

АППРОКСИМАЦИОННЫЙ СИНТЕЗ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ АВТОКОМПЕНСАТОРА ПОМЕХ

В.Н. Колесников, С.Е. Мищенко, В.В. Шацкий
Ростовский военный институт ракетных войск

Получена 6 февраля 2008 г.

Для двухканальной антенной системы автокомпенсатора помех, состоящей из основной антенной решетки и слабонаправленной компенсационной антенны, решена задача аппроксимационного синтеза основной антенной решетки изотропных излучателей, в которой заданная диаграмма направленности в области боковых лепестков формируется с учетом диаграммы направленности компенсационной антенны.

В компенсаторах помех, как известно, формируется основной канал, в котором антенна имеет узкую диаграмму направленности (ДН), ориентированную на источник полезного сигнала, и ряд адаптивно управляемых слабонаправленных компенсационных каналов с антеннами, ДН которых перекрывают боковые лепестки основной ДН [1,2]. В идеальном случае ДН основной и компенсационных антенн в области боковых лепестков должны совпадать друг с другом. Поскольку размеры раскрыва компенсационной антенны обычно меньше, чем размеры основной антенны, то выполнение требования совпадения ДН основной и компенсационной антенн на практике реализовать сложно.

Целью статьи является решение задачи аппроксимационного синтеза антенной решетки (АР), обеспечивающее формирование основного канала компенсатора помех с квазиоптимальной ДН, учитывающей особенности ДН антенны компенсационного канала.

Пусть имеется компенсационная антенна, состоящая из двух изотропных излучателей с координатами x_{c1} и x_{c2} соответственно. ДН излучателей компенсационной антенны описываются выражением вида:

$$f_{ct}(\theta) = \exp(ikx_{ct}u), \quad u \in [-1,1], \quad t = 1,2. \quad (1)$$

Основная антенна представляет собой M -элементную эквидистантную линейную антенную решетку изотропных излучателей с координатами x_m ($m = 1,2,\dots,M$) на оси Ox . ДН излучателей описываются функциями:

$$f_m(\theta) = \exp(ikx_mu). \quad (2)$$

Также известно направление приема сигнала u_0 , известна ширина луча диаграммы направленности основной антенны по уровню нулей.

Для решения задачи компенсации помех компенсационная антенна должна обеспечивать формирование «нуля» ДН в направлении u_0 , поэтому ее ДН может быть представлена следующим образом:

$$F_k(u) = f_{c1}(u) - f_{c2}(u)K; \quad (3)$$

где

$$K = f_{c1}(u_0)f_{c2}^{-1}(u_0). \quad (4)$$

Коэффициент K определяет преобразование амплитуды и фазы второй компенсационной антенны.

При этом для того, чтобы ДН основной антенны наилучшим образом соответствовала требованиям к форме главного луча и обеспечивала возможность решения задачи компенсации помех, желаемая форма ДН основной АР может быть задана в виде:

$$F_0(u) = \begin{cases} \sum_{m=1}^M B_m f_m(u), & u \in \Omega_0; \\ F_k(u), & u \notin \Omega_0, \end{cases} \quad (5)$$

где B_m — амплитудное распределение, обеспечивающее формирование главного луча ДН в заданной области углов Ω_0 , ограниченной первыми нулями ДН в точках u_1 и u_2 .

Для заданной ДН основной АР может быть решена задача аппроксимационного синтеза, в которой требуется найти комплексные амплитуды возбуждения излучателей АР A_m , обеспечивающие минимальную величину среднеквадратического отклонения синтезированной ДН от заданной ДН вида (5) с учетом заданной плотности вероятности распределения помех.

С учетом рекомендаций монографии [3] решение данной задачи сводится к решению системы линейных алгебраических уравнений:

$$\sum_{m=1}^N A_m S_{mn} = \eta_n, \quad (6)$$

где

$$S_{mn} = \int_{-1}^1 f_m f_n^* du, \quad (7)$$

$$\eta_n = \int_{-1}^1 F_0 f_n^* du, \quad (8)$$

* — знак сопряжения.

При синтезе остронаправленной диаграммы задаются требования к форме ее главного лепестка и уровню боковых лепестков, степень важности которых описывают коэффициенты, полученные в результате решения системы уравнений (6) вида:

$$S_{mn} = \int_{-1}^1 f_m f_n^* du = 2 \sin(k(x_m - x_n))(k(x_m - x_n))^{-1}; \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \eta_n &= \int_{-1}^1 F_0 f_n^* du = \int_{-1}^{u_1} F_0 f_n^* du + \int_{u_2}^1 F_0 f_n^* du + \int_{u_1}^{u_2} F_0 f_n^* du = \\ &= I_1 + I_2 + I_3, \end{aligned} \quad (10)$$

где

$$\begin{aligned}
I_1 &= \int_{-1}^{u_1} F_0 f_n^* du = \int_{-1}^{u_1} (f_{c1} - f_{c2}K) f_n^* du = \\
&= (ik)^{-1} \left\{ f_n^*(u_1) \left[f_{c1}(u_1)(x_{c1} - x_n)^{-1} - \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - f_{c2}(u_1)K(x_{c2} - x_n)^{-1} \right] - f_n^*(1) \left[f_{c1}(-1)(x_{c1} - x_n)^{-1} - \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - f_{c2}(-1)K(x_{c2} - x_n)^{-1} \right] \right\};
\end{aligned} \tag{11}$$

$$\begin{aligned}
I_2 &= \int_{u_1}^{u_2} \sum_{m=1}^M B_m f_m f_n^* du = \sum_{m=1}^M B_m \int_{u_1}^{u_2} f_m f_n^* du = \\
&= \frac{1}{ik} \sum_{m=1}^M B_m \begin{cases} (x_m - x_n)^{-1} [f_{m\dots}], & m \neq n; \\ u_2 - u_1, & m = n; \end{cases}
\end{aligned} \tag{12}$$

$$\begin{aligned}
I_3 &= \int_{u_2}^1 F_0 f_n^* du = \int_{u_2}^1 (f_{c1} - f_{c2}K) f_n^* du = \\
&= (ik)^{-1} \left\{ f_n^*(1) \left[f_{c1}(1)(x_{c1} - x_n)^{-1} - \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - f_{c2}(1)K(x_{c2} - x_n)^{-1} \right] - f_n^*(u_2) \left[f_{c1}(u_2)(x_{c1} - x_n)^{-1} - \right. \right. \\
&\quad \left. \left. - f_{c2}(u_2)K(x_{c2} - x_n)^{-1} \right] \right\}
\end{aligned} \tag{13}$$

В выражении (13) принято, что $x_{c1} \neq x_n, x_{c2} \neq x_n$. При нарушении любого из этих условий в (13) возникает неопределенность. Однако ее легко избежать в процессе интегрирования. Поэтому соответствующие выражения не приводятся.

Таким образом выражения (9) — (13) определяют коэффициенты системы уравнений (6), из решения которой могут быть получены комплексные амплитуды возбуждения излучателей АР.

В качестве примера рассмотрим решение задачи векторного синтеза основной антенны, представляющей собой эквидистантную 16-ти элементную АР, в которой излучатели размещены с шагом $0,5\lambda$.

В выражении (5) коэффициенты B_m определены по формуле, взятой из [3]:

$$B_m = 0,316 + (1 - 0,316) \cos \left\{ 4\pi \left[x_m \left((M - 1)\lambda \right)^{-1} \right] \right\} \quad m = 1, 2, \dots, M. \tag{14}$$

При этом первые нули ДН ориентированы в направлениях $u_2 = 0,167$ и $u_1 = -0,167$.

На рис. 1 и рис. 2 показано изменение коэффициента использования поверхности (КИП), и среднеквадратического отклонения (СКО) в зависимости от координат излучателей компенсационной антенны. При расчетах полагалось, что излучатели компенсационной антенны расположены симметрично относительно фазового центра основной АР.

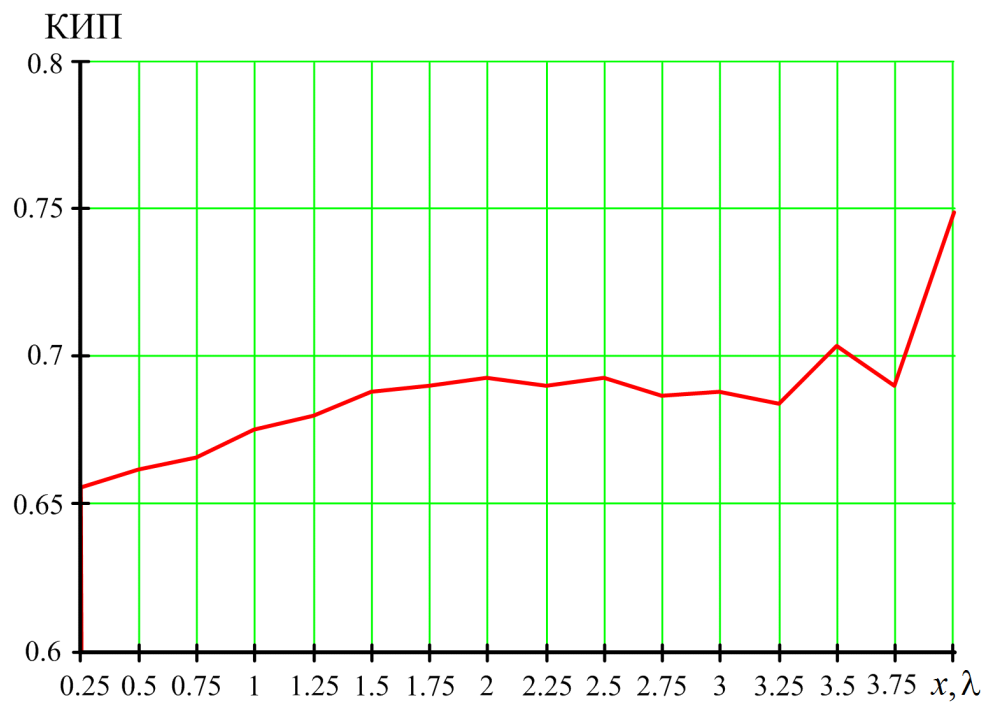


Рис. 1

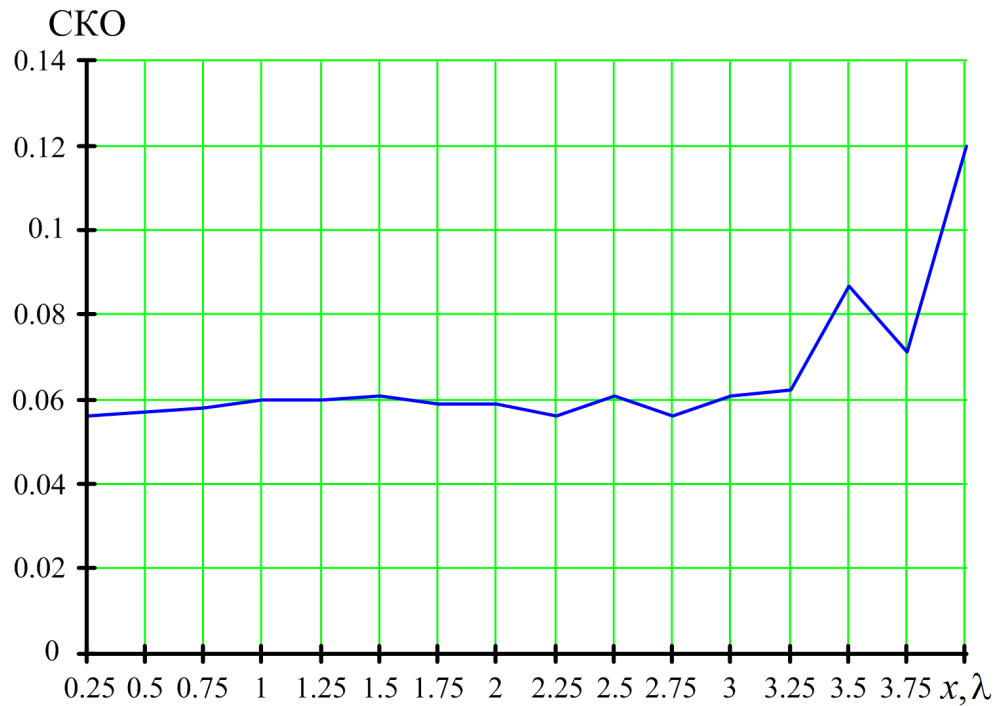


Рис. 2

Из анализа рис. 1 следует, что при увеличении расстояния между излучателями компенсационной антенны КИП сначала постепенно возрастает. В интервале от $1,5\lambda$ до 3λ его значения изменяются незначительно. Резкие изменения КИП наблюдаются после того, как излучатели компенсационной антенны оказываются за пределами раскрыва основной АР ($x > 3,75\lambda$).

Аналогично, на рис. 2 величина SKO колеблется в пределах от 0,056 до 0,061 при $x \leq 3,25\lambda$. После этого наблюдается заметное снижение качества решения задачи синтеза.

На рис. 3 и рис. 4 приведены заданная (кривая 1) и синтезированная (кривая 2) ДН основной антенны и ДН компенсационной антенны (кривая 3).

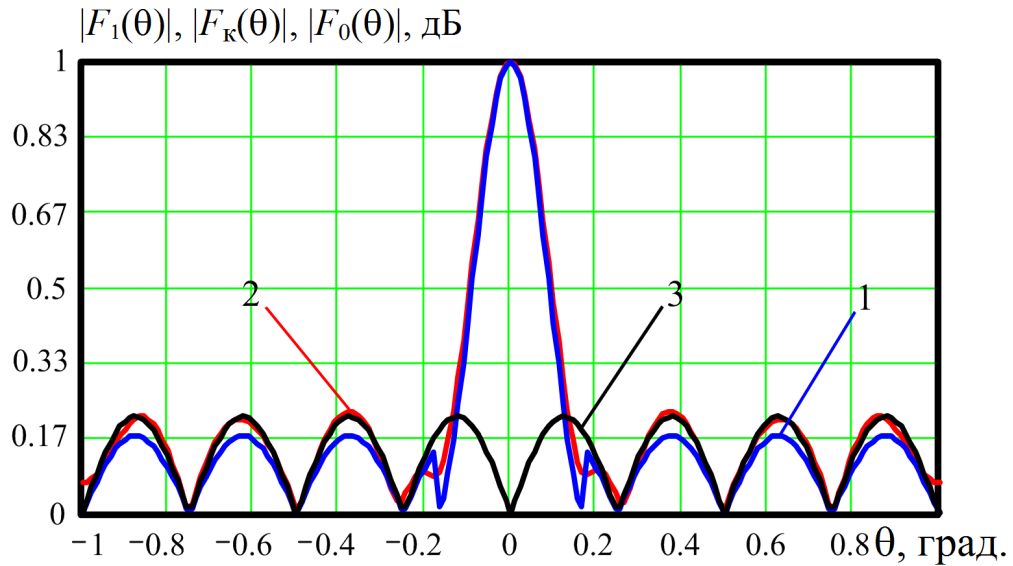


Рис. 3

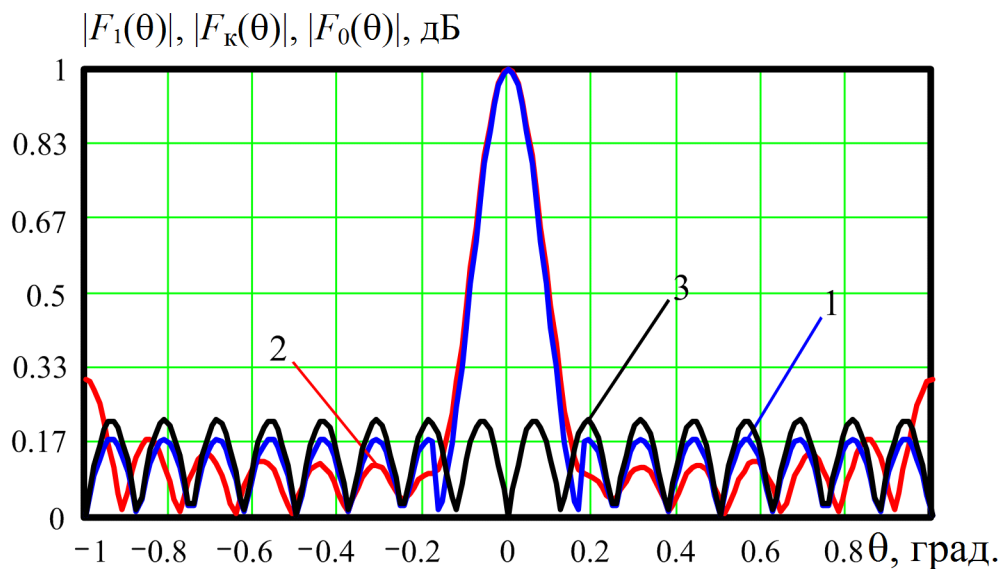


Рис. 4

Результаты на рис. 3 соответствуют расстоянию между излучателями компенсационной антенны $2x = 4\lambda$, а на рис. 4 – $2x = 8\lambda$.

Как видно, наилучшее приближение синтезированной ДН к заданной достигается на рис. 3.

Полученные результаты обусловлены тем, что при размещении излучателей компенсационной антенны вне раскрыва основной АР, множитель системы излучателей компенсационной антенны имеет более высокий порядок

дифференцирования, чем все функции, соответствующие множеству реализуемых ДН основной АР. В этом случае заданная ДН основной АР, полученная с учетом ДН компенсационной антенны является нереализуемой.

Следует заметить, что полученные выводы могут быть использованы при размещении излучателей многоканальной антенны на плоском раскрыве. Так, если излучатели основной АР размещены в узлах прямоугольной сетки, то в качестве излучателей компенсационной антенны можно использовать четыре излучателя плоской АР, равноудаленные от фазового центра основной АР.

Кроме представленных на рис. 1 и 2 результатов были проведены исследования изменения величин КИП и СКО при несимметричном размещении излучателей компенсационной антенны относительно фазового центра основной антенны. В этом случае значения КИП и СКО несколько хуже, чем при симметричном расположении излучателей. Наилучшие результаты были получены при условии, что расстояние между излучателями компенсационной антенны составляло $0,25\lambda$.

Таким образом, использование методов синтеза АР позволяет обеспечить хорошее приближение синтезированной ДН к ДН компенсационной антенны в области боковых лепестков. Это является необходимым условием для реализации известных алгоритмов компенсации произвольно ориентированных помех [1,2]. На качество последующей компенсации помех в этом случае влияет размещение излучателей компенсационной антенны, координаты которых должны выбираться в пределах раскрыва основной АР. Применение методов синтеза сопровождается некоторым снижением КИП основной антенны (примерно на 30%), однако, этим нежелательным эффектом можно пренебречь в сложных условиях помеховой обстановки.

ЦИТИРУЕМАЯ ЛИТЕРАТУРА

1. *Максимов М. В.* Защита от радиопомех. – М.: Сов. Радио. 1976, 496 с.
2. *Кочержевский Г. Н., Ерохин Г.А., Козырев Н. Д.* Антенно-фидерные устройства. – М.: Радио и связь. 1989, 352 с.

3. Бахрах Л. Д., Кременецкий С. Д. Синтез излучающих систем (теория и методы расчета). – М.: Сов. Радио. 1974, 174 с.