

DOI 10.30898/1684-1719.2020.1.2

УДК 621.396.677

МЕТОД СИНТЕЗА ЛИНЕЙНОЙ ВИРТУАЛЬНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Л. В. Винник, В. И. Колесниченко, А. В. Литвинов, С. Е. Мищенко, В. В. Шацкий
Ростовский-на-Дону научно-исследовательский институт радиосвязи, Федеральный
научно-производственный центр (ФГУП «РНИИРС» ФНПЦ),
344038, Ростов-на-Дону, ул. Нансена, 130

Статья поступила в редакцию 24 декабря 2019 г.

Аннотация. Предложен метод синтеза линейной виртуальной антенной решетки, состоящей из реальной и виртуальной подрешеток, позволяющий снять ограничения метода виртуального раскрытия, определяемые требованием к гладкости распределения поля в раскрытии приемной цифровой антенной решетки. Решена задача синтеза виртуальной антенной решетки по критерию максимума отношения двух норм. Первая норма представляет собой норму вектора комплексных амплитуд в раскрытии виртуальной подрешетки, вторая – норму отклонения измеренного вектора комплексных амплитуд в каналах цифровой антенной решетки от рассчитываемого вектора комплексных амплитуд в раскрытии реальной подрешетки. Показано, что предлагаемый метод позволяет решать задачу уточнения пеленгационного рельефа при произвольной пространственной ориентации источников радиоизлучения и низком отношении сигнал/шум.

Ключевые слова: виртуальная антенная решетка, цифровая антенная решетка, синтез антенных решеток.

Abstract. To process the output signals of digital antenna arrays, superresolution methods are used, which include the virtual expansion method. The main limitation of this method is the requirements for the smoothness of the function describing the field distribution in the array of the receiving antenna. The aim of the work is to overcome this limitation. In this regard, a method of synthesis of a virtual linear antenna array is proposed. The virtual antenna array consists of two subarrays, the

positions of the antenna elements of the first of which coincide with the coordinates of the antenna elements of the receiving digital antenna array. The antenna elements of the second subarray are virtual. The synthesis problem is carried out using the gradient fastest descent algorithm on the criterion of maximum relationship of the norm of the vector of complex amplitudes in the aperture of the virtual subarray to the norm of the deviations of the measured vector of complex amplitudes in channels digital antenna array from the calculated vector of complex amplitudes in the real subarray. It is shown that the proposed method allows to detect and resolve radio emission sources arbitrarily oriented in space. Studies have been carried out to confirm the efficiency of the method with a different number of channels of the receiving digital antenna array and reducing the signal-to-noise ratio to 1...2 dB.

Key words: virtual antenna array, digital antenna array, synthesis of antenna array.

Введение

Потенциальная разрешающая способность радиолокатора достигается при механическом сканировании антенны [1] и ограничивается критерием Рэлея. При использовании в составе радиолокатора антенной решетки (АР) с электрическим сканированием разрешающая способность ухудшается по мере отклонения положений целей от направления нормали к раскрыву. Современная элементная база позволяет строить радиолокационные системы с использованием цифровых антенных решеток (ЦАР) [2]. Обработка сигналов в ЦАР позволяет заметно улучшить разрешающую способность и превзойти ограничение Рэлея. В настоящее время известен целый ряд методов сверхразрешения в ЦАР, к основным из которых следует отнести алгоритмы Кейпона, MUSIC [3-4], а также метод виртуального раскрыва [5, 6]. Метод виртуального раскрыва состоит в экстраполяции распределения поля, измеренного в пределах раскрыва ЦАР, на раскрыв большего размера. Решение задачи экстраполяции в вычислительном отношении значительно проще, чем алгоритмы Кейпона и MUSIC, однако адекватное решение задачи экстраполяции возможно при условии, что распределение поля

в раскрыве ЦАР представляет собой медленно изменяющуюся функцию. Это является существенным ограничением метода виртуального раскрыва.

Цель работы состоит в том, чтобы снять ограничения метода виртуального раскрыва и обеспечить его реализуемость при произвольном пространственном расположении нескольких источников.

Решаемые задачи.

- 1 Обоснование метода синтеза линейной виртуальной антенной решетки.
- 2 Оценка эффективности предложенного метода.

1. Обоснование метода синтеза виртуальной антенной решетки

Пусть имеется система из N точечных источников радиоизлучения (ИРИ), расположение которых задает вектор $\mathbf{U} = U_n | n = 1, 2, \dots, N$, а комплексные амплитуды – вектор-строка $\mathbf{J} = J_n | n = 1, 2, \dots, N$. При этом число N источников неизвестно.

Предположим, что регистрация комплексных амплитуд сигналов осуществляется в каналах приемной M -элементной ЦАР.

Требуется сформировать пеленгационный рельеф виртуальной АР, содержащей $P + M$ антенных элементов (АЭ), на основании которого можно получить оценки параметров источников.

Обозначим

$$\mathbf{x} = x_m = d \cdot m - M + 1 / 2 | m = 1, 2, \dots, M ; \quad (1)$$

координаты фазовых центров антенных элементов (АЭ) ЦАР.

Комплексные амплитуды в каналах ЦАР для параметров сигнальной обстановки могут быть представлены в виде:

$$\mathbf{A} = \mathbf{Jf}^*(U) + \Delta, \quad (2)$$

где $\Delta = (\Delta_m | m = 1, 2, \dots, M)$ – вектор комплексных амплитуд внутренних шумов в каналах ЦАР;

$$\mathbf{f}(u) = \left(f_m(u) = \exp(ikx_m u) \Big|_{m=1,2,\dots,M} \right); \quad (3)$$

символ «*» обозначает операцию комплексного сопряжения; $k = 2\pi / \lambda$ – волновое число; i – мнимая единица.

По результатам измерения комплексных амплитуд в раскрыве АР может быть сформирована комплексная функция

$$F u = \mathbf{A} \mathbf{f} u . \quad (4)$$

Эта функция в области $u \in -1,1$ соответствует ДН ЦАР, но может быть определена и на всей действительной числовой оси $u \in -\infty, \infty$. Известно, что функция $F u$ является периодической с периодом T_u . Значение периода T_u равно наименьшему общему кратному всех периодов функций $\exp ikx_m u$. В случае эквидистантной АР с шагом, равным d , период $T_u = \lambda / d$. Если функция $F u$ определена в области $u \in -T_u / 2, T_u / 2$, то получим:

$$\mathbf{A} = \frac{1}{T_u} \int_{-T_u/2}^{T_u/2} F u \mathbf{f}^* u du . \quad (5)$$

Рассмотрим виртуальную АР, которая состоит из двух подрешеток. Антенные элементы первой подрешетки расположены в точках, определяемых вектором \mathbf{x} , а АЭ второй подрешетки – в точках, образующих вектор $\hat{\mathbf{x}} = \hat{x}_p \Big|_{p=1,2,\dots,P}$. Первую подрешетку будем называть реальной подрешеткой, а вторую – виртуальной подрешеткой виртуальной АР.

Если комплексные амплитуды в раскрыве реальной подрешетки совпадают с комплексными амплитудами ЦАР, то ДН виртуальной АР представляет собой сумму ДН ЦАР и виртуальной подрешетки:

$$\hat{F}(u) = F(u) + \hat{\mathbf{A}} \hat{\mathbf{f}}(u), \quad (6)$$

где $\hat{\mathbf{A}}$ – вектор комплексных амплитуд в раскрыве виртуальной подрешетки;

$$\hat{\mathbf{f}}(u) = \left(\hat{f}_p(u) = \exp(ik\hat{x}_p u) \Big|_{p=1,2,\dots,P} \right). \quad (7)$$

Очевидно, что ДН виртуальной АР также является периодической функцией. Пусть координаты $\hat{\mathbf{x}}$ АЭ виртуальной подрешетки выбраны таким образом, что периоды функций $F(u)$ и $\hat{F}(u)$ совпадают.

В этом случае комплексные амплитуды $\hat{\mathbf{A}}$ в раскрыве виртуальной подрешетки могут быть записаны аналогично выражению (4):

$$\hat{\mathbf{A}} = \frac{1}{T_u} \int_{-T_u/2}^{T_u/2} \hat{F}(u) \hat{\mathbf{f}}^*(u) du. \quad (8)$$

Следует отметить, что для комплексных амплитуд реальной подрешетки можно записать выражение

$$\mathbf{A} = \frac{1}{T_u} \int_{-T_u/2}^{T_u/2} F(u) \mathbf{f}^*(u) du. \quad (9)$$

Отсюда следует, что одно и то же распределение комплексных амплитуд в раскрыве реальной ЦАР можно получить двумя способами при помощи выражений (4) и (9). В то же время несложно проверить, что расчет комплексных амплитуд виртуальной подрешетки путем преобразования Фурье ДН ЦАР приведет к нулевому вектору

$$\mathbf{0} = \frac{1}{T_u} \int_{-T_u/2}^{T_u/2} F(u) \hat{\mathbf{f}}^*(u) du. \quad (10)$$

Отсюда следует, что для решения сформулированной задачи формирования пеленгационного рельефа виртуальной АР необходимо найти комплексные амплитуды в раскрыве виртуальной подрешетки, учитывая тот факт, что преобразование Фурье ДН виртуальной АР должно приводить к совпадению комплексных амплитуд реальной подрешетки и ЦАР, а также к ненулевым значениям комплексных амплитуд в раскрыве виртуальной подрешетки. Эти условия позволяют ввести две целевые функции, которые зависят от формы ДН виртуальной АР:

$$g_1 \hat{\mathbf{F}} = \left\| \frac{1}{T_u} \hat{\mathbf{F}} \mathbf{f}^H - \mathbf{A} \right\|^2; \quad (11)$$

$$g_2 \hat{\mathbf{F}} = \frac{1}{T_u} \|\hat{\mathbf{F}}\hat{\mathbf{f}}^H\|^2, \quad (12)$$

где $\hat{\mathbf{F}}$ представляет собой вектор строку значений отсчетов ДН $\hat{F}(u)$ виртуальной АР, а вектор-функции $\mathbf{f}(u)$ и $\hat{\mathbf{f}}(u)$ представлены в виде матриц; обозначение $\|\mathbf{a}\|$ соответствует норме вектора \mathbf{a} , H обозначает операцию эрмитова сопряжения.

Искомая функция $\hat{\mathbf{F}}$ должна обеспечивать достижение максимального значения второй частной целевой функции при условии достижения минимума первой частной целевой функции. Этому требованию может соответствовать максимум отношения частных целевых функций

$$g \hat{\mathbf{F}} = \frac{g_2 \hat{\mathbf{F}}}{g_1 \hat{\mathbf{F}}}. \quad (13)$$

По всей видимости, точным решением задачи при отсутствии шума является дискретная функция

$$\hat{F} u = \begin{cases} J_n, & u = U_n; \\ 0, & u \neq U_n. \end{cases} \quad (14)$$

Построим алгоритм отыскания функции $\hat{\mathbf{F}}$ в виде градиентного алгоритма. При этом в качестве начального приближения может служить ДН ЦАР, описываемая вектором $\hat{\mathbf{F}}^{(0)} = (F(u_j) | j = 1, 2, \dots, J)$.

На этапе инициализации алгоритма положим, что

$$\hat{F}^{(0)} u_i = \begin{cases} \hat{F}^{(0)} u_i, & |\hat{F}^{(0)} u_i| \geq F_0; \\ 0, & |\hat{F}^{(0)} u_i| < F_0, \end{cases} \quad (15)$$

где F_0 – пороговый уровень; u_i – направление на точку наблюдения, соответствующее выбранной сетке значений.

Выбор порогового уровня призван отбросить побочные лепестки, которые не связаны с воздействием ИРИ, а представляют собой суперпозицию боковых лепестков множителей направленности.

После расчета вектора $\hat{\mathbf{F}}^{(0)}$ может быть получено начальное значение качества решения $g \hat{\mathbf{F}}^{(0)}$ по формуле (13).

В ходе итерационного цикла вычисляют компоненты вектора градиента отношения целевых функций $g \hat{\mathbf{F}}^{(t)}$ по каждому из ненулевых значений вектора $\hat{\mathbf{F}}^{(t)}$ ($t=0,1,\dots,T$ – номер шага итерационного процесса; T – максимальное число итераций). Градиент отношения (13) при $\hat{F}^{(t)} u_i > 0$ проще всего рассчитывать по разностной схеме.

В результате следующее приближение искомого вектора имеет вид:

$$\hat{\mathbf{F}}^{(t+1)} = \hat{\mathbf{F}}^{(t)} + v^{(t)} \left. \frac{\partial}{\partial u} g \hat{\mathbf{F}}^{(t)} \right|_{u=u_i}. \quad (16)$$

Здесь $v^{(t)}$ – параметр, характеризующий скорость приближения к экстремуму.

$$\text{Если } \hat{F}^{(t)} u_i = 0, \text{ то полагаем, что } \left. \frac{\partial}{\partial u} g \hat{\mathbf{F}}^{(t)} \right|_{u=u_i} = 0.$$

Далее значения функции $\hat{F}^{(t+1)} u_i$ нормируют и сравнивают с выбранным значением порога F_0 и в соответствии с выражением вида (15) часть из этих значений обнуляется.

Исходное значение параметра $v^{(t)}$ на каждом шаге итерационного процесса выбирают таким образом, чтобы

$$v^{(t)} \max \left| \frac{\partial}{\partial u} g \hat{\mathbf{F}}^{(t)} \right| = 1. \quad (17)$$

Если при текущем значении параметра $v^{(t)}$ получим, что

$$g \hat{\mathbf{F}}^{(t+1)} < g \hat{\mathbf{F}}^{(t)}, \quad (18)$$

то параметр $v^{(t)}$ уменьшается в два раза до тех пор, пока не нарушится неравенство (18) или параметр $v^{(t)}$ не станет пренебрежимо мал.

Далее проверяют выполнение условий окончания итерационного процесса. К ним относятся: предельное число итераций T или стабилизация

значения $g \mathbf{F}^{(t)}$ на протяжении заданного итераций (например, две или больше). Если данные условия не выполнены, то осуществляют повторение операций итерационного цикла.

После окончания итерационного процесса пеленгационный рельеф может быть построен при помощи найденного вектора $\hat{\mathbf{F}}$. Кроме того, по формулам (7) и (8) могут быть получены комплексные амплитуды в раскрыве виртуальной АР и сформирована ее ДН по формуле (6).

Таким образом, предлагаемый метод синтеза линейной виртуальной АР состоит в определении оптимального вектора $\hat{\mathbf{F}}$, описывающего ДН виртуальной АР, в ходе итерационной процедуры, максимизирующей отношение частных целевых функций (13) и (11).

Предлагаемый метод принципиально может быть использован и для решения задач синтеза плоских виртуальных АР, однако в этом случае могут возникнуть ограничения, связанные с ростом объема вычислительных затрат при реализации градиентного алгоритма.

2. Оценка эффективности метода

Рассмотрим возможности предлагаемого метода детализации радиолокационного изображения на примере $M = 64$ -элементной АР.

На рис. 1 представлено пространственное распределение трех ИРИ, амплитуды сигналов которых обозначены символом «о». ИРИ, первые два расположенные слева источника – синфазны, что делает задачу их разрешения наиболее сложной. Фаза третьего источника (справа) составляет -49° . На этом же рисунке приведен фрагмент функции $\hat{F} u$ (кривая 2), содержащий ненулевые значения, полученный после выполнения 50-ти итераций градиентного алгоритма. Рост показателя качества в течение 50-ти шагов демонстрирует рис. 2.

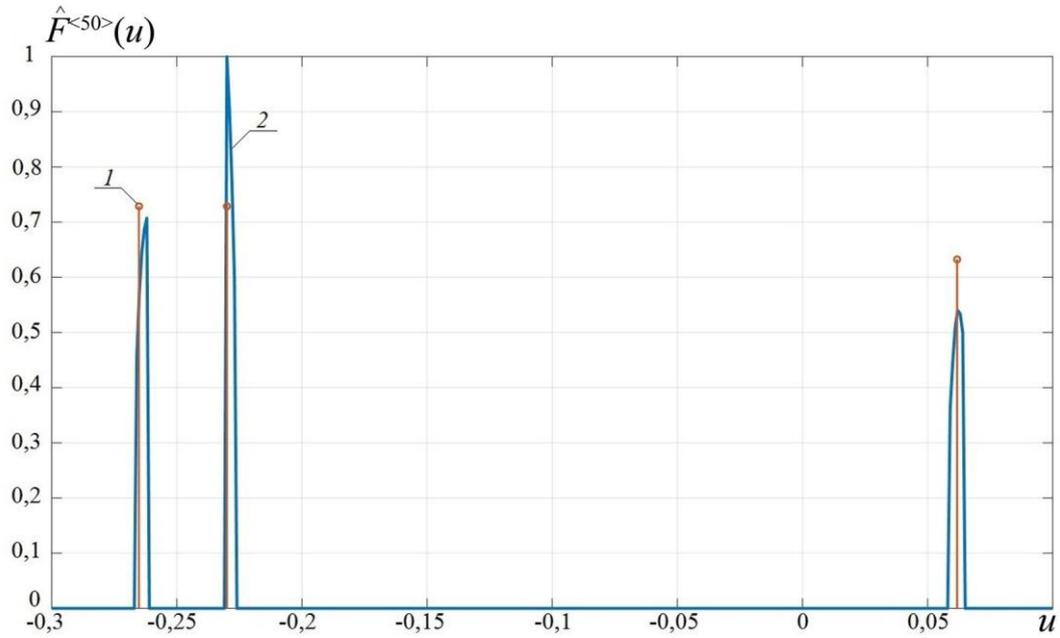


Рис. 1. Расположение и амплитуды ИРИ в пространстве (бары 1) и пеленгационный рельеф, полученный после 50-ти итераций (кривая 2).

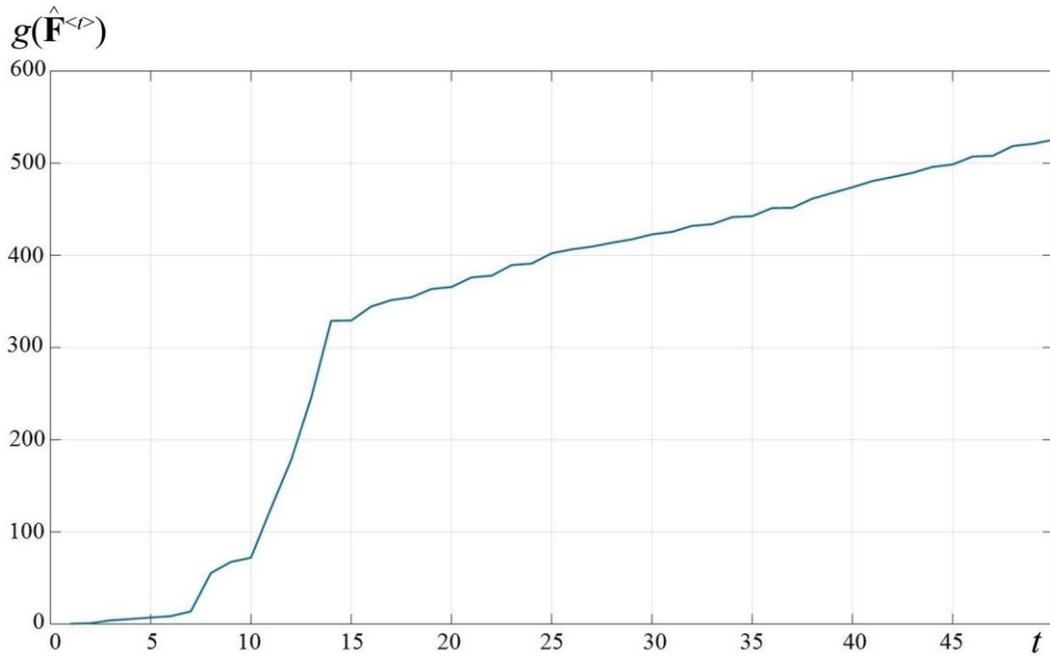


Рис. 2. Сходимость итерационного процесса.

Виртуальная АР состояла из 256 антенных элементов, что в четыре раза больше, чем число элементов реальной подрешетки.

Время решения задачи синтеза виртуальной АР составило 0,2 секунды. Время решения зависит от сложности обстановки и шага дискретизации при расчете функции $F_{\Sigma}^{(t)}$ и \hat{A}_p . В данном случае шаг дискретизации равен 0,002.

На рис. 3 и рис. 4 приведены распределения амплитуд и фаз в раскрыве виртуальной АР, найденные в результате решения задачи синтеза. На данных рисунках кривая 1 обозначает идеальное распределение амплитуд и фаз в элементах виртуальной АР, а кривая 2 – распределение амплитуд и фаз в раскрыве синтезированной виртуальной АР. В центральной части цветом выделена область, горизонтальные размеры которой соответствуют размерам ЦАР или реальной подрешетки виртуальной АР.

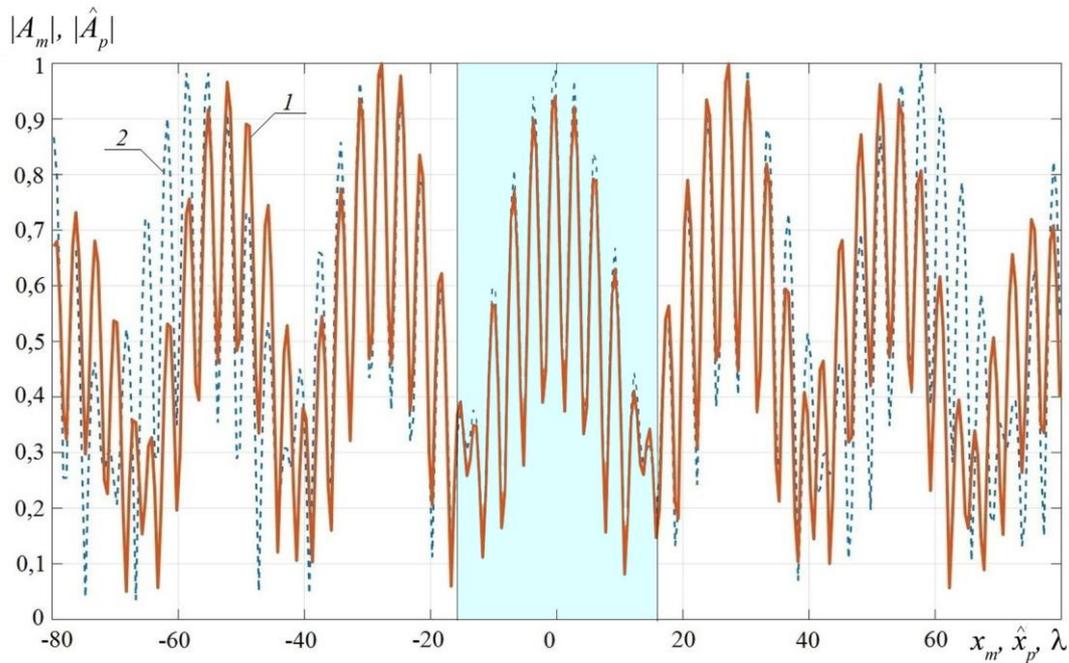


Рис. 3. Амплитудные распределения в раскрыве виртуальной АР (кривая 1 – идеальное распределение, кривая 2 – синтезированное).

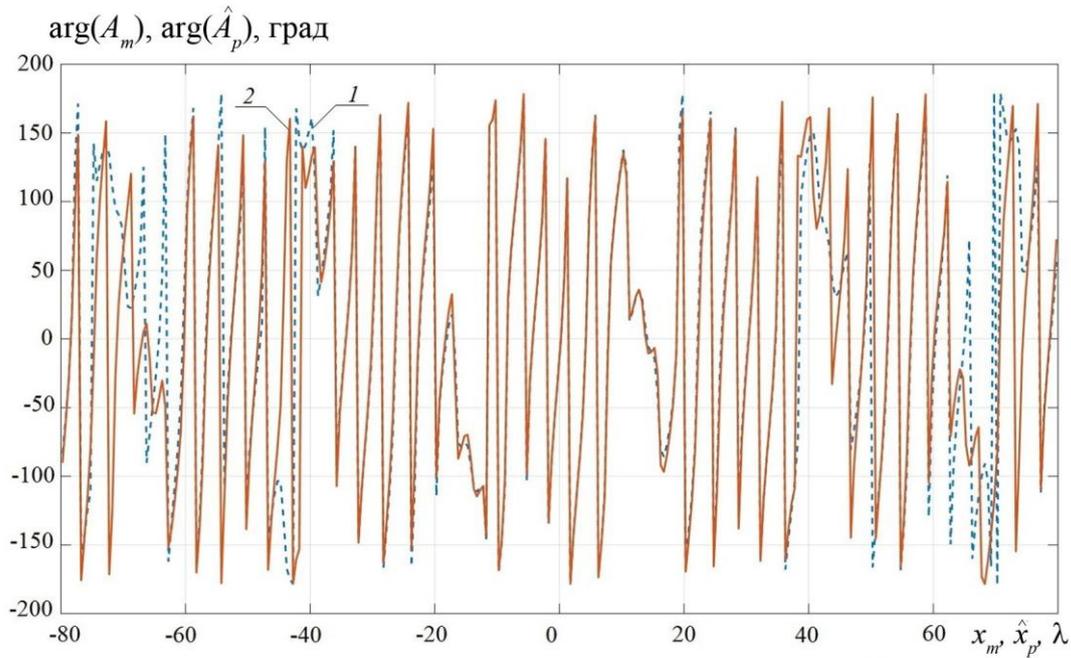


Рис. 4. Фазовые распределения в раскрытии виртуальной АР (кривая 1 – идеальное распределение фаз, кривая 2 – синтезированное).

Анализ результатов на рис. 3 и рис. 4 позволяет сделать вывод о том, что найденное распределение комплексных амплитуд в раскрытии виртуальной АР хорошо коррелирует с идеальным распределением.

На рис. 5 приведены ДН виртуальной АР (кривая 1 соответствует синтезированной виртуальной АР, кривая 2 – идеальной ДН виртуальной АР), кривая 3 обозначает ДН ЦАР.

В соответствии с рис. 5 ошибки установки лучей синтезированной виртуальной АР не превышают 0,002 (0,11 градуса). При этом величина отношения сигнал шум (ОСШ) для ИРИ изменялась от 9 до 10 дБ.

На рис. 6 приведены аналогичные рис. 5 результаты, соответствующие случаю уменьшения ОСШ до 5...6 дБ для каждого ИРИ. В результате увеличения уровня шумов наблюдается повышение ошибок установки лучей ДН виртуальной АР до 0,003 (0,17 градусов). Дальнейший рост шумов может приводить к пропуску отдельных направлений ИРИ, что демонстрирует рис. 7 при ОСШ, изменяющемся в диапазоне от 1 до 2 дБ. На данном рисунке

амплитуда одного из лучей существенно снизилась. Обозначения на рис. 6, рис. 7 и последующих рисунках совпадают с введенными для рис. 5.

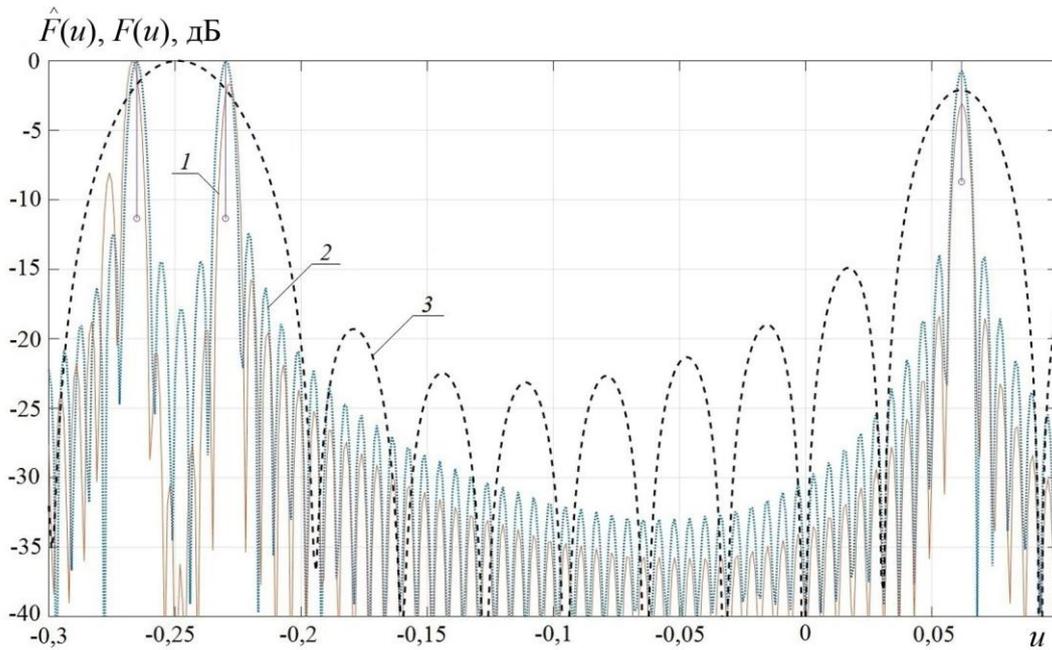


Рис. 5. ДН виртуальной АР и ДН ЦАР (кривые 1 и 2 соответствуют синтезированной и идеальной ДН виртуальной АР, кривая 3 – ДН ЦАР) при ОСШ 9...10 дБ.

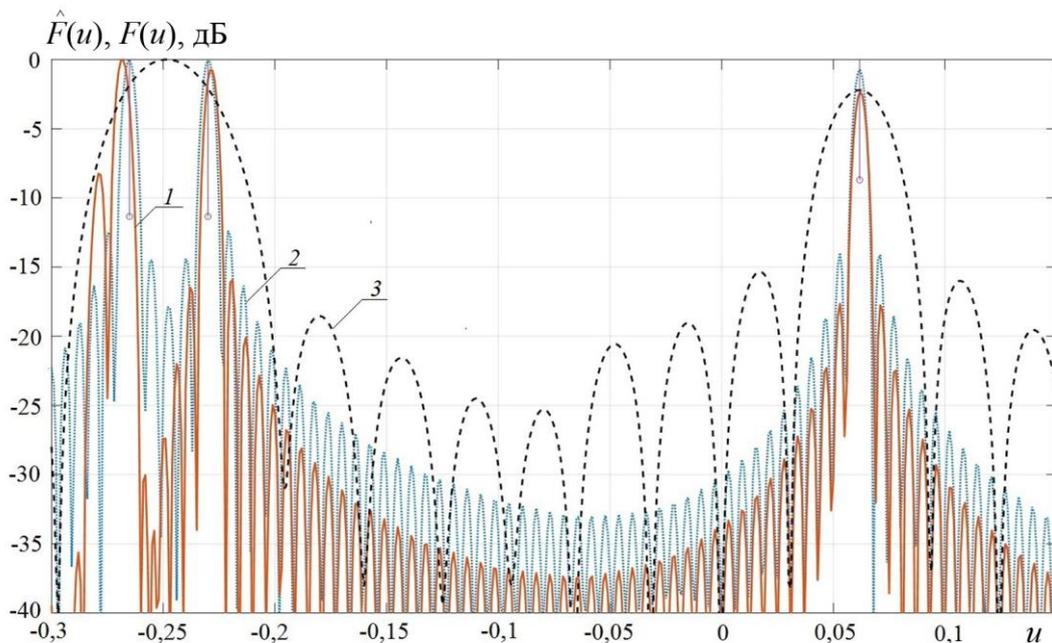


Рис. 6. ДН виртуальной АР (кривые 1 и 2) и ДН ЦАР (кривая 3) при снижении ОСШ до 5...6 дБ.

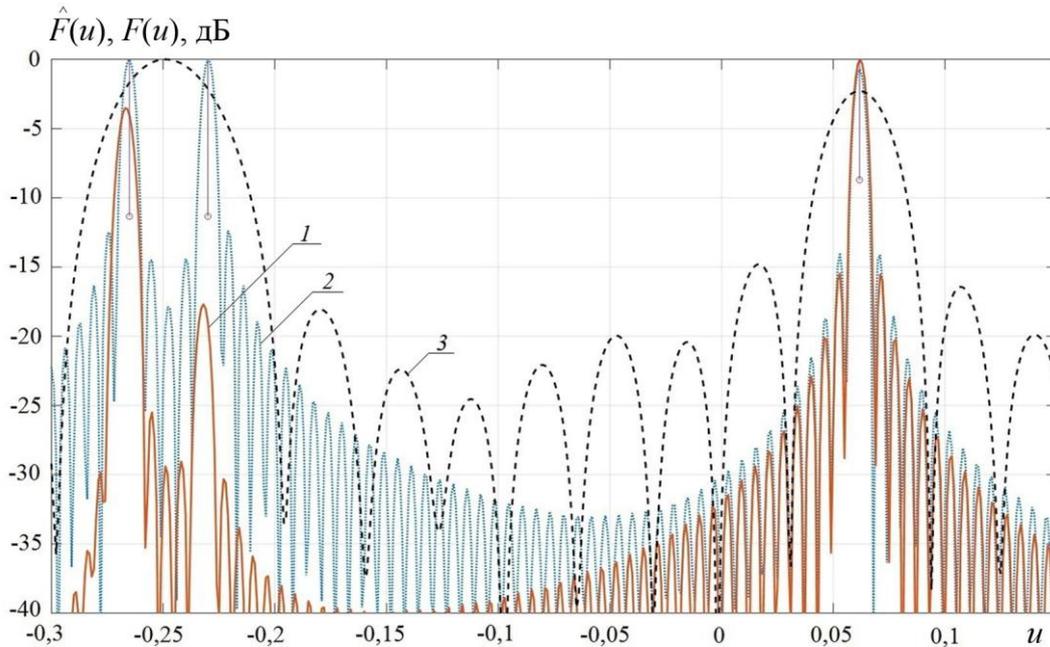


Рис. 7. ДН виртуальной АР (кривые 1 и 2) и ДН ЦАР (кривая 3) при снижении ОСШ до 1...2 дБ.

Эффективность метода существенно зависит от числа каналов ЦАР. На рис. 8 приведены ДН виртуальной АР из 192-х каналов и реальной подрешетки из 48 элементов. Расчеты были проведены при ОСШ порядка 9-10 дБ. Сопоставляя результаты на рис. 8 с рис. 5, можно увидеть, что значительно выросла погрешность установки лучей виртуальной АР в направлении на источники (до 0,4 градуса).

На рис. 9 представлен пеленгационный рельеф исходной виртуальной АР, состоящей из реальной подрешетки из 64-х каналов и виртуальной подрешетки из 256 элементов в случае усложнения сигнальной обстановки при ОСШ порядка 7-12,5 дБ для семи ИРИ. Анализ данного рисунка демонстрирует возможность обнаружения всех целей. При этом наблюдается заметное расширение лучей виртуальной АР по сравнению с идеальной моделью. Амплитуды каналов виртуальной подрешетки быстро уменьшаются от центра раскрыва к его краям. Это означает, что увеличение размеров виртуальной апертуры в сложной обстановке не приведет к заметному улучшению качества решения задачи синтеза виртуальной АР.

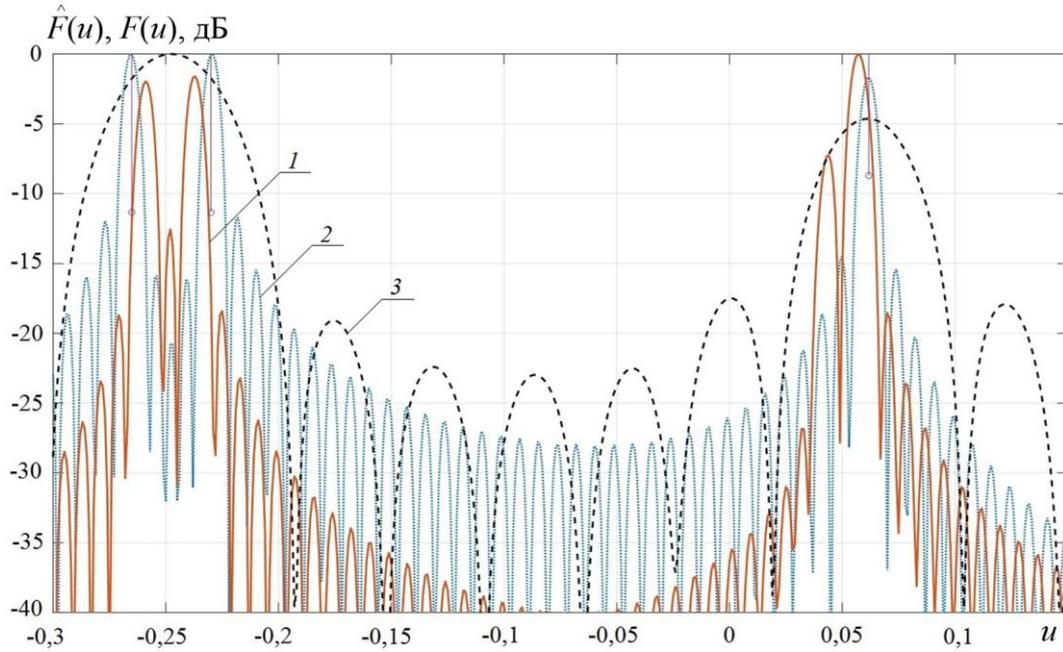


Рис. 8. ДН виртуальной AP (кривые 1 и 2) и ДН ЦАР (кривая 3) при ОСШ 9...10дБ и уменьшении числа каналов ЦАР и виртуальной AP.

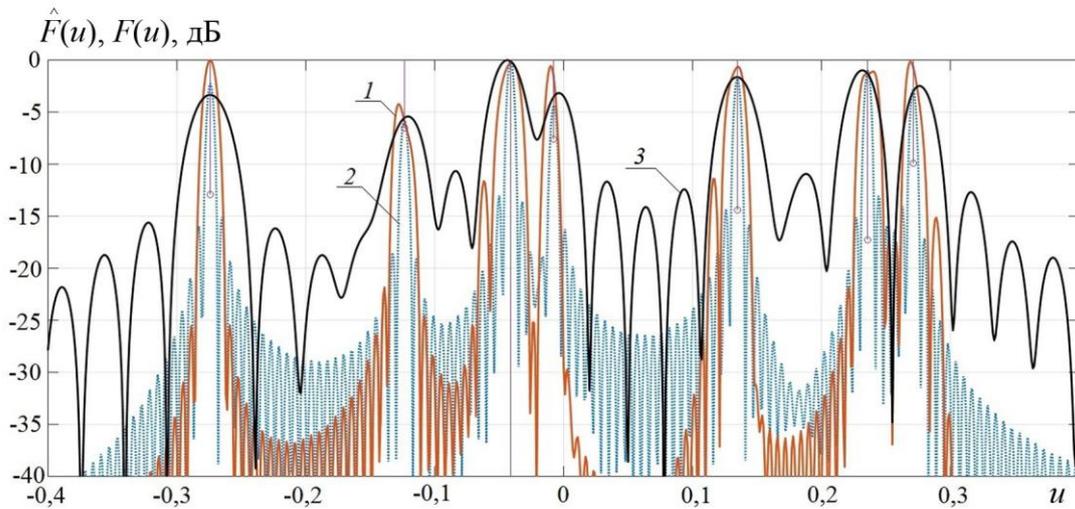


Рис. 9. ДН виртуальной AP, ДН ЦАР в случае увеличения числа ИРИ.

Выводы

1 Предложен метод синтеза линейной виртуальной AP, позволяющий в отличие от классического метода виртуального раскрыва строить пеленгационный рельеф при произвольной пространственной ориентации

нескольких ИРИ за счет формирования оптимальной по критерию максимума выражения (12) ДН виртуальной АР.

2 Полученные результаты подтвердили работоспособность метода в условиях воздействия трех и семи ИРИ, а также при различных значениях ОСШ до 1...2 дБ в каждом канале.

Литература

1. Теоретические основы радиолокации: учеб. пособие для вузов / Под ред. В.Е. Дулевича. М.: Сов. радио, 1978. 608 с.
2. Активные фазированные антенные решетки / Под ред. Д.И. Воскресенского и А.И. Канащенкова. М.: Радиотехника. 2004. 488 с.
3. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь. 2003. 200 с.
4. Лаговский Б.А. Сверхразрешение на основе синтеза апертуры цифровыми антенными решетками // Антенны. 2013. № 6(193). С. 9-16.
5. Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Методы оценивания параметров источников сигналов и помех, принимаемых антенной решеткой. Нижний Новгород. НГУ им. Н.И.Лобачевского. 2007. 98 с.
6. Мищенко С.Е., Шацкий В.В., Винник Л.В., Литвинов А.В., Помысов А.С. Метод детализации радиолокационного изображения на основе генетического алгоритма // Радиотехника. 2019. №7(9). С. 49-61. DOI: [10.18127/j00338486-201907\(9\)-06](https://doi.org/10.18127/j00338486-201907(9)-06).
7. Ashikhmin A.V., Pasternak Yu. G., Rembovskiy Yu. A., Fedorov S.M. Virtual antenna array theory and applications // American Journal of Electromagnetics and Applications. 2015. No. 3(1) P. 1-11, Published online January 30, 2015. (<http://www.sciencepublishinggroup.com/j/ajea>), DOI: [10.11648/j.ajea.20150301.11](https://doi.org/10.11648/j.ajea.20150301.11).

Для цитирования:

Винник Л.В., Колесниченко В.И., Литвинов А.В., Мищенко С.Е., Шацкий В.В. Метод синтеза линейной виртуальной антенной решетки. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. № 1. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jan20/2/text.pdf>. DOI: 10.30898/1684-1719.2020.1.2