

# **Применение метода координационных колец при частотно-территориальном планировании системы спутниковой связи с зональным обслуживанием**

К.А. Гениатулин, В.И. Носов

В настоящей статье проведено исследование оптимального частотно-территориального планирования системы подвижной спутниковой связи, построенной на основе геостационарного спутникового ретранслятора, использующей цифровую антенную решётку с узкими лучами диаграммы направленности. Антенна построена на основе концентрической кольцевой антенной решётки. Для определения оптимального частотно-территориального плана применяется метод координационных колец и используются огибающие диаграмм направленности лучей антенной решётки.

*Ключевые слова:* системы спутниковой связи с зональным обслуживанием; кластер частот; многолучевая цифровая антенная решётка; оптимальное частотно-территориальное планирование; метод координационных колец; концентрическая кольцевая антенная решётка.

## **1. Введение**

Задача оптимального частотно-территориального планирования неизбежно возникает при построении различных сетей связи с зональным обслуживанием, в том числе систем подвижной спутниковой связи (СПСС). Это связано с жёсткими ограничениями, предъявляемыми к использованию частотного ресурса, выделяемого под конкретную систему. При этом для достижения максимального эффекта необходимо учитывать особенности диаграммы направленности (ДН) антенны, т.к. энергетические и пространственные характеристики её лучей определяют основные параметры частотно-территориального планирования.

В данной статье рассматриваются возможные подходы к частотно-территориальному планированию (ЧТП) СПСС с геостационарным спутниковым ретранслятором, в которой применяется цифровая антенная решётка (ЦАР) с узкими лучами ДН (порядка  $1^\circ$ ). Использование узких лучей позволяет гибко распределять частотный и энергетический ресурс спутникового ретранслятора. Кроме того, такая ширина ДН требуется в геостационарных СПСС в соответствии с рекомендациями Международного института электросвязи ITU-R[1].

Необходимой ширины луча ДН можно добиться, применяя ЦАР, построенную на основе неэквидистантной концентрической кольцевой антенной решётки (ККАР) со сравнительно малым количеством элементов (не более 200), которые при этом обеспечивают низкий уровень боковых лепестков (не более  $-27$  дБ) в пределах зоны видимости спутника. Такая антенна представляет собой несколько плоских кольцевых антенных решёток, все элементы которых расположены на окружности и имеют различный радиус и один общий центр [2–4].

Построение сети спутниковой связи на основе ККАР сводится к пространственному распределению лучей бортовой многолучевой антенны спутникового ретранслятора на заданной территории и распределению частот между ними, что позволяет повторно использовать размещённые частотные каналы. Решить эту задачу в общем виде позволяют идеализированные сети, в основу построения которых заложены два принципа: геометрически правильная

(равномерная) сетка и линейная схема распределения каналов (частот). Для реализации этих принципов вводим следующие ограничения: все лучи ЦАР имеют одинаковые эффективные излучаемые мощности, поляризацию, условия распространения радиоволн и диаграмму направленности.

Существует большое количество методов частотных присвоений в сетях радиовещания. Среди них можно выделить ряд методов планирования с линейным распределением местоположения передатчиков и номеров частотных каналов, наиболее широко описанных в литературе 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. 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 этой связи в данной статье для всестороннего учёта частотно-энергетических ограничений, а также влияния боковых лепестков ДН на частотно-территориальное планирование, рассматривается использование метода координационных колец (МКК), эффективность применения которого подтверждается результатами ряда научно-исследовательских работ [6, 9].

Известно [9], что для расчёта условий электромагнитной совместимости (ЭМС), особенно сетевых структур радиосвязи (наземного телевизионного вещания, радиорелейной и спутниковой связи), широко используются так называемые гарантированные огибающие ДН антенны в графической или аналитической форме, являющиеся результатом аппроксимации экспериментальных ДН реальных антенн. Поэтому для оценки и учёта степени влияния боковых лепестков ДН ЦАР на ЧТП в данной статье при проведении частотно-территориального планирования используется огибающая диаграммы направленности лучей ККАР, полученная в результате аппроксимации множителя решётки кубическим сплайном.

## 2. Учёт влияния боковых лепестков ДН ЦАР при частотно-территориальном планировании

Рассмотрим структуру ДН ЦАР, построенной на основе ККАР. Множитель такой антенной решётки, в которой присутствует центральный элемент, определяется выражением:

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

где  $\phi_n = \frac{2\pi(n-1)}{N_m}$  определяет расположение элементов на окружности,

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

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

$\theta_0$  и  $\varphi_0$  – направление максимума главного лепестка ДН луча [2 – 5].

Нормированная функция множителя решётки в логарифмическом масштабе определяется выражением

$$G(\theta, \varphi) = 20 \times \lg(F(\theta, \varphi) / F(0, 0)). \quad (2)$$

Значения  $N_m$  и  $R_m$ , задающие количество и расположение элементов в решётке, в неэквидистантной ККАР определяются в результате проведения многопараметрической оптимизации. В частности, в [2] рассмотрены ККАР, полученные в результате оптимизации при помощи генетических алгоритмов. Для дальнейших расчётов была выбрана ККАР, оптимизированная одновременно по  $N_m$  и  $R_m$  [2]. Несмотря на то, что такая решётка состоит всего из

142 элементов, она обеспечивает максимальный уровень боковых лепестков не более минус 27.28 дБ и ширину ДН 0.933°.

На рис. 1 приведена трёхмерная диаграмма направленности луча ДН данной ККАР, смоделированная в пакете MathCAD на основе выражения (1). Параметры решётки и её конфигурация приведены на рис. 2.

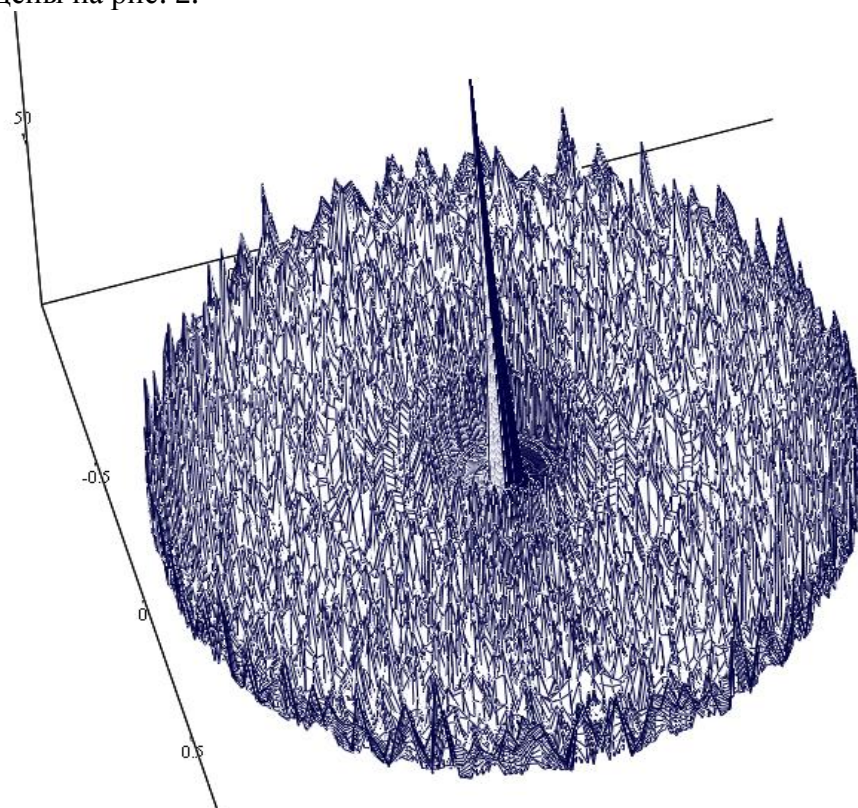
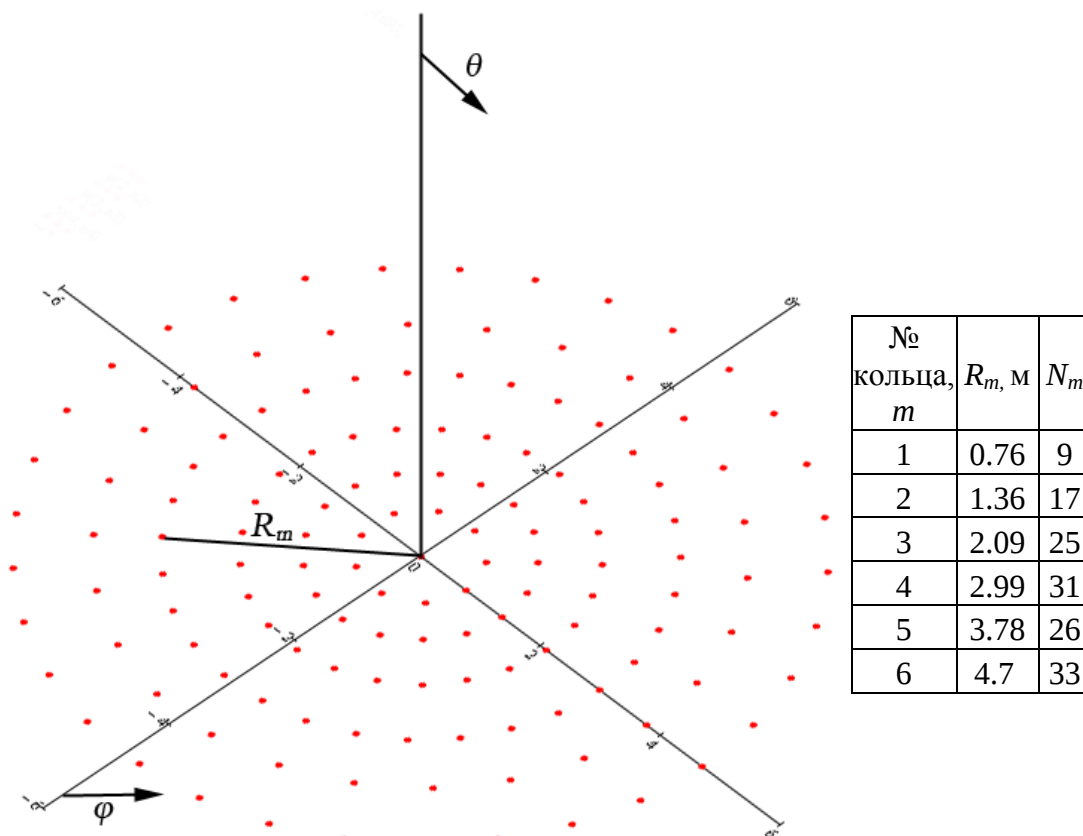


Рис. 1. График зависимости  $F(\theta, \varphi)$



| №<br>кольца,<br>$m$ | $R_m$ , м | $N_m$ |
|---------------------|-----------|-------|
| 1                   | 0.76      | 9     |
| 2                   | 1.36      | 17    |
| 3                   | 2.09      | 25    |
| 4                   | 2.99      | 31    |
| 5                   | 3.78      | 26    |
| 6                   | 4.7       | 33    |

Рис. 2. Конфигурация ККАР

Анализ литературы показывает, что, в соответствии с рекомендациями Международного института радиосвязи, на практике при частотно-территориальном планировании преимущественно используются огибающая диаграммы направленности [9, 10].

На основе (2) была построена огибающая множителя (рис. 3) рассматриваемой антенной решётки  $AF(x)$ , полученная в результате аппроксимации  $G(\theta, \varphi)$  кубическим сплайном в пакете MathCAD. При этом рассматривалось сечение данной функции в плоскости  $\varphi = 0$ , что допустимо ввиду симметричности ДН.

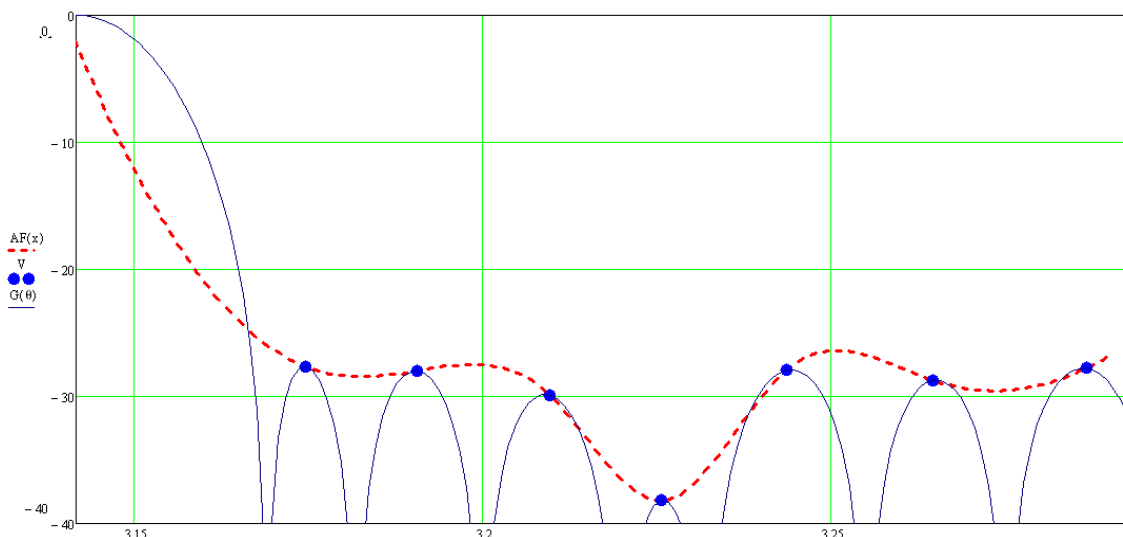


Рис. 3. Аппроксимация огибающей диаграммы направленности луча

В табл. 1 приведены исходные данные, применявшиеся при моделировании системы. Указанные параметры выбраны исходя из анализа существующих СПСС с зональным обслуживанием (система Турайя, основанная на стандарте GMR-1, система SkyTerra и другие) [16 – 18].

Таблица 1. Параметры радиолинии ССПС

| Параметр                                    | Значение      | Наименование                                                                               |
|---------------------------------------------|---------------|--------------------------------------------------------------------------------------------|
| <b>Параметры спутникового ретранслятора</b> |               |                                                                                            |
| $\text{ЭИИМ}_{\text{спутн}}$                | 56 дБВт       | Эквивалентная изотропная излучаемая мощность в каждом луче спутникового ретранслятора (СР) |
| $G/T_{\text{спутн}}$                        | 13 дБ/°К      | Добротность приёмника СР                                                                   |
| $T_{\text{спутн}}$                          | 500 °К        | Эквивалентная шумовая температура приёмника СР                                             |
| $P_{\text{спутн}}$                          | 40 Вт         | Мощность сигнала в луче СР                                                                 |
| $G_{\text{спутн}}$                          | 43 дБи        | Коэффициент усиления приёмной антенны СР                                                   |
| <b>Параметры абонентского терминала</b>     |               |                                                                                            |
| $\text{ЭИИМ}_{\text{аб.терм.}}$             | 8.5 дБВт      | Эквивалентная изотропная излучаемая мощность абонентского терминала                        |
| $G/T_{\text{аб.терм.}}$                     | -24.9 дБ/°К   | Добротность приёмника абонентского терминала                                               |
| $T_{\text{аб.терм.}}$                       | 553 °К        | Эквивалентная шумовая температура приёмника абонентского терминала                         |
| $P_{\text{аб.терм.}}$                       | 2 Вт          | Мощность передатчика абонентского терминала                                                |
| $G_{\text{аб.терм.}}$                       | 2.5 дБи       | Коэффициент усиления антенны абонентского терминала                                        |
| <b>Характеристики радиолинии</b>            |               |                                                                                            |
| $\Delta f_{\text{верх}}$                    | 1626–1660 МГц | Частотный диапазон радиосигнала на линии вверх                                             |
| $\Delta f_{\text{вниз}}$                    | 1525–1559 МГц | Частотный диапазон радиосигнала на линии вниз                                              |
| $L$                                         | 189 дБ        | Затухание сигнала в свободном пространстве                                                 |
| $L_{\text{доп}}$                            | 2 дБ          | Дополнительные потери мощности сигнала                                                     |
| $B$                                         | 28 КГц        | Полоса пропускания канала                                                                  |

Отношение сигнал/шум + интерференционные помехи (SNIR) на линии вниз с учетом влияния боковых лепестков ДН ЦАР определяется [11, 12]:

$$\left( \frac{P_c}{P_{ш} + P_{инт}} \right) = \frac{P_{спутн}}{P_{ш.аб.терм} + P_{пом.бок.л}}, \quad (3)$$

$$\text{где } P_{спутн} = \frac{\mathcal{EИИМ}_{спутн} \cdot G_{аб.терм}}{L_{вн} \cdot L_{доп}}, \quad (4)$$

$$P_{ш.аб.терм} = k \cdot B \cdot T_{аб.терм}. \quad (5)$$

Для оценки значения сигнал/шум в линии радиосвязи с учётом помех от лучей ЦАР, работающих в совмещённом канале, необходимо получить выражение для оценки значения мощности помехи по боковым лепесткам  $P_{пом.бок.л}$ .

Для этого введём следующие обозначения. Множество зон обслуживания парциальных лучей ДН антенны  $M = \{m_{ij} \mid i=1,...,N, j=1,...,K\}$ . Для каждой  $m_{ij}$  зоны однозначно определены координаты центра  $(x, y)$ , т.е. направление максимума ДН, частотный канал  $f_k$ , который присвоен лучу, который её формирует, эквивалентная изотропная излучаемая мощность луча  $\mathcal{EИИМ}_{спутн}$ , радиус зоны обслуживания  $R_z$ , определяемый раскрывом ДН луча по уровню половинной мощности:

$$\forall m_{ij} : \{x, y, f, \mathcal{EИИМ}_{спутн}, R_z\}.$$

Дискретное множество частотных каналов, выделенное для СПСС, обозначим через  $F = \{f_k \mid k = 1, ..., C_{кл}\}$ , где  $C_{кл}$  – размерность кластера частот.

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

$$M^* = \{m_{ij} \in M \mid f_{ij} = f_k, f_k \in F\}.$$

Для каждого из элементов множества  $M^*$  определяется суммарный уровень помехи по боковым лепесткам, создаваемый другими лучами, работающим в том же частотном диапазоне, на основе аппроксимирующей функции  $AF(x)$ :

$$P_{пом.бок.л. M^*_{ij}} = 10 \times \lg \left[ \sum_{k=1}^N \sum_{z=1}^K 10^{\frac{AF \left[ \arctg \left( \frac{\sqrt{(x^*_{ij} - x^*_{kz})^2 + (y^*_{ij} - y^*_{kz})^2}}{R} \right) \right]}{10}}, k \neq i \wedge z \neq j. \quad (6)$$

Подставляя (4), (5) и (6) в (3), получаем итоговое выражение для определения отношения SNIR на линии вниз в каждом луче ДН антенной решётки:

$$\left( \frac{P_c}{P_{ш} + P_{инт}} \right)_{ij} = \frac{\mathcal{EИИМ}_{спутн} \cdot G_{аб.терм}}{L_{вн} \cdot L_{доп} + k \cdot B \cdot T_{аб.терм} + 10 \times \lg \left[ \sum_{k=1}^N \sum_{z=1}^M 10^{\frac{y \left[ \arctg \left( \frac{\sqrt{(x^*_{ij} - x^*_{kz})^2 + (y^*_{ij} - y^*_{kz})^2}}{R} \right) \right]}{10}} \right]}, k \neq i, z \neq j. \quad (7)$$

На основе выражения (7) проведено моделирование. На рис. 4 приведена зона помех на плоскости, формируемая одним лучом ДН (в центре). В качестве примера приведены парциальные зоны, работающие с ним в одном частотном канале. Наглядно видно, как ухудшается помехозащищённость в лучах, обусловленная взаимным влиянием боковых лепестков остальных лучей (отношение SNIR в идеальной (беспомеховой) ситуации составляет 28 дБ). Расчёт проводился на основе параметров радиолинии, приведенных в табл. 1.

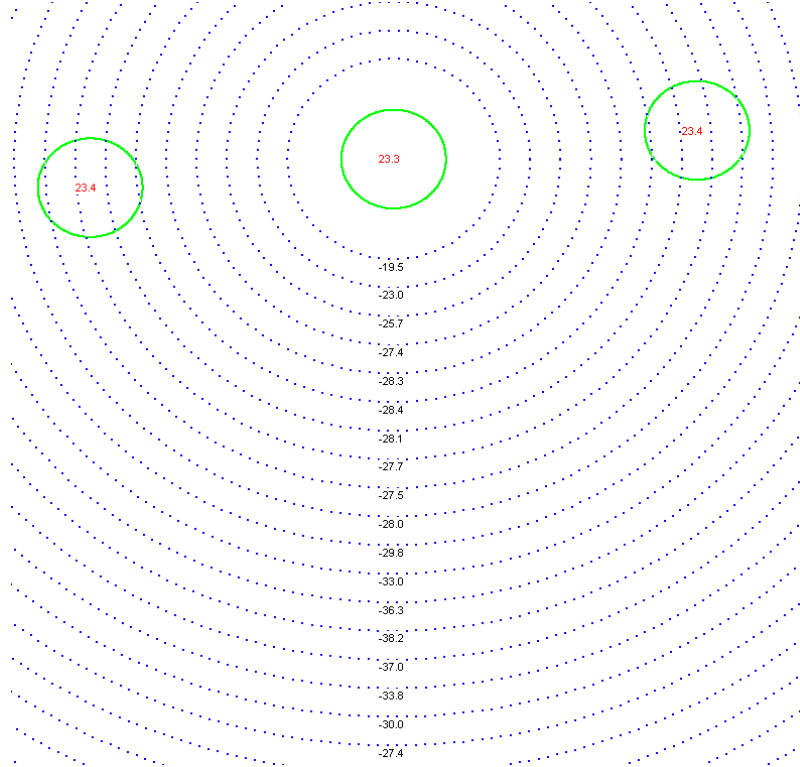


Рис. 4. Зона помех луча ДН

### 3. Частотно-территориальное планирование СПСС с использованием метода координационных колец

Суть задачи оптимизации частотного плана состоит в присвоении лучам ЦАР частотных каналов, при котором минимизируется уровень взаимных помех в сети и соответственно увеличивается коэффициент повторного использования частот. Трудность задачи заключается в том, что помехи по боковым лепесткам антенны оказывают различное влияние на помехозащищённость сети по разным направлениям в азимутальной плоскости (при учёте пространственного распределения лепестков ДН), а число частотных каналов ограничено. Поэтому в случае неоптимального присвоения частотных каналов лучам ЦАР помеховая обстановка обострится, а коэффициент повторного использования частот снизится.

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

$$A: M \rightarrow F, \forall m_{ij} \in M \rightarrow A(m_{ij}) \in F. \quad (8)$$

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 SNIR опустится ниже допустимого значения, составляют конечное дискретное множество  $U$ .

$$U = \left\{ m_{ij}, m_{zl} \mid A(m_{ij}) = A(m_{zl}) = f_k, \left( \frac{P_c}{P_{ш} + P_{инт}} \right)_{ij} < \left( \frac{P_c}{P_{ш} + P_{инт}} \right)_{\min}, \left( \frac{P_c}{P_{ш} + P_{инт}} \right)_{zl} < \left( \frac{P_c}{P_{ш} + P_{инт}} \right)_{\min} \right\}. \quad (9)$$

Для каждого элемента  $u_k \in U$  можно поставить в соответствие такое минимальное расстояние  $D_{\min}(u_k)$ , 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.  $\left( \frac{P_c}{P_{\text{ш}} + P_{\text{инт}}} \right)_{ij} > \left( \frac{P_c}{P_{\text{ш}} + P_{\text{инт}}} \right)_{\min}$ .

Тогда, если  $D(m_{ij}, m_{zl})$  – известное расстояние между двумя лучами, то им в соответствие можно поставить только те элементы  $u_k \in U$ , для которых справедливо следующее условие:

$$D(m_{ij}, m_{zl}) \geq D_{\min}(u_k). \quad (10)$$

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

$$\psi = \{u_k, D_{\min}(u_k) | u_k \in U\}. \quad (11)$$

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

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

Т.е. необходимо добиться наименьшей размерности кластера ( $C_{\text{кл}}$ ) при сохранении заданного отношения SNIR.

Для решения данной задачи перейдём к рассмотрению конкретного графа СПСС:

1. Вершинами графа являются центры парциальных зон обслуживания, формируемые МЛА;
2. Рёбрами соединяются те центры парциальных зон, которые создают помехи приёму в соответствующей зоне обслуживания друг друга;
3. Поскольку распространение радиоволн одинаково в обоих направлениях, то рёбра являются неориентированными, однократными и без петель.

Таким образом, граф СПСС является конечным, неориентированным, с однократными рёбрами 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 создаёт 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 вершин.

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 определению графа СПСС, множеству  $M$  с учётом частотно-пространственных  $\psi$ -ограничений может быть поставлен в соответствие граф  $G = (V, E)$  со множеством вершин  $V$  и множеством рёбер  $E$ , 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  $\psi$  (11)

$$\forall V: \{x, y, f, \text{ЭИИМ}_{\text{спутн}}, R_3\}. \quad (12)$$

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 обобщённой задаче раскраски рёберно-ограниченного графа с учётом его дисковости и сформулирована следующим образом.

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

$$\forall v_i, v_j \in V : \{A(v_i), A(v_j)\} \in H(e_{ij}), e_{ij} = (v_i, v_j) \in E. \quad (13)$$

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 трёх 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 ведёт к созданию недопустимой помехи хотя бы одному лучу с уже назначенным каналом, т.е. рёбра рассматриваемого подграфа принадлежат рёберному множеству запрещений графа  $G$

$$\{A(v_i), A(v_j)\} \in H(e_{ij}), e_{ij} = (v_i, v_j) \in E. \quad (14)$$

Первый случай очевиден, во втором и третьем – взаимодействие лучей МЛА предлагается определять на основании значения отношения SNIR, которое установится в случае назначения частоты. Оптимальное применение ресурсов в лучах и эффективное использование спектра предлагается определять с применением метода координационных колец [6], при условии

$$\varepsilon < (P_c / (P_{\text{ш}} + P_{\text{инт}})) < \gamma. \quad (15)$$

Значение  $\varepsilon$  задаётся на основании требований к минимальному уровню отношения SNIR, определяемого выбранной модуляцией

$$\varepsilon = (P_c / (P_{\text{ш}} + P_{\text{инт}}))_{\min}. \quad (16)$$

Значение параметра  $\gamma$  задаётся эмпирически. Если  $(P_c / (P_{\text{ш}} + P_{\text{инт}})) \leq \varepsilon$ , то уровень взаимных помех считается недопустимо высоким; если же  $(P_c / (P_{\text{ш}} + P_{\text{инт}})) \geq \gamma$ , то снижается эффективность использования спектра.

Пусть частотный канал  $f_k$  присвоен некоторому лучу. Тогда вокруг него выделяется множество лучей, которым критерий (15) запрещает назначить канал  $f_k$  ввиду сильных взаимных помех с лучом  $A$ , т.е. рассматриваемое ребро принадлежит множеству запрещений графа  $G$

$$(P_c / (P_{\text{ш}} + P_{\text{инт}})) \leq \varepsilon : \{A(v_j), A(v_A)\} \in H(e_{jA}), e_{jA} = (v_j, v_A) \in E. \quad (17)$$

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

$$(P_c / (P_{\text{ш}} + P_{\text{инт}})) > \varepsilon : \{A(v_j), A(v_A)\} \notin H(e_{jA}), e_{jA} = (v_j, v_A) \in \emptyset. \quad (18)$$

Так появляется свобода выбора для очередного назначения лучу канала  $f_k$ . В то же время критерий оптимальности парных частотных присвоений, применённый 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.

Зоны, образующие с зоной  $A$  оптимальные пары, расположены на территории, ограниченной двумя контурами (внешним и внутренним, рис. 5), удовлетворяют условию

$$\varepsilon < (P_c / (P_{ш} + P_{инт})) < \gamma : \{A(v_j), A(v_A)\} \notin H(e_{jA}), e_{jA} = (v_j, v_A) \in \emptyset. \quad (19)$$

Лучи, образующие с зоной  $A$  оптимальные пары, расположены на территории, по форме представляющей собой строгое кольцо (т.к. мы рассматриваем однородную сеть). Множество этих зон будем называть координационным кольцом зоны  $A$ , которое строится следующим образом.

Рассчитываются поочерёдно отношение SNIR  $(P_c / (P_{ш} + P_{инт}))_A$ , которое установится в сети в случае одновременного назначения частотного канала  $f_k$  лучу  $A$  и каждой из зон, не являющейся смежной к нему. Если значение находится в пределах, определяемых (15), то рассматриваемая зона попадает в координационное кольцо зоны  $A$ . Поскольку определение отношения сигнал/шум для пары вершин графа  $(v_i, v_j) \in V$  по выражению (7) не требует большой вычислительной мощности, координационные кольца могут быть построены для любой сети без ограничения на количество лучей.

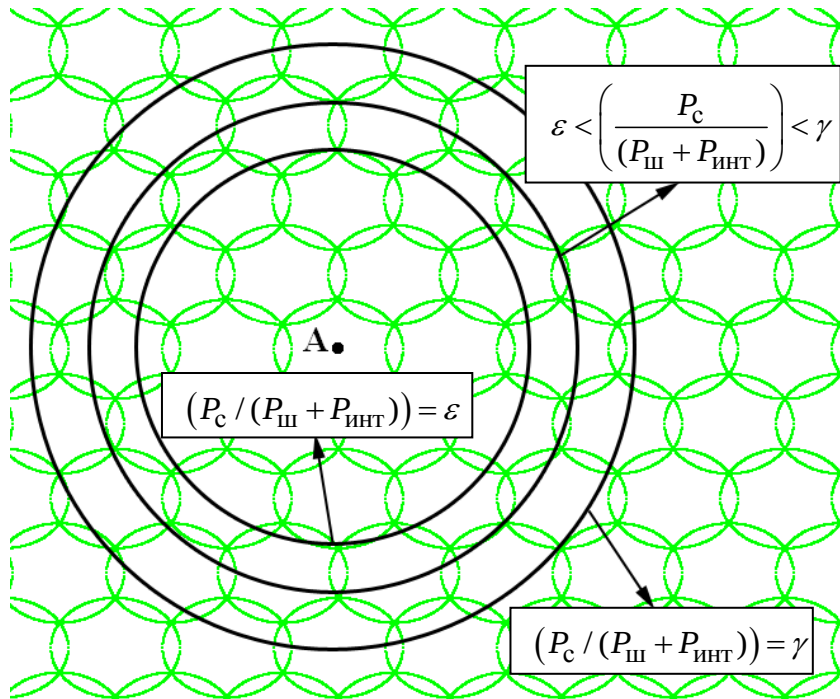


Рис. 5. Построение координационного кольца

Поставив задачу максимально загрузить каждый канал, не уменьшая чрезмерно коэффициента повторного использования частот, для очередного присвоения канала  $f_k$  следует выбирать зону из координационного кольца, поскольку находящиеся в нём зоны удовлетворяют одновременно обоим требованиям.

Выберем из координационного кольца зону  $B$ . Присвоим ей частотный канал  $f_k$  и сформируем вокруг неё новое координационное кольцо (рис. 6). Теперь для очередного присвоения канала  $f_k$  нужно выбирать луч, находящийся на пересечении координационных колец зон  $A$  и  $B$ .

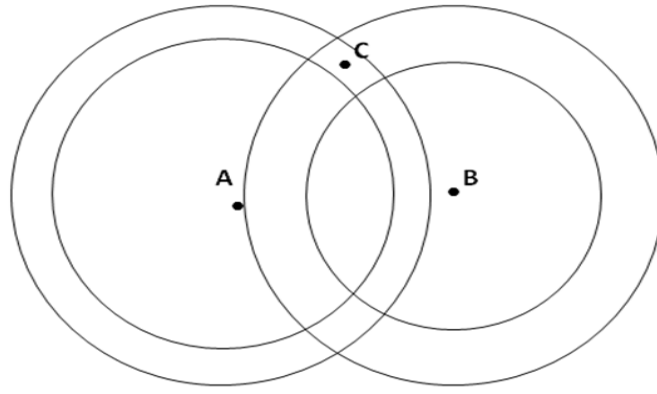


Рис. 6. Пересечение координационных колец

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  $f_k$

$$\left\{ \begin{array}{l} \varepsilon < (P_c / (P_{ш} + P_{инт})) < \gamma : \{A(v_C), A(v_A)\} \notin H(e_{CA}), e_{CA} = (v_C, v_A) \in \emptyset \\ \varepsilon < (P_c / (P_{ш} + P_{инт})) < \gamma : \{A(v_C), A(v_B)\} \notin H(e_{CB}), e_{CB} = (v_C, v_B) \in \emptyset \end{array} \right\}.$$

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  $\gamma$  и  $\varepsilon$  — параметров координационного кольца.

Следует отметить, что при данном подходе остается нерешённой задача оптимального распределения зон внутри координационного кольца. В этой связи 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 [9]. Суть метода ветвей и границ заключается в последовательном разбиении допустимого множества на подмножества (ветвление) и вычисление оценок (границ), позволяющем отбрасывать подмножества, заведомо не содержащие решения задачи. Т.е. необходимо отбросить те зоны, назначение частотных каналов которым приведёт к увеличению размерности кластера.

Таким образом, метод координационных колец, модифицированный методом ветвей и границ, позволяет решить задачу оптимального частотного планирования СПСС с учётом частотных и энергетических ограничений действующей сети [6, 9, 14].

#### 4. Результаты моделирования

Моделирование зоны обслуживания СПСС, а также построение частотно-территориального плана осуществлялось с использованием рассмотренного метода координационных колец в специально разработанном программном продукте, зарегистрированном в Российском Реестре программ для ЭВМ [15].

При проведении частотно-территориального планирования использовались огибающие диаграмм направленности лучей антенной решётки (рис. 3), а также выражения для определения зоны обслуживания луча, приведённые в [13].

При моделировании для построения сети СПСС использовалась универсальная модель однородной сети [7]. Модуль сети  $R_0 = \sqrt{3}R_\zeta$  в построенной сети составляет 597 км.

Напомним, что модуль сети, размерность кластера  $C_{\text{кл}}$ , относительный модуль сети  $r_0$  и координационное расстояние  $D_k$  связаны между собой выражением:

$$C_{\text{кл}} = \text{int} \left( \frac{D_k}{R_0} \right)^2 = r_0^2. \quad (20)$$

На рис.7 приведены построенные программой координационные кольца при входных параметрах:  $\varepsilon = 10$  дБ и  $\gamma = 20$  дБ. При проведении ЧТП с использованием первого разрешённого кольца (относительный модуль сети  $r_0 = 2$ ), полученная сеть будет удовлетворять требованиям по помехозащищённости при использовании модуляции 4-ОФМ (отношение SNIR должно быть не ниже 10 дБ). Назначение частот по кольцам большего радиуса приведёт к увеличению кластера частот и снижению эффективности использования спектра, несмотря на то, что обеспечит бóльшую помехозащищённость.

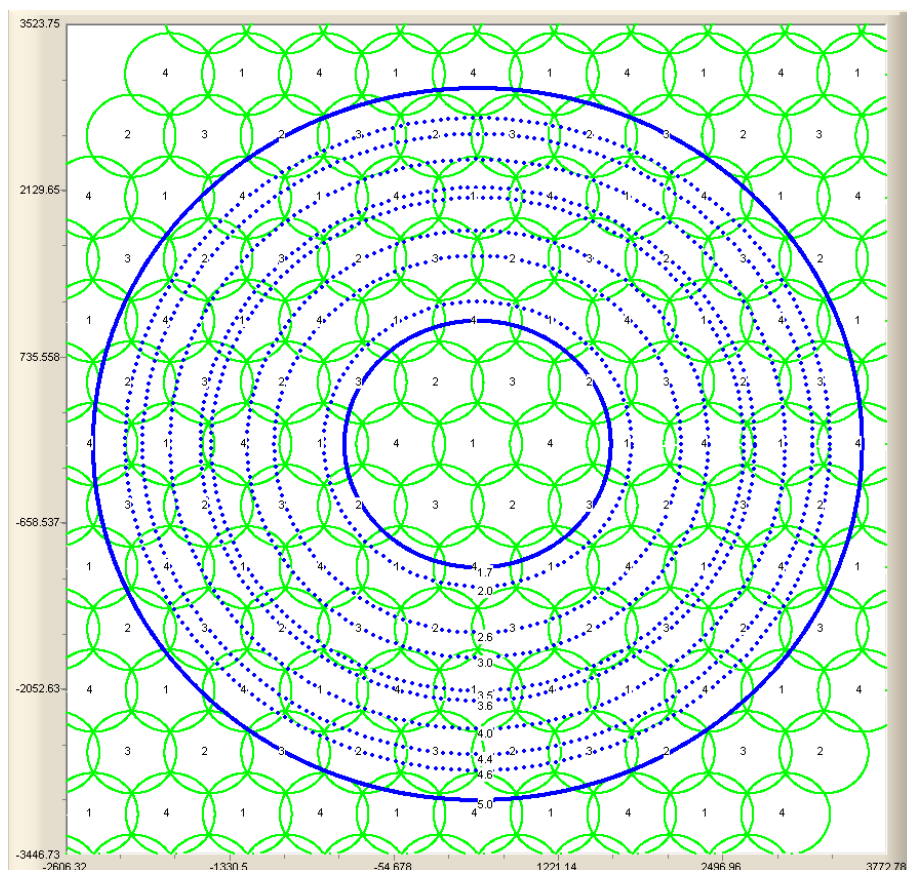


Рис. 7. Координационные кольца

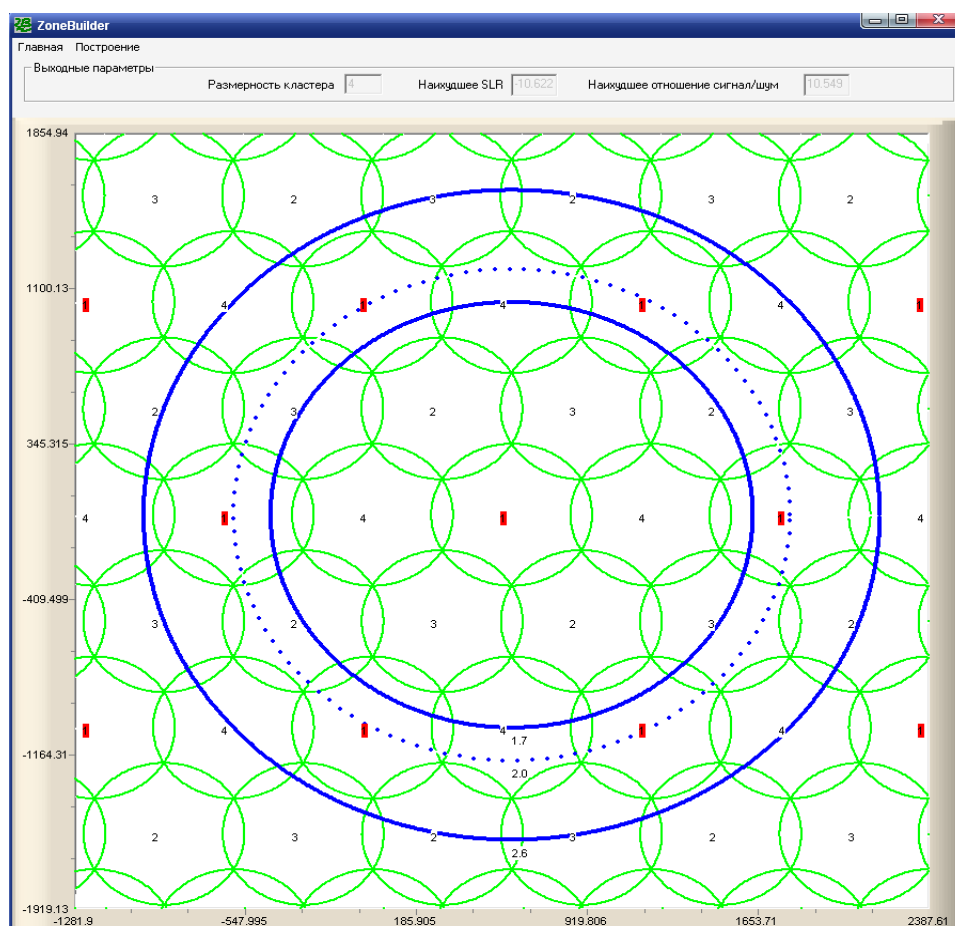


Рис. 8. ЧТП методом координационных колец

Так, на рис. 8 приведён сгенерированный программой частотно-территориальный план, где координационное кольцо  $r_0 = 2$  (координационное расстояние  $D_k = 1194$  км) выбрано как наиболее оптимальное, т.к. обеспечивает наименьший кластер при заданных ограничениях. При этом параметры  $\varepsilon$  и  $\gamma$  были скорректированы соответствующим образом ( $\varepsilon = 10$  дБ и  $\gamma = 12$  дБ).

В соответствии с (20) размерность кластера построенного частотного плана составляет  $C_{кл.} = 4$ . Обеспечиваемое данной конфигурацией сети отношение  $(P_c / (P_{ш} + P_{инт})) = 10.549$  дБ (рис. 8). Аналогично проводится ЧТП для случаев с модуляцией 2-ОФМ, 8-ОФМ и т.п. В частности, в табл. 2 приведены некоторые результаты моделирования для различных модуляций.

Таблица 2. Результаты моделирования

| Вид модуляции                                                             | М-ОФМ |    |      |
|---------------------------------------------------------------------------|-------|----|------|
| Позиционность модуляции $M$                                               | 2     | 4  | 8    |
| Требуемое отношение сигнал/шум $(P_n / (P_{\theta} + P_{ei\delta}))$ , дБ | 7     | 10 | 14.8 |
| Необходимая размерность кластера $C_{кл.}$                                | 3     | 4  | 9    |

Таким образом, результаты моделирования показали, что для использования модуляции 2-ОФМ, с учётом минимально допустимого уровня SNIR достаточно размерности кластера  $C_{кл.} = 3$  (4-ОФМ – 4, 8-ОФМ – 9 соответственно).

Указанные цифры подтверждают, что метод координационных колец позволяет эффективно распределить частотный ресурс между лучами антенной решётки спутникового ретранслятора, обеспечив требуемое качество связи, т.к. позволяет достичь требуемой помехозащищённости в сети при наименьшем кластере частот. Для сравнения в большинстве

существующих системах СПСС на геостационарной орбите размерность кластера  $C_{кл} = 7$  (Инмарсат, Гаруда, Турайя) [10].

## 5. Заключение

В статье разработан метод координационных колец применительно к спутниковой системе подвижной связи, использующей многолучевые антенны. ЧТП рассматривалось на примере СПСС с ККАР.

Получены аналитические зависимости для оценки влияния помехи от боковых лепестков ДН на отношение сигнал/шум в линии связи.

Рассмотрено влияние боковых лепестков ДН ЦАР СПСС с геостационарным спутниковым ретранслятором на проведение ЧТП.

На основе метода координационных колец и полученных зависимостей рассмотрено построение оптимального частотно-территориального плана для данной системы.

Результаты моделирования показали, что применение метода координационных колец, с учётом пространственного разнесения боковых лепестков ДН позволяет обеспечить требуемую помехозащищённость в сети при наименьшем кластере частот, т.е. таким способом эффективно распределить частотный ресурс СПСС.

## Литература

1. ITU-R M.1184-2, «Технические характеристики СПСС в частотных диапазонах до 3 ГГц...»)
2. Randy L. Haupt Optimized element spacing for low sidelobe concentric ring arrays, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol.56, no.1, January 2008.
3. Mailloux, Robert J. Phased array antenna handbook, 2nd ed., Artech House, Boston, London, 2005.
4. Balanis, Constantine A., Modern antenna handbook., a John Wiley & sons, inc., publication, USA, 2008.
5. Мозинго Р.А, Миллер Т.У. Адаптивные антенные решётки: Введение в теорию: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986. – 448 с., ил.
6. Носов В.И., Носкова Н.В. Методы частотно-территориального планирования в сетях радиосвязи: Монография / СибГУТИ. – Новосибирск, 2006 г. – 162 с.
7. Носов В.И. Эффективность секторных антенн и методов модуляции в сетях радиосвязи: Монография / СибГУТИ. – Новосибирск, 2008 г., - 235 с.
8. Гениатулин К.А., Носов В.И. Планирование систем спутниковой связи с зональным обслуживанием // Вестник СибГУТИ: 2009, № 4. С. 11-22.
9. Быховский М.А., Васильев А.В., Носов В.И. и др. 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) / Под ред. М.А. Быховского. – М.: КРАСАНД, 2012. – 368 с.
10. Аболищ А.И. Системы спутниковой связи. Основы структурно-параметрической теории и эффективность. – М.: ИТИС, 2004. – 426с.: ил.
11. 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. – 528с.: ил.
12. Гениатулин К.А., Носов В.И. Частотно-территориальное планирование системы подвижной спутниковой связи с зональным обслуживанием // Вестник СибГУТИ : 2011, № 1. С. 17-27.
13. B. El-Jabu and R. Steele Cellular communications using aerial platforms, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 50, pp. 686-700, May 2001.

14. *Зюзков В.М.* Математическая логика и теория алгоритмов: Учебное пособие для вузов 2-е изд. / Зюзков В.М., Шелупонов А.А – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 176 с. 2012. – 368 с.

15. *Носов В.И., Гениатулин К.А.* Программа для построения оптимального частотно-территориального плана геостационарной спутниковой связи, использующей цифровую антенную решётку / Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2012610076 Федеральной службы по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам, 10 января 2012 года.

16. *Ольга Топровер* Две звезды над Америкой: гибрид спутниковой и сотовой связи в исполнении американской компании SkyTerra / Мобильные телекоммуникации, 2009, № 1. С. 30-33.

17. *Слюсар В.И.* Фазированная антенная решётка системы Thuraya // Сети и телекоммуникации, 2002, № 5, С. 54–58.

18. *Невдяев Л.М., Thuraya* — арабский феномен / Открытые системы / <http://www.osp.ru/nets/2000/07/141287>

*Статья поступила в редакцию 04.04.2013*

**Гениатулин Константин Агзамович**

аспирант СибГУТИ, офицер войсковой части 48840, тел. (383) 269-82-54,  
e-mail: genkos@mail.ru

**Носов Владимир Иванович**

доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой систем радиосвязи СибГУТИ,  
тел. (383) 269-82-54, e-mail: nvi@sibsutis.ru

**Using of coordinating rings method in frequency-spatial planning of mobile satellite communication system with zonal maintenance**

**K. Geniatulin, V. Nosov**

In this paper, the optimal frequency-spatial planning research of mobile satellite communication system built on the basis of geostationary satellite transponder using digital aerial array with narrow ray radiation pattern is investigated. For that purpose, concentric ring array is used. Coordinating rings method is implemented to determine optimal frequency plan, using the envelope curve of aerial array.

**Keywords:** satellite communication systems with zonal maintenance, frequency cluster, digital multi-beam aerial array, optimal frequency-spatial planning, coordinating rings methods, circular arrays.