

## СПУТНИКОВАЯ СВЯЗЬ

УДК 621.396.93

## ТЕХНИЧЕСКИЕ ВОЗМОЖНОСТИ ВЫДЕЛЕНИЯ ОРБИТАЛЬНО-ЧАСТОТНОГО РЕСУРСА ДЛЯ НОВЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМ

М.А. Быховский, зам. директора НТЦ анализа ЭМС (НИИР). д.т.н.

**Введение.** Одна из важнейших проблем в области радиосвязи и вещания — выделение полос частот и частотных каналов для создания новых и развития существующих систем. Применительно к системам спутниковой связи (ССС), использующим геостационарную орбиту (ГСО), эти проблемы сформулированы в [1], где отмечено, что “...в полосах частот диапазонов С и Ku число заявленных новых систем в несколько раз превышает возможности совмещения систем фиксированной спутниковой службы и успешно провести координацию новой сети невозможно”.

В настоящее время антенны ЗС не обеспечивают электромагнитную совместимость ССС, если угловой разнос между их искусственными спутниками Земли (ИСЗ) составляет менее  $2-3^\circ$ , так как диаграммы направленности (ДН) этих антенн имеют достаточно высокий уровень боковых лепестков, уменьшить который можно только, увеличивая площадь раскрыва антенны. Требование низкого уровня боковых лепестков ДН является излишним, так как эффективность использования орбитально-частотного ресурса (ОЧР) можно существенно повысить, установив на ЗС антенные решетки (АР). При этом обеспечиваются нули в ДН передающей и приемной антенн в направлении ИСЗ, расположенных на соседних позициях на ГСО с новым ИСЗ.

В [2] рассмотрена ССС, в которой прием на ЗС осуществляется путем совместной обработки сигналов, полученных от нескольких ИСЗ, расположенных на соседних позициях на ГСО. Показано, что оптимальная система приема, позволяющая полностью устранить создаваемые соседними ИСЗ помехи, должна использовать сложную антенную систему типа АР. Такая система обеспечивает разделение на приемной ЗС сигналов соседних ИСЗ, передаваемых в одной и той же полосе частот. Однако на эффективность такого разделения существенно влияют параметры АР (число элементов АР, расстояние между соседними элементами и азимут линии, на которой они расположены).

В данной работе исследуются новые технические возможности снижения уровня помех соседним ИСЗ при установке АР на передающих ЗС.

**Постановка задачи.** На определенном участке ГСО находятся ИСЗ нескольких действующих или прошедших процедуру координации в Международном союзе электросвязи (МСЭ) спутниковых систем (скоординированных), ИСЗ которых размещены в известных точках ГСО. Разность долгот подспутниковых точек соседних ИСЗ обычно незначительна (около  $2-3^\circ$ ). Для новой ССС позиция ИСЗ на ГСО выбирается между позициями каких-либо соседних ИСЗ скоординированных ССС. Для ЗС новой ССС с известными географическими координатами (широта и долгота) необходимо определить параметры АР таким образом, чтобы уровни помех, создаваемых новой ЗС бортовым ретранслятором (БР) ИСЗ скоординированных ССС, имели мини-

мальное значение. При расчете уровней этих помех необходимо учитывать нестабильность положения ИСЗ на орбите, которая в современных спутниковых системах составляет не более  $0,1^\circ$ .

Схема системы геостационарной спутниковой связи показана на рис. 1. На определенной дуге ГСО с определенным разномом по долготе расположены  $M$  спутников (ИСЗ $_m$ ,  $m = 1..M$ ). На ЗС, предназначенной для работы через новый спутник — ИСЗ $_{m1}$ , используется АР, имеющая в общем случае  $K \leq M$  элементов, каждый из которых представляет собой антенну с известной нормированной ДН  $g(\varphi)$  ( $g(\varphi) = 1$ ), где  $\varphi$  — угол между осью ДН и заданным направлением. Антенны АР направлены на ИСЗ $_{m1}$ , причем все  $K$  элементов АР расположены на одной линии, направление которой определяется азимутом  $\psi$ . Расстояние между соседними элементами АР обозначим через  $r$ .

Излучаемые с новой ЗС сигналы, распространяясь в пространстве, приходят как на вход БР как ИСЗ $_{m1}$ , так и всех других ИСЗ, расположенных на ГСО. Параметры АР новой ЗС должны выбираться таким образом, чтобы ее усиление в направлении на ИСЗ $_{m1}$  было максимальным (например, рав-

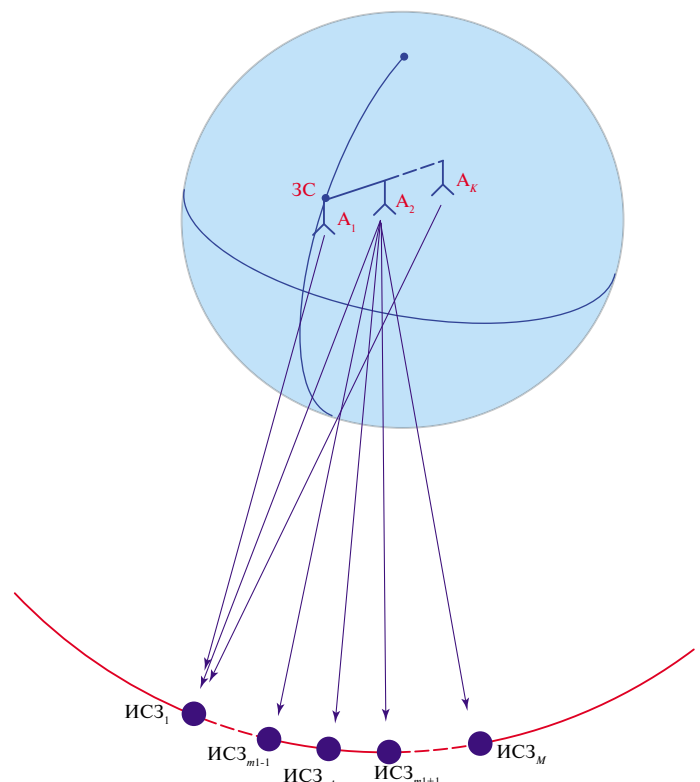


Рис. 1

ным 1), а в направлении  $(K - 1)$  остальных (в первую очередь соседних ИСЗ) — минимальным.

Введем следующие обозначения:  $P_S$  — плотность потока мощности (ППМ) сигнала, создаваемого АР в месте расположения ИСЗ $_m$ ;  $\theta_m$  — разность долгот ЗС и ИСЗ $_m$  ( $\theta_1 > \theta_n$ , если  $t > n$ );  $\mu_k(\theta_m)$  — коэффициент передачи между  $k$ -м элементом АР и ИСЗ $_m$  ( $k = 1 \dots K$ ,  $m = 1 \dots M$ ).

Отметим, что расстояния от элементов АР до любого ИСЗ, расположенного на ГСО, практически одинаковы и, следовательно, потери при распространении радиоволн между ними одинаковы. Отличия в распределении электромагнитного поля, создаваемого передатчиком ЗС в разных точках дуги ГСО, определяются почти исключительно фазами коэффициентов  $\mu_k(\theta_m)$ . Эти фазы зависят от наклонной дальности между ИСЗ $_m$  и  $k$ -м элементом АР.

К каждой из антенн АР подводится сигнал от передатчика ЗС, мощность которого равна  $P_r$ . Комплексный коэффициент передачи антенно-фидерного тракта от передатчика до  $k$ -го элемента АР обозначим через  $q_k$ . Отметим, что квадрат модуля этого коэффициента в пассивной АР должен быть  $|q_k|^2 \leq 1$ . Он определяет долю мощности передатчика ЗС, подводимую к  $k$ -й антенне, а его фаза определяет фазу сигнала, излучаемого этой же антенной.

Плотность потока мощности, создаваемой АР в месте расположения ИСЗ $_m$ , можно записать как:

$$E_m = V(\theta_m) P_S G(\varphi_m), \quad (1)$$

где  $V(\theta_m) = \left| \sum_{k=1}^K q_k \mu_k(\theta_m) \right|^2$  — квадрат модуля коэффициента передачи между АР и ИСЗ $_m$ ;  $G(\varphi_m)$  — усиление антенны ЗС в направлении на ИСЗ $_m$ .

При анализе ЭМС спутниковых систем пользуются формулами для ДН антенн, рекомендованными МСЭ [3]. В данной работе для  $G(\varphi_m)$  использована близкая к рекомендованному МСЭ простая формула:

$$G(\varphi_m) = G_{\max} g(\varphi_m), \quad g(\varphi_m) = \frac{1}{(1 + |\varphi_m / \varphi_a|^L)} + 10^{-0,1\chi}, \quad (2)$$

где  $G_{\max}$  — максимальное усиление передающей антенны;  $2\varphi_a$  — ширина ее ДН по уровню 3 дБ (параметры  $G_{\max}$  и  $\varphi_a$  связаны с диаметром антенны  $D$  [м] и длиной рабочей волны  $\lambda$  [см] таким образом:  $G_{\max} = (100\pi D / \lambda)^2$  и  $2\varphi_a = 0,65(\lambda / D)$ , град);  $L$  — коэффициент, определяющий скорость уменьшения коэффициента усиления антенны с увеличением  $\varphi_m$  (обычно  $L = 2,5$ );  $\chi$  — предельный уровень боковых лепестков антенны, дБ.

Выберем  $q_k$  таким образом, чтобы на трассе ЗС — ИСЗ $_m$  обеспечивался коэффициент передачи, равный 1, а на остальных трассах ЗС — ИСЗ $_m$  ( $m \neq m1$ ,  $m = 1 \dots K$ ) — равный 0. Отметим, что в качестве ИСЗ $_m$  из  $M$  скоординированных спутников на ГСО целесообразно выбирать  $K$  спутников, находящихся на ближайших позициях к ИСЗ $_m$ . Эти условия приводят к системе уравнений, из которых можно определить значения  $q_k$ :

$$\sum_{k=1}^K q_k \mu_k(\theta_{m1}) = 1, \quad (3)$$

$$\sum_{k=1}^K q_k \mu_k(\theta_m) = 0, \quad (m \neq m1, m = 1 \dots K). \quad (4)$$

Условие (4) определяет положение нулей ДН антенной решетки. Таким образом, для нахождения  $q_k$  и  $E_m$  необходимо знать коэффициенты  $\mu_k(\theta_m)$ , которые зависят от широты ЗС и разности долгот элементов АР и подспутниковых то-

чек ИСЗ $_m$ , а также от угла  $\varphi_m$  между направлениями с ЗС на ИСЗ $_m$  и ИСЗ $_m$ .

Исходными данными для расчета  $\mu_k(\theta_m)$  и  $\varphi_m$  являются:  $\eta$  (широта ЗС),  $\theta_m$ ,  $\psi$  [град],  $r$  [м]. Наклонная дальность между  $k$ -м элементом АР новой ЗС и ИСЗ $_m$  [4]:

$$d_k(\theta_m) = \sqrt{R_{or}^2 + R_{er}^2 - 2R_{or}R_{er}U_k(\theta_m)}, \quad (5)$$

где  $U_k(\theta_m) = \cos\left\{\left(\frac{\pi}{180}\right)[\theta_m + 10^{-3}\left(\frac{r(k-1)}{R_{er}}\right)\sin\left(\frac{\pi\psi}{180}\right)]\right\} \cos\left\{\left(\frac{\pi}{180}\right) \times \left[\eta + 10^{-3}\left(\frac{r(k-1)}{R_{er}}\right)\cos\left(\frac{\pi\psi}{180}\right)\right]\right\}$ ;  $R_{or} = 42100$  км — радиус ГСО;  $R_{er} = 6300$  км — радиус Земли.

Угол  $\varphi_m$  [град] между направлениями с ЗС на ИСЗ $_m$  и ИСЗ $_m$  [3]:

$$\varphi_m = \left(\frac{360}{\pi}\right) \arctg\left(\frac{r_0}{p - d_{ES}}\right), \quad (6)$$

где  $d_{ES}(\theta_{m1}, \theta_m) = 2R_{or} |\sin[(\theta_{m1} - \theta_m) / 2]|$  — расстояние между ИСЗ $_m$  и ИСЗ $_m$ ;  $p = 0,5(d_1(\theta_{m1}) + d_1(\theta_m) + d_{ES})$ ,

$$r_0 = \sqrt{[p - d_1(\theta_{m1})][p - d_1(\theta_m)][p - d_{ES}(\theta_{m1}, \theta_m)] / p}.$$

Используя формулы (5), (6), запишем:

$$\mu_k(\theta_m) = \left[\frac{d_k(\theta_{m1})}{d_k(\theta_m)}\right]^2 \exp[i\nu_k(\theta_m)], \quad (7)$$

где  $\nu_k(\theta_m) = 2\pi \left[\frac{d_k(\theta_m)}{\lambda}\right] 10^5$ .

Модуль коэффициента  $\mu_k(\theta_m)$  определяет отношение ослаблений уровня сигнала на трассах ЗС—ИСЗ $_m$  и ЗС—ИСЗ $_m$  (это отношение близко к 1), а его фаза — фазу сигнала, проходящего на вход БР ИСЗ $_m$  с  $k$ -го элемента АР.

В матричном виде уравнения (3) и (4) могут быть записаны следующим образом:

$$\mu \vec{q} = \mathbf{Y}_{m1}, \quad (8)$$

где  $\mu$  — матрица, элементы которой равны  $\mu_k(\theta_m)$ ,  $\vec{q}$  — вектор-столбец, элементы которого равны  $q_k$ ;  $\mathbf{Y}_{m1} = \|\|0, 0, \dots, 1, 0, \dots, 0\|^T$  — вектор-столбец, в котором на позиции  $m1$  стоит 1, а на всех остальных — 0. Обозначив  $\mu^{-1}$  матрицу, обратную матрице  $\mu$ , из (8) найдем

$$\vec{q} = \mu^{-1} \mathbf{Y}_{m1}. \quad (9)$$

Если АР является пассивной, т. е. к каждому ее элементу подводится только часть мощности передатчика ЗС, то полученные из (8) значения  $|q_k|$  не должны, как уже отмечалось, превышать 1. При определенных параметрах АР  $K$ ,  $r$  и  $\psi$  может оказаться, что некоторые из  $|q_k|$  больше 1. Это означает, что при данных параметрах полное устранение помех от новой ЗС уже скоординированным ССС возможно только за счет повышения мощности сигнала, подводимого к элементам решетки, и увеличения общей мощности ЗС, подводимой к антеннам и равной  $P_{TX} = P_r \left(\sum_{k=1}^K |q_k|^2\right)$ .

Отметим, что та же АР на ЗС может применяться и для передачи с двух отдельных передатчиков сигналов на любые два ИСЗ (например, ИСЗ $_m$  и ИСЗ $_m$ ). При этом ее параметры могут быть выбраны таким образом, чтобы каждый из этих передатчиков не создавал помех  $(K - 1)$  соседним ИСЗ. Мощность ка-

ждого передатчика должна распределяться между элементами АР с помощью антенно-волноводного тракта, обеспечивающего коэффициенты передачи между соответствующим входом АР и ее элементами, которые находятся путем решения (8). При этом только один элемент вектор-столбца, стоящего в левой части этого уравнения, равен 1. Он находится на позиции  $m1$  (или  $m2$ ). Остальные его элементы равны 0. Если АР имеет  $K$  элементов, то ее можно использовать для передачи различных сигналов на  $K$  ИСЗ без взаимных помех.

На практике позиции ИСЗ на ГСО нестабильны, т. е.  $\theta_m = \theta_{m0} + \Delta$ , где  $\theta_{m0}$  — номинальное значение долготы подспутниковой точки ИСЗ <sub>$m$</sub> , а  $\Delta$  — величина возможного отклонения этой долготы от номинального значения из-за нестабильности ( $\Delta \leq 0,1^\circ$ ). Коэффициенты  $q_k$  ( $k \leq K$ ) для АР следует определять из (8) при условии, что  $\Delta = 0$ . Это обеспечивает отсутствие помех от новой ЗС соседним с ней ( $K - 1$ ) ИСЗ при их стабильном положении на ГСО (при этом ППМ, создаваемая новой ЗС в месте расположения этих ИСЗ, равна 0).

При других значениях  $\Delta$  ППМ уже не будет равна 0. Найдя ее значение и угол  $\varphi_{m0}$  между направлениями на точку прицеливания приемной антенны ИСЗ <sub>$m$</sub>  и на новую ЗС, нетрудно определить мощность помех на входе приемника БР. Если обозначить зависимость усиления приемной антенны ИСЗ <sub>$m$</sub>  от угла между осью антенны и направлением на новую ЗС  $G_m(\varphi)$ , то мощность помехи, создаваемой ЗС на входе БР ИСЗ <sub>$m$</sub> ,  $P_m = E_m (\lambda^2 / 4\pi) G_m(\varphi_{m0})$ , где значение  $E_m$  определяется из (1).

Вычислив коэффициенты  $q_k$  с помощью (8), найдем нормированное усиление АР в направлении на ИСЗ <sub>$m$</sub> :

$$Q(\Delta, \varphi_m, r, \psi) = \left| \sum_{k=1}^K q_k \mu_k(\theta_m) \right|^2 g(\varphi_m). \quad (10)$$

Отметим, что  $Q(0, \varphi_{m1}, r, \psi) = 1$ , если  $\Delta = 0$ , и  $Q(0, \varphi_m, r, \psi) = 0$  при  $m \neq m1$  и  $m \leq K$ . Если  $\Delta \neq 0$  и  $m \neq m1$  и  $m \leq K$ , то коэффициент  $\hat{Q}(\Delta, \varphi_m, r, \psi) = 10 \lg Q(\Delta, \varphi_m, r, \psi)$  показывает на сколько децибел уровень ППМ в местах расположения ИСЗ <sub>$m$</sub>  ниже уровня ППМ в месте расположения нового ИСЗ <sub>$m1$</sub> . Зависимость  $\hat{Q}(\Delta, \varphi_m, r, \psi)$  от одного из входящих в нее параметров позволяет оценить как изменяется мощность помех на входе БР ИСЗ <sub>$m$</sub>  при неизменности значений других параметров. Это дает возможность найти оптимальные значения параметров АР, при которых для данного значения  $\Delta$  — нестабильности положения ИСЗ <sub>$m$</sub>  на ГСО, коэффициент  $\hat{Q}(\Delta, \varphi_m, r, \psi)$  будет иметь минимальное значение, а также оценить влияние  $\Delta$  на уровень помех, создаваемых новой ЗС на входе БР соседних ИСЗ <sub>$m$</sub> .

Если  $m > K$ , то функция  $\hat{Q}(\Delta, \varphi_m, r, \psi)$  от  $\Delta$  практически не зависит, т. е.  $\hat{Q}(\Delta, \varphi_m, r, \psi) \approx \hat{Q}(0, \varphi_m, r, \psi)$ , и представляет собой нормированную ДН антенной решетки ЗС.

**Анализ полученных результатов.** По формулам (9) и (10) с помощью пакета прикладных программ MathCAD для ЗС, работающей в диапазоне 12 ГГц ( $\lambda = 2,5$  см) и расположенной на широте  $60^\circ$ , были выполнены расчеты зависимостей коэффициента  $\hat{Q}(\Delta, \varphi_m, r, \psi)$  от входящих в него параметров. При  $m \leq K$  коэффициент  $\hat{Q}(\Delta, \varphi_m, r, \psi)$  имеет тем большее значение, чем ближе позиции ИСЗ <sub>$m$</sub>  и ИСЗ <sub>$m1$</sub>  на ГСО. Поэтому были проведены расчеты  $\hat{Q}(\Delta, \varphi_{(m1\pm 1)}, r, \psi)$  в предположении, что из-за нестабильности положения ИСЗ <sub>$(m1\pm 1)$</sub>  на ГСО они сближаются с ИСЗ <sub>$m1$</sub>  (т. е.  $\theta_{(m1-1)0} = \theta_{(m1-1)0} + \Delta$ , а  $\theta_{(m1+1)0} = \theta_{(m1+1)0} - \Delta$ ).

На рис. 2 для  $\Delta = 0,1^\circ$ ,  $\theta_{(m1\pm 1)} = \pm 1,25^\circ$  и  $\theta_{(m1\pm 2)} = \pm 4^\circ$ ,  $\psi = 90^\circ$  построены зависимости  $\hat{Q}(\Delta, \varphi_{(m1\pm 1)}, r, \psi)$  от  $R = (K - 1)r$  — расстояния между крайними элементами АР. Из рис. 2 видно,

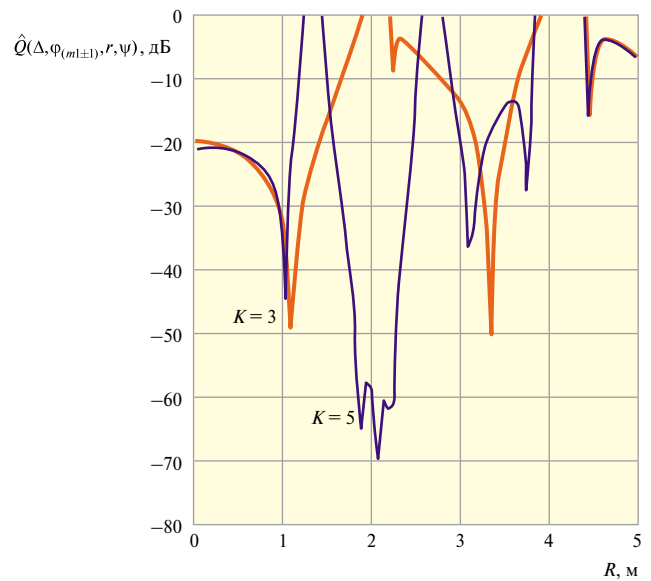


Рис. 2

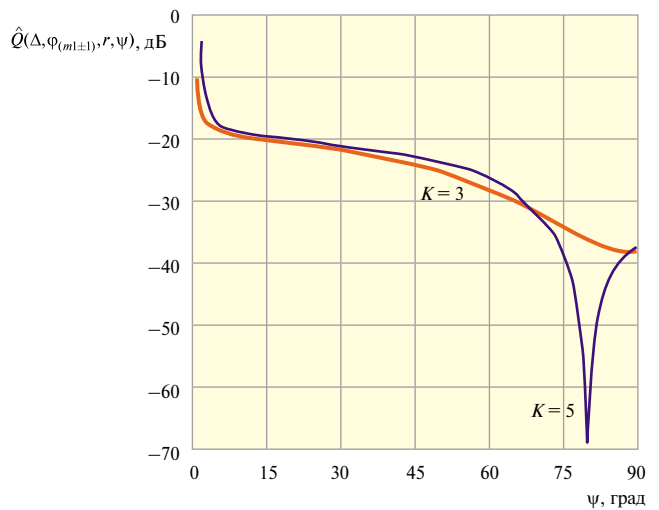


Рис. 3

что с увеличением числа элементов АР значительно увеличивается подавление уровня помех, создаваемых новым ИСЗ соседним с ним, которые уже прошли координацию. Так, например, при  $K = 3$  для случая, когда расстояние между крайними элементами АР равно  $R \approx 1$  м и  $3,2$  м, подавление помех составляет около 50 дБ, тогда как для  $K = 5$  и  $R = 2$  м подавление помех увеличивается до 70 дБ.

На рис. 3 представлены зависимости  $\hat{Q}(\Delta, \varphi_{(m1\pm 1)}, r, \psi)$  от  $\psi$ , построенные для  $\Delta = 0,1^\circ$ ,  $\theta_{(m1\pm 1)} = \pm 1,25^\circ$ ,  $\theta_{(m1\pm 2)} = \pm 4^\circ$  и  $R = 1$  м, при  $K = 3$  и 5. Отметим, что при  $0 \leq \psi \leq 90^\circ$   $\hat{Q}(\Delta, \varphi_{(m1\pm 1)}, r, \psi) = \hat{Q}(\Delta, \varphi_{(m1\pm 1)}, r, (180^\circ - \psi))$ . Кривые на рис. 3 показывают, что при  $K = 3$  наибольшее подавление помех от нового ИСЗ соседним, равное 38 дБ, достигается при азимуте АР близком  $90^\circ$ . Если же применить АР тех же размеров с  $K = 5$ , то при  $\psi = 77^\circ$  можно увеличить подавление помех до 70 дБ.

На рис. 4 представлены зависимости  $\hat{Q}(\Delta, \varphi_{(m1\pm 1)}, r, \psi)$  от  $\Delta$ . Расчеты выполнены для следующих значений параметров АР:  $r = 0,53$  м,  $\psi = 90^\circ$ . При этом кривой 1 соответствуют  $K = 5$ ,  $\theta_{m1} = 0^\circ$ ,  $\theta_{(m1\pm 1)} = \pm 1,5^\circ$ ,  $\theta_{(m1\pm 2)} = \pm 4,5^\circ$ ; кривой 2 —  $K = 5$ ,  $\theta_{m1} = 0^\circ$ ,  $\theta_{(m1\pm 1)} = \pm 1,25^\circ$ ,  $\theta_{(m1\pm 2)} = \pm 4^\circ$ ; кривой 3 —  $K = 5$ ,  $\theta_{m1} = 20^\circ$ ,  $\theta_{(m1\pm 1)} = 20 \pm 1,25^\circ$ ,  $\theta_{(m1\pm 2)} = 20 \pm 4^\circ$ , т. е. спутниковая группировка

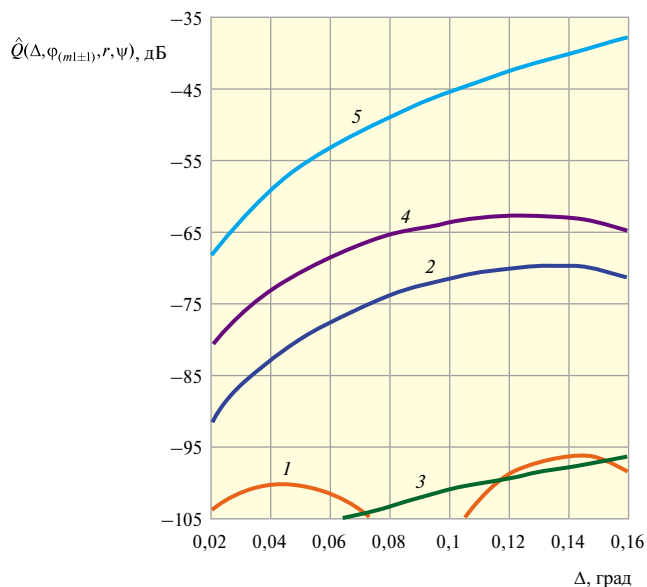


Рис. 4

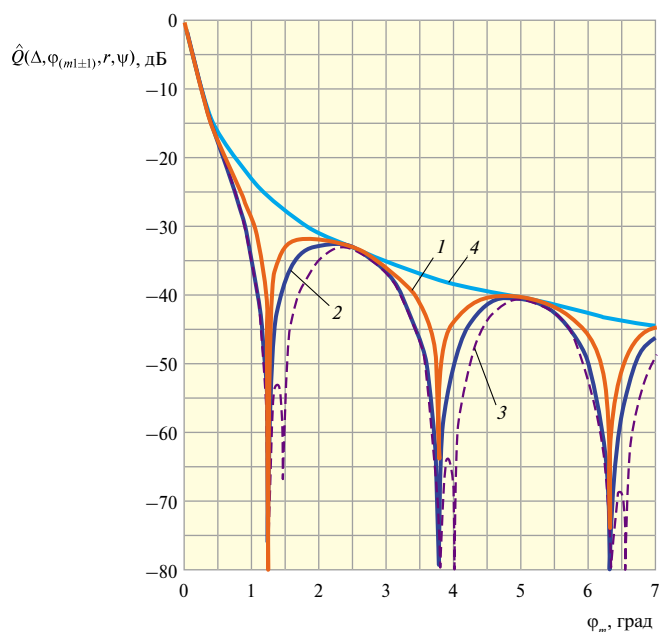


Рис. 5

сдвинута относительно долготы ЗС на  $20^\circ$ ; кривой 4 —  $K = 4$ ,  $\theta_{m1} = 0^\circ$ ,  $\theta_{(m1\pm1)} = \pm 1,25^\circ$ ,  $\theta_{(m1+2)} = 4^\circ$ ; кривой 5 —  $K = 3$ ,  $\theta_{m1} = 0^\circ$ ,  $\theta_{(m1\pm1)} = \pm 1,25^\circ$ .

Анализ приведенных на рис. 4 зависимостей показывает, что с увеличением  $\Delta$  подавление помех, создаваемых новым ИСЗ соседним с ним, уменьшается. Однако даже при  $\Delta = 0,1^\circ$  и небольшом числе элементов АР ( $K = 3$ ) оно остается значительным (как видно из кривой 5, составляет 45 дБ). С увеличением числа элементов в АР величина подавления помех, создаваемых новым ИСЗ соседним, увеличивается (см. кривые 1–4 для  $K = 4$  и 5, подавление помех всегда превышает 64 дБ). Сравнение кривых 1 и 2 показывает, что увеличение углового разноса между ИСЗ на ГСО увеличивает величину подавления помех, создаваемых новым ИСЗ соседним, на 20–25 дБ.

На рис. 5 кривыми 1, 2 и 3 показаны ДН антенной решетки, содержащей, соответственно,  $K = 2, 3$  и 4 элемента. Диа-

грамма направленности каждого элемента АР рассчитана по (2), где  $2\varphi_a = 0,25^\circ$  (диаметр антенны равен 7 м), и представлена кривой 4. Параметры АР выбраны так, чтобы  $r = 0,53$  м, а азимут  $\psi = 90^\circ$ . Сравнение кривых 1, 2 и 3 с кривой 4 показывает, что применение АР на ЗС позволяет существенно ослабить уровень сигнала, излучаемого новой ЗС в направлении на соседние ИСЗ, расположенные в точках ГСО с координатами  $\theta_{(m1\pm1)} = \pm 1,25^\circ$ ,  $\theta_{(m1\pm2)} = \pm 4^\circ$ . Для  $K = 2$  антенная решетка обеспечивает дополнительное подавление помех (по сравнению с подавлением одного элемента АР), создаваемых новой ЗС скоординированным ССС, примерно на 20 дБ, для  $K = 3$  и 4 это подавление превышает 50 дБ.

**Заключение.** Выполненный анализ показал, что применение на ЗС антенной решетки вместо традиционных антенн большого размера со сравнительно низким уровнем боковых лепестков позволяет повысить эффективность использования ОЧР в спутниковых системах за счет более плотного размещения ИСЗ на ГСО. Параметры АР для ЗС новой ССС целесообразно выбирать таким образом, чтобы при расположении уже скоординированных ИСЗ в номинальных точках ГСО антенная система новой ЗС имела нулевое усиление в направлениях на эти ИСЗ.

Применение АР на передающей ЗС позволяет существенно снизить уровень помех со стороны новой ССС с уже скоординированными и, следовательно, увеличить плотность размещения на ГСО ИСЗ, использующих один и тот же частотный канал. Как показал анализ, даже при смещении действующих ИСЗ из-за нестабильности своего положения на ГСО на предельно возможную величину  $0,1^\circ$  благодаря применению АР на ЗС может быть достигнуто весьма значительное подавление помех от новой ЗС уже скоординированным ССС. При  $K \geq 3$  подавление превышает 45 дБ и может быть существенно увеличено при увеличении числа элементов АР. Полученные в работе соотношения позволяют определить оптимальные параметры АР: количество элементов, расстояние между соседними элементами и азимут.

Из выполненных расчетов следует, что возможно выделение позиции на ГСО для размещения ИСЗ новой ССС, которая будет находиться между двумя близкими позициями уже скоординированных в МСЭ ИСЗ, отличающимися всего на  $2,5^\circ$ .

Таким образом, одним из технических путей решения проблем, связанных с отмеченным в [1] кризисом в развитии спутниковой связи, который обусловлен острым дефицитом ОЧР, является применение на ЗС антенных решеток. Это существенно облегчит координацию новых ССС с уже зарегистрированными в МСЭ.

Автор признателен Л.Я. Кантору и М.М. Симонову за полезное обсуждение результатов работы.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Кантор Л.Я. Развитие и кризис спутниковой связи // Электросвязь. — 2007. — № 7.
2. Быховский М.А. Метод повышения эффективности использования частотно-орбитального ресурса в спутниковой связи // Электросвязь. — 2007. — № 11.
3. Handbook on satellite communication. 3-d edition, Wiley-Interscience, ITU, 2002.
4. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике. — Лейпциг: Тойнбнер, 1980.

Получено 13.11.07