниковых ретрансляторов с плоскими и концентрическими круговыми антенными решетками, с учетом влияния множества помех по боковым лепесткам;

- методика расчета уровня помехозащищенности в отдельных лучах системы связи;
- методика оценки пропускной способности сети, позволяющая определить эффективность выделения частотного ресурса;
- программная модель и алгоритмы для экспериментального исследования разработанных методов при частотно-территориальном планировании системы спутниковой связи.

Начальник кафедры № 2
кандидат технических наук
полковник



А.Е. Манохин

Начальник учебно-методического отдела
полковник



В.Г. Сименеев

Начальник научно-исследовательского отдела
кандидат технических наук, доцент
полковник



Е.И. Духан

ИНСТИТУТ ФСБ РОССИИ
г. ЕКАТЕРИНБУРГ
Рег. № 27844/с
"28" 05 2014

Акт использования результатов работы
(ФГОБУ ВПО «СибГУТИ»)

«УТВЕРЖДАЮ»

Первый проректор
ФГОБУ ВПО «СибГУТИ»,
профессор



Н.Н.Савина

2014 г.

Акт

об использовании в учебном процессе ФГОБУ ВПО «СибГУТИ» результатов диссертационной работы Гениатулина Константина Агзамовича на тему «Обеспечение электромагнитной совместимости при частотно-территориальном планировании систем спутниковой связи с зональным обслуживанием», представленной на соискание учёной степени кандидата технических наук по специальности 05.12.04 – «Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения».

Мы, нижеподписавшиеся, начальник отдела организации учебного процесса Киселёва Е.П., доцент кафедры систем радиосвязи Кокорич М.Г., составили настоящий акт о том, что результаты диссертационной работы Гениатулина К.А. используются в учебном процессе ФГОБУ ВПО «СибГУТИ», а именно:

– в лекционном курсе «Космические и наземные системы радиосвязи и сети телерадиовещания», - в части методов частотно-территориального планирования сетей спутниковой связи, оценки эффективности выделения частотного ресурса на основе анализа пропускной способности сети;

– в лекционном курсе «Цифровые системы радиосвязи», - в части определения частотно-пространственных ограничений, оптимизации параметров и определения координационного расстояния в системах подвижной спутниковой связи с зональным обслуживанием;

– на лабораторных работах и на практических занятиях, посвящённых построению частотного плана сети подвижной спутниковой связи с зональным обслуживанием с использованием программы для построения оптимального частотно-территориального плана геостационарной системы спутниковой связи, курсов «Космические и наземные системы радиосвязи и сети телерадиовещания», «Цифровые системы радиосвязи».

Начальник ООУП

Е.П. Киселёва

Доцент кафедры СРС, к.т.н.

М.Г. Кокорич