

Исследование помехозащищенности и пропускной способности подвижной спутниковой связи IMT-Advanced при использовании частотно-лучевого планирования

М. С. Красиков, В. И. Носов

Проведен анализ влияния боковых лепестков диаграммы направленности концентрических кольцевых антенных решёток на помехоустойчивость приёма и пропускной способности с учётом внешних и внутренних сот при рассмотрении технологии IMT-Advanced. Рассмотрено понятие эквивалентной размерности кластера, характеризующей работу пространственно разнесённых лучей, работающих в совмещённых частотных каналах. На основе отношения сигнал/(шум+интерференция) разработаны методики определения пропускной способности и оценки эффективности выделения частотного ресурса. Рассмотрен метод частотно-лучевого планирования в сети спутниковой связи при работе по технологии IMT-Advanced.

Ключевые слова: спутниковая подвижная связь, спутниковый ретранслятор, концентрическая кольцевая антенная решетка, боковые лепестки, IMT-Advanced.

1. Введение

При построении подвижной спутниковой связи земные станции, расположенные на большой территории, связываются между собой через промежуточный спутниковый ретранслятор. Данная статья посвящена анализу помехоустойчивости и пропускной способности при использовании частотно-лучевого планирования в подвижной спутниковой связи при работе по технологии IMT-Advanced.

Для эффективного использования спектра необходимо применение методов повторного использования частот максимальное количество раз, при этом некоторые частоты должны быть пространственно разнесены на минимально возможное расстояние для соблюдения требований обеспечения электромагнитной совместимости. В этом случае наиболее широкое применение находят системы с многолучевыми бортовыми антеннами, которые позволяют повторно использовать частоты в лучах при пространственном разнесении совмещённых каналов [4, 6].

Повторное использование частот сводится к частотно-лучевому распределению частотных каналов для земных станций, действующих в пределах зон обслуживания лучей.

2. Частотно-лучевое планирование

Частотно-лучевое планирование сетей радиосвязи является инструментом выделения каналов частот для спутниковых подвижных систем связи (СПСС) в условиях ограниченных энергетических ресурсов. Лишь при обеспечении частотно-лучевого планирования можно достичь высокой эффективности использования полос частот, выделенных для работы сети.

Построение СПСС на основе бортовых многолучевых антенн (МЛА) с повторным использованием частот сводится к частотно-лучевому распределению частотных каналов между лучами. Рабочая зона спутникового ретранслятора представляет собой обслуживаемую территорию, разделенную на подзоны (соты), соответствующие каждому лучу диаграммы направленности антенной решетки [8]. Предполагается, что при составлении частотно-лучевого плана полоса частот планируемой сети разбита на каналы с одинаковой шириной полосы частот. Лучи, использующие одну и ту же рабочую частоту, то есть работающие в совмещенном канале, размещают на максимальном удалении для уменьшения уровня взаимных помех. Расстояние между такими лучами должно быть таким, чтобы на границах их зон обслуживания отношение полезного сигнала к помехе по совмещенному каналу превышало защитное отношение.

В универсальной модели однородной сети формируется кластер – совокупность ближайших лучей (сот), в которых используются неповторяющиеся частотные каналы. Число таких сот в кластере называется его размерностью C_{cl} . В соответствии с [7] размерности кластера принимают значения $C_{cl} = 1, 3, 4, 7, 9, 12, \dots$

Необходимая размерность кластера для СПСС определяется исходя из допустимого отношения мощности сигнала к суммарной мощности интерференционных помех, создаваемых через боковые лепестки МЛА передатчиками в лучах, которые работают в совмещенных частотных каналах. Допустимое отношение мощности сигнала к суммарной мощности интерференционных помех называется защитным отношением A_{prot} и определяется техническими характеристиками СПСС, в частности позиционностью модуляции M и скоростью кода, используемого для увеличения помехоустойчивости.

3. Построение концентрических кольцевых антенных решеток

Для определения отношения сигнал/интерференционная помеха (SIR – Signal-Interference Ratio) [6] были рассмотрены МЛА, которые должны обладать узкой диаграммой направленности и малым уровнем боковых лепестков (SLR – Side Lobe Ratio) [2, 5]. Наибольшее применение в СПСС получили неэквидистантные концентрические кольцевые антенные решетки (ККАР), представляющие собой совокупность множества элементов, образующих кольца разного диаметра с общим центром. Такая антенна при небольшом количестве элементов обеспечивает низкий уровень боковых лепестков (до минус 27 дБ) и достаточно узкий раскрыв главного лепестка диаграммы направленности (менее 1°) [2, 4]. На рис. 1 приведена однородная АР, состоящая из 9 колец и 279 элементов.

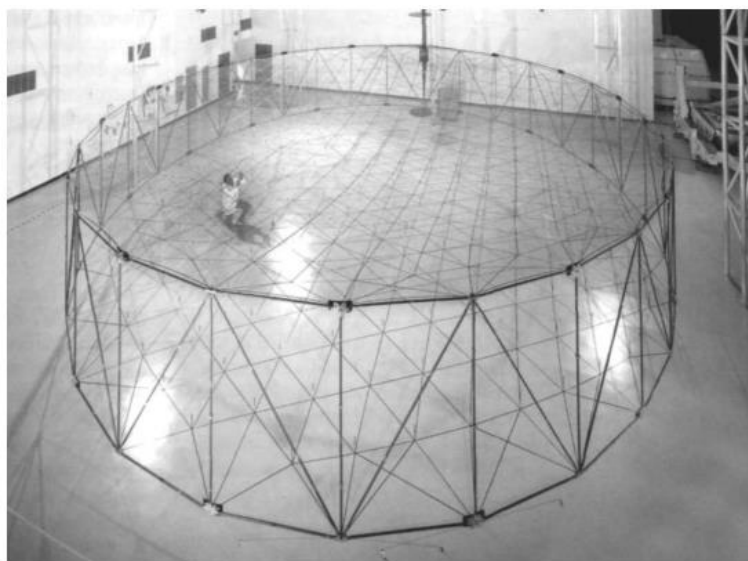


Рис. 1. Конфигурация кольцевой однородной антенной решетки

Для проведения исследования помехозащищенности было использовано несколько конфигураций кольцевых антенных решеток, представленных в табл. 1. Здесь значение SLR показывает уровень первого бокового лепестка, а значение N_{Σ} – общее количество активных (излучающих) элементов.

Таблица 1. Конфигурация ККАР

| Наименование | SLR, дБ | N_{Σ} |
|----------------------------|---------|--------------|
| Uniform | -17.4 | 279 |
| Thinned | -23.5 | 185 |
| Optimizes by R_m | -22.9 | 201 |
| Optimizes by N_m | -25.6 | 183 |
| Optimizes by R_m & N_m | -27.7 | 142 |

Диаграмма направленности ККАР определяется выражением:

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

где $\varphi_n = 2\pi(n-1)/N_m$ определяет расположение n -го элемента на m -м кольце;

N_m – количество элементов в m -м кольце;

R_m – радиус m -го кольца;

$u = \sin\theta \cdot \cos\varphi - \sin\theta_0 \cdot \cos\varphi_0$;

$v = \sin\theta \cdot \sin\varphi - \sin\theta_0 \cdot \sin\varphi_0$;

θ_0 и φ_0 – направление максимума главного лепестка диаграммы направленности луча, рад.

Нормированная функция множителя антенной решетки определяется из формулы (1) (рис. 2) [2, 5]:

$$G(\theta, \varphi) = 20 \log(F(\theta, \varphi) / F(0, 0)) \text{ (дБ)}. \quad (2)$$

С учетом круговой структуры диаграммы направленности кольцевой антенной решетки для анализа влияния её боковых лепестков достаточно рассмотреть нормированную функцию множителя такой решетки в логарифмическом масштабе $G(\theta, \varphi)$ (2) [3]. Ввиду симметрии диаграммы направленности достаточно рассмотреть сечение данной функции в плоскости $\varphi = 0$.

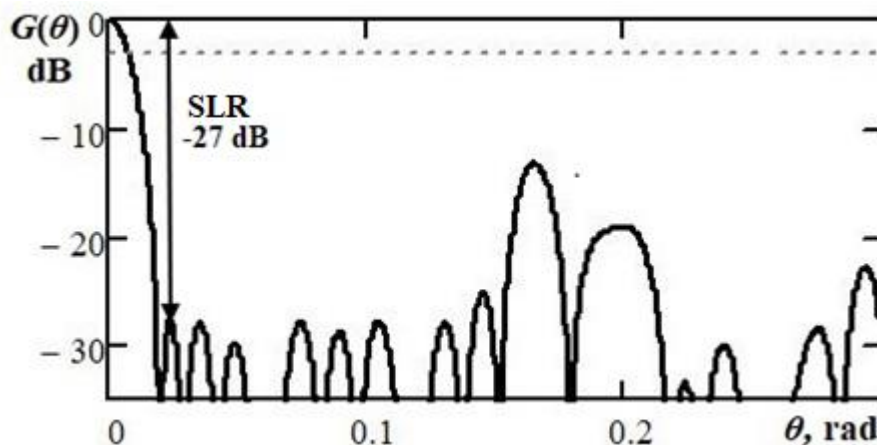


Рис. 2. Нормированная функция множителя оптимизированной по R_m и N_m антенной решетки

Рассматриваемая антенна имеет раскрыт главного лепестка по половинной мощности 1^0 . Уровень первого бокового лепестка однородной АР SLR = -27 дБ, при увеличении угла уровень боковых лепестков уменьшается (рис. 2).

4. Отношение мощности сигнала к мощности шума и интерференционных помех

Величина защитного отношения, определяемая при вероятности ошибки на выходе приёмника $p_{err} = 10^{-3}$ для различных скоростей кода при использовании модуляции QPSK с прямой коррекцией ошибок (FEC – Forward Error Correction), приведена в табл. 2 [7].

Таблица 2. Защитные отношения при разной позиционности модуляции

| Тип модуляции | М-ОФМ | | | М-КАМ | | | | |
|-----------------|-------|------|------|-------|------|------|------|------|
| M | 2 | 4 | 8 | 16 | 32 | 64 | 128 | 256 |
| A_{prot} , дБ | 7.0 | 10.0 | 14.8 | 16.5 | 19.8 | 22.6 | 25.5 | 28.3 |

Отношение мощности полезного сигнала P_s к суммарной мощности шума P_n и интерференционных помех P_{int} h_Σ (SINR – Signal Interference Noise Ratio) от других лучей [7] определяется как

$$h_\Sigma = \frac{P_s}{P_n + P_{int}} \geq A_{prot}. \tag{3}$$

Если учесть, что при использовании скремблирования цифровых сигналов интерференционные помехи имеют почти равномерное распределение спектральной плотности мощности, значение h_Σ можно преобразовать к виду

$$h_\Sigma = \frac{h_n \cdot h_{int}}{h_n + h_{int}}, \tag{4}$$

где h_n – отношение сигнал/шум (SNR), дБ;

h_{int} – отношение сигнала к сумме интерферирующих мешающих сигналов от боковых лепестков (SIR), дБ.

Ниже приведена формула расчета SNR на линии спутник – Земля (расчет для линии Земля – спутник аналогичен) [3, 7, 8]:

$$h_n = \left(\frac{P_s}{P_n}\right)_{sat} = \frac{EIRP_{sat} \cdot G_{ut} \cdot G(\theta, \varphi)}{k \cdot B \cdot T_{ut} \cdot L_{dl} \cdot L_{add}}, \tag{8}$$

где $EIRP_{sat}$ – эквивалентная изотропная излучаемая мощность СР, дБВт;

k – постоянная Больцмана, $1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К;

B – ширина полосы частот канала, Гц;

G_{ut} – коэффициент усиления антенны абонентского терминала в направлении максимума диаграммы направленности;

$G(\theta, \varphi)$ – нормированная функция множителя антенной решетки;

L_{dl} – затухание сигнала в свободном пространстве на линии вниз;

L_{add} – дополнительные потери сигнала в атмосфере;

T_{ut} – эффективная шумовая температура приёмного устройства абонентского терминала.

Отношение сигнал/интерференционная помеха определяется по формуле

$$h_{int} = -10 \log \left(\sum_{i=1}^k 10^{\frac{G(\theta_i, \varphi)}{10}} \right), \tag{9}$$

где θ_i – угол между краем обслуживаемой зоны и осью ДН мешающего луча;

k – количество мешающих лучей, работающих в совмещённом канале.

Угол θ_i в плоской системе координат для спутниковой проекции вычисляется по формуле:

$$\theta_i = \arctg \left(\frac{\sqrt{(x_i + R_z - x_k)^2 + (y_i - y_k)^2}}{H - R} \right), \tag{10}$$

где x – координаты центра зоны по оси абсцисс;

y – координаты центра зоны по оси ординат.

Параметры СР, принятые для расчетов, приведены в табл. 3 [6].

Таблица 3. Параметры СР

| | |
|--|-----------|
| Эквивалентная изотропная излучаемая мощность СР, $EIRP_{sat}$ | 53.5 дБВт |
| Частотный диапазон, f | 1.6 ГГц |
| Коэффициент усиления антенны абонентского терминала, G_{ut} | 2.5 дБи |
| Полоса частот канала, B | 30 кГц |
| Наклонная дальность, D | 37460 км |
| Радиус Земли, R | 6371 км |
| Радиус орбиты, H | 42170 км |
| Дополнительные потери сигнала в атмосфере, L_{add} | 2 дБ |
| Эквивалентная шумовая температура абонентского терминала, T_{ut} | 533°К |

Затухание сигнала в свободном пространстве на линии вниз L_{dl} определяется из соотношения

$$L_{dl} = 20 \log \left(\frac{4\pi \cdot D \cdot 1000 \cdot f}{c} \right), \quad (11)$$

где c – скорость света в вакууме, $3 \cdot 10^8$ м/с;

D – расстояние между космической и земной станциями, км;

f – частота, Гц.

Полоса частот канала и скорость передачи связаны соотношением

$$B = \frac{R(1+\alpha)}{\log_2 M}, \quad (12)$$

где R – скорость передачи данных;

M – позиционность модуляции;

α – коэффициент сглаживания спектра (ROF – Roll-off Factor).

Следует учесть, что уровень сигнала при отклонении от направления на максимум диаграммы направленности антенной решетки, который описывается функцией $G(\theta, \varphi)$, значения $G_{ut} = G_{ut0} \cdot G(\theta, \varphi)$ и $EIRP_{sat} = EIRP_{sat0} \cdot G(\theta, \varphi)$ достигают своего максимального значения в центре зоны обслуживания, а к её краю уменьшаются на 3 дБ.

5. Повторное использование дробных частот

В данном исследовании используется технология подвижной спутниковой связи на основе технологии LTE с применением повторных дробных частот (FFR – Fractional Frequency Reuse), которая должна обеспечить значительный прирост полосы пропускания и эффективности всей системы в целом. Эта технология относится к рекомендации МСЭ-R М.2047-0, описывающей радиointерфейсы перспективной Международной спутниковой подвижной электросвязи LTE-Advanced, которой Международный союз электросвязи присвоил сертификат IMT-Advanced. Главная особенность частотно-лучевого планирования сети с использованием технологии IMT-Advanced состоит в оптимальном распределении имеющегося радиочастотного ресурса, т.е. распределение, обеспечивающее минимальные взаимные помехи [6, 7].

Идея FFR состоит в том, что имеющийся частотный ресурс, используемый в луче, делится на две части. Одна из этих частей используется во всех лучах с коэффициентом повтора, равным единице (центральная сота), в то время как другая часть (внешняя сота) делится между различными лучами в соответствии с размерностью кластера $C_{cl.out}$.

Для внутренней соты характерна ситуация, при которой в зависимости от ее радиуса расстояние до эквивалентных соседних сот меняется. Это изменение можно учесть, введя понятие эквивалентной размерности кластера $C_{cl.eq}$. На рис. 3 приведены примеры эквивалентной

размерности кластера для случаев $C_{cl\ eq} = 3, 4, 7$ и 9 . В табл. 4 приведены радиусы центральной соты в зависимости от эквивалентной размерности кластера при радиусе внешней соты, равном 322 км.

Таблица 4. Эквивалентные размерности кластера

| | | | | |
|------------------------------------|--------|-----|--------|-------|
| Эквивалентная размерность кластера | 3 | 4 | 7 | 9 |
| Радиус внутренней соты, км | 182.46 | 161 | 121.28 | 107.3 |

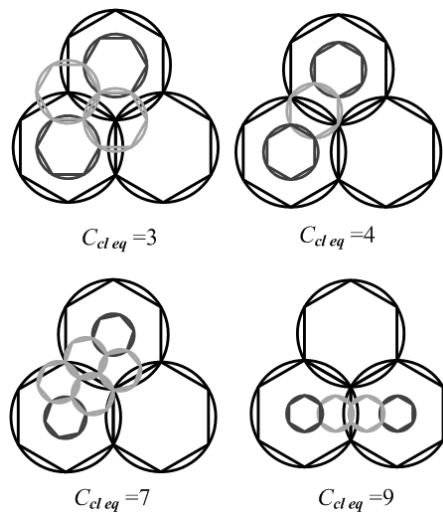


Рис. 3. Эквивалентная размерность кластера для внутренней соты

Оценка влияния боковых лепестков антенной решетки основана на оценке уровня SINR (4). Полученные результаты расчётов SINR, характерные для внешних сот при дробном повторном использовании частот, приведены на рис. 4. Согласно полученным результатам при увеличении размерности кластера значение SINR увеличивается. Так, при $C_{cl.out} = 9$ наблюдается наибольшее SINR для большинства рассматриваемых AP.

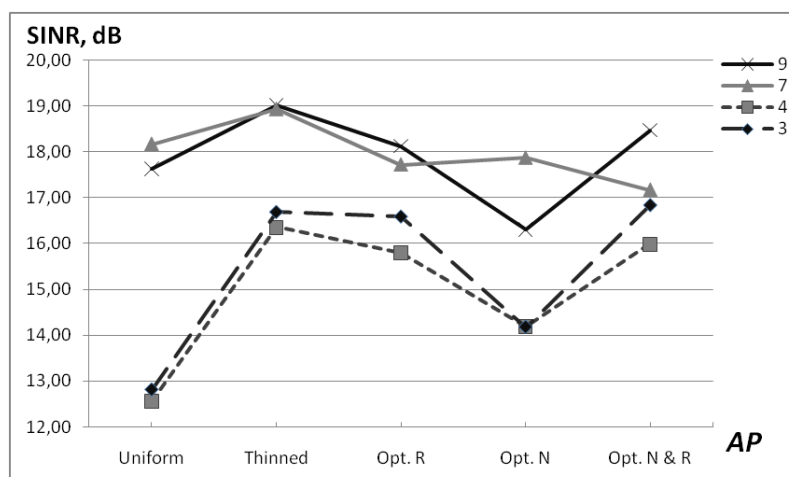


Рис. 4. Зависимость SINR от конфигурации антенной решетки для различных $C_{cl.out}$

Для внутренних сот также были получены зависимости SINR для различной размерности кластера $C_{cl\ eq}$ и для пяти рассмотренных конфигураций AP. Полученные результаты расчётов SINR, характерные для внутренних сот при дробном повторном использовании частот, приведены на рис. 5.

Максимум SINR составил 14.92 дБ при использовании однородной AP и $C_{cl\ eq} = 9$. Данное значение превышает уровень защитного отношения, необходимый для обеспечения модуляции 4-ОФМ.

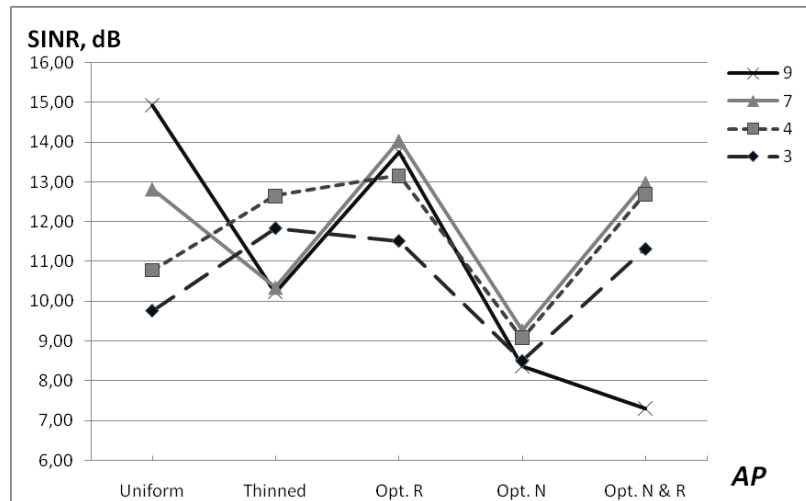


Рис. 5. Зависимость SINR от конфигурации антенной решетки для различных $C_{cl,eq}$

Влияние конфигурации AP на значение SINR для внутренних сот оказывает большее значение, чем размерность кластера. Данное поведение вызвано влиянием бокового лепестка с высоким уровнем, находящегося на некотором удалении от главного лепестка (рис. 2). Описанный боковой лепесток (выброс) оказывает значительное влияние на внутренние соты из-за небольшого радиуса внутренней соты и использования одинаковой полосы частот.

На рис. 6 приведены зависимости вероятности ошибки (BER) от отношения энергии бита сигнала к спектральной плотности мощности шума E_b/N_0 для различных видов AP для модуляции 4-ОФМ (4-PSK) для внутренних сот при $C_{cl,eq} = 7$.

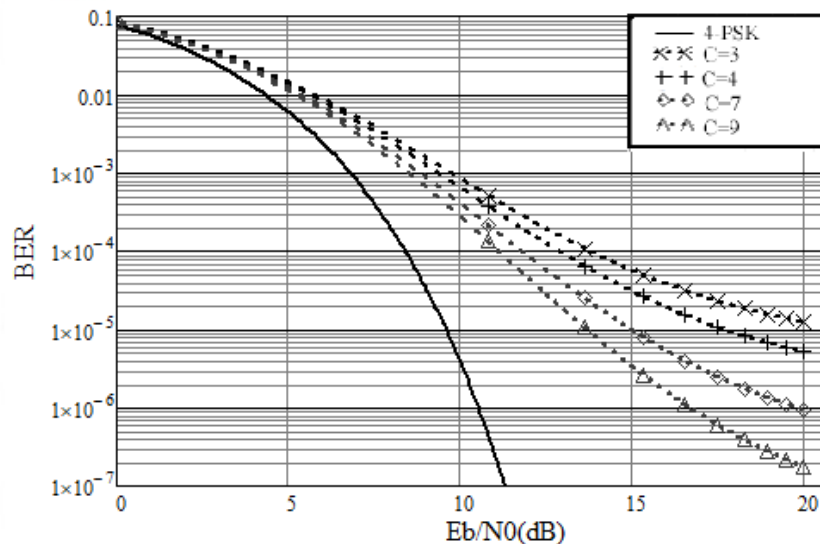


Рис. 6. Зависимость вероятности ошибки BER от E_b/N_0 для 4-PSK для однородной AP при разных $C_{cl,eq}$

С ростом отношения E_b/N_0 уменьшение вероятности ошибки замедляется, что вызвано наряду с увеличением мощности сигнала увеличением интерференционных помех от других лучей, работающих в совмещённых каналах.

6. Метод частотно-пространственного планирования СПСС

Суть задачи оптимизации частотного плана состоит в присвоении лучам АР частотных каналов, при котором минимизируется уровень взаимных помех в сети и размерность кластера частот ($C_{кл}$).

На основе метода координационных колец (МКК) для наземных радиосетей разработан МКК для СПСС, модифицированный методом ветвей и границ (МКК МВиГ) [6]. Данный метод представляет собой модифицированный алгоритм раскраски графов и позволяет учесть неоднородность сети и наличие помех от главных и боковых лепестков ДН лучей, работающих в совмещенном канале.

При решении задачи о распределении частотного ресурса между лучами необходимо определить, создают ли данные лучи недопустимый уровень помех друг другу.

Для решения этой задачи предложено использовать коэффициент взаимного влияния (КВВ)

$$КВВ = 1 - \frac{\min(D_{k_i,j}, D_{k_j,i})}{R_{max}}, \quad (12)$$

где $D_{k_{ij}}$ – координационное расстояние для i -го луча при назначении j -му лучу совмещенного канала с учетом интерференционных помех;

$D_{k_{ji}}$ – координационное расстояние для j -го луча при назначении i -му лучу совмещенного канала с учетом интерференционных помех;

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

Защитное отношение A_3 определяется на границе зоны обслуживания луча МЛА как допустимое отношение мощности полезного сигнала к суммарной мощности шума и интерференционных помех от других лучей.

Допустимые пределы изменения КВВ формируют координационное кольцо (рис. 7). Параметры γ и ε , задаваемые эмпирически, определяют его внутреннюю и внешнюю границы. Таким образом, оптимальное назначение частот и, соответственно, эффективное использование спектра предлагается определять при условии:

$$\gamma < КВВ < \varepsilon \quad (11)$$

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

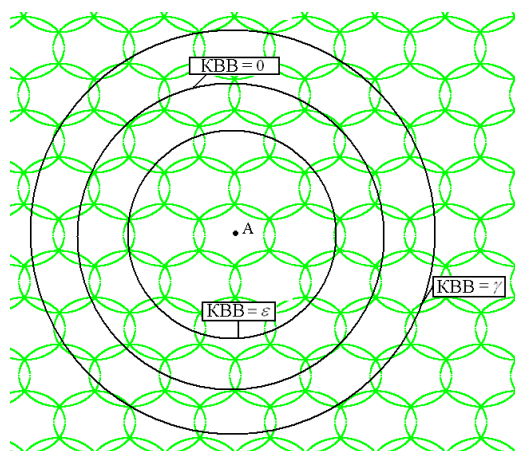


Рис. 7. Построение координационного кольца

7. Определение пропускной способности

Удельная пропускная способность i -го луча представляет собой среднее арифметическое удельных количеств информации, переданных в луче, к количеству выделенных частотных каналов. Задав конкретные параметры многолучевой спутниковой системы, можно получить полную пропускную способность всей сети, используя выражение:

$$C_{\Sigma} = \frac{T_{ext} \cdot B \cdot K}{C_{cl}} \sum_{i=0}^{N-1} \log_2(1 + SINR_{exti}) + T_{in} \cdot B \cdot K \cdot \sum_{i=0}^{N-1} \log_2(1 + SINR_{ini}) \quad [\text{бит/с}], \quad (12)$$

где T_{ext} и T_{in} – временной интервал для внешней и внутренней соты соответственно;

C_{cl} – размерность кластера внешней соты;

B – полоса частот канала, Гц;

K – общее число каналов в сети;

N – количество лучей в спутниковой сети;

$SINR_{exti}$ и $SINR_{ini}$ – SINR i -ого луча внешней и внутренней соты соответственно.

На рис. 8 приведено сравнение зависимости суммарной пропускной способности сети для случаев использования и отсутствия FFR. Верхняя зависимость представляет собой сумму пропускных способностей для внешних и внутренних сот, полученных с использованием выражения (12). Размерность кластера внутренней соты $C_{cl} = 3$, радиус внутренней соты равен 182.46 км, что соответствует $C_{cl,eq} = 3$. Нижняя зависимость получена для аналогичной сети без использования внутренних сот.

Согласно полученным зависимостям пропускная способность при использовании FFR увеличивается в 2 раза, что вызвано использованием полного набора частот в каждой внутренней соте без необходимости делить ресурс в соответствии с размерностью кластера.

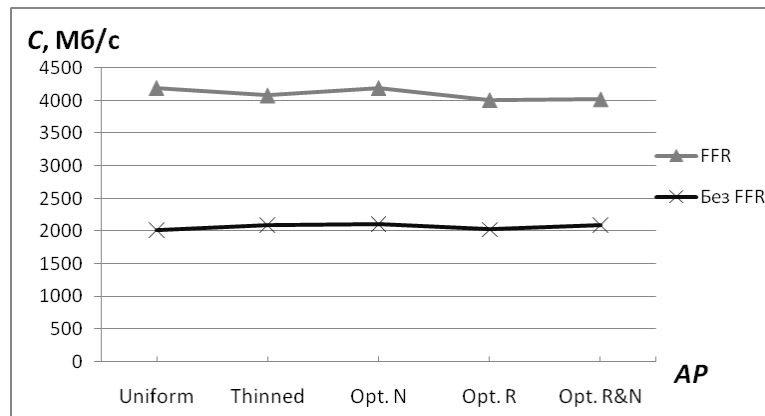


Рис. 8. Зависимости пропускной способности C от конфигурации AP

Наибольшее значение пропускной способности достигается при использовании Uniform и оптимизированной по N антенной решёткам, что обусловлено наиболее благоприятным характером выбросов боковых лепестков.

8. Обсуждение результатов

На рис. 4 показано, как меняется уровень SINR для различных размерностей кластера внешней соты в зависимости от AP. Например, для однородной антенной решётки при увеличении размерности кластера SINR увеличивается с 12.81 дБ до 18.17 дБ для размерностей кластера 3 и 7 соответственно, а для антенной решётки, оптимизированной по N и R , это увеличение составляет от 16.84 дБ до 18.47 дБ для размерностей кластера 3 и 9 соответственно. Из полученных графиков видно, что наиболее целесообразным является использование кластеров с размерностью $C_{cl,out} \geq 4$ для внешних сот.

На графике полученных значений SINR для внутренней соты (рис. 5) для однородной антенной решётки при увеличении размерности кластера внутренней соты от 3 до 9 SIR увеличивается с 9.76 дБ до 14.92 дБ, а для антенной решётки, оптимизированной по N и R , это увеличение составляет от 11.31 дБ до 12.98 дБ. В большей степени характер полученных зависимостей связан с различными уровнями боковых лепестков каждой AP, которые влияют на главный лепесток.

На рис. 8 приведено сравнение рассчитанной пропускной способности для различных конфигураций AP при использовании FFR и без него. Использование FFR позволяет получить увеличение пропускной способности в два раза за счет коэффициента повтора частот, равного единице во внутренних сотах.

9. Выводы и заключение

В ходе исследования были введены понятия эквивалентной размерности кластера, характеризующей расстояние между центральными сотами, и заданы требования для антенных решеток, устанавливаемых на борту спутникового ретранслятора для соответствующих размерностей кластера.

Получено аналитическое выражение определения пропускной способности системы подвижной спутниковой связи, работающей по технологии ITM-Advanced и использующей дробные частоты.

Было показано, что AP должна обладать низким уровнем боковых лепестков и наименьшим возможным уровнем бокового лепестка, удаленного от главного лепестка.

Были описаны требования к AP и выявлены AP, использование которых позволяет обеспечить минимальный уровень помех и получить меньшую вероятность ошибки.

Было показано, при какой конфигурации AP достигается максимальное значение пропускной способности сети, что обусловлено благоприятным характером боковых лепестков AP и невысоким значением размерности кластера внутренней соты.

Литература

1. Anderson S., Hagerman B., Dam H., Forssén U. et al. Adaptive antennas for GSM and TDMA systems // IEEE Personal Communications. 1999. V. 6. P. 74–86.
2. Balanis C. A. Antenna Theory: Analysis and Design: 2d ed. NY: John Willey & Sons, 1997. 941 p.
3. Haupt R. L. Optimized Element Spacing for Low Sidelobe Concentric Ring Arrays // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2008. V. 56 (1). P. 266–268.
4. Анпилогов В. П. Спутниковые системы массового обслуживания Ка-диапазона // Спутниковая связь и вещание: специальный выпуск. 2011. С. 16–21.
5. Вишневецкий В. М., Ляхов А. И., Портной С. Л., Шахнович И. В. Широкополосные беспроводные сети передачи информации: монография. М.: Техносфера, 2005. 592 с.
6. Гениатулин К. А. Моделирование распределения абонентов для проведения частотно-территориального планирования сети спутниковой связи с зональным обслуживанием // Материалы РНТК «Современные проблемы телекоммуникаций», Новосибирск, 2014. С. 103–104.
7. Крылов А. Системы спутниковой связи Ка-диапазона: состояние и перспективы развития // Каталог «Технологии и средства связи», 2011. С. 48–50.
8. Тихвинский В. О., Терентьев С. В. Сети мобильной связи LTE/LTE Advanced технологии 4G, приложения и архитектура. М.: Медиа Паблишер, 2014. С. 299–309.

Красиков Максим Сергеевич

аспирант кафедры систем радиосвязи СибГУТИ, e-mail: kraskmax@mail.ru.

Носов Владимир Иванович

д.т.н., профессор, зав. кафедрой систем радиосвязи СибГУТИ (630102, Новосибирск, ул. Кирова, 86), e-mail: nosov.nvi43@yandex.ru.

Investigation of the immunity and capacity of IMT-Advanced mobile satellite communications using beam-frequency planning

M. Krasikov, V. Nosov

The investigation of directivity pattern side-lobe level impact of the concentric ring antenna arrays to noise immunity of a receiver when using fractional frequency reuse was provided in terms of IMT-Advanced specification. Concept of equivalent cluster dimension which characterizes the work of the spatially separated antenna beams operating in combined channels was introduced. Demands on the side-lobe level of satellite transponder antenna arrays based on Signal Interference Noise Ratio was presented. A regional frequency planning method based on IMT-Advanced technology for mobile satellite network was reviewed.

Keywords: mobile satellite service, satellite transponder, concentric circular antenna array, side-lobe, IMT-Advanced.