

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.9.4>

УДК: 621.396.677

МЕТОД СИНТЕЗА АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ СО СНИЖЕННЫМ УРОВНЕМ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ПРИ НАЛИЧИИ ОТКАЗОВ КАНАЛОВ И МОДУЛЕЙ

А.В. Литвинов, С.Е. Мищенко, А.С. Помысов, В.В. Шацкий,
В.Н.Атрохов, С.А. Шелкоплясов

Ростовский-на-Дону Научно-Исследовательский Институт Радиосвязи
344038, г. Ростов-на-Дону, ул. Нансена, д. 130

Статья поступила в редакцию 5 января 2023 г.

Аннотация. Предложен метод матричного амплитудно-фазового синтеза плоской антенной решетки с отказами модулей по требованиям к теоретически заданной огибающей боковых лепестков. Задача сведена к поиску экстремума отношения Рэля двух эрмитовых форм, одна из которых учитывает требования к огибающей боковых лепестков и положительно определена. Предложенный метод отличается от известных, итерационной процедурой поиска весовой функции для формирования интегральных коэффициентов положительно определенной эрмитовой матрицы отношения Рэля. В предлагаемом методе учет отказов осуществлен при помощи двух идентичных диагональных матриц, единичным значениям данных матриц соответствуют исправные элементы, а нулевым – неисправные. Условие положительной определенности квадратичной формы, учитывающей требования к огибающей боковых лепестков, достигается за счет взвешивания диагональных коэффициентов матрицы. В результате при изменении структуры отказов элементов и модулей антенной решетки не требуется регулировать размерность задачи. Показано, что при наличии отказов модулей уровень боковых лепестков объемной диаграммы направленности значительно возрастает. При этом применение обычной весовой обработки

сигналов каналов антенной решетки со сниженным уровнем боковых лепестков приводит к потере мощности сигнальной составляющей на выходе антенной решетки при незначительном снижении уровня боковых лепестков. Установлено, что применение предложенного метода позволяет добиться заметного снижения уровня боковых лепестков при контролируемых потерях отношения сигнал/шум на выходе антенной решетки.

Ключевые слова: матричный синтез антенных решеток, весовая функция, отказы модулей, уровень боковых лепестков, отношение Рэлея.

Автор для переписки: Мищенко Сергей Евгеньевич, mihome@yandex.ru

Введение

Современные антенные решетки (АР) являются модульными. Эта модульность является основой для создания масштабируемых многоэлементных АР. Увеличение числа антенных элементов (АЭ) способствует росту отношения сигнал/шум (ОСШ) на выходе АР благодаря увеличению усиления антенны. Уровень шума на выходе антенны складывается из шумов антенны и внутренних шумов приемника. Шумы антенны, определяемые внешними источниками, как правило, преобладают над внутренними шумами [1]. В связи с этим при проектировании АР в условиях априорно неизвестного пространственного распределения внешних источников шума стремятся сформировать диаграмму направленности (ДН) с низким уровнем боковых лепестков (БЛ) за счет выбора соответствующего распределения комплексных весовых коэффициентов (КВК). Наиболее часто для снижения БЛ, как в линейных, так и в плоских АР используют стандартные неравномерные амплитудные распределения [2, 3]. При использовании линейных распределений амплитуд для формирования ДН плоской АР с произвольной границей раскрыва приходится использовать алгоритмы пересчета распределений [4] или методы синтеза плоских АР [5] по заданной огибающей боковых лепестков (ОБЛ). Во всех случаях расплатой за снижение БЛ является уменьшение коэффициента использования поверхности (КИП) и, соответственно, коэффициента направленного действия (КНД).

В процессе функционирования модульных АР могут присутствовать групповые отказы соседних элементов, относящихся к одному модулю. Наличие таких отказов в приемных АР приводит к росту уровня боковых лепестков (УБЛ).

С одной стороны, восстановление низких БЛ в АР с отказами принципиально достижимо за счет коррекции КВК АР. С другой стороны, снижение УБЛ приводит к дополнительной потере усиления антенны. В связи с этим в теории синтеза АР актуальными являются задачи энергетической оптимизации при наличии отказов и заданных ограничениях на УБЛ или ОБЛ. В теории антенн для решения подобных задач используют методы матричного синтеза [5-9], которые опираются на теорему об экстремальных свойствах характеристических чисел регулярного пучка форм [10] и поиск экстремума функционала в виде обобщенного отношения Рэлея [11]. В монографии [7] этим методом решена задача максимизации КНД, в [8, 9] достигалось подавление УБЛ в заданных направлениях на источники помех при минимальном снижении КНД. В работе [12] матричный синтез и обобщенный энергетический функционал использовались для формирования заданной ДН в области главного луча. В работе [5] было показано, что обобщенный энергетический функционал может использоваться и для формирования теоретически заданной ОБЛ. В [13] рассмотрен вопрос энергетической оптимизации линейной АР при наличии отказов отдельных элементов. Он сводился к решению задачи матричного синтеза неэквидистантной линейной АР, а ограничения на УБЛ или ОБЛ в данной работе не рассматривались.

Цель статьи заключается в снижении боковых лепестков АР с отказами модулей с учетом требований к заданной ОБЛ.

1. Обоснование метода

Рассмотрим плоскую АР, состоящую из M приемных модулей по N каналов в каждом модуле. Считаем, что координаты фазовых центров MN всех приемных каналов, расположенные в точках (x_m, y_m) , упорядочены таким

образом, что каналы с номерами от 1 до N относятся к модулю с номером $n = 1$, от $N + 1$ до $2N - 1$ к модулю с номером $n = 2$ и т.д. При этом номер канала m в составе АР можно связать с номером модуля n при помощи соотношения между индексами $m = n' + N(n - 1)$ (индекс $n' = 1, 2, \dots, N$ – номер АЭ в составе модуля, а $n = 1, 2, \dots, M$ – номер модуля; при этом $m = 1, 2, \dots, MN$).

Каждому АЭ с номером m поставим в соответствие комплексную функцию $f_m(u, v)$, которая описывает ДН АР при возбуждении с m -го входа. В простейшем случае функции $f_m(u, v)$ образуют вектор-функцию

$$\mathbf{f}(u, v) = (f_m(u, v) = f_0(u, v) \exp(ik(x_m u + y_m v)) | m = 1, 2, \dots, MN), \quad (1)$$

где (u, v) – направляющие косинусы; $f_0(u, v)$ – ДН одиночного АЭ; k – волновое число.

Пусть задан двоичный вектор-строка $\mathbf{B} = (B_m)$, элементы которого принимают нулевые значения для неисправных каналов, а единичные – для исправных.

Требуется найти такой вектор КВК $\mathbf{A}_0 \in D_A$ (где D_A – множество допустимых векторов КВК), обеспечивающих максимальное значение ОСШ на выходе АР при приеме сигнала с направления (u_0, v_0) , и требуемую ОБЛ, описываемую функцией $F_0(u, v)$ в области $(u, v) \in \Omega_{BSL}$, где Ω_{BSL} – область боковых лепестков.

С учетом введенных обозначений ДН АР при наличии неисправных АЭ может быть записана в виде

$$F(u, v) = (\mathbf{A} \cdot \text{diag} \mathbf{B}) \cdot \mathbf{f}(u, v), \quad (2)$$

где $\mathbf{A} = (A_m) \in D_A$ – вектор-строка КВК; оператор $\text{diag} \mathbf{B}$ преобразует вектор \mathbf{B} в диагональную матрицу.

Предположим, что осуществляют прием сигнала с направления (u_0, v_0) . В этом случае мощность сигнальной составляющей на выходе АР определим при помощи выражения

$$\begin{aligned}
 P_E(\mathbf{A}; \mathbf{S}_E, \mathbf{B}) &= a^2 \left| (\mathbf{A} \cdot \text{diag } \mathbf{B}) \cdot \mathbf{f}(u_0, v_0) \right|^2 = \\
 &= a^2 (\mathbf{A} \cdot \text{diag } \mathbf{B}) \mathbf{f}(u_0, v_0) \mathbf{f}^H(u_0, v_0) (\mathbf{A} \cdot \text{diag } \mathbf{B})^H = \\
 &= a^2 (\mathbf{A} \cdot \text{diag } \mathbf{B}) \mathbf{S}_E (\mathbf{A} \cdot \text{diag } \mathbf{B})^H,
 \end{aligned} \tag{3}$$

где a – эффективная амплитуда сигнала; H – эрмитово сопряжение.

Следует отметить, что матрица \mathbf{S}_E в выражении (3) является эрмитовой, что означает определенную симметрию элементов вокруг главной диагонали (амплитуды элементов одинаковы, а фазы противоположны или равны нулю). С учетом (1) получим, что $S_{E m, m'} = |f_0(u_0, v_0)|^2 \exp(ik(u_0(x_m - x_{m'}) + v_0(y_m - y_{m'})))$. Отсюда следует, что в общем случае матрица \mathbf{S}_E может быть матрицей полного ранга. Исключение составляет случай, когда источник сигнала расположен в направлении нормали к плоскости раскрыва АР (в направлении $u_0 = v_0 = 0$). При этом $\text{rank } \mathbf{S}_E = 1$. Если УБЛ АР сформирован при ориентации луча в направлении нормали к плоскости раскрыва антенны, то при электронном сканировании и отсутствии в области видимости дифракционных лепестков может происходить изменение УБЛ, обусловленное влиянием функции $f_0(u, v)$.

Шумовую составляющую на выходе АР формируют источники внешнего шума и внутренний шум. Если пространственное распределение внешних источников в области Ω_{BSL} известно и описывается функцией $\rho(u, v)$, а внутренние шумы являются независимыми в каналах АР и характеризуются одинаковым значением дисперсии σ^2 , то мощность шума на выходе АР определяет квадратичная форма

$$\begin{aligned}
 P_N(\mathbf{A}; \mathbf{S}_{BSL}, \mathbf{B}) &= \\
 &= (\mathbf{A} \cdot \text{diag } \mathbf{B}) \left(\iint_{\Omega_{BSL}} \rho(u, v) \mathbf{f}(u, v) \mathbf{f}^H(u, v) dudv + \sigma^2 \mathbf{I} \right) (\mathbf{A} \cdot \text{diag } \mathbf{B})^H = \\
 &= (\mathbf{A} \cdot \text{diag } \mathbf{B}) \mathbf{S}_{BSL} (\mathbf{A} \cdot \text{diag } \mathbf{B})^H.
 \end{aligned} \tag{4}$$

Здесь \mathbf{I} – единичная матрица, благодаря которой при ненулевой дисперсии σ^2 внутренних шумов эрмитова матрица \mathbf{S}_{BSL} является матрицей полного ранга и всегда положительно определена.

При отсутствии внешних источников шума функция $\rho(u, v) = 0$. Если в пространстве заданы один или несколько точечных источников, то функция $\rho(u, v)$ может принимать ненулевые значения только в соответствующих направлениях на источники. Если распределение внешних источников шума задано равномерным, то функция $\rho(u, v) = \text{const} \forall (u, v) \in \Omega_{BSL}$. В работе [5] для формирования заданной ОБЛ $F_0(u, v)$ был предложен итерационный процесс формирования функции $\rho(u, v)$, на каждом шаге $t = 0, 1, 2, \dots$ которого производился расчет по формулам:

$$\rho^{(t+1)}(u, v) = \begin{cases} \rho^{(t)}(u, v), & ((u, v) \in \Omega_{BSL}) \wedge \\ & \wedge (0,5 |F_0(u, v)| \leq |F^{(t)}(u, v)| \leq |F_0(u, v)|); \\ \rho^{(t)}(u, v) + \Delta\rho^{(t)}(u, v), & ((u, v) \in \Omega_{BSL}) \wedge |F^{(t)}(u, v)| > |F_0(u, v)|; \\ \rho^{(t)}(u, v) / 2, & |F^{(t)}(u, v)| < 0,5 |F_0(u, v)|; \\ 0, & (u, v) \notin \Omega_{BSL}; \end{cases} \quad (5)$$

$$\Delta\rho^{(t)}(u, v) = V^{(t)} \left(\frac{|(\mathbf{A}^{(t)} \text{diag } \mathbf{B}) \mathbf{f}(u, v)|}{|(\mathbf{A}^{(t)} \text{diag } \mathbf{B}) \mathbf{f}(u_0, v_0)|} - F_0(u, v) \right), \quad (6)$$

где $V^{(t)}$ – скорость увеличения весовой функции.

С учетом введенных обозначений в общем случае значение ОСШ на выходе АР определяется отношением квадратичных форм

$$q^2(\mathbf{A}; \mathbf{S}_E, \mathbf{S}_{BSL}, \mathbf{B}) = \frac{P_E(\mathbf{A}; \mathbf{S}_E, \mathbf{B})}{P_N(\mathbf{A}; \mathbf{S}_{BSL}, \mathbf{B})} = \frac{\mathbf{A} \text{diag } \mathbf{B} \cdot \mathbf{S}_E (\mathbf{A} \cdot \text{diag } \mathbf{B})^H}{\mathbf{A} \text{diag } \mathbf{B} \cdot \mathbf{S}_{BSL} (\mathbf{A} \cdot \text{diag } \mathbf{B})^H}. \quad (7)$$

Из выражения (7) следует, что при отсутствии внешних шумов значение ОСШ является максимально достижимым, а выражение (7) приводится к виду

$$q_{\sigma}^2(\mathbf{A}; \mathbf{S}_E, \mathbf{B}) = \frac{\mathbf{A} \operatorname{diag} \mathbf{B} \cdot \mathbf{S}_E (\mathbf{A} \cdot \operatorname{diag} \mathbf{B})^H}{\sigma^2 \mathbf{A} \operatorname{diag} \mathbf{B} \cdot \mathbf{I} (\mathbf{A} \cdot \operatorname{diag} \mathbf{B})^H}. \quad (8)$$

Максимальное значение ОСШ, равное NM / σ^2 , рассчитываемое при помощи (8), достигается при условии, что все элементы АР исправны и $|A_m| = \text{const}$. При наличии отказов происходит снижение максимально достижимого ОСШ.

Снижение УБЛ достигается за счет того, что амплитудное распределение становится неравномерным. В результате величина ОСШ $q_{\sigma}^2(\mathbf{A}; \mathbf{S}_E, \mathbf{B})$ уменьшается. В то же время снижение УБЛ обеспечивает повышение устойчивости АР к воздействию внешних шумов.

Градиент отношения вида (7), называемого также отношением Рэлея [11], при $\mathbf{A} \operatorname{diag} \mathbf{B} \neq 0$ и $\det \mathbf{S}_{BSL} \neq 0$ равен нулю в точках, соответствующих решению характеристического уравнения $\mathbf{A} \operatorname{diag} \mathbf{B} \cdot (\mathbf{S}_E - \lambda \mathbf{S}_{BSL}) = 0$ (где λ – скаляр). При этом решения характеристического уравнения – собственные пары $(\lambda, \mathbf{A} \operatorname{diag} \mathbf{B})$ для пары (пучка) форм (P_E, P_N) . В [10, 11] показано, что максимальное значение отношения Рэлея соответствует собственному вектору $\mathbf{A}_0 \operatorname{diag} \mathbf{B}$, который образует пару с максимальным собственным значением $\lambda_0 = \max(\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_{NM})$.

В частном случае, когда $\operatorname{rank} \mathbf{S}_E = 1$ и $\operatorname{diag} \mathbf{B} = \mathbf{I}$ (последнее означает отсутствие каких-либо отказов), можно избежать необходимости поиска всех собственных пар $(\lambda, \mathbf{A} \operatorname{diag} \mathbf{B})$ и непосредственно определить искомый вектор \mathbf{A}_0 по формуле

$$\mathbf{A}_0 = \mathbf{f}^H(u_0, v_0) \mathbf{S}_E \mathbf{S}_{BSL}^{-1}. \quad (9)$$

При наличии отказов можно предположить, что формула (9) должна измениться на

$$\mathbf{A}_0 = \mathbf{f}^H(u_0, v_0) \operatorname{diag} \mathbf{B} \cdot \mathbf{S}_0 \mathbf{S}_{BSL}^{-1}. \quad (10)$$

Правомерность использования такого подхода вызывает сомнения, поскольку в формировании элементов обратной матрицы \mathbf{S}_{BSL}^{-1} участвуют все, даже неисправные каналы приемной АР, что, очевидно, является некорректным. В связи с этим в работе [13] происходил переход к рассмотрению неэквидистантной АР путем исключения неисправных каналов при формировании матриц \mathbf{S}_E и \mathbf{S}_{BSL} . В то же время анализ форм (3) и (4) позволяет заключить, что они могут быть преобразованы к виду:

$$P_E(\mathbf{A}; \mathbf{U}_E) = a^2 \mathbf{A} (\text{diag} \mathbf{B} \cdot \mathbf{S}_E \cdot \text{diag} \mathbf{B}) \mathbf{A}^H = a^2 \mathbf{A} \mathbf{U}_E \mathbf{A}^H; \quad (11)$$

$$P_N(\mathbf{A}; \mathbf{U}_{BSL}) = \mathbf{A} (\text{diag} \mathbf{B} \cdot \mathbf{S}_{BSL} \cdot \text{diag} \mathbf{B}) \mathbf{A}^H = \mathbf{A} \mathbf{U}_{BSL} \mathbf{A}^H. \quad (12)$$

В этом случае необходимо убедиться в том, что матрицы \mathbf{U}_E и \mathbf{U}_{BSL} являются эрмитовыми, а также в том, что $\text{rank} \mathbf{U}_E = 1$ и $\det \mathbf{U}_{BSL} \neq 0$.

В сохранении эрмитовой симметрии данных матриц убедиться несложно, поскольку при обнулении некоторых диагональных элементов матрицы $\text{diag} \mathbf{B}$ в матрицах \mathbf{U}_E и \mathbf{U}_{BSL} появятся нулевые строки и столбцы, пересекающиеся в этих же позициях диагональных элементов. Применительно к матрице \mathbf{U}_E это также не приведет к увеличению ее ранга, поскольку для определения линейной независимости двух векторов (строк или столбцов) требуется, чтобы оба они были нулевыми. В то же время определитель матрицы \mathbf{U}_{BSL} при наличии в ее составе нулевых строк или столбцов станет равен нулю. Исправить ситуацию можно, если откорректировать исходную матрицу \mathbf{U}_{BSL} , добавив к ее диагональным элементам постоянный весовой коэффициент. Подобный подход использовался в [14] при реализации взвешенного метода наименьших квадратов, а также при синтезе АР в монографии [15].

Отсюда следует, что решение поставленной задачи, максимизирующее ОСШ на выходе АР с отказами, следует искать по формуле

$$\mathbf{A}_0 = \mathbf{f}^H(u_0, v_0) \cdot \mathbf{U}_E (\mathbf{U}_{BSL} + \varepsilon \mathbf{I})^{-1}, \quad (13)$$

где $\varepsilon > 0$ – весовой коэффициент.

С одной стороны, введение параметра ε делает решение задачи синтеза по формуле (13) приближенным. В то же время, с другой стороны, это делает более прозрачным рассматриваемый метод оптимизации, в котором все векторы сохраняют свою исходную размерность, соответствующую числу каналов АР. Следует отметить, что фактически в выражении (13) появляется возможность управлять конфигурацией АР, поскольку элементы вектора \mathbf{A}_0 , соответствующие отказавшим или отключенным элементам, будут тождественно равны нулю.

Выражение (13) позволяет найти вектор \mathbf{A}_0 , при котором достигаются выполнение требований к огибающей боковых лепестков и максимизация ОСШ. Однако на практике значение ОСШ можно увеличить, если ввести дополнительную нормировку вектора \mathbf{A}_0 по правилу

$$A_{w\ m} = \begin{cases} A_{0\ m}, & |A_{0\ m}| \leq A_{\max}, \\ A_{\max} \exp(i \arg A_{0\ m}), & |A_{0\ m}| > A_{\max}. \end{cases} \quad (14)$$

Здесь $A_{\max} \in \left[0, \max_{m=1,2,\dots, NM} |A_{0\ m}| \right]$ – заданное предельное значение амплитуды.

Фактически выражение (14) ограничивает предельно допустимое значение амплитудного распределения, «срезая» и делая равномерным его верхнюю часть. Такой подход позволяет увеличивать значение ОСШ на выходе АР, жертвуя УБЛ.

Таким образом, предлагаемый метод состоит в выполнении следующих операций.

- 1) На этапе инициализации задают функцию $\rho^{(0)}(u, v) = 0 \forall (u, v) \in \Omega_{BSL}$.
- 2) В ходе итерационного процесса на каждом шаге с номером t с учетом заданной структуры отказов и рассчитанной весовой функции $\rho^{(t)}(u, v)$ определяют по формулам (2), (10), (13) вектор $\mathbf{A}_0^{(t)}$ и соответствующую ему ДН $F^{(t)}(u, v)$.

- 3) Проверяют условия выхода из итерационного процесса, к которым относятся достижение предельного числа итераций или выполнение требований к огибающей боковых лепестков.
- 4) Если условия выхода из итерационного процесса не выполнены, то корректируют весовую функцию по правилу (5) и возвращаются к поиску нового вектора $\mathbf{A}_0^{(t+1)}$.
- 5) При выполнении условий выхода из итерационного процесса оценивают достигнутые значения ОСШ и УБЛ.
- 6) Осуществляют амплитудную коррекцию КВК по формуле (14).

Решением задачи синтеза АР являются векторы \mathbf{A}_0 и \mathbf{A}_w . Первому вектору соответствует максимальное значение ОСШ при выполнении требований к огибающей боковых лепестков, а второму вектору – максимальное значение ОСШ при более слабых ограничениях на УБЛ.

2. Результаты численных исследований

В качестве примера рассмотрим решение задачи синтеза АР из 1600 (40x40) антенных элементов. Приемные модули представляют собой горизонтальные линейные АР из 8-ми приемных каналов. Антенные элементы расположены в узлах прямоугольной сетки с шагом $0,5\lambda$ по обеим координатам. КНД рассматриваемой АР при единичном значении КИП равен 37 дБ. Сначала сформируем ДН АР без отказов с использованием амплитудного распределения вида «косинус в квадрате на пьедестале 0.2», описываемого вектором \mathbf{A} с элементами

$$A_m = \left(0.15 + 0.85 \cos^2 \left(\frac{\pi}{L_x} x_m \right) \right) \left(0.15 + 0.85 \cos^2 \left(\frac{\pi}{L_y} y_m \right) \right), \quad (15)$$

где L_x, L_y – размеры антенного полотна.

На рис. 1 приведена объемная ДН АР и требуемая ОБЛ, описываемая зависимостью $F_0(\theta, \varphi) = 0.02 \cos \theta$ (точки розового цвета). Из анализа рисунка видно, что структура БЛ соответствует лепесткам прямоугольного раскрытия,

т.е. наибольший уровень БЛ соответствует главным сечениям объемной ДН. При этом выбранные весовые коэффициенты обеспечивают выполнение требований к ОБЛ. Максимальный БЛ имеет уровень -35 дБ. Сформированной ДН соответствует значение КНД, равное 35 дБ. Это означает, что КИП раскрыва равен 0.631 .

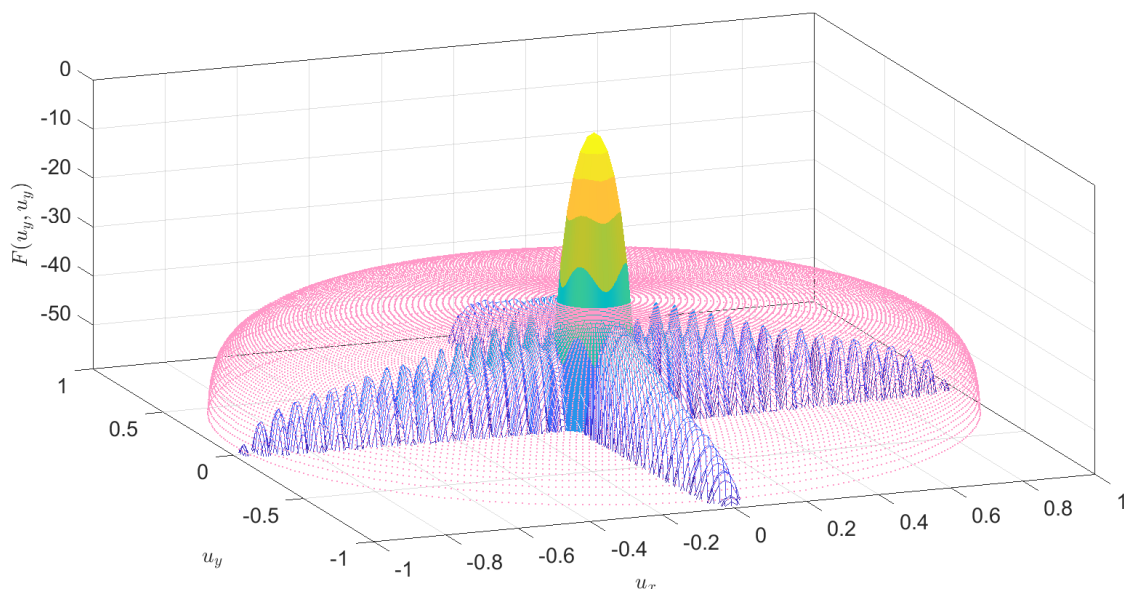


Рис. 1. ДН АР без отказов и заданная ОБЛ

Пусть отказали 18-ть модулей с номерами:

$$n = 14, 24, 35, 44, 49, 61, 63, 67, 80, 94, 125, 134, 143, 151, 162, 163, 174, 190.$$

На рис. 2 приведена геометрия раскрыва. Символ «.» показывает фактическое расположение фазового центра антенного элемента АР. Символы «о» обозначают исправные каналы. В левом нижнем углу символы «*» демонстрируют структуру модуля, состоящего из 8-ми антенных элементов.

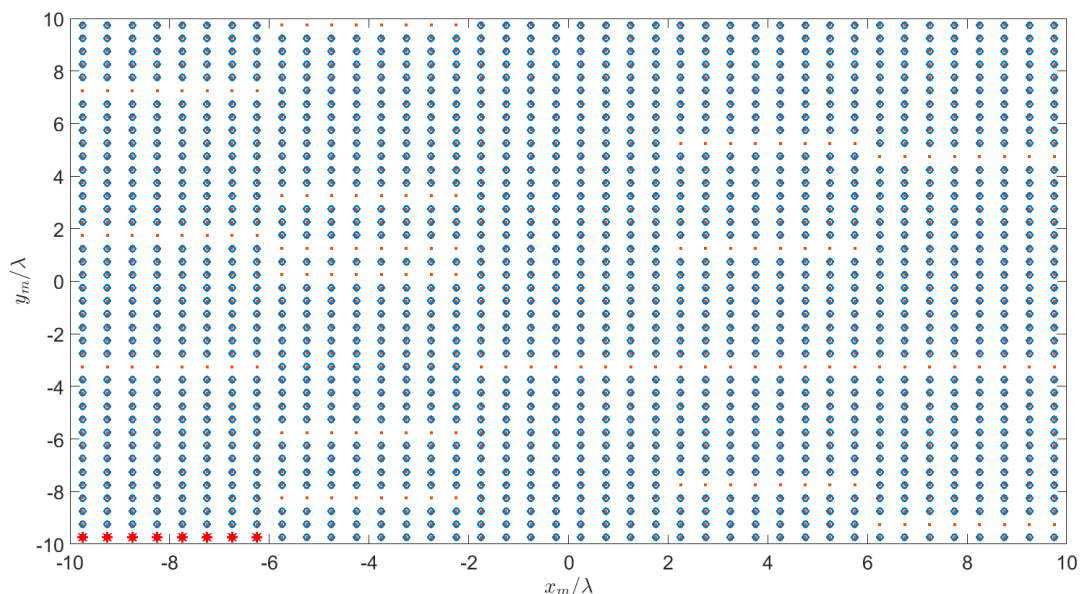


Рис. 2. Геометрия АР и структура отказов модулей АР

При наличии отказов модулей происходит резкий рост боковых лепестков. Это продемонстрировано на рис. 3, на котором показана объемная ДН с исходным амплитудным распределением при отключении неисправных модулей. Розовым цветом, как и на рис. 1, показана ОБЛ.

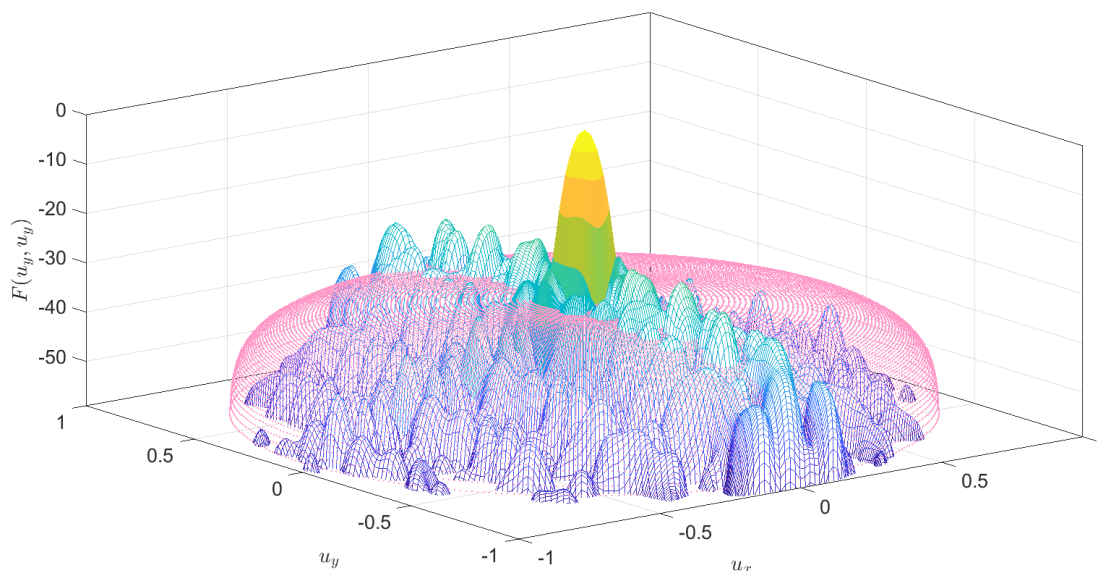


Рис. 3. ДН АР с отказами модулей и заданная ОБЛ

При наличии отказов существенно возрастают БЛ как в главных, так и вне главных сечений ДН. При этом максимальный рост боковых лепестков соответствует вертикальной плоскости. Это связано с ориентацией модулей в

раскрые. Уровень максимального БЛ равен -25 дБ, при этом КНД уменьшается незначительно до 34.6 дБ, а КИП равен 0.575 .

При использовании предложенного метода удастся снизить уровень БЛ и приблизиться к выполнению требований к ОБЛ. На рис. 4 приведены объемная ДН АР после решения задачи синтеза предлагаемым методом и заданная ОБЛ (точки розового цвета). В непосредственной близости от главного максимума ДН БЛ подавлены. Наблюдаются незначительные превышения уровня ОБЛ (менее 1 дБ) в отдельных направлениях. Однако уровень крайних БЛ вдоль вертикальной координаты остался относительно высоким. Это связано с тем, что в этих направлениях уровень ДН одиночного излучателя незначителен и управлять уровнем БЛ в этих направлениях одновременно с подавлением БЛ в других направлениях проблематично. При этом уровень этих лепестков достаточно низок -33 дБ. Оценке КНД соответствует значение 34.6 дБ. Это означает, что синтезированная АР и АР с отказами имеют близкие КИП (у синтезированной АР хуже на 0.1 и равен 0.565).

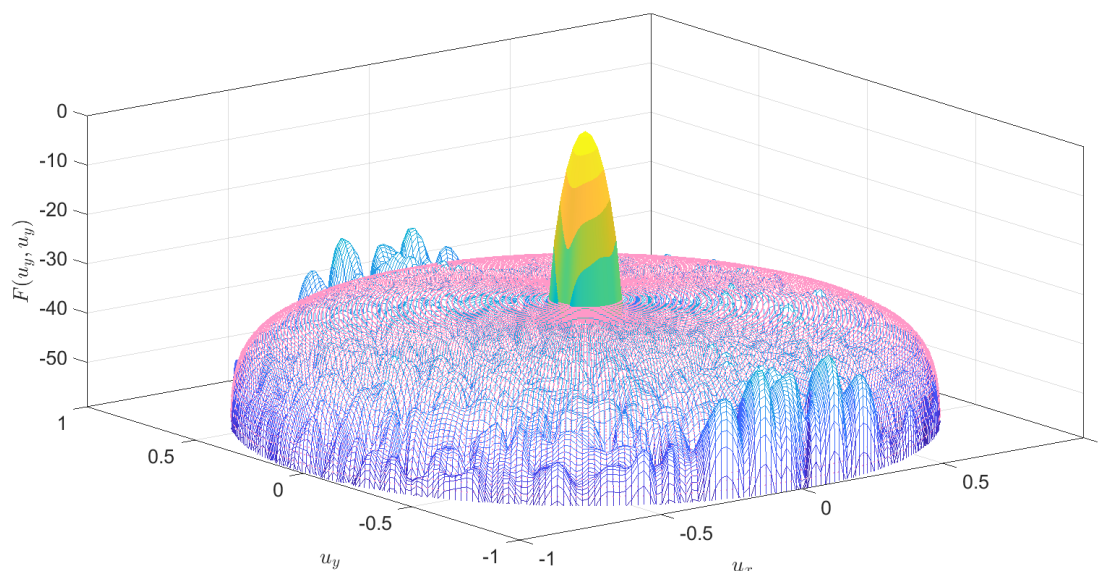


Рис. 4. ДН АР с отказами модулей после решения задачи синтеза и заданная ОБЛ

Значение КИП может быть увеличено при некотором росте БЛ с использованием коррекции вида (14). Действительно, при решении задачи синтеза амплитуды КВК резко меняются в непосредственной окрестности

неисправных модулей. Как правило, резкий всплеск амплитуды имеет место ближе к центру раскрыва. Изменение амплитуды зависит от числа отказавших каналов в модуле и положения модуля в составе АР. Чем ближе неисправный модуль к геометрическому центру раскрыва, тем более резкий перепад по амплитуде возникает в его окрестности. В связи с этим, если несколько ограничить амплитуды КВК, можно несколько сгладить амплитудное распределение.

На рис. 5 показано амплитудное распределение после амплитудной коррекции вида (14) при $A_{\max} = 0.7$, а на рис. 6 – объемная ДН и ОБЛ. В этом случае уровень БЛ не превышает -30 дБ, при том, что КНД АР не хуже, чем у АР с отказами, а даже несколько выше.

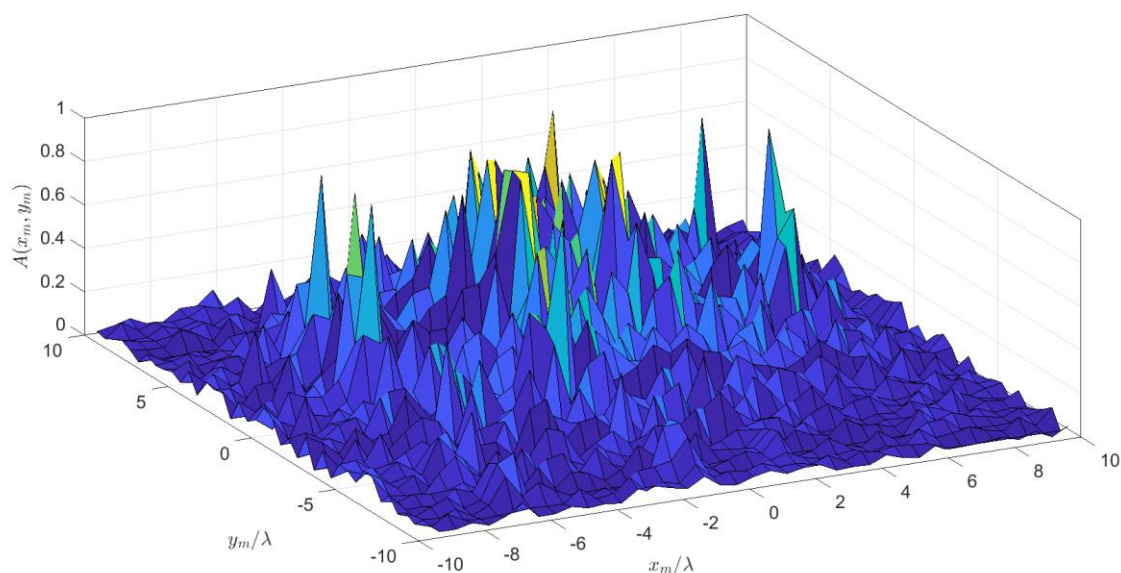


Рис. 5. Амплитудное распределение после решения задачи синтеза и амплитудной коррекции

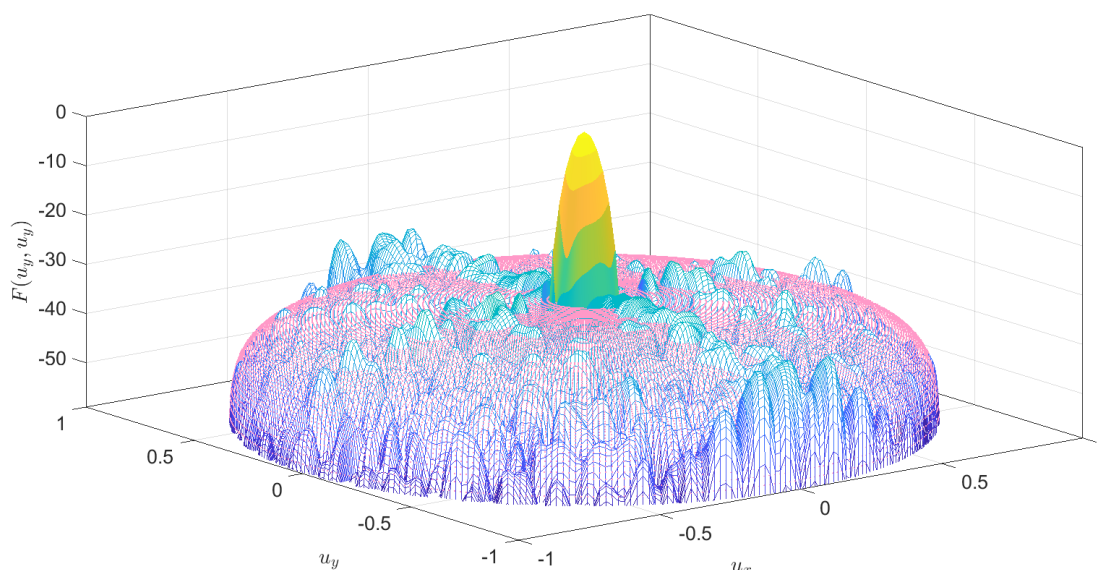


Рис. 6. ДН АР с отказами модулей после решения задачи синтеза и коррекции амплитудного распределения и заданная ОБЛ

Предложенный метод может быть использован и для формирования заданной ОБЛ полностью исправной АР. Для рассматриваемого примера при выполнении требований к ОБЛ удалось добиться повышения КНД на 0.6 дБ по сравнению с АР, ДН которой получена с использованием КВК (16). В этом случае КНД АР составил 35.6 дБ, а КИП увеличился до 0.871 без использования амплитудной коррекции.

Амплитудное распределение, формируемое в результате решения задачи синтеза, имеет более сложный вид, чем стандартное распределение вида (15) (в частности, несколько увеличиваются амплитуды угловых элементов АР, повышается уровень амплитуд крайних элементов). Это демонстрирует рис. 7. Формируемая ДН в этом случае очень близка к ДН на рис. 1 и визуально отличается от нее лишь незначительным ростом боковых лепестков вне главных сечений ДН.

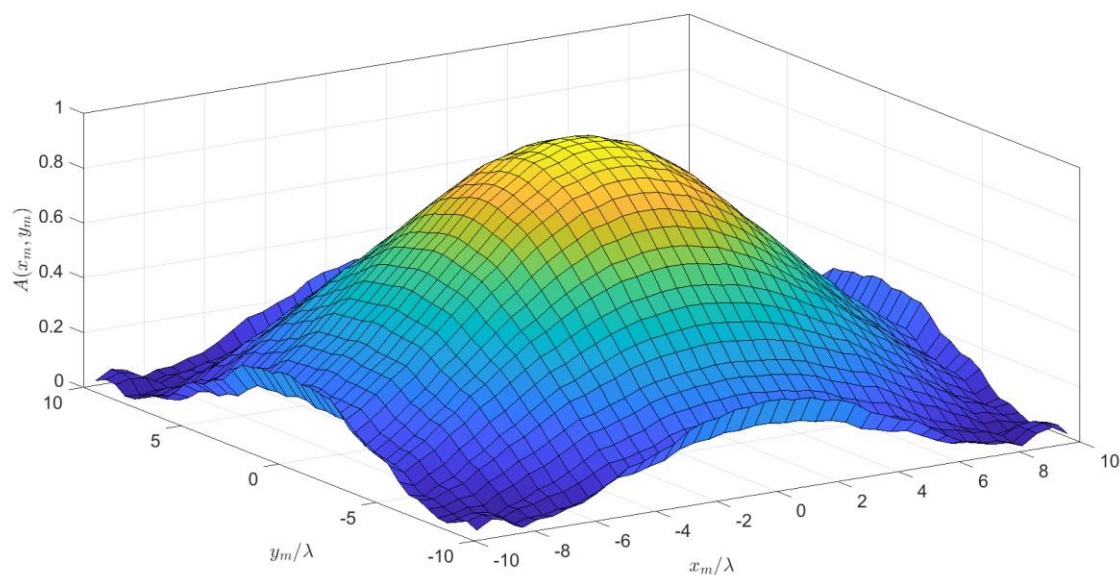


Рис. 7. Амплитудное распределение полностью исправной АР после решения задачи синтеза предлагаемым методом по заданной ОБЛ

Заключение

Предложенный метод синтеза АР со сниженным уровнем БЛ при наличии отказов модулей отличается от известного метода синтеза тем, что в энергетический функционал матричного синтеза введена информация об отказавших модулях. Это позволяет корректировать геометрию работоспособной части АР без изменения размерности используемых матриц и векторов, входящих в отношение Рэлея.

Применение предлагаемого метода обеспечивает выполнение требований к ОБЛ при наличии отказов модулей АР в окрестности главного луча. Превышение ОБЛ может наблюдаться лишь в отдельных направлениях и в направлениях, в которых ДН одиночного элемента несущественна. В рассмотренном примере при 18-ти отказавших модулях (144 канала из 1600) удалось снизить УБЛ с -25 до -35 дБ. При этом энергетические характеристики АР (КНД и КИП) после решения задачи синтеза остались приблизительно на уровне АР с отказами модулей.

При использовании предлагаемого метода к полностью исправной АР удалось не только выполнить требования к огибающей боковых лепестков, но и

увеличить КНД АР с 35 дБ до 35.6 дБ, а КИП с 0.631 до 0.871 по сравнению с амплитудным распределением вида «косинус в квадрате на пьедестале 0.15».

Литература

1. Сазонов Д.М. *Антенны и устройства СВЧ*. Москва, Высшая школа, 1988. 432 с.
2. *Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток* / Под ред. Д.М. Воскресенского. Москва. Радиотехника. 2003, 632 с.
3. Дворкович В.П., Дворкович А.В. *Оконные функции для гармонического анализа*. Москва. Техносфера. 2014. 112 с.
4. Волошин В.А., Ларин А.Ю., Оводов О.В. Реализация заданного амплитудного распределения в плоском раскрыве ФАР с произвольной формой. *Антенны*. 2009. №9(148). С.12-14.
5. Литвинов А.В., Мищенко С.Е., Шелкоплясов С.А. Метод амплитудно-фазового синтеза антенной решетки при заданных ограничениях на огибающую боковых лепестков. *Журнал радиоэлектроники*. 2018. №8. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2018.8.8>
6. Cheng David K. Optimization techniques for antenna arrays. *Proc. IEEE*. 1971. vol. 59, No. 12. P.1664-1674.
7. Зелкин Е.Г., Соколов В.Г. *Методы синтеза антенн: Фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрывом*. Москва, Советское радио. 1980. 296 с.
8. Башлы П.Н., Мануилов Б.Д. Новые приложения теоремы об экстремальных свойствах характеристических чисел пучка эрмитовых форм в задачах оптимизации многофункциональных антенных решеток. *Радиотехника и электроника*. 2009. т. 54. №3. С. 318-328.
9. Мануилов Б.Д., Башлы П.Н. Синтез диаграмм направленности антенной решетки многофункциональной радиотехнической системы. *Антенны*. 2006. №4. С. 7-12.
10. Гантмахер Ф. Р. *Теория матриц*. Москва, Физматлит. 2010. 558 с.

11. Парлетт Б. *Симметричная проблема собственных чисел. Численные методы.* Москва, Мир. 1983. 384 с.
12. Башлы П.Н., Ларин А.Ю., Помысов А.С. Синтез широкополосных антенных решеток с использованием обобщенного энергетического функционала. *Антенны.* 2012. № 9. С.40-46.
13. Мищенко С.Е., Шацкий Н.В. Оптимизация энергетических характеристик антенных решеток с учетом флуктуаций амплитудно-фазового распределения и отказов отдельных элементов. *Журнал радиоэлектроники.* 2014. № 1.
14. Стренг Г. *Линейная алгебра и ее применения.* Москва, Мир. 1980. 454 с.
15. Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д. *Синтез излучающих систем (теория и методы расчета).* Москва, Советское радио. 1974. 232 с.

Для цитирования:

Литвинов А.В., Мищенко С.Е., Помысов А.С., Шацкий В.В., Атрохов В.Н., Шелкоплясов С.А. Метод синтеза антенной решетки со сниженным уровнем боковых лепестков при наличии отказов каналов и модулей // Журнал радиоэлектроники. – 2023. – №. 9. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.9.4>