

Планирование систем спутниковой связи с зональным обслуживанием

К.А. Гениатулин, В.И. Носов

В настоящее время начинают использоваться системы спутниковой связи с зональным обслуживанием. Для оптимального частотно-территориального планирования таких систем необходимо знать их энергетические характеристики и параметры диаграмм направленности многолучевой антенны спутникового ретранслятора. Необходимо также определить метод, с помощью которого можно построить оптимальный, для различных условий функционирования системы, частотно-территориальный план. В данной статье анализируется работа системы спутниковой системы связи с зональным обслуживанием, определяются параметры многолучевой цифровой антенной решётки и в качестве метода оптимального частотно-территориального планирования предлагается метод координатных колец.

Ключевые слова: системы спутниковой связи с зональным обслуживанием; многолучевая цифровая антенная решётка; оптимальное частотно-территориальное планирование; метод координатных колец.

1. Введение

В системах подвижной спутниковой связи (СПСС) требуется обслуживать постоянно увеличивающееся число абонентов при относительно узком частотном диапазоне, выделенном для спутниковой связи. Для этого используются различные способы обеспечения множественного доступа в сочетании с эффективной по используемой частотной полосе модуляцией. Обеспечение множественного доступа к спутниковому ретранслятору (СР) является общесистемной проблемой спутниковой связи. Один из возможных способов обеспечения множественного доступа к общему ретранслятору является зональное обслуживание. Он представляет собой комбинирование традиционных сигнальных (частотно-временных) методов разделения каналов с пространственным разнесением парциальных зон, которые образуются лучами многолучевых бортовых антенн спутникового ретранслятора. Другими словами, зональное обслуживание – это множественный доступ с частотно-пространственным разделением лучей. При этом для увеличения количества обслуживаемых пользователей появляется возможность повторного использования частот в разных лучах. Это достигается пространственным разнесением лучей, которым назначена одна и та же полоса частот [1, 2]. В данной статье рассматриваются основные параметры системы с зональным обслуживанием, необходимые для исследования способов оптимального частотно-территориального планирования в таких системах.

Для наиболее эффективной реализации системы спутниковой связи (ССС) с зональным обслуживанием целесообразно применение на спутниках антенн с узкими лучами. Применение таких антенн не только улучшает пространственную избирательность, но и даёт энергетических выигрыш, например, возможность уменьшить мощность передатчиков спутника и земных станций [3].

Наиболее перспективным способом реализации многолучевой антенны с узкими лучами является применение технологий цифрового диаграммообразования (ЦДО) с применением цифровых антенных решеток (ЦАР). Реализация ЦАР основана на использовании передовых алгоритмов цифровой обработки сигналов. Ключевая особенность ЦАР – цифровое формирование лучей диаграммы направленности антенны. Это позволяет динамически оптимизировать обслуживаемую зону покрытия, оперативно перенацеливая приёмопередающие лучи в зависимости от территориального распределения абонентов [4].

2. Основы функционирования ЦАР

Цифровая антенная решётка – это антенная система, представляющая собой совокупность аналого-цифровых каналов с общим фазовым центром, в которой формирование диаграммы направленности осуществляется в цифровом виде, без использования фазовращателей.

Цифровое образование диаграммы направленности (ДН) антенны обеспечивает формирование множественных узких, независимо настраиваемых и динамически перенастраиваемых лучей (рис.1). Это достигается использованием цифровой антенной решетки (ЦАР), каждый луч которой формирует отдельный канал (например, в L диапазоне частот).

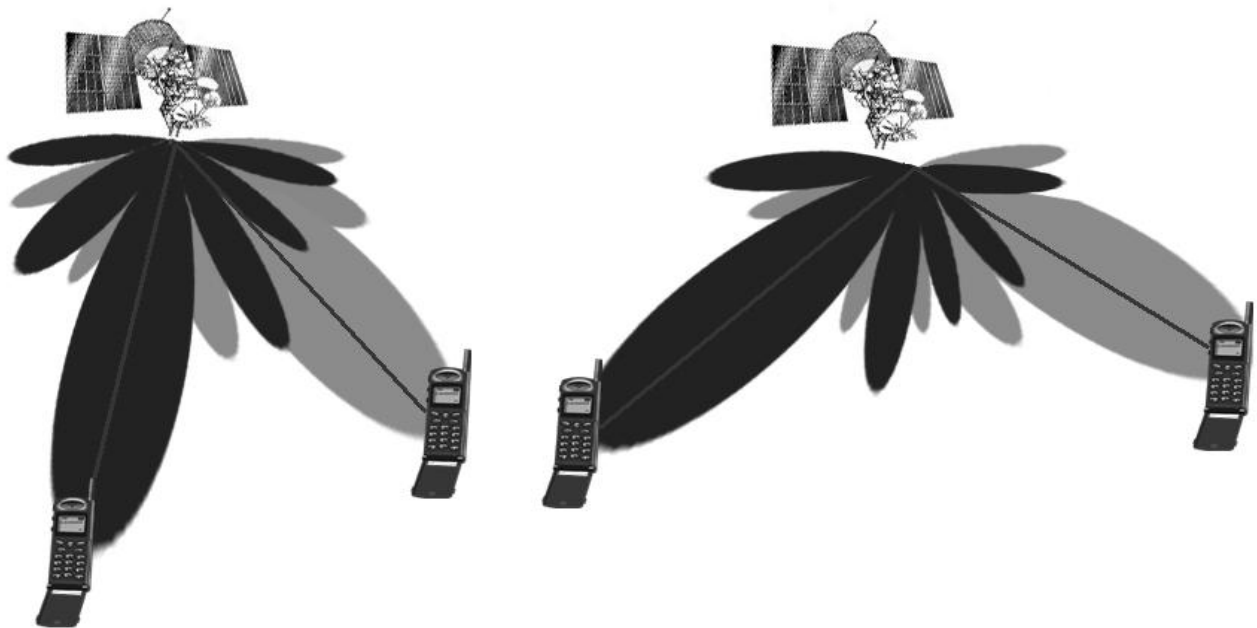


Рис 1. ЦАР позволяет адаптивно перенацеливать лучи на мобильных абонентов

Такая система обеспечивает энергетический выигрыш по сравнению с традиционной аналоговой многолучевой антенной с фиксированными лучами благодаря возможности уменьшить мощность передатчиков на спутнике и на абонентских терминалах. Также появляется дополнительный выигрыш от повторного использования частот за счёт более точной пространственной настройки лучей и использования техники активного подавления помех для формирования провалов диаграммы направленности в направлении других излучателей, работающих на той же частоте (рис. 2).

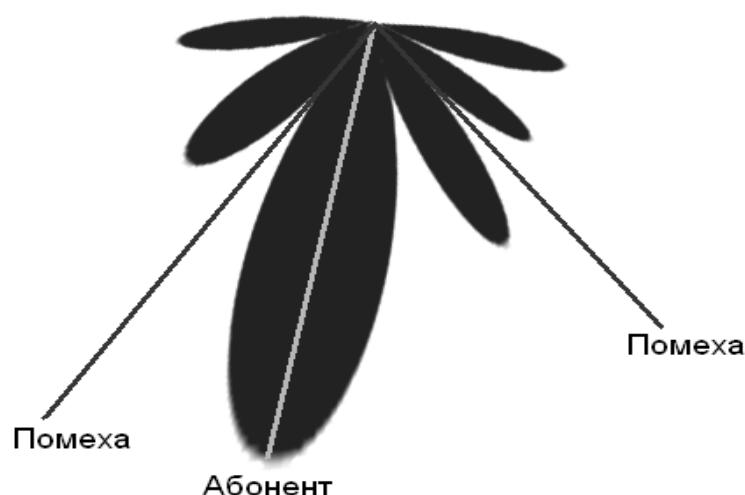


Рис. 2. Адаптивное формирование нулей ДН ЦАР в направлениях помех

Можно выделить два основных подхода к использованию ЦАР:

Луч ДН антенны направляется прямо на мобильный терминал, т.е. для каждого терминала формируется индивидуальный луч;

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 используется дополнительное разделение каналов, например, кодовое или поляризационное).

Подходящий луч ДН направляется (случай 1) или выбирается (случай 2) на основании информации, получаемой от терминала, а также от угла её прихода (*Direction of Arrival, DOA*). Для его определения используется межэлементный набег фазы, который для линейной эквидистантной антенной решетки определяется как $2\pi d(\sin \theta_0) / \lambda$, где d – расстояния между элементами решетки и θ_0 – искомый угол между источником излучения и нормалью к решётке. При этом более узкие лучи требуют более точной оценки угла прихода сигнала (*DOA*), в противном случае это отразится на помехозащищённости системы [4 – 6].

В зависимости от возможностей элементной базы и диапазона функционирования ЦАР, аналого-цифровое преобразование сигналов может быть реализовано на промежуточной частоте либо непосредственно на несущей. Именно спецификой размещения АЦП схемотехника цифрового диаграммообразования по своей сути заметно отличается от традиционных фазированных решеток (ФАР), в которых АЦП устанавливается лишь на суммарный или разностные каналы приёма (рис. 3).



Рис. 3 Вариант структуры приемной ЦАР

Обработка принятых сигналов в ЦАР систем связи делится на два этапа: вхождение в связь и приём данных. В каждом из указанных режимов должны применяться свои алго-

ритмы обработки. В режиме вхождения в связь вначале анализируется помеховая обстановка путём пеленгации источников активных помех, если таковые имеются, и определяются весовые коэффициенты для последующего вычитания помеховых откликов из напряжений вторичных каналов.

Пеленгация помех выполняется методами спектрального оценивания:

- а) оптимальным (максимум правдоподобия);
- б) квазиоптимальными (*MUSIC*, Кейпона, *ESPRIT* и др.);
- в) классическими (метод максимума диаграммы направленности, моноимпульсный метод и др., основанные на электронном сканировании диаграммой направленности в пространстве).

В качестве примера на рис. 4. проиллюстрирован эффект сверхрэлеевского разрешения по угловой координате двух точечных источников в линейной ЦАР с помощью алгоритма Кейпона.

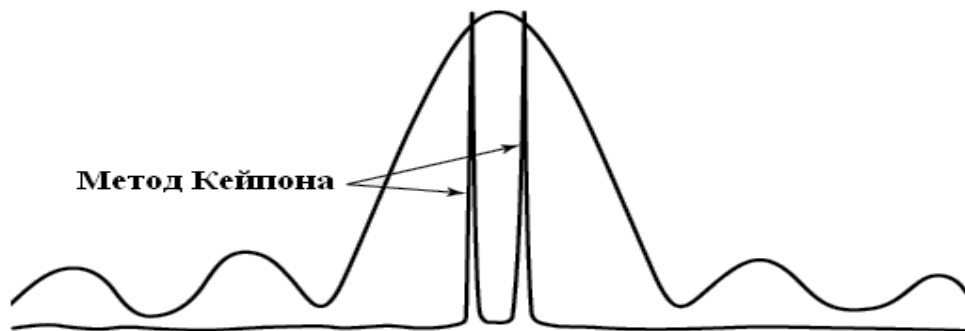


Рис.4. Сверхрэлеевское разрешение сигналов по направлениям их прихода методом Кейпона

Нетрудно заметить, что традиционная обработка (верхняя кривая рис.4) не позволяет получить визуальное разрешение, тогда как процедура Кейпона отчетливо выдаёт два обособленных отклика.

После пеленгации помех производится расчёт весовых коэффициентов для формирования «нулей» диаграммы направленности ЦАР в направлениях прихода помех, и помеховые сигналы вычитаются из напряжений приёмных каналов, это производится на основе информации об угловом положении источников помех. На завершающем этапе процесса вхождения в связь по известным угловым координатам абонентов осуществляется ориентация максимумов ДН ЦАР в сторону ожидаемого направления приёма полезных сигналов. При этом в направлении помехи должен по-прежнему формироваться провал диаграммы направленности. Подробные алгоритмы расчёта ДН ЦАР приведены в [7].

Следует отметить, что глубина подавления помехи определяется не только разрядностью фазирующих коэффициентов, но и точностью измерения координат источников помех. При этом погрешность в десятые доли градуса уже приводит к недопустимым искажениям диаграммы направленности после подавления сигнала, вызванным некомпенсированными остатками помехи. Для снижения влияния ошибок пеленгации на качество подавления помехи может быть рекомендовано использование двухстолбцовой матрицы при формировании весового вектора, при этом задаются угловые координаты левой и правой границ сектора возможного нахождения помехи (например, измеренная угловая координата за вычетом СКО ошибки измерения и с добавлением этого СКО). На рис. 5 показан пример подавления одиночной помехи. Угловая координата полезного сигнала относительно нормали к четырёхэлементной решетке равна -20° , а одиночной помехи $+20^\circ$.

Необходимо помнить, что в результате вычитания помехи происходит искажение сигнального отклика, которое растёт по мере сближения угловых координат провала диаграммы направленности и направления на полезный сигнал (рис. 6).

В целом результаты многих демонстрационных проектов свидетельствуют о возможности достижения подавления широкополосной помехи на величину не менее 30 – 40 дБ [7].

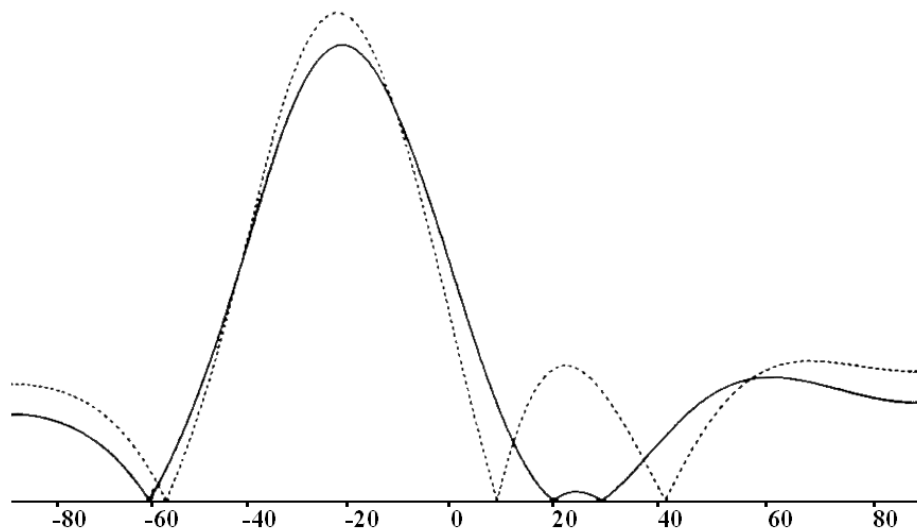


Рис. 5. Сигнальная смесь после подавления помехи (сплошная линия) и отклик решётки в беспомеховой ситуации (пунктир)

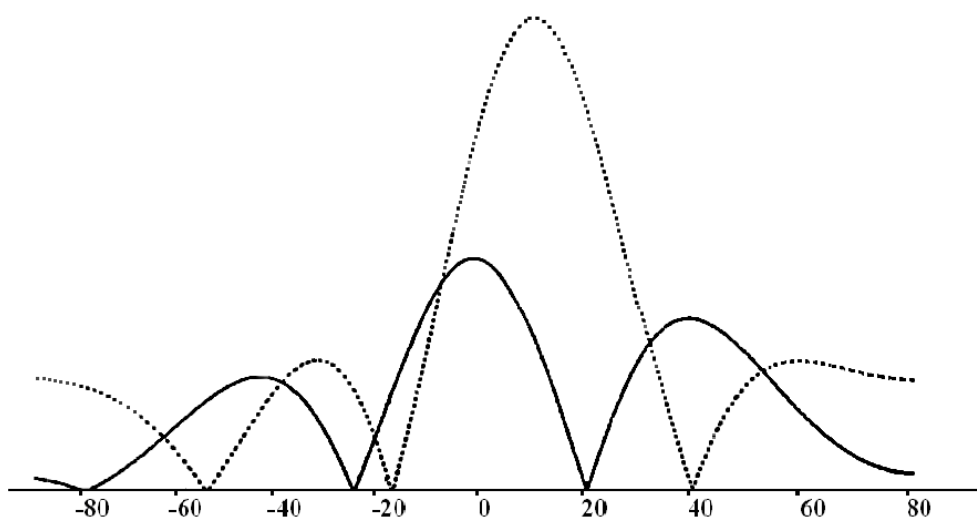
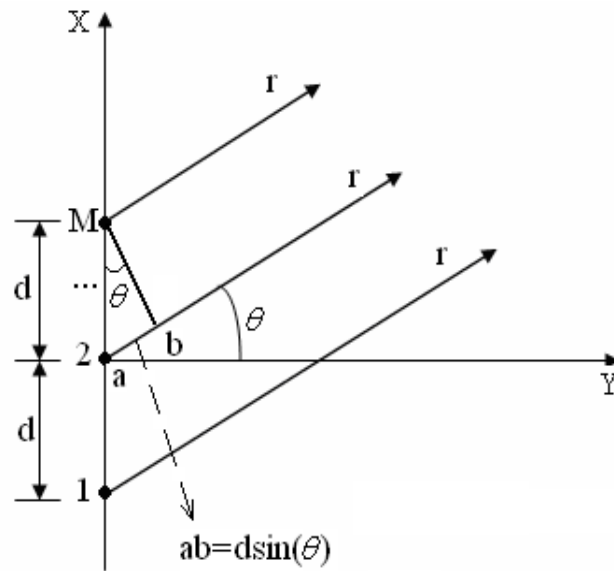


Рис. 6. Искажение сигнала (сплошная линия) после вычитания помехи при разnose их угловых координат на 10° (источник помехи находится на 20°), пунктирная линия – сигнальный отклик в отсутствие помех

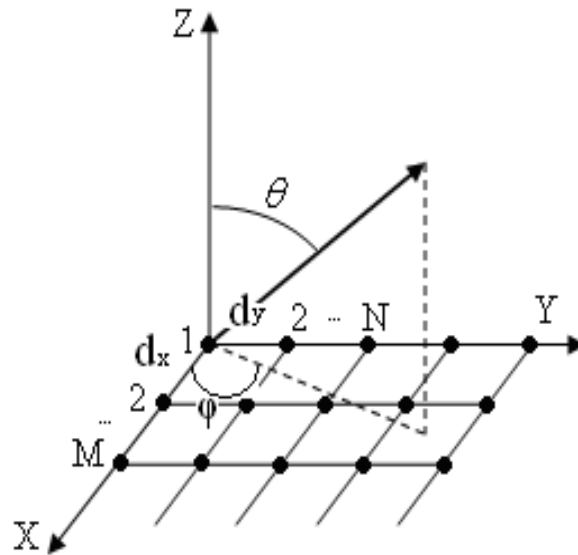
3. Формирование ДН в антенных решётках

Для формирования эффективной зоны покрытия с помощью антенных решёток необходимо учитывать такие факторы, как ширина основного лепестка диаграммы направленности, уровни боковых лепестков и др.

Рассмотрим одномерный и двумерные массивы излучателей (рис. 7).



а)



б)

Рис. 7. а) одномерный массив излучателей из M элементов и
 б) двумерный массив излучателей из $M \times N$ элементов

Для i -го элемента линейной эквидистантной антенной решётки из R элементов ДН в комплексной форме определяется по формуле (при условии, что ДН излучателей идентичны и изотропны, т.е. не зависят от направления излучения)

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

где $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ и $\beta_i = -kd(\sin \theta_0)$; d – расстояние между элементами решетки; β_i – направление максимума ДН; A_i – амплитуда ДН i -го элемента; $j = \sqrt{-1}$; R – число элементов в решётке.

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

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

Абсолютное значение ДН всей решётки запишется как

$$F(\theta) = \sum_{i=0}^{R-1} A_i \left| \frac{\sin\left(\frac{R}{2} (kd \sin(\theta) + \beta_i)\right)}{\sin\left(\frac{1}{2} (kd \sin(\theta) + \beta_i)\right)} \right| \text{ или } F(\theta) = \sum_{i=0}^{R-1} A_i \left| \frac{\sin\left(\frac{R\pi d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_i)\right)}{\sin\left(\frac{\pi d}{\lambda} (\sin \theta - \sin \theta_i)\right)} \right|. \quad (3)$$

Ширина диаграммы направленности на уровне половинной мощности для линейной решётки оценивается по формуле: $\theta_{0.5} \approx \frac{0.888\lambda}{Rd \cos \theta}$.

Для двумерной решётки $M \times N$ элементов ДН определяется как произведение ДН двух линейных решёток (1) в полярных координатах

$$F_i(u) = \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j(n-1)(k \cdot d_x \cdot u)}, \quad F_j(v) = \sum_{m=0}^{M-1} A_m e^{j(m-1)(k \cdot d_y \cdot v)}, \quad (4)$$

где: $u = \sin \theta \cos \varphi - \sin \theta_0 \cos \varphi_0$; $v = \sin \theta \sin \varphi - \sin \theta_0 \sin \varphi_0$; d_x и d_y – расстояния между элементами по оси X и по оси Y соответственно (рис. 7); $F(u, v) = F(u) \cdot F(v)$.

Абсолютное нормированное значение ДН для двумерной антенной решётки запишется как

$$F(u, v) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} \frac{1}{M \cdot N} \left| \frac{\sin\left(\frac{M\pi d_x}{\lambda} u\right)}{\sin\left(\frac{\pi d_x}{\lambda} u\right)} \right| \cdot \left| \frac{\sin\left(\frac{N\pi d_y}{\lambda} v\right)}{\sin\left(\frac{\pi d_y}{\lambda} v\right)} \right| \quad (5)$$

На рис. 8 и 9 приведены примеры ДН одномерной и двумерной антенных решёток, полученные по выражениям (3), (4) и (5) с использованием математического пакета *MathCAD*.

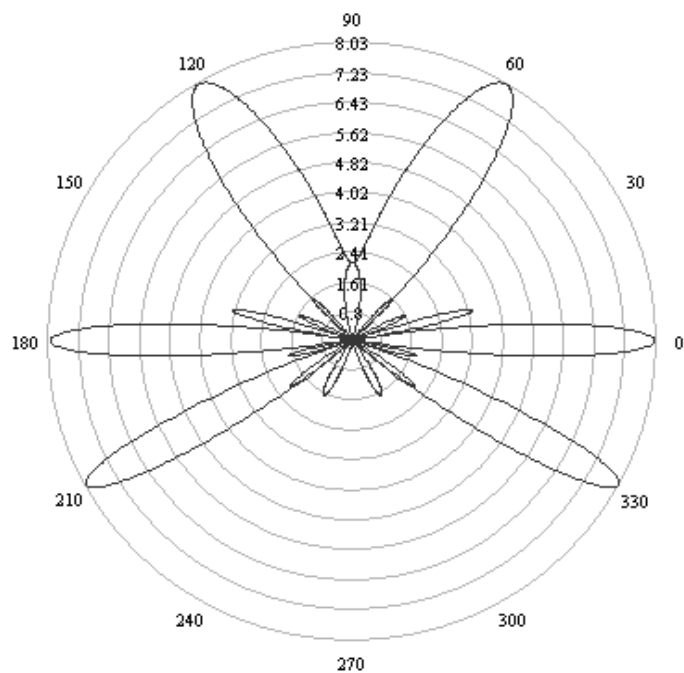


Рис. 8. Три луча, сформированные в 10-и элементной антенной решётке на -30° , 0° и 60°

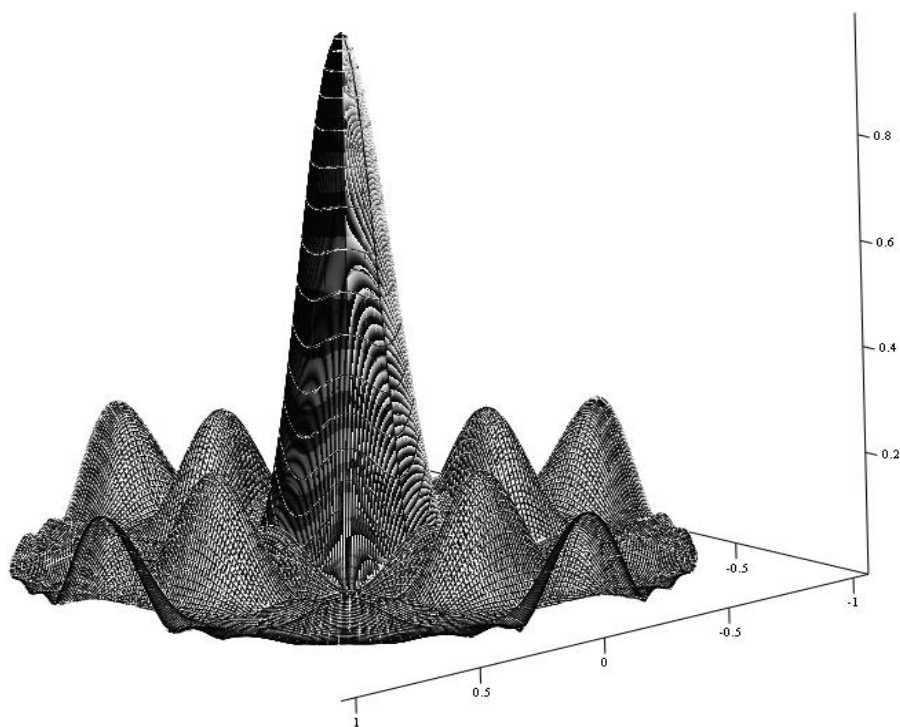


Рис. 9. ДН антенной решётки 5×5 элементов, $d_x = d_y = \lambda/2$, $\theta_0 = \varphi_0 = 0^\circ$

Если проанализировать полученные формулы, то видно, что ширина луча ДН при неизменной длине волны зависит от количества излучателей антенной решётки (R) и расстояния между ними (d): чем больше расстояние между элементами и чем больше элементов в решётке, тем уже луч ДН. Однако следует помнить, что если расстояние между соседними элементами решётки составляет больше половины длины волны, то в ДН появляются боковые лепестки, максимумы которых равны по амплитуде максимуму главного лепестка (рис. 10).

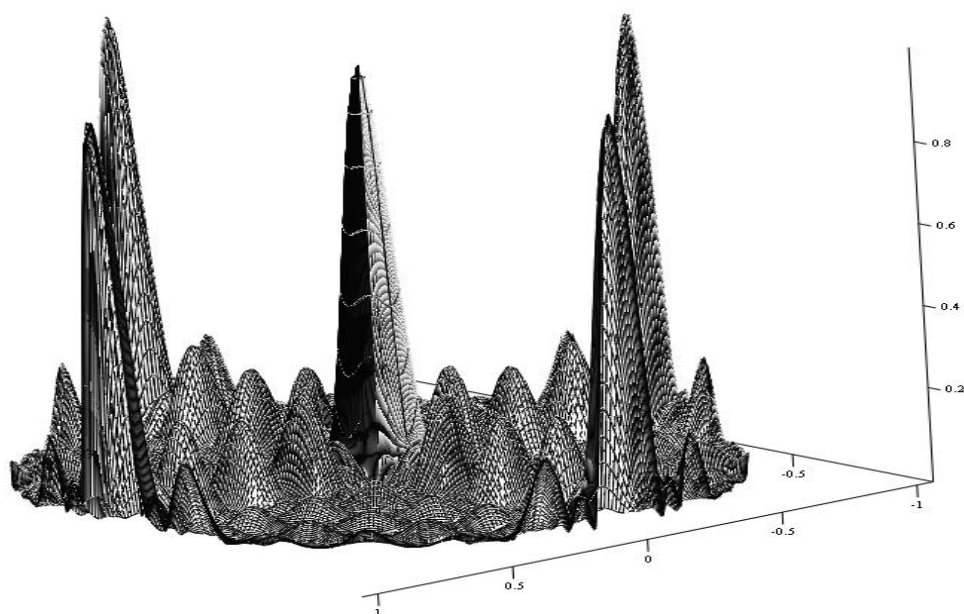


Рис. 10. ДН антенной решётки 5×5 элементов $d_x = d_y = \lambda$, $\theta_0 = \varphi_0 = 0^\circ$

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 зависит от длины волны, расстояния между соседними излучателями и направления главного максимума. Для борьбы с дифракционными лепестками ДН используют направленные свойства антенного элемента решётки $f_i(\theta)$. При этом выбирают излучатели с такой ДН $f_i(\theta)$, 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 [7 – 10].

4. Пример построения СПСС с зональным обслуживанием

На рис. 11 приведён пример построения СПСС с зональным обслуживанием. Для связи геостационарного СР с абонентскими терминалами используется адаптивная ЦАР, которая работает в L диапазоне частот и обеспечивает индивидуальное пользовательское покрытие. Для связи СР с центральной земной станцией (ЦЗС) используется традиционная параболическая антенна Ku диапазона.

Электрически настраиваемый антенный массив необходим ретранслятору для пространственного разнесения лучей, которым присвоен один и тот же частотный слот f_i . На рис. 11 показано, как антенна должна адаптироваться к использованию абонентскими терминалами $A2$ и $A4$ одного частотного слота.

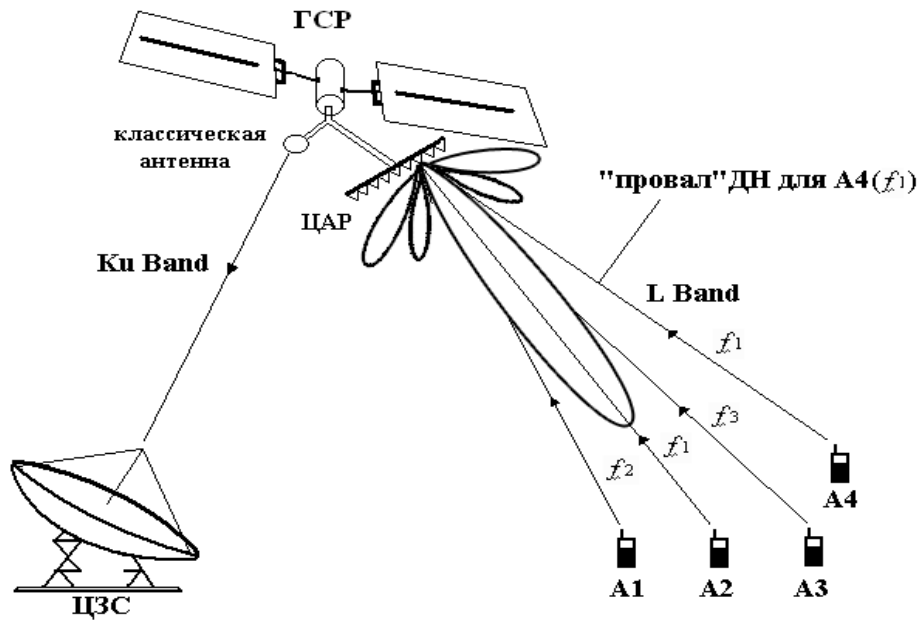


Рис. 11. Система подвижной спутниковой связи

Для установки соединения с $A2$ главный лепесток диаграммы направленности луча должен точно нацеливаться (и, при необходимости, сопровождаться) на мгновенное местоположение терминала $A2$. Одновременно с этим в диаграмме направленности антенны должны формироваться провалы (нули) в направлении всех остальных абонентских терминалов, использующих тот же частотный слот (на рисунке терминал $A4$).

При частотно-индивидуальном формировании диаграммы направленности необходимо, чтобы все сигналы одного частотного слота (накладывающиеся сигналы всех терминалов, использующих одну и ту же несущую частоту f_i) были доступны отдельно. Структурная схема обработки сигналов при этом показана на рис. 12.

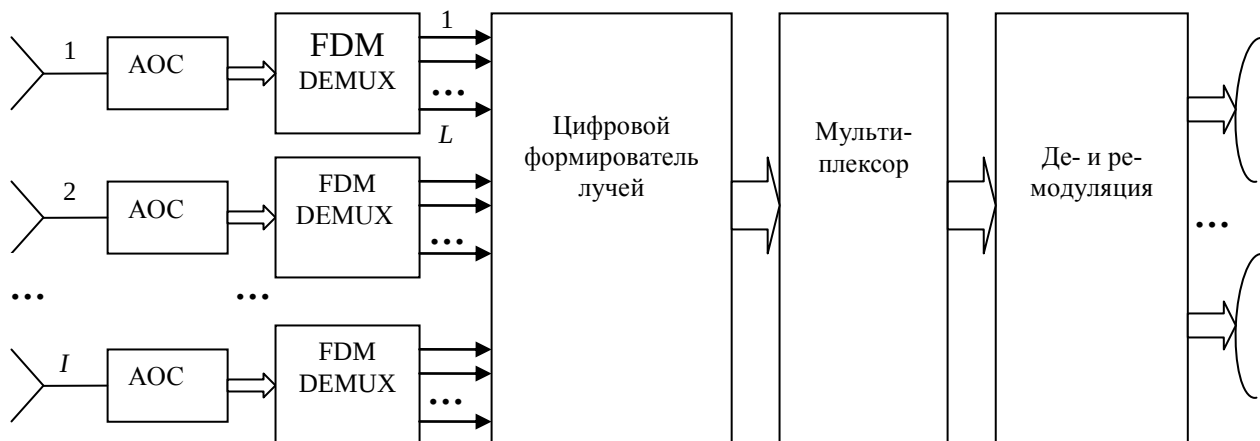


Рис. 12. Схема обработки сигналов в системе с использованием ЦАР

Каждый из I антенных сенсоров получает частотно-уплотнённый (FDM) сигнал, содержащий в себе сигнал одного из L доступных частотных слотов (L – размерность кластера). В каждом частотном слоте используется M каналов, причём число каналов в каждом частотном слоте может изменяться. После предварительной аналоговой обработки сигналов (АОС) (усиление, переход на промежуточную частоту, формирование квадратур и при необходимости фильтрация) сигналы со всех сенсоров, отличающиеся только фазовым сдвигом, проходят через частотные демультиплексоры с идентичными характеристиками для разделения

сигналов на L частотных слотов (**частотная фильтрация**). Сигналы с выходов I демультимплексоров поступают в блок цифрового формирования лучей (*beamforming network, BFN*) для пространственного разделения M каналов в каждом из L частотных слотов из общего количества в $L \times M$ каналов (**пространственная фильтрация**). В нём формируется L матриц, в каждой из которых содержится I весовых коэффициентов ($W_{l,m} = \{w_{i,l,m} \mid i = 1, \dots, I\}$, где $l = 1..L$ и $m = 1..M$), на основе которых формируется $L \times M$ ДН антенного массива для создания индивидуальных каналов (как показано на рис. 11).

После обработки сигналов с $L \times M$ каналов они могут быть перегруппированы средствами бортовой коммутирующей матрицы и направлены на параболическую антенну, которая передаёт сигнал на центральную земную станцию (ЦЗС) (рис. 11 и 12). Если необходимо, может быть проведено преобразование модуляции (де- и ремодуляция) [11].

5. Заключение

Для обеспечения эффективного функционирования СПСС с зональным обслуживанием необходимо с учётом их характеристик, рассмотренных в данной статье, исследовать способы составления оптимального частотно-территориального плана. Минимальная размерность кластера (минимальное количество частотных слотов) при составлении частотно-территориального плана зависит от энергетической совместимости лучей (ширины ДН лучей, уровня боковых лепестков, неточности определения направления на помеху и т.д.). При формировании оптимального частотно-территориального плана следует учитывать и активность абонентов, которая непосредственно влияет на выделение частотных ресурсов в отдельном луче. Необходимо также исследовать зависимости характеристик частотно-территориального плана от параметров спутникового ретранслятора (высота орбиты, мощность излучателей, размеры зоны обслуживания, поляризация передающей антенны).

При составлении оптимального частотно-территориального плана предлагается использовать метод координационных колец, который позволяет учитывать все энергетические ограничения, накладываемые на функционирование системы [12].

Литература

1. Аболищ А.И. Системы спутниковой связи. Основы структурно-параметрической теории и эффективность. – М.: ИТИС, 2004. – 426с.: ил.
2. Спутниковые сети связи: Учеб.пособие / В.Е. Камнев, В.В. Черкасов, Г.В. Чечин. – М.: «Альпина Паблишер», 2004. – 536 с.: ил.
3. Кантор Л.Я. Расцвет и кризис спутниковой связи // Электросвязь. 2007. №7. С. 19 – 23.
4. Слюсар В.И. SMART-антенны пошли в серию // Электроника: НТБ. 2004. №2. С. 62 – 65.
5. Слюсар В.И. Цифровое формирование луча в системах связи: будущее рождается сегодня // Электроника: НТБ. 2001. №1. С. 6 – 12.
6. S. Anderson, B. Hagerman, H. Dam, U. Forssén, J. Karlsson, F. Kronestedt, S. Mazur, and K. J. Molnar, "Adaptive antennas for GSM and TDMA systems," IEEE Personal Communications, vol. 6, pp. 74 – 86, June 1999.
7. В.М. Вишневский, А.И. Ляхов, С.Л. Портной, И.В. Шахнович, Широкополосные беспроводные сети передачи информации, Москва: Техносфера, 2005 – 592 с.
8. R. C. Hansen, Phased Array Antennas. New York: John Wiley & Sons, 2001 – 489 с.
9. C. A. Balanis, Antenna Theory: Analysis and Design. Second Edition. New York: John Wiley & Sons, 1997 – 941с.

10. B. El-Jabu and R. Steele, "Cellular communications using aerial platforms", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 50, pp. 686 – 700, May 2001.
11. T. Gebauer and H. G. Göckler, "Channel-individual adaptive beamforming for mobile satellite communications," IEEE Journal Selected Areas in Comm., vol. 13, pp. 439 – 448, February 1995.
12. Методы частотно-территориального планирования в сетях радиосвязи: монография / В.И. Носов, Н.В. Носкова; Сиб. гос. ун-т телекоммуникаций и информатики. – Новосибирск: 2006. - 162с.

Статья поступила в редакцию 13.10.2009

Носов Владимир Иванович

доктор технических наук, профессор, заведующий кафедрой систем радиосвязи
СибГУТИ, тел. 269-82-54, E-mail: nvi@neic.nsk.su

Гениатулин Константин Агзамович

аспирант СибГУТИ, офицер войсковой части 48840, старший лейтенант,
тел. 269-82-54, E-mail: genkos@mail.ru

The planning of satellite communication systems with zone service

V.I. Nosov, K.A. Geniatulin

Now satellite communication systems with zone service start to be used. For the optimum frequency-spatial planning of such systems it is necessary to know their power characteristics and satellite repeater multibeam antenna pattern. It is also needed to define a method which will allow constructing the optimum frequency-spatial plan for various operating conditions of the system. The operation of satellite communication system with zone service is analyzed in this article. Also digital multibeam antenna array parameters are defined. The coordination rings method is offered as an optimal frequency-spatial planning technique.

Keywords: satellite communication systems with zone service; multibeam digital antenna array; beamforming; optimal frequency-spatial planning; coordination rings method.