

## Метод повышения разрешающей способности и точности радиолокационных угловых измерений на основе последовательной пространственно-временной обработки принимаемых сигналов

А. П. Алёшкин<sup>а</sup>, доктор техн. наук, профессор, [orcid.org/0000-0002-0532-1378](https://orcid.org/0000-0002-0532-1378), [a\\_aleshkin@mail.ru](mailto:a_aleshkin@mail.ru)

В. В. Владимиров<sup>а</sup>, научный сотрудник, [orcid.org/0000-0003-2984-9692](https://orcid.org/0000-0003-2984-9692)

В. И. Невзоров<sup>а</sup>, канд. техн. наук, доцент, [orcid.org/0000-0002-7676-1530](https://orcid.org/0000-0002-7676-1530)

П. В. Савочкин<sup>а</sup>, канд. техн. наук, доцент, [orcid.org/0000-0003-1766-501X](https://orcid.org/0000-0003-1766-501X)

<sup>а</sup>Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, Ждановская наб., 13, Санкт-Петербург, 197198, РФ

**Введение:** возрастание требований к точностным характеристикам определения местоположения объектов с помощью радиолокационных станций с учетом минимизации их конструктивных изменений приводит к необходимости применять специальные математические алгоритмы цифровой обработки сигналов. Применение таких алгоритмов позволяет обеспечить увеличение разрешающей способности радиолокационной станции, т. е. сверхразрешение, превосходящее релейское, без конструктивного изменения антенных систем. Существующие алгоритмы сверхразрешения требуют больших вычислительных затрат и длительного времени накопления сигнала. **Цель:** получение сверхразрешения по угловым координатам линейной антенной решетки за счет синтеза цифровой методики продольной плоской апертуры в реальном масштабе времени. **Методы:** формирование амплитудно-фазового распределения на элементах линейной решетки массива данных, на основе которого производится синтез продольной плоской апертуры за счет алгоритмов цифрового моделирования процессов «виртуального переизлучения» принятых сигналов. **Результаты:** на основе предложенного метода синтеза апертуры линейной антенной решетки в продольной плоскости разработан алгоритм, позволяющий произвести оценку увеличения угловой разрешающей способности линейной антенной решетки. Выполнено компьютерное моделирование полученной решетки и построена ее диаграмма направленности. Проанализированы зависимости углового разрешения от направления фазирования и от интервала синтеза при применении данного метода. Количественные оценки проведены путем сравнения полученного углового разрешения с потенциально возможным, определенным по критерию Релея. Разрешающая способность по угловым координатам при использовании данного метода увеличивается в 1,5 раза. Таким образом, предложенный метод позволяет повысить угловую разрешающую способность радиолокационной станции без существенных конструктивных изменений антенной решетки с использованием нетрудоемких алгоритмов. **Практическая значимость:** применение данного метода в радиолокационных станциях, работающих в коротковолновом диапазоне, где увеличение размеров антенной решетки является достаточно трудоемкой задачей, позволит повысить точность радиолокационных измерений.

**Ключевые слова** – антенная решетка, синтезирование апертуры, цифровая обработка сигналов, сверхразрешение по угловым координатам.

**Для цитирования:** Алёшкин А. П., Владимиров В. В., Невзоров В. И., Савочкин П. В. Метод повышения разрешающей способности и точности радиолокационных угловых измерений на основе последовательной пространственно-временной обработки принимаемых сигналов. *Информационно-управляющие системы*, 2020, № 2, с. 37–45. doi:10.31799/1684-8853-2020-2-37-45

**For citation:** Aleshkin A. P., Vladimirov V. V., Nevzorov V. I., Savochkin P. V. Method for increasing the resolution and accuracy of radar angular measurements based on sequential spatio-temporal processing of received signals. *Informatsionno-upravliayushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2020, no. 2, pp. 37–45 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2020-2-37-45

### Введение

В настоящее время с развитием средств цифровой обработки в радиолокационных системах (РЛС) все чаще в качестве антенных систем применяются цифровые антенные решетки (АР) [1–3]. Преобразование принятого сигнала в цифровую форму непосредственно на выходе элемента АР позволяет избавиться от протяженного фидерного тракта. Кроме того, цифровая обработка сигналов позволяет обеспечить РЛС принципиально новыми возможностями. Это достигается благодаря использованию специальных математических алгоритмов обработки сигналов, кото-

рые невозможно реализовать при аналоговой обработке [4–9].

Разрешающая способность АР по направлению в пространстве, как известно, определяется шириной  $2\theta_{0,5}$  ее диаграммы направленности (ДН), которая, в свою очередь, зависит от соотношения размеров решетки в плоскости, перпендикулярной направлению падения на решетку электромагнитных волн (ЭМВ) (поперечных размеров), и длины волны. Чем больше эти размеры, тем уже ДН АР и выше разрешающая способность. Увеличение поперечных размеров АР также приводит к увеличению ее коэффициента направленного действия и, следовательно, к уве-

личению энергетического потенциала радиолокационного канала и точности измерений.

При использовании традиционных методов обработки сигналов увеличение разрешающей способности по углу, при прочих равных условиях, достигается за счет увеличения физических размеров решетки, т. е. усложнения ее конструкции.

Вместе с тем из теории фазированных АР известно, что ширина ДН зависит не только от поперечных размеров решетки, но и от ее размеров в продольной плоскости, т. е. в плоскости падения на решетку принимаемой ЭМВ.

Алгоритмы цифровой обработки сигналов позволяют расширить возможности, увеличив разрешающую способность по углу без увеличения физических размеров линейной решетки за счет синтезирования апертуры, тем самым обеспечив так называемое сверхразрешение [10–14].

В настоящее время алгоритмы сверхразрешения делятся на два вида: спектральные и параметрические. Первым алгоритмом сверхразрешения радиосигналов принято считать метод Кейпона. Наиболее широко известен алгоритм MUSIC (Multiple Signal Classification), основанный на разделении пространства на сигнальное и шумовое подпространства [14–23]. В основе данных алгоритмов лежит теория оптимальной обработки сигналов на фоне шумов. Они позволяют повысить разрешающую способность, которую нельзя достигнуть, применяя формирование ДН методом Фурье.

Широко развивающиеся алгоритмы сверхразрешения имеют высокие потенциальные характеристики. Однако они требуют больших вычислительных мощностей, формируют нетрадиционные ДН АР, а функции оценок направлений на источники сигналов по заданным критериям (например, минимуму среднеквадратического отклонения или максимуму отношения сигнал/шум) очень критичны к амплитудно-фазовому распределению. Ошибки в амплитудно-фазовом распределении приводят к ухудшению разрешающей способности на порядок.

Кроме того, повышение разрешающей способности может быть обеспечено за счет синтезирования апертуры по принципам, реализуемым в РЛС с синтезированной апертурой [24–26]. Особенностью данных методов синтезирования является необходимость перемещать антенну в пространстве по четко заданной траектории.

### Постановка задачи

В данной работе рассмотрены возможности получения сверхразрешения по угловым координатам линейной АР за счет синтезирования циф-

ровыми методами плоской апертуры в продольной плоскости.

Основой такого синтезирования является принцип согласованной фильтрации пространственно-временных сигналов (распределенных в пространстве электромагнитных полей).

Рассмотрим суть этого принципа применительно к линейной эквидистантной АР, состоящей из  $n$  однотипных элементов с расстоянием  $d$  между ними,  $x_i$  — координата расположения  $i$ -го элемента. Пусть координата первого элемента совпадает с началом системы координат ( $x_1 = 0$ ). Длина решетки  $L = (n - 1)d$ . Отметим, что характеристика направленности отдельного элемента определяет только сектор сканирования и не влияет на разрешающую способность РЛС.

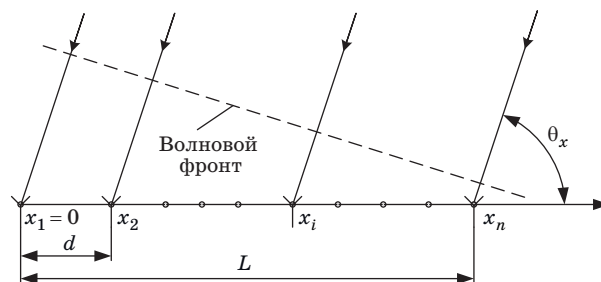
Пусть с некоторого направления  $\theta_x$  приходит отраженный от цели сигнал в виде плоской ЭМВ (рис. 1).

На интервале наблюдения в память вычислительной машины записываются комплексные амплитуды принимаемого сигнала с выхода каждого  $i$ -го элемента решетки. В итоге формируется массив данных о комплексных амплитудах сигналов  $S_i$ , принятых элементами АР, на пространственном интервале  $L$  в виде матрицы-строки  $\mathbf{A}$ :

$$\mathbf{A} = [\dot{S}_1(\theta_x) \dots \dot{S}_i(\theta_x) \dots \dot{S}_n(\theta_x)],$$

где  $\dot{S}_i(\theta_x) = S \exp j \left( \frac{2\pi}{\lambda} x_i \cos \theta_x + \psi_{S_0} \right)$  — комплексные амплитуды сигнала, принятого  $i$ -м элементом,  $\psi_{S_0}$  — начальная фаза принимаемого сигнала;  $\theta_x$  — угол между осью АР и направлением прихода сигнала.

Для формирования апертуры АР в продольной плоскости линейная решетка с помощью алгоритмов цифрового моделирования процессов ставится в режим «виртуального переизлучения» принятых сигналов. В результате рассчитывается структура комплексных амплитуд напряженности переизлучаемого поля  $\dot{E}_c(x, y, \theta_c)$  в плоскости, проходящей через ось АР и источник принимаемого сигнала (в соответствии с принци-



■ **Рис. 1.** Линейная эквидистантная АР  
 ■ **Fig. 1.** Linear equidistant antenna array

пом Гюйгенса — Кирхгофа как сумма полей отдельных элементов решетки):

$$\dot{E}_c(x, y, \theta_x) = E_c(x, y, \theta_x) \exp j(\psi_{E_c(x,y,\theta_x)}).$$

В память вычислительной машины заложены (рассчитанные заранее или рассчитываемые в процессе синтеза апертуры) данные о структурах комплексных амплитуд напряженности переизлученного поля для множества опорных сигналов, принятых с дискретных опорных направлений  $\theta_{xp0}$ :

$$\begin{aligned} \dot{E}_{xp0}(x, y, \theta_{xp0}) &= \\ &= E_{xp0}(x, y, \theta_{xp0}) \exp j(\psi_{E_c(x,y,\theta_{xp0})}). \end{aligned}$$

Далее производится сравнение переизлученного поля с массивом опорных полей путем вычисления величины их корреляции

$$\dot{f}(\theta_c - \theta_{xp0}) = \int_S \dot{E}_c(x, y, \theta_x) E_{xp0}^*(x, y, \theta_{xp0}) dx dy$$

и тем самым формируется функция, соответствующая ДН синтезированной плоской апертуры.

Для получения конкретных оценок результата синтеза апертуры предварительно рассмотрим процесс формирования переизлучаемого поля в ближней зоне решетки.

В этой зоне волновой процесс можно рассматривать как процесс распространения нерасходящейся плоской ЭМВ в области пространства, ограниченной размерами решетки в поперечной плоскости направлению распространения (рис. 2).

Для сокращения объема вычислений расчеты значений комплексных амплитуд переизлучаемых

полей производятся в дискретных значениях координат точек в плоскости синтеза с интервалами дискретизации  $\delta_x, \delta_y$  в области  $S$  пространства, занимаемого полями. В результате формируется массив данных о комплексных амплитудах полей в дискретных координатах этой области.

Таким образом, под синтезом апертуры в данном случае понимается весовая обработка массива данных, получаемая путем приема сигнала линейной АР; расчета цифровыми методами распределения поля на элементах виртуальной плоской АР, сформированной в плоскости, проходящей в направлении распространения ЭМВ и самой решетки. Причем данная решетка формируется в пределах ближней зоны антенны, где эквивалентные поверхности можно считать плоскими, т. е. в пределах так называемого прожекторного пучка, который формируется антеннами в ближней зоне.

### Реализация алгоритма

Пусть АР сфазирована в направлении  $\theta_{x0}$ , а принимает отраженный от цели сигнал в виде плоской ЭМВ с некоторого направления  $\theta_x$ . Определим фазовые сдвиги ЭМВ в  $q$ -й строке дискретной выборки относительно начала системы координат (см. рис. 2). Положение элемента синтезированной АР с координатами  $\{x_{i,q}, y_q\}$  зададим радиус-вектором

$$\rho_{i,q} = \mathbf{i}_x x_{i,q} + \mathbf{i}_y y_q,$$

где  $x_{i,q} = (i-1)\delta_x - (q-1)\delta_y \operatorname{ctg} \theta_x = (i-1)\delta_x - \Delta x_q$ ;  
 $y_q = (q-1)\delta_y$ .

Волновой вектор

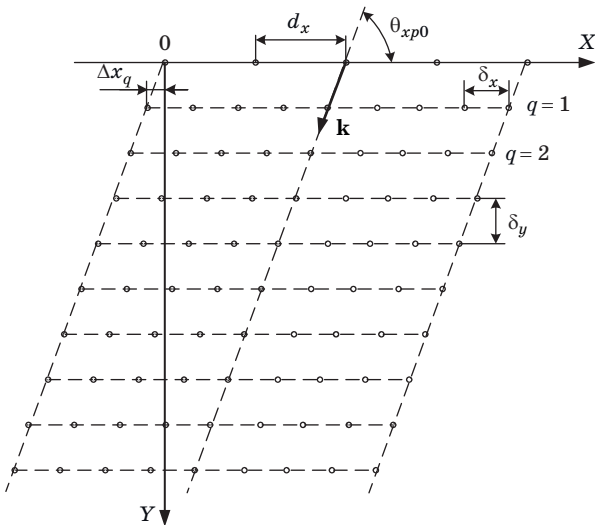
$$\mathbf{k} = \mathbf{i}_x \cos \theta_x + \mathbf{i}_y \sin \theta_x.$$

Фаза сигнала в  $\{x_{i,q}, y_q\}$ -элементе решетки будет определяться выражением

$$\begin{aligned} \varphi(i, q) &= -\mathbf{k} \rho_{i,q} = -\frac{2\pi}{\lambda} (x_{i,q} \cos \theta_x + y_q \sin \theta_x) = \\ &= -\frac{2\pi}{\lambda} \{ [(i-1)\delta_x - (q-1)\delta_y \operatorname{ctg} \theta_x] \cos \theta_x + (q-1)\delta_y \sin \theta_x \}. \end{aligned}$$

Аналогично можно записать выражение для фаз колебаний, «принятых» с опорных направлений:

$$\begin{aligned} \varphi_0(i, q) &= -\mathbf{k}_0 \rho_{i,q} = -\frac{2\pi}{\lambda} (x_{i,q} \cos \theta_{x0} + y_q \sin \theta_{x0}) = \\ &= -\frac{2\pi}{\lambda} \{ [(i-1)\delta_x - (q-1)\delta_y \operatorname{ctg} \theta_{x0}] \cos \theta_{x0} + \\ &\quad + (q-1)\delta_y \sin \theta_{x0} \}. \end{aligned}$$



■ Рис. 2. Синтезированная плоская АР  
■ Fig. 2. Synthesized flat antenna

Комплексные амплитуды поля для опорного и принятого сигналов могут быть представлены следующими выражениями:

$$\begin{aligned} \dot{E}(x_{i,q}, \theta_x) &= \\ &= E \exp \frac{2\pi}{\lambda} \{ [(i-1)\delta_x - (q-1)\delta_y \operatorname{ctg} \theta_x] \cos \theta_x - \\ &\quad - (q-1)\delta_y \sin \theta_x \}; \\ \dot{E}_0(x_{i,q}, \theta_{x0}) &= \\ &= E \exp \frac{2\pi}{\lambda} \{ [(i-1)\delta_x - (q-1)\delta_y \operatorname{ctg} \theta_{x0}] \cos \theta_{x0} - \\ &\quad - (q-1)\delta_y \sin \theta_{x0} \}. \end{aligned}$$

Надо отметить, что в данном случае индексы  $i$  и  $q$  определяют порядковый номер отсчетов по столбцам и строке соответственно, но сами точки отсчетов для сигнала и опоры смещены друг относительно друга по оси  $X$  на величину  $\Delta x_q$ , что отличает данный подход от обычных методов корреляционной обработки.

Распределение комплексных амплитуд переизлученного поля принятого сигнала в точках, соответствующих опорному полю, имеет вид

$$\begin{aligned} \dot{E}(x_{i,q}, \theta_{x0}, \theta_x) &= \\ &= E \exp \frac{2\pi}{\lambda} \{ [(i-1)\delta_x - (q-1)\delta_y \operatorname{ctg} \theta_{x0}] \cos \theta_x - \\ &\quad - (q-1)\delta_y \sin \theta_x \}. \end{aligned}$$

При этом значение корреляционной суммы поля принятого сигнала с опорным определяется выражением

$$\begin{aligned} f_{k\Sigma} &= EE_0 \sum_{i=1}^{n'} \exp \left\{ \frac{2\pi}{\lambda} (i-1)\delta_x (\cos \theta_x - \cos \theta_{x0}) \right\} \times \\ &\times \sum_{q=1}^p \exp \left\{ \frac{2\pi}{\lambda} (q-1)\delta_y \frac{-\cos \theta_x \cos \theta_{x0} + \cos^2 \theta_{x0} +}{\sin \theta_{x0}} + \right. \\ &\quad \left. + (-\sin \theta_x + \sin \theta_{x0}) \right\}, \end{aligned}$$

где  $n'$  — число элементов в синтезированной АР с интервалами между элементами  $\delta_x$ .

При равенстве  $\theta_{x0} = \theta_x$  значение корреляционной суммы достигает максимума, равного

$$f_{k\Sigma \max} = EE_0 n' p.$$

Сигналом на выходе системы после обработки являются значения корреляционной функции, вычисляемой путем сравнения сигнала на элементах синтезированной АР с опорным. Значения данной функции зависят от углового отклонения между принятым сигналом и опорой. Эта зависимость в теории фазированных АР определяется как ДН в режиме приема.

Синтезированная ДН определяется по формуле

$$\begin{aligned} f(\theta) &= F_1(\theta_x) \frac{\sin \left[ \frac{n'}{2} k \delta_x (\cos \theta_x - \cos \theta_{x0}) \right]}{\sin \left[ \frac{1}{2} k \delta_x (\cos \theta_x - \cos \theta_{x0}) \right]} \times \\ &\times \sin \left[ \frac{p}{2} k \delta_y \left( \frac{-\cos \theta_x \cos \theta_{x0} + \cos^2 \theta_{x0} +}{\sin \theta_{x0}} + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + (-\sin \theta_x + \sin \theta_{x0}) \right) \right] \\ &\times \frac{1}{\sin \left[ \frac{1}{2} k \delta_y \left( \frac{-\cos \theta_x \cos \theta_{x0} + \cos^2 \theta_{x0} -}{\sin \theta_{x0}} - \right. \right.} \end{aligned} \quad (1)$$

Формулу (1) можно преобразовать к виду

$$\begin{aligned} f(\theta) &= F_1(\theta_x) \frac{\sin \left[ \frac{n'}{2} k \delta_x (\cos \theta_x - \cos \theta_{x0}) \right]}{\sin \left[ \frac{1}{2} k \delta_x (\cos \theta_x - \cos \theta_{x0}) \right]} \times \\ &\times \frac{\sin \left[ \frac{p}{2} k \delta_y \left( \frac{1 - \cos(\theta_x - \theta_{x0})}{\sin \theta_{x0}} \right) \right]}{\sin \left[ \frac{1}{2} k \delta_y \left( \frac{1 - \cos(\theta_x - \theta_{x0})}{\sin \theta_{x0}} \right) \right]}. \end{aligned} \quad (2)$$

Произведем анализ вклада в разрешающую способность за счет синтезирования продольных размеров АР.

Для ближней зоны, когда форма ЭМВ представляет собой «прожекторный» пучок:

$$p = \frac{L^2}{\lambda \delta_y} \sin \theta_{x0} + 1. \quad (3)$$

Определим ширину второго множителя ДН АР по нулевым значениям.

Нулевые значения второй множитель в формуле (2) принимает при условии

$$\frac{p}{2} k \delta_y \left( \frac{1 - \cos(\theta_x - \theta_{x0})}{\sin \theta_{x0}} \right) = \pi. \quad (4)$$

После преобразования формулы (4) получим

$$\sin \frac{\theta_x - \theta_{x0}}{2} = \sqrt{\frac{\lambda}{2p\delta_y \sin \theta_{x0}}}. \quad (5)$$

Поскольку значения углов лежат в пределах основного лепестка ДН линейной АР, выражение (5) можем записать в виде

$$\theta_x - \theta_{x0} = 2 \sqrt{\frac{\lambda}{2p\delta_y \sin \theta_{x0}}}. \quad (6)$$

Подставляя значение  $p$  в данное выражение, получим

$$\theta_x - \theta_{x0} = \sqrt{2} \frac{\lambda}{L \sin^2 \theta_{x0}}. \quad (7)$$

Из выражения (7) видно, что в пределах ближней зоны, когда  $p$  определяется формулой (6), разрешающая способность синтезированной АР практически не увеличивается. Но при увеличении границы синтеза, выходящей за ближнюю зону, при условии, что фронт ЭМВ будет оставаться близким к плоскому, значение  $p$  можно увеличивать в десятки раз. Соответственно, и разрешающая способность по углу будет возрастать.

Рассмотренный алгоритм представляет собой алгоритм согласованной фильтрации сигнала в элементах виртуальной АР с опорным сигналом. Как известно из радиолокации, согласованная фильтрация соответствует оптимальной обработке сигнала в случае белого шума и, следовательно, приводит к увеличению точности радиолокационных измерений.

### Математическое моделирование

В данной работе рассматривается сужение ДН только в азимутальной плоскости, также имеется возможность сужения за счет модификации алгоритмов и для угломестной плоскости.

В соответствии с изложенным подходом было произведено компьютерное моделирование со следующими исходными данными:

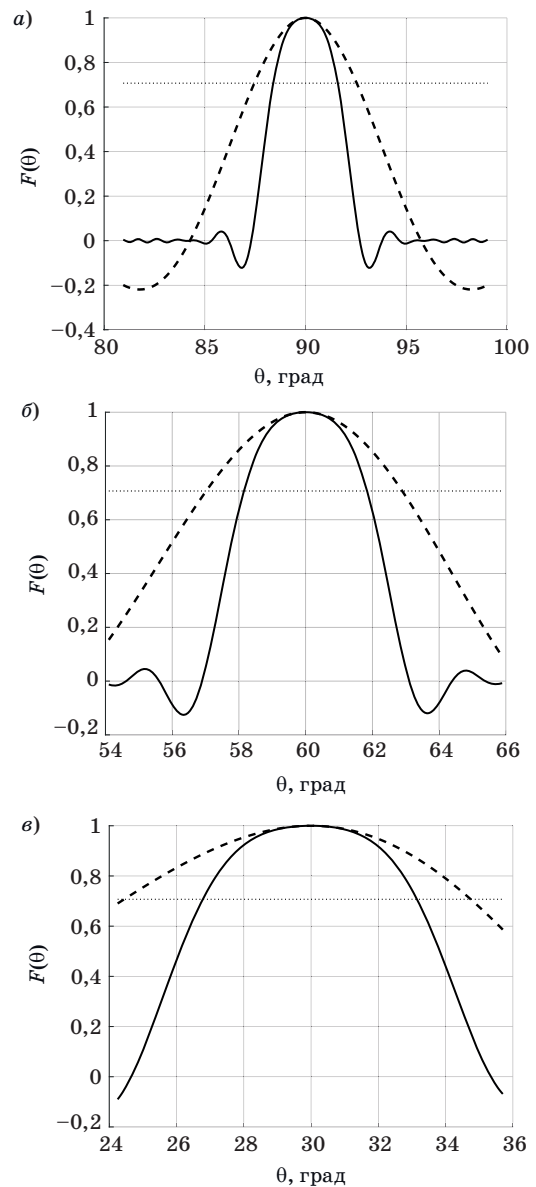
- расположение элементов решетки вдоль оси X (см. рис. 1);
- число элементов решетки  $n = 20$ ;
- расстояние между элементами решетки по оси X:  $d_x = \delta_x = \frac{\lambda}{2}$ ;
- расстояние между элементами решетки по оси Y:  $\delta_y = \frac{\lambda}{2}$ ;
- число отсчетов синтеза равно  $10p$ .

При этих данных исходная (до синтеза) ширина ДН при фазировании решетки в направлении нормали к ее оси равна

$$2\theta_{0,5}^\circ = 57,3 \frac{\lambda}{nd} = \frac{57,3}{20 \cdot 0,5} \approx 5,7^\circ.$$

Результаты моделирования для различных направлений фазирования представлены на рис. 3, а–в. Пунктирной линией обозначена ДН несинтезированной АР, а сплошной линией — синтезированной АР.

Как видно из рис. 3, при синтезировании линейной плоской эквидистантной АР происхо-



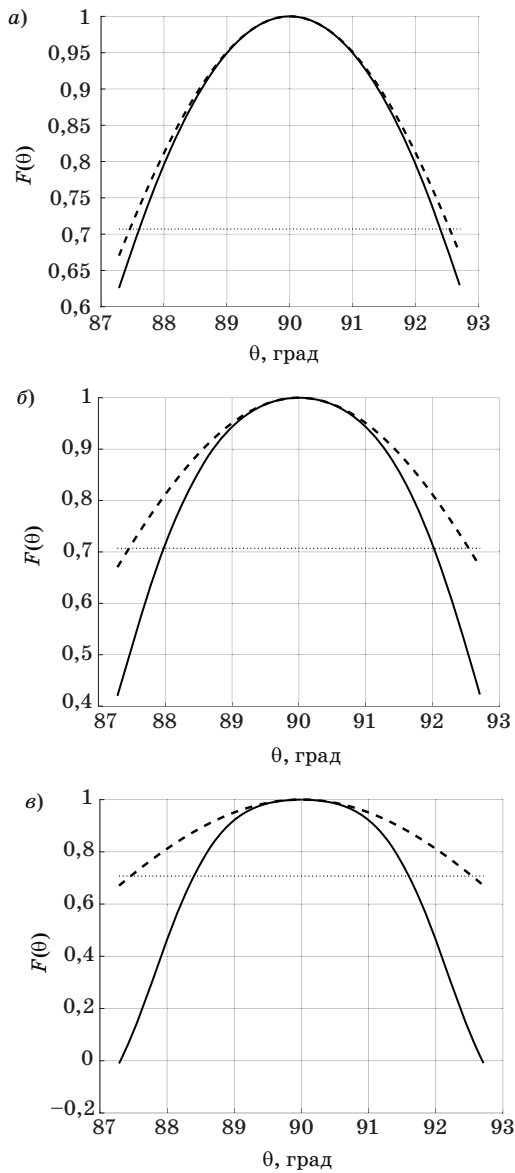
■ Рис. 3. Синтезированная плоская АР при  $\theta_{x0} = 90^\circ$  (а);  $\theta_{x0} = 60^\circ$  (б);  $\theta_{x0} = 30^\circ$  (в)

■ Fig. 3. Synthesized flat antenna for  $\theta_{x0} = 90^\circ$  (a);  $\theta_{x0} = 60^\circ$  (b);  $\theta_{x0} = 30^\circ$  (c)

дит сужение основного лепестка. Разрешающая способность для данных начальных условий увеличивается приблизительно в 1,5 раза. Для дальнейшего сужения ДН необходимо увеличивать длину решетки в направлении оси Y, т. е. повышать число отсчетов синтеза  $p$ .

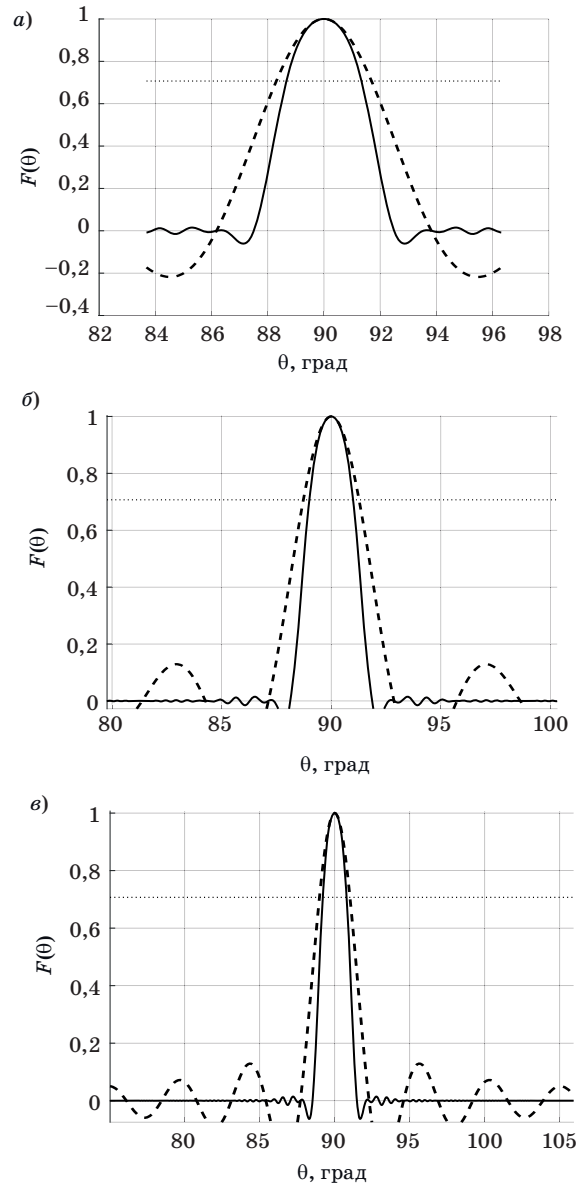
Также наблюдается сглаживание максимума ДН, что характерно для плоских АР и косвенно подтверждает корректность выполненного моделирования.

Результаты моделирования для различных значений интервала синтеза  $p$  при на-



■ **Рис. 4.** Синтезированная плоская АР, сфазированная в направлении  $\theta_{x0} = 90^\circ$ , при  $p = 362$  (а);  $p = 905$  (б);  $p = 1810$  (в)

■ **Fig. 4.** Synthesized flat antenna array phased in direction  $\theta_{x0} = 90^\circ$  for  $p = 362$  (a);  $p = 905$  (б);  $p = 1810$  (в)



■ **Рис. 5.** Синтезированная плоская АР, сфазированная в направлении  $\theta_{x0} = 90^\circ$ , при  $n = 30$  (а);  $n = 40$  (б);  $n = 50$  (в)

■ **Fig. 5.** Synthesized flat antenna array phased in direction  $\theta_{x0} = 90^\circ$  for  $n = 30$  (a);  $n = 40$  (б);  $n = 50$  (в)

правления фазирования  $\theta_{x0} = 90^\circ$  представлены на рис. 4, а–в.

Результаты моделирования для различного числа элементов АР  $n$  при направлении фазирования  $\theta_{x0} = 90^\circ$  представлены на рис. 5, а–в.

Данные ширины ДН на уровне 0,707 по амплитуде при различном числе элементов АР представлены в таблице.

Как видно из рис. 5 и таблицы, при одинаковом интервале синтезирования  $p$  ДН АР сужается в среднем на 20 %, что в свою очередь приводит к увеличению точности радиолокационных угловых измерений.

Количество элементов АР, $n$	Ширина ДН АР ( $2\theta_{0,707}$ )		Сужение ДН, %
	реальной	синтезированной	
20	5,08	4,04	20,5
40	2,54	1,98	21,0
60	1,7	1,32	22,4
80	1,26	0,97	23,0
100	1,02	0,78	23,5
120	0,84	0,66	21,4
140	0,72	0,56	22,2

## Заключение

С помощью рассмотренного метода синтеза апертуры АР можно сузить ее ДН и, соответственно, повысить разрешающую способность

по углу. Причем если заранее произвести расчет значений полей в опорных направлениях, это позволит производить обработку в масштабе времени, близкому к реальному.

## Литература

1. Дмитриев Д. Д., Карцан И. Н. Адаптивные антенные решетки с цифровым формированием луча. *Решетневские чтения*, 2016, т. 1, с. 263–265.
2. Мищенко С. Е., Шацкий Н. В. Амплитудно-фазовый синтез цифровой антенной решетки с учетом флуктуаций амплитудного распределения и отказов отдельных элементов. *Антенны*, 2014, № 6 (205), с. 15–19.
3. Куликов С. В., Яшков А. М., Гудаев Р. А., Митюшов Д. Г. Характеристики антенных решеток при цифровом формировании диаграммы направленности. *Актуальные вопросы развития вооружения, военной и специальной техники войск противовоздушной и противоракетной обороны, Космических войск Воздушно-космических сил: материалы научно-методических трудов II Всероссийской научно-практической конференции*, Москва, 21 апреля 2017 г. М., с. 165–168.
4. Хзмалян А. Д. Применение оптимальной обработки сигнала в РЛС с цифровой антенной решеткой. *Вестник воздушно-космической обороны*, 2017, № 2 (14), с. 5–10.
5. Будко П. А., Жуков Г. А., Журавлева Н. Г. Применение цифровых адаптивных компенсаторов помех для повышения эффективности декаметровых радиолоний. *DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов*, 2016, т. 6, № 3, с. 482–487.
6. Горбунов Ю. Н. Стохастическая интерполяция пеленга в адаптивных антенных решетках с последовательным диаграммообразованием на базе усеченных (малоэлементных) апертур и робастных статистик сигнала на входе. *Антенны*, 2015, № 6 (217), с. 18–26.
7. Джиоев А. Л., Омельчук И. С., Тюрин Д. А., Фоминченко Г. Г., Фоминченко Г. Л. Способ пассивной однопозиционной угломерно-разностно-доплеровской локации, структура и алгоритм функционирования реализующей его радиолокационной системы. *Журнал радиоэлектроники*, 2017, № 9, с. 10.
8. Петров В. П. Алгоритмы оценки пространственного спектра в адаптивных цифровых антенных решетках. *Вестник СибГУТИ*, 2014, № 4 (28), с. 60–70.
9. Орошук И. М., Сучков А. Н. Возможности применения нелинейных цифровых антенных решеток в декаметровом диапазоне. *Вестник Инженерной школы Дальневосточного федерального университета*, 2015, № 2 (23), с. 17–26.
10. Макаров Е. В. Анализ углового сверхразрешения источников электромагнитного поля в многоканальных системах с малой апертурой: автореф. дис. ... канд. физ.-мат. наук. Воронеж, ВГУ, 2009. 16 с.
11. Лаговский Б. А. Сверхразрешение на основе синтеза апертуры цифровыми антенными решетками. *Антенны*, 2013, № 6 (193), с. 9–16.
12. Нечаев Ю. Б. Сверхразрешающие алгоритмы в задачах азимутальной радиопеленгации с использованием кольцевых антенных решеток. *Антенны*, 2007, № 7, с. 29–34.
13. Чесановський І. І., Верба Д. Д. Узагальнення методів цифрового синтезування апертури в радіолокаційних системах. *Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки*, 2013, № 2, с. 277–280.
14. Детков А. Н. Оптимизация обработки траекторного сигнала радиолокационной системы с цифровым синтезированием апертуры антенны при использовании скрытых марковских моделей. *Радиотехника и электроника*, 2017, т. 62, № 6, с. 554–560.
15. Манохин Г. О., Гельцер А. А., Рогожников Е. В. Увеличение разрешающей способности радиолокационной системы за счет параметрических методов обработки сигналов. *Вестник СибГУТИ*, 2015, № 1 (29), с. 15–23.
16. Ратынский М. В. *Адаптация и сверхразрешение антенных решеток*. М., Радио и связь, 2003. 197 с.
17. Aliyazicioglu Z., Hwang H., Grice M., Yakovlev A. Sensitivity analysis for direction of arrival estimation using a root-MUSIC algorithm. *Engineering Letters*, 2008, vol. 16, no. 3, pp. 353–360.
18. Varabanov N. Antenna array super-resolution method for moving signals. *International Conference on Information Engineering*, 2013, pp. 431–440.
19. Чистяков В. А., Куприц В. Ю. Сверхразрешение в антенных решетках. *Решетневские чтения*, 2016, т. 1, с. 310–312.
20. Мищенко С. Е., Шацкий Н. В., Шацкий Н. В. Пассивная радиолокация со сверхразрешением в антенной решетке с векторными элементами. *Журнал радиоэлектроники*, 2014, № 7, с. 2.
21. Lagarkov F. N. Numerical end experimental investigation of the superresolution in a focusing system based on a plate of «left-handed» material. *Proc. of the Symp. F, ICMAT*, 2003, pp. 157–160.
22. Djurovic I. QML-RANSAC: PPS and FM signals estimation in heavy noise environments. *Signal Processing*, 2017, vol. 130, pp. 142–151.
23. Djurovic I., Zhang Y. Accurate parameter estimation of over-the-horizon radar signals using RANSAC and MUSIC algorithms. *Progress in Electromagnetics Research M*, 2018, vol. 67, pp. 85–93.
24. Jiaguo Lu. *Design Technology of Synthetic Aperture Radar*. Wiley — IEEE Press, 2019. 329 p.

25. Lin C., Tang S., Zhang L., Guo P. Focusing high-resolution airborne SAR with topography variations using an extended BPA based on a time/frequency rotation principle. *Remote Sens*, 2018, vol. 10, no. 1275. <https://www.mdpi.com/2072-4292/10/8/1275> (дата обращения: 13.11.2019). doi:10.3390/rs10081275

26. Tang S. Y., Zhang L. R., So H. C. Focusing high-resolution highly squinted airborne SAR data with maneuvers. *Remote Sens*, 2018, vol. 10, no. 862. <https://www.mdpi.com/2072-4292/10/6/862> (дата обращения: 11.11.2019). doi:10.3390/rs10060862

UDC 621.396.969

doi:10.31799/1684-8853-2020-2-37-45

### Method for increasing the resolution and accuracy of radar angular measurements based on sequential spatio-temporal processing of received signals

A. P. Aleshkin<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, [orcid.org/0000-0002-0532-1378](https://orcid.org/0000-0002-0532-1378), [a\\_aleshkin@mail.ru](mailto:a_aleshkin@mail.ru)

V. V. Vladimirov<sup>a</sup>, Researcher, [orcid.org/0000-0003-2984-9692](https://orcid.org/0000-0003-2984-9692)

V. I. Nevzorov<sup>a</sup>, PhD, Tech., Associate Professor, [orcid.org/0000-0002-7676-1530](https://orcid.org/0000-0002-7676-1530)

P. V. Savochkin<sup>a</sup>, PhD, Tech., Associate Professor, [orcid.org/0000-0003-1766-501X](https://orcid.org/0000-0003-1766-501X)

<sup>a</sup>A. F. Mozhaiskii Military Space Academy, 13, Zhdanovskaia Emb., 197198, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Introduction:** Increasing requirements for the location accuracy of radar stations, along with the minimization of their structural changes, necessitates the use of special mathematical algorithms for digital signal processing. The use of such algorithms makes it possible to increase the resolution of a radar station up to a superresolution exceeding the Rayleigh resolution, without any constructive modification of the antenna systems. The existing superresolution algorithms require a large computational cost and a long signal accumulation time. **Purpose:** Obtaining superresolution in the angular coordinates of a linear antenna array due to digital synthesis of longitudinal flat aperture in real time by digital methods. **Methods:** An amplitude-phase distribution is formed on the elements of a linear lattice of the data array. On this base, a longitudinal flat aperture is synthesized using digital modeling algorithms for “virtual re-emission” of the received signals. **Results:** Based on the proposed method of synthesizing a linear antenna array aperture in the longitudinal plane, an algorithm was developed for estimating the increase in the angular resolution of the linear antenna array. Computer simulation of the resulting lattice was performed, and its radiation pattern was built. The dependence was analyzed of the angular resolution on the phasing direction and on the synthesis interval when using this method. Quantitative assessments were carried out by the comparison between the obtained angular resolution and a potentially possible one determined by the Rayleigh criterion. The resolution in angular coordinates when using this method increases by 1.5 times. Thus, the proposed method allows you to increase the angular resolution of a radar station without any significant structural changes in the antenna array, using relatively simple algorithms. **Practical relevance:** The application of this method in radar stations, especially those operating in the short-wave range where increasing the size of the antenna array is a rather difficult task, will improve the radar measurement accuracy.

**Keywords** — antenna array, aperture synthesis, digital signal processing, superresolution in angular coordinates.

**For citation:** Aleshkin A. P., Vladimirov V. V., Nevzorov V. I., Savochkin P. V. Method for increasing the resolution and accuracy of radar angular measurements based on sequential spatio-temporal processing of received signals. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy* [Information and Control Systems], 2020, no. 2, pp. 37–45 (In Russian). doi:10.31799/1684-8853-2020-2-37-45

### References

1. Dmitriev D. D., Kartsan T. I. Adaptive array antenna digital beamforming. *Reshetnev Readings*, 2016, no. 1, pp. 263–265 (In Russian).
2. Mishchenko S. E., Shatsky N. V. Amplitude-phase synthesis of digital array antenna taking into account the amplitude distribution fluctuations and failure of individual elements. *Antennas*, 2014, no. 6 (205), pp. 15–19 (In Russian).
3. Kulikov S. V., Yashkov A. M., Gudaev R. A., Mityushov D. G. Characteristics of antenna arrays in the digital generation of the directional diagram. *Trudv II Vserossijskoj nauchno-prakticheskoy konferencii “Aktual’nye voprosy razvitiya vooruzheniya, voennoj i special’noj tekhniki vojsk protivovozdushnoj i protivoraketnoj oborony, Kosmicheskikh vojsk Vozdushno-kosmicheskikh sil”* [Proceedings of the II All-Russian Scientific and Practical Conference “Topical issues of development of weapons, military and special equipment of the air and missile defense forces, Space forces of the Air and space forces”]. Moscow, 2017, pp. 165–168 (In Russian).
4. Khzmalyan A. D. Application of optimal digital signal processing in a digital antenna array radar. *Aerospace Defense Herald*, 2017, no. 2 (14), pp. 5–10 (In Russian).
5. Budko P. A., Zhukov G. A., Zhuravleva N. G. Application of digital adaptive noise compensators to improve the efficiency of decameter radio lines. *DSPA. Voprosy primeneniya cifrovoj obrabotki signalov*, 2016, vol. 6, no. 3, pp. 482–487 (In Russian).
6. Gorbunov Yu. N. Stochastic interpolation of bearing in adaptive antenna arrays with sequential beam formation on the basis of truncated (small element) apertures and input signal robust statistics. *Antennas*, 2015, no. 6 (217), pp. 18–26 (In Russian).
7. Dzhioyev A. L., Omelchuk I. S., Turin D. A., Fominchenko G. G., Fominchenko G. L. Method of passive single-positioning angle-difference-doppler location, structure and algorithm of functioning of its radar location system. *Journal of Radio Electronics*, 2017, no. 9, 10 p. (In Russian).
8. Petrov V. P. Spatial spectrum analysis algorithms in adaptive digital arrays. *Vestnik SibGUTI*, 2014, no. 4 (28), pp. 60–70 (In Russian).
9. Oroshchuk I. M., Suchkov A. N. The possible application of nonlinear digital antenna arrays in decametre range. *FEFU: School of Engineering Bulletin*, 2015, no. 2 (23), pp. 17–26 (In Russian).
10. Makarov E. V. *Analiz uglovogo sverhrazresheniya istochnikov elektromagnitnogo polya v mnogokanal’nyh sistemah s maloj aperturoj*. Dis. kand. fiz.-mat. nauk [Analysis of angular superresolution of electromagnetic field sources in multi-channel systems with a small aperture. PhD phys. and math. sci. diss.]. Voronezh, VGU Publ., 2009. 16 p. (In Russian).



11. Lagovsky B. A. Superresolution, based on aperture synthesis with smart antennas. *Antennas*, 2013, no. 6 (193), pp. 9–16 (In Russian).
12. Nechaev Yu. B., Zotov S. A., Makarov E. S. Super-resolution algorithms in the problem of azimuthal radio bearing with using ring antenna arrays. *Antennas*, 2007, no. 7, pp. 29–34 (In Russian).
13. Chesanovskiy I. I., Verba D. D. Summary of methods for digital aperture synthesis in radar systems. *Visnik Hmel'nic'kogo nacional'nogo universitetu. Tekhnichni nauki*, 2013, no. 2, pp. 277–280 (In Ukrainian).
14. Detkov A. N. Optimization of trajectory signal processing in a radar system with digital synthesis of antenna aperture using hidden markov models. *Journal of Communications Technology and Electronics*, 2017, vol. 62, no. 6, pp. 554–560 (In Russian).
15. Manokhin G. O., Geltser A. A., Rogozhnikov E. V. Resolution gain of the radar system via parametric signal processing techniques. *Vestnik SibGUTI*, 2015, no. 1 (29), pp. 15–23 (In Russian).
16. Ratynskij M. V. *Adaptaciya i sverhrazreshenie antennyh reshetok* [Adaptation and superresolution of antenna arrays]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 2003. 197 p. (In Russian).
17. Aliyazicioglu Z., Hwang H., Grice M., Yakovlev A. Sensitivity analysis for direction of arrival estimation using a root-MUSIC algorithm. *Engineering Letters*, 2008, vol. 16, no. 3, pp. 353–360.
18. Barabanov N. Antenna array super-resolution method for moving signals. *International Conference on Information Engineering*, 2013, pp. 431–440.
19. Chistyakov V. A., Kuprits V. U. Superresolution in antenna arrays. *Reshetnev Readings*, 2016, no. 1, pp. 310–312 (In Russian).
20. Mishchenko S. E., Shatsky V. V., Shatsky N. V. The passive location with super resolution in the antenna array with vector antenna elements. *Journal of Radio Electronics*, 2014, no. 7, 2 p. (In Russian).
21. Lagarkov F. N. Numerical end experimental investigation of the superresolution in a focusing system based on a plate of «left-handed» material. *Proc. of the Symp. F. ICMAT*, 2003, pp. 157–160.
22. Djurovic I. QML-RANSAC: PPS and FM signals estimation in heavy noise environments. *Signal Processing*, 2017, vol. 130, pp. 142–151.
23. Djurovic I., Zhang Y. Accurate parameter estimation of over-the-horizon radar signals using RANSAC and MUSIC algorithms. *Progress in Electromagnetics Research M*, 2018, vol. 67, pp. 85–93.
24. Jianguo Lu. *Design Technology of Synthetic Aperture Radar*. Wiley — IEEE Press, 2019. 329 p.
25. Lin C., Tang S., Zhang L., Guo P. Focusing high-resolution airborne SAR with topography variations using an extended BPA based on a time/frequency rotation principle. *Remote Sens*, 2018, vol. 10, no. 1275. Available at: <https://www.mdpi.com/2072-4292/10/8/1275> (accessed 13 November 2019). doi:10.3390/rs10081275
26. Tang S. Y., Zhang L. R., So H. C. Focusing high-resolution highly squinted airborne SAR data with maneuvers. *Remote Sens*, 2018, vol. 10, no. 862. Available at: <https://www.mdpi.com/2072-4292/10/6/862>. (accessed 11 November 2019). doi:10.3390/rs10060862

## ПАМЯТКА ДЛЯ АВТОРОВ

*Поступающие в редакцию статьи проходят обязательное рецензирование.*

При наличии положительной рецензии статья рассматривается редакционной коллегией. Принятая в печать статья направляется автору для согласования редакторских правок. После согласования автор представляет в редакцию окончательный вариант текста статьи.

Процедуры согласования текста статьи могут осуществляться как непосредственно в редакции, так и по e-mail ([ius.spb@gmail.com](mailto:ius.spb@gmail.com)).

При отклонении статьи редакция представляет автору мотивированное заключение и рецензию, при необходимости доработать статью — рецензию.

*Редакция журнала напоминает, что ответственность за достоверность и точность рекламных материалов несут рекламодатели.*