

А.П. АЛЁШКИН, С.Н. БАЛАКИРЕВ, В.И. НЕВЗОРОВ, П.В. САВОЧКИН  
**ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ  
ЗАГОРИЗОНТНЫМИ РЛС ПОВЕРХНОСТНОЙ ВОЛНЫ  
НАДВОДНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ СИНТЕЗА АПЕРТУРЫ  
АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ**

*Алёшкин А.П., Балакирев С.Н., Невзоров В.И., Савочкин П.В.* **Повышение эффективности обнаружения загоризонтными РЛС поверхностной волны надводных объектов на основе синтеза апертуры антенной системы.**

**Аннотация.** Для решения задач наблюдения за обстановкой на водной поверхности, примыкающей к приграничным районам суши, используют загоризонтные радиолокационные средства поверхностной волны. Основным достоинством указанных средств является возможность обнаружения надводных объектов за пределами оптического горизонта за счет распространения электромагнитной волны вдоль морской поверхности в дифракционной зоне. Однако точностные характеристики подобных наблюдений оказываются крайне низкими в силу малых отношений сигнал/шум отраженного сигнала, которые обусловлены, в свою очередь, широкой диаграммой направленности существующих антенных систем. Это приводит к превалированию в облученной области отражения от фона над радиоэхом лоцируемого объекта. По этой же причине оказываются необнаруживаемыми неподвижные цели, по которым отсутствует доплеровский сдвиг частот в спектре отраженного сигнала. Единственным способом увеличения отношения сигнал/шум является сужение диаграммы направленности (увеличение коэффициента направленного действия антенной системы). Предлагается решение поставленной задачи по пути последовательного накопления отраженных сигналов и их суммирования по принципу оптимизационного подбора фазовых соотношений для соседних импульсов (синтезируемых апертур), которые соответствуют эвентуальному фронту электромагнитных волн, сфокусированному в направлении гипотетической цели. Решение данной задачи позволит существенно сузить диаграмму направленности антенны, что открывает возможности устранения влияния фона за счет радикального уменьшения площади облучаемой поверхности в процессе фокусировки луча при синтезировании виртуальной апертуры. При этом нет необходимости в изменении конструкции антенных решеток. Выполнено компьютерное моделирование синтезированной антенной решетки и построена ее диаграмма направленности. Проведена количественная оценка степени повышения углового разрешения по сравнению с потенциально возможным, определенным по критерию Релея. Данное обстоятельство позволяет рассмотреть возможность использования береговых загоризонтных радиолокационных станций поверхностной волны для обнаружения «невидимых» существующими локаторами неподвижных объектов.

**Ключевые слова:** РЛС поверхностной волны, антенная решетка, диаграмма направленности, амплитудно-фазовое распределение, синтезирование апертуры

**1. Введение.** Радиолокационные станции (РЛС) наблюдения за морской поверхностью используются в основном для контроля водных рубежей нашей страны. При этом применяется коротковолновый (КВ) диапазон для излучения и приема отраженной лоцируемым объектом поверхностной электромагнитной волны [1].

Выбор диапазона обусловлен параметрами среды и дальностью распространения электромагнитных колебаний до объектов радиолокационного обнаружения. Также он определяет технические возможности РЛС и структуру ее построения. Кроме обнаружения объектов в пределах прямой видимости также стоит задача постоянного слежения за отдельными районами водной поверхности, вблизи которых невозможно построить РЛС из-за их большой удаленности [2].

Применение РЛС КВ диапазона в таких случаях наряду с другими системами получения целевой информации приобретает все больший интерес, так как КВ сигнал способен распространяться на значительные расстояния и в том числе за оптический горизонт, ограниченный кривизной земной поверхности.

Использование поверхностной электромагнитной волны позволяет достаточно эффективно обнаруживать в дифракционной области надводные суда и низколетящие летательные аппараты. Загоризонтные РЛС поверхностной волны (ЗГ РЛС ПВ) обеспечивают подсветку лоцируемых объектов на дальностях более 400 километров.

Однако широкое использование ЗГ РЛС ПВ ограничивается рядом факторов, к которым относятся требования большой мощности передатчика, необходимой для прохождения зондирующего сигнала на расстоянии до сотен километров вдоль морской поверхности, и плохая разрешающая способность, обусловленная широкой диаграммой направленности, большим уровнем шума, вызванным множественным переотражением сигнала от моря, от гидрометеоров, а также искусственными помехами и пространственными шумами [3].

В результате уровень сигнала от объекта оказывается на 40-60 дБ ниже уровня фона и шумов. Малые значения отношения сигнал-шум приводят к необходимости привлечения дополнительной информации для обнаружения лоцируемого объекта. Такой информацией является доплеровский сдвиг частоты при слежении за движущимися целями. Поэтому ЗГ РЛС ПВ не используются для обнаружения неподвижных (стационарных) объектов.

С развитием цифровых методов обработки как на аппаратном, так и на алгоритмическом уровне в РЛС все чаще стали применяться цифровые антенные решетки (ЦАР). Применение ЦАР позволяет наделять РЛС новыми возможностями при использовании цифровых методов формирования амплитудно-фазового распределения на апертуре и адаптивной пространственно-временной обработки принимаемых сигналов [4-6].

Основным преимуществом применения ЦАР является возможность последовательного синтеза апертуры (на основе экстра-

поляции функции раскрыва – спектра пространственных частот) и формирования диаграммы направленности (ДН), ширина которой может быть в разы меньше, чем при ее классическом формировании с использованием реальной апертуры антенны. Тем самым удастся существенно повысить разрешающую способность РЛС по угловым координатам (коэффициент направленного действия антенной системы), прежде всего, в смысле получения возможности достоверного обнаружения неподвижных объектов [7].

В большинстве случаев антенные системы ЗГ РЛС ПВ построены на основе линейных антенных решеток (АР), элементами которых являются вибраторные антенны. В связи со спецификой КВ диапазона антенные решетки имеют достаточно большие пространственные размеры. Для повышения угловой разрешающей способности – сужения диаграммы направленности, как известно, необходимо увеличивать линейные размеры решетки в соответствующей области. С одной стороны, это затруднительно с точки зрения большой ее физической протяженности, с другой – это приводит к дополнительным экономическим затратам [8].

Предлагаемые в работе алгоритмы цифровой обработки сигналов позволяют увеличить разрешающую способность по углу без увеличения физических размеров решетки, то есть обеспечивают так называемое сверхразрешение.

Разработано достаточно большое количество алгоритмов, обеспечивающих сверхразрешение. Наиболее известным и популярным алгоритмом является алгоритм многослойной классификации MUSIC (Multiple Signal Classification), основанный на разделении пространства на подпространства сигнала и шума [9-12]. Однако данный алгоритм требует больших вычислительных ресурсов, связанных с необходимостью выполнения процедуры двухмерного поиска, и как следствие, он не может быть применен для систем, работающих в реальном времени.

Существуют алгоритмы, требующие меньшей вычислительной сложности, так называемые алгоритмы свободного поиска. Наиболее известными из таких алгоритмов являются Root-MUSIC и ESPRIT (Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariance Techniques). Однако они могут быть применены только для антенных систем специфической конфигурации.

Известные алгоритмы сверхразрешения имеют достаточно высокие потенциальные характеристики, однако при формировании узких ДН АР они требуют больших вычислительных мощностей, а оценки пространственных координат направлений на источники сигналов

по заданным критериям (например, минимума среднеквадратического отклонения или максимума отношения сигнал/шум) очень критичны к амплитудно-фазовому распределению (АФР). Ошибки в АФР приводят к заметному ухудшению разрешающей способности [13].

Кроме того, для указанных алгоритмов отсутствуют методики их адаптивной настройки с учетом отражательных характеристик конкретного типа наблюдаемых объектов. В этом смысле их применимость отвечает релейной логике – могут оказаться результативными, но также результат может быть и отрицательным. И нет однозначных рекомендаций, позволяющих повысить отмеченную результативность их целевого применения.

Рассмотрим способ требуемого повышения точности оценивания угловых координат лоцируемого объекта за счет последовательного синтезирования апертуры АР во временной области.

Известны принципы увеличения разрешающей способности РЛС с синтезированной апертурой антенны (РСА). Они сводятся к следующим операциям:

- записи на интервале синтезирования АФР сигнала, принимаемого антенной, которая движется в системе координат источника излучения;
- преобразованию временной координаты в пространственную по линии движения антенны;
- вычислению ДН по сформированному таким образом АФР вдоль отмеченной траектории.

Следует заметить, что в случае с РСА осуществляется перемещение антенны относительно источника отраженного сигнала. Иными словами, фаза принимаемого сигнала изменяется пропорционально изменению расстояния. Однако ввиду относительности перемещения антенны и отражающего объекта, можно утверждать, что подобный синтез апертуры может быть осуществлен и при неподвижной антенне, если правильно экстраполировать распространение принимаемой электромагнитной волны (ЭМВ) относительно реальной антенны на основе последовательной во времени регистрации выборки отраженных сигналов [14-20], принимаемых на антенну с воображаемой апертурой.

Предположим, что источник отраженного сигнала характеризуется равномерной диаграммой обратного рассеяния. Тогда эхо-сигнал, перехватываемый апертурой АР, соответствует лишь части волнового фронта, равномерно рассеиваемой облучаемым объектом падающей волны и заполняющего окружающее реальную антенну пространство.

При этом в ближайших окрестностях реальной апертуры АР

этот фронт будет плоским, а по мере удаления от нее – более корректной будет его аппроксимация квадратичной зависимостью.

В рассматриваемом диапазоне волн вряд ли возможно обеспечить доминирование когерентно накапливаемого сигнала от лоцируемого объекта над эхо-сигналом фона при ширине ДН, соответствующей реальной апертуре АР. Для парирования отклика фонового отражения следует сфокусировать луч АР в направлении цели.

Если предположить, что реальная апертура имеет увеличенные размеры, то очевидно, что неперехватываемое до этого излучение будет приниматься увеличенной апертурой, что приведет к сужению ДН за счет использования дополнительной информации, содержащейся в принятом волновом фронте и позволяющей фокусироваться на источнике этого излучения.

Зададимся вопросом, можно ли принять неперехватываемый сигнал, не увеличивая размеры апертуры? Предположим, что последовательно во времени излучается два запросных импульсных сигнала. Тогда реальная апертура может быть использована для когерентного приема обоих отраженных сигналов в соответствии с известными алгоритмами. Но в выбранном диапазоне волн отклик фона будет накапливаться «не менее когерентно». Для устранения влияния фонового излучения неизбежно следует сужать ДН АР.

Для этого предложим следующую процедуру.

Выполним поворот фазы (задержку во времени) принятого элементами АР первого импульса таким образом, чтобы к моменту приема второго импульса сложилась картина как будто первый импульс принят на добавленную (путем задержки во времени) апертуру, а второй на реальную. Иными словами, выдвигается гипотеза о неподвижности места локации цели, выполняется синтез функции раскрыва виртуальной апертуры, соответствующей прогнозируемому фазовому фронту отраженной неперехватываемой волны в соответствии с выбранной гипотезой.

Таким образом, задержанный во времени первый импульс отождествляется как продолжение распространения до виртуальной апертуры принимаемого на реальную антенну второго импульса.

В зависимости от типа цели ее ЭПР делается расчет необходимого числа импульсов – синтезируемых апертур, чтобы обеспечить доминирование отклика цели над эхом фона в соответствии с теоремой перемножения для системы излучателей, определяющей изменение множителя решетки в зависимости от топологии элементов АР.

Таким образом, при наличии априорных сведений о местоположении лоцируемого объекта выполняется экстраполяция фазового

фронта реальной апертуры путем последовательной задержки принимаемого эхо-сигнала для обеспечения его когерентного сложения, но уже с учетом фокусировки ДН на конкретную точку на подлежащей обзору поверхности для парирования фонового излучения.

Если же априорных сведений о позиции цели нет, то следует организовать процедуру направленного перебора просматриваемых локальных секторов, другими словами – различных вариантов фазовых фронтов, например по принципу телевизионной развертки.

Дополнительные временные и вычислительные затраты являются своеобразной диалектически обоснованной платой за достижение достигнутого положительного эффекта фокусировки луча ДН в направлении не обнаруживаемого реальной апертурой неподвижного объекта.

Иначе говоря, для РСА необходимо под существующий набор отраженных сигналов синтезировать квазиоптимальную траекторию движения антенны, а в данном случае следует под предлагаемую (аналитически известную) структуру антенны синтезировать ее функцию раскрыва – фазовое распределение, адекватное фронту волны, отраженной реальной целью с фиксированным положением. При успешном выборе параметров наклона синтезируемого фазового фронта обеспечивается фокусировка ДН ЦАР в направлении источника отраженного сигнала. Погрешность в синтезе фазового фронта не позволит обеспечить суперпозицию последовательно накапливаемых импульсов и преодоление порога радиолокационного обнаружения. Таким образом, стоит задача проверки гипотез наличия цели в том или ином секторе фокусировки луча ДН антенной системы ЗГ РЛС.

При этом может быть использован усовершенствованный алгоритм синтеза апертуры антенной системы, а именно:

1. Записывается серия пространственно-временных реализаций принимаемой ЭМВ в пределах области, занимаемой неподвижной антенной на временном интервале синтеза.

2. Временная координата преобразуется в пространственную так, чтобы в пространственной области была сформирована (синтезирована) линейная АР требуемых размеров.

3. Вычисляется ДН по сформированному таким образом фазовому распределению фронта ЭМВ вдоль всего синтезированного антенного раскрыва.

4. Производится направленный перебор множества вариантов накопления принятых отраженных сигналов для различных типов фазовых распределений, соответствующих пошаговому сканированию максимумом ДН вдоль всего сектора выбранной угловой координаты.

Реализация предлагаемого алгоритма позволяет, как показало

моделирование, добиться существенного сужения диаграммы направленности антенны, увеличения отклика от цели (до уровня превышения порога обнаружения) относительно фона в уменьшенном секторе обзора в зоне ответственности РЛС, а следовательно, повышения достоверности обнаружения и точности локации наблюдаемых объектов.

В связи с этим появляется возможность обнаружения целей, наблюдение которых ранее не представлялось возможным, поскольку по результатам обработки отдельного импульса энергии сигнала недостаточно для преодоления порога обнаружения. Тогда как корректная обработка последовательно накопленной серии импульсов с синтезированием необходимых фазовых сдвигов позволяет суммарно получить уровень сигнала, достаточный для преодоления порога [21-26].

Таким образом, становится возможным обнаружить удаленные объекты за счет уменьшения ширины ДН для антенны с синтезированной апертурой, и, как следствие, повысить коэффициент направленного действия. Также существенно улучшаются точностные характеристики лоцирования обнаруживаемых целей.

При этом достижимые значения погрешностей делают возможным расширение области применения традиционных РЛС поверхностной волны до решения, например, задач навигации морских объектов, мониторинга процесса судовождения в условиях осложненных метеоусловий, а также наблюдения за текущей обстановкой и управления судовождением в контролируемых районах или водах [27].

**2. Сужение диаграммы направленности антенны на основе последовательного синтеза апертуры путем накапливания отраженных сигналов.** Рассмотрим реализацию предложенного алгоритма применительно к линейной эквидистантной АР, состоящей из  $n$  однотипных элементов с расстоянием  $d$  между ними;  $x_i$  – координата расположения  $i$ -того элемента.

Пусть координата первого элемента совпадает с началом системы координат ( $x_1 = 0$ ).

Длина решетки будет равна  $L = (n - 1)d$ .

Отметим, что характеристика направленности отдельного элемента определяет только сектор сканирования АР в целом и не задает разрешающую способность РЛС.

Пусть с некоторого направления  $\theta_{x_0}$  приходит отраженный от цели сигнал в виде плоской ЭМВ (рис. 1).

На интервале наблюдения  $t_1, \dots, t_p$  в каждый момент времени  $t_j$  с дискретностью  $\Delta t = t_{j+1} - t_j$  в память вычислительной машины запи-

ссылаются мгновенные значения принимаемого сигнала с выхода каждого  $i$ -того элемента решетки (рис. 2).

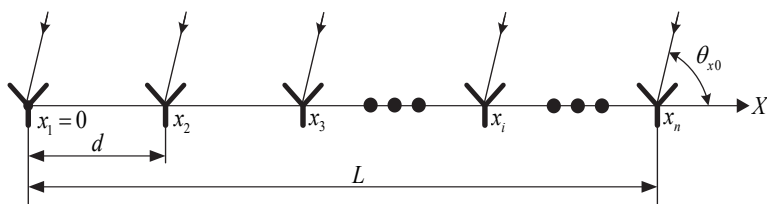


Рис. 1. Линейная антенная решетка

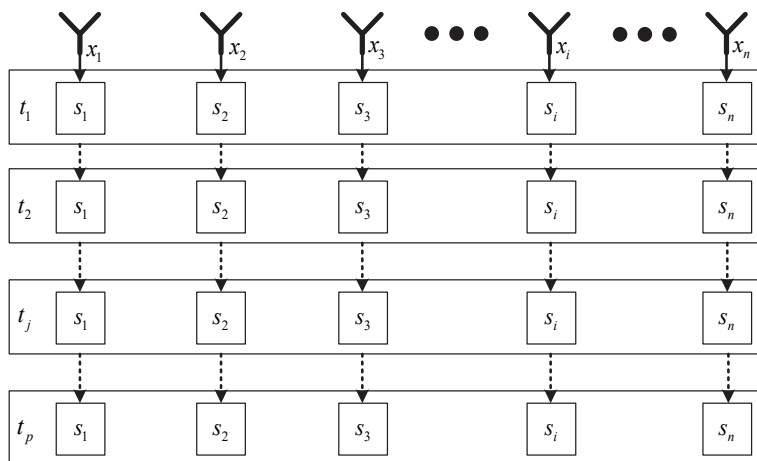


Рис. 2. Массив данных с элементов антенной решетки за интервал наблюдения

В итоге формируется массив данных о мгновенных значениях сигналов, принятых элементами АР в моменты времени  $t_j$  на пространственном интервале в виде матрицы  $A$ , состоящей из  $p$  строк и  $n$  столбцов:

$$A = \begin{bmatrix} s_1|_{t_1} & s_2|_{t_1} & \dots & s_i|_{t_1} & \dots & s_n|_{t_1} \\ s_1|_{t_2} & s_2|_{t_2} & \dots & s_i|_{t_2} & \dots & s_n|_{t_2} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ s_1|_{t_j} & s_2|_{t_j} & \dots & s_i|_{t_j} & \dots & s_n|_{t_j} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ s_1|_{t_p} & s_2|_{t_p} & \dots & s_i|_{t_p} & \dots & s_n|_{t_p} \end{bmatrix}, \quad (1)$$



где

$$s_i|_{t_j} = S \cos(\omega t_j + \frac{2\pi}{\lambda} x_i \cos \theta_{x_0} + \psi_0) = S \cos(\frac{2\pi \cos \theta_{x_0}}{\lambda} x_i + \psi_0 + \omega t_j)$$

мгновенные значения принятого  $i$ -м элементом сигнала в  $j$ -й момент времени;  $\psi_0$  – начальная фаза принимаемого сигнала.

Мгновенные значения принимаемого сигнала в элементах строк данной матрицы будут представлять собой дискретную запись мгновенных значений пространственной гармонике с пространственной частотой  $f_{x\_np} = \frac{\cos \theta_{x_0}}{\lambda}$  и начальной фазой  $\Psi_0 = \psi_0 + \omega t_j$  на пространственном интервале  $L$  в моменты времени  $t_j$ .

Рассмотрим воображаемую линейную АР, образованную из исходной путем ее повторения по оси  $X$  через интервал  $L + d$ .

Пусть число этих повторений равно  $p$ . Текущий номер повторения обозначим через  $j$ . Тогда выражение для мгновенных значений сигнала в элементах этой воображаемой решетки в момент времени  $t_1$  можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned} s_{ij}|_{t_1} &= S \cos\left\{\frac{2\pi c}{\lambda} t_1 + \frac{2\pi}{\lambda} [x_i + (j-1)(L+d)] \cos \theta_{x_0} + \psi_0 + q2\pi\right\} = \\ &= S \cos\left\{\frac{2\pi c}{\lambda} \left[t_1 + \frac{(j-1)nd \cos \theta_{x_0} + q\lambda}{c}\right] + \frac{2\pi}{\lambda} x_i \cos \theta_{x_0} + \psi_0\right\}, \end{aligned} \quad (2)$$

где  $c$  – скорость света в вакууме;  $q$  – число целых длин волн (периодов колебаний), проецируемых на апертуру АР помимо первого периода колебаний.

Из полученного выражения видно, что синтезирование воображаемой АР возможно, если производить запоминание мгновенных значений принимаемой элементами реальной АР ЭМВ в дискретные моменты времени через интервал:

$$\Delta t = \frac{(L+d) \cos \theta_{x_0} + q\lambda}{c} = \frac{nd \cos \theta_{x_0} + q\lambda}{c}. \quad (3)$$

После накопления информации за требуемый интервал наблюдения прямоугольная матрица  $A$  (1) преобразуется в вектор-строку  $A'$ :

$$A' = \left[ s_1|_{t_1} \quad s_2|_{t_1} \quad \dots \quad s_i|_{t_1} \quad \dots \quad s_n|_{t_1} \quad \dots \quad s_1|_{t_p} \quad \dots \quad s_i|_{t_p} \quad \dots \quad s_n|_{t_p} \right], \quad (4)$$

элементы которой соответствуют синтезированной линейной эквидистантной решетке длиной  $L_c = (n-1)(L+d)$ .

Выражения (2), (3) и (4) определяют алгоритм синтеза апертury AP по времени.

Интервал  $\Delta t$  при  $q=0$  соответствует времени прохождения волнового фронта через все элементы решетки и непосредственно связан с направлением падения  $\theta_{x_0}$  на AP электромагнитной волны (направлением фазирования синтезированной AP). Причем при изменении значения  $\Delta t$  изменяется и направление  $\theta_{x_0}$ .

Рассмотренные преобразования мгновенных значений сигналов можно пояснить рисунком 3. Для простоты пояснения начальная фаза пространственной гармоники принята равной нулю, а ее период – удвоенной длине решетки.

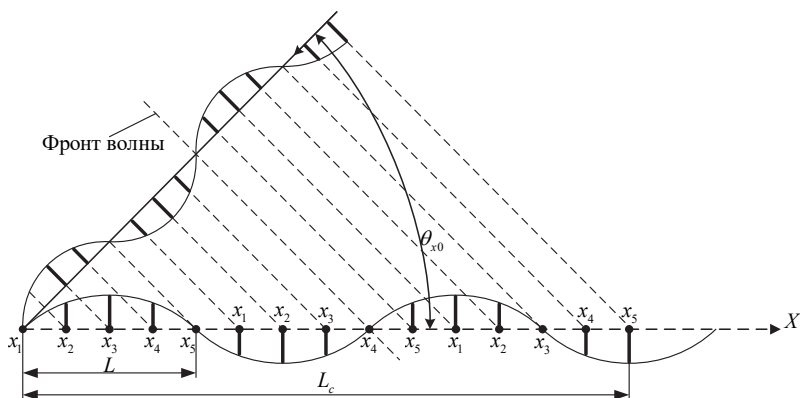


Рис. 3. Распределение мгновенных значений принятого сигнала на элементах решетки при интервалах дискретизации для  $q=0$

Изменяя интервал наблюдения  $t_p$  (иначе – увеличивая размер синтезированной апертury AP), можно обеспечить соответствующую AP ширину ДН. В предельном случае при условии неограниченного времени наблюдения (замороженные параметры среды распространения и статический объект) можно добиться сколь угодно узкой ДН – предельно высокой разрешающей способности. Важно отметить, что в рассмотренном случае синтеза обработка производилась по высокой частоте.

Для формирования ДН синтезированной таким путем AP производится преобразование Фурье вектора-строки  $A'$  и определяется син-

тезированной ДН с максимумом в направлении прихода сигнала.

В случае, если пространственная частота намного больше частоты дискретизации аналогово-цифровых преобразователей (АЦП), расположенных на выходе элементов решетки, то есть если АЦП не успевает преобразовывать поступающий с данного направления сигнал, то синтез АР можно осуществлять через интервалы дискретизации, равные числу целых длин волн.

На рисунке 4 представлен результат формирования синтезированной АР при  $q = 1$ .

Рассмотрим ситуацию, когда алгоритм синтезирования АР реализуется при обработке сигнала на промежуточной частоте. В этом случае выражение (2) принимает вид:

$$s_{ij} \Big|_{t_1} = S \cos \left\{ \frac{2\pi c}{\Lambda} t_1 + \frac{2\pi}{\lambda} [x_i + (j-1)(L+d)] \cos \theta_{x_0} + \psi_0 + q2\pi \right\} =$$

$$= S \cos \left\{ \frac{2\pi c}{\Lambda} \left[ t_1 + \frac{\Lambda (j-1)nd \cos \theta_{x_0} + q\lambda}{c} \right] + \frac{2\pi}{\lambda} x_i \cos \theta_{x_0} + \psi_0 \right\}, \quad (7)$$

где  $\Lambda = \frac{c}{f_n}$  длина волны, соответствующая промежуточной частоте.

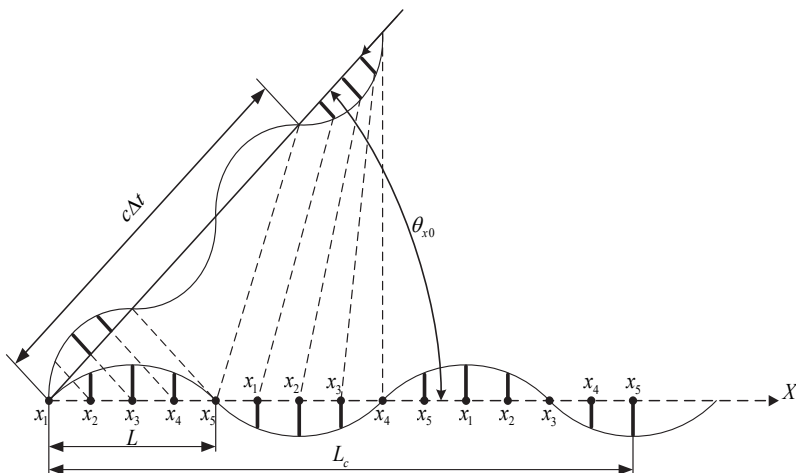


Рис. 4. Распределение мгновенных значений принятого сигнала на элементах решетки при интервалах дискретизации для  $q = 1$

Из (7) видно, что синтезирование АР с требуемыми характери-

стиками реализуется, если отсчеты мгновенных значений на промежуточной частоте производить через интервал:

$$\Delta t = \frac{\Lambda (L + d) \cos \theta_{x_0} + q\lambda}{\lambda c} = \frac{\Lambda nd \cos \theta_{x_0} + q\lambda}{\lambda c}. \quad (8)$$

В изложенном материале рассмотрен синтез АР во временной области при условии, что ось реальной АР направлена вдоль оси  $X$ .

Аналогично можно синтезировать АР во временной области и при ориентации оси реальной решетки в заданном направлении, в частности в направлении оси  $Y$  декартовой системы координат.

В этом случае наиболее общие формулы (7) и (8) принимают следующий вид:

$$\begin{aligned} s_{ij} \Big|_{t_1} &= S \cos \left\{ \frac{2\pi c}{\Lambda} t_1 + \frac{2\pi}{\lambda} [y_i + (j-1)(L' + d')] \cos \theta_{y_0} + \psi_0 + q2\pi \right\} = \\ &= S \cos \left\{ \frac{2\pi c}{\Lambda} \left[ t_1 + \frac{\Lambda (j-1)nd' \cos \theta_{y_0} + q\lambda}{\lambda c} \right] + \frac{2\pi}{\lambda} y_i \cos \theta_{y_0} + \psi_0 \right\}; \end{aligned} \quad (9)$$

$$\Delta t = \frac{\Lambda (L' + d') \cos \theta_{y_0} + q\lambda}{\lambda c} = \frac{\Lambda nd' \cos \theta_{y_0} + q\lambda}{\lambda c}, \quad (10)$$

где  $L'$  и  $d'$  – длина АР и расстояние между элементами вдоль координаты  $Y$  соответственно.

Таким образом, используя две реальные ортогонально ориентированные решетки – решетку-строку и решетку-столбец, можно получить ортогонально ориентированные синтезированные линейные АР требуемых размеров. При этом полученная решетка фазируется в заданном направлении в пространстве, определенном направляющими косинусами  $\cos \theta_{x_0}$  и  $\cos \theta_{y_0}$ , путем выбора соответствующих значений периодов временной дискретизации по осям  $X$  и  $Y$ .

Следует отметить, что формулы, определяющие алгоритм синтеза апертуры АР во времени, получены в предположении, что весовые коэффициенты в каналах всех элементов исходной решетки одинаковы, то есть решетка – равноамплитудная и синфазная.

При этом из-за чётности функции  $\cos$  в полученных формулах, результат синтеза оказывается одним и тем же при изменении знака аргумента функции  $\cos$  с плюса на минус. Это приводит к неоднозначности определения направления падения ЭМВ на решетку, которые

отличаются знаком значения  $\cos \theta_0$ .

Рассмотрим особенности синтеза апертуры во времени при использовании АР, в которой фазовое распределение соответствует ее исходному фазированию в заданном направлении  $\theta_{0\phi}$ .

В этом случае наиболее общее выражение (7), описывающее алгоритм синтеза апертуры, принимает вид:

$$s_{ij} \Big|_{t_1} = S \cos \left\{ \frac{2\pi c}{\Lambda} \left[ t_1 + \frac{\Lambda}{\lambda} \frac{(j-1)nd(\cos \theta_{x_0} - \cos \theta_{x_\phi}) + q\lambda}{c} \right] + \frac{2\pi}{\lambda} (\cos \theta_{x_0} - \cos \theta_{x_\phi}) + \psi_0 \right\}. \quad (11)$$

Из (11) следует, что синтезирование апертуры АР с требуемыми характеристиками реализуется, если отсчеты мгновенных значений производить через интервал времени:

$$\Delta t = \frac{\Lambda}{\lambda} \frac{nd(\cos \theta_{x_0} - \cos \theta_{x_\phi}) + q\lambda}{c}. \quad (12)$$

Сравнив выражения (11) и (12) с формулами (7) и (8), можно сделать вывод, что введение фазовых сдвигов для исходного фазирования АР в заданном направлении не изменяет алгоритм синтеза апертуры, а приводит лишь к изменению начала отсчета направляющего косинуса угла падения на АР электромагнитной волны. При этом, соответственно, изменяется и интервал отсчетов. Исходное фазирование АР в направлении  $\theta_{0\phi}$  обеспечивает синтезирование во времени для всех направлений  $\theta_0$  в пределах от  $-90^\circ$  до  $90^\circ$ . Тем самым устраняется неоднозначность определения углов падения ЭМВ на апертуру АР, которая имеет место при исходном фазировании в направлении нормали к оси решетке, когда  $\theta_{0\phi} = 0^\circ$ .

**3. Результаты моделирования.** В соответствии с изложенным подходом было произведено компьютерное моделирование процессов формирования функции раскрыва и диаграмм направленности АР со следующими исходными данными:

- расположение элементов решетки вдоль оси  $X$ ;
- количество элементов решетки  $n = 10$ ;
- расстояние между элементами решетки  $d = \frac{\lambda}{2}$ ;

– число отсчетов, учитываемых при синтезировании  $p = 20$ .

При этих данных исходная (до синтезирования) ширина ДН при фазировании решетки в направлении нормали к ее оси составляет:

$$(2\theta)_{0,5}^{\circ} \cong 57,3 \frac{\lambda}{nd} = \frac{57,3}{10 \cdot 0,5} \approx 11,2^{\circ}. \quad (13)$$

На рисунке 5 представлена исходная ДН АР при направлении фазирования  $\theta_{0\phi} = 0^{\circ}$ .

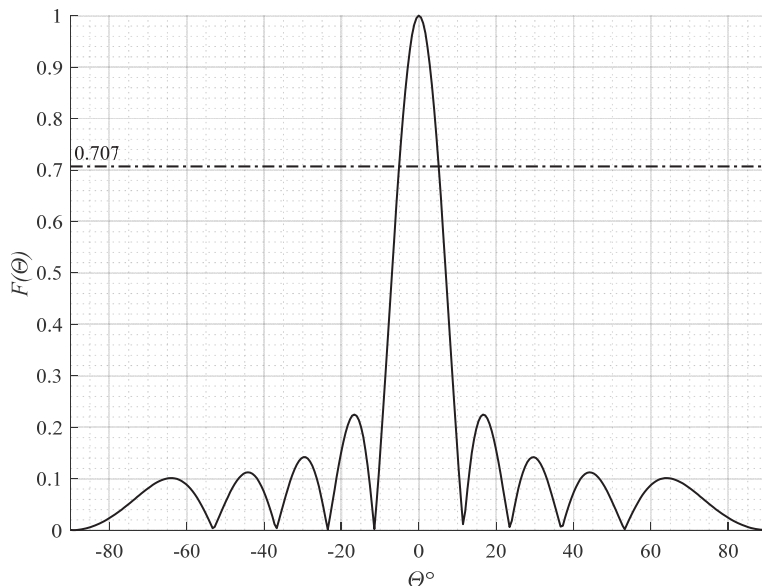


Рис. 5. Диаграммы направленности антенной решетки при  $\theta_{0\phi} = 0^{\circ}$

Рассмотрим синтез АР при ее фазировании в направлении  $\theta_{0\phi} = 50^{\circ}$ . Из графика, представленного на рисунке 6, видно, что ширина ее ДН составит примерно  $16^{\circ}$ .

Для упрощения моделирования предполагалось, что распределение амплитуды на элементах решетки равномерное, а сами элементы ненаправленные, то есть  $F_1(\theta) = 1$ .

На рисунке 7 представлено амплитудное распределение на элементах АР.

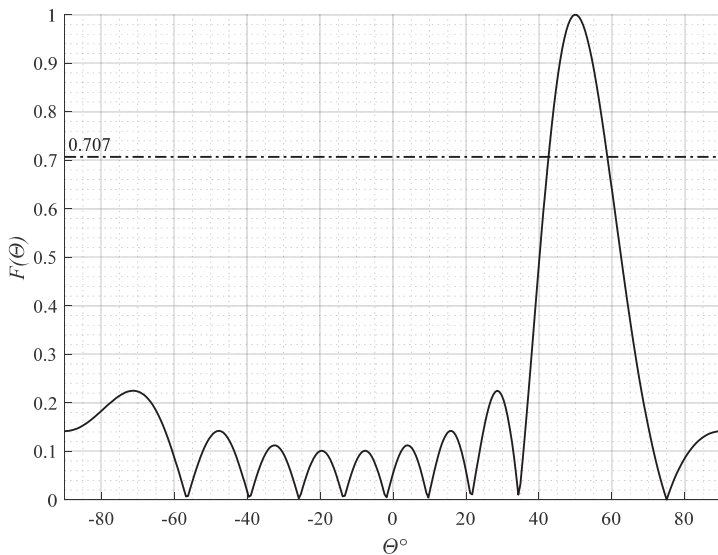


Рис. 6. Диаграммы направленности антенной решетки при  $\theta_{0\phi} = 50^\circ$

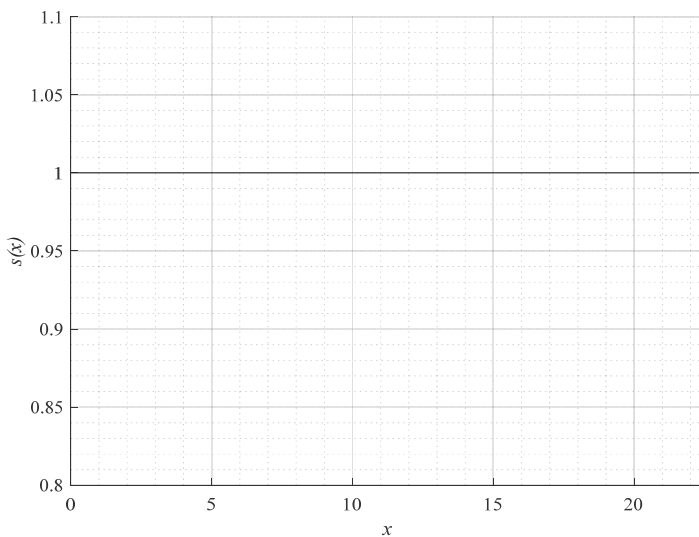


Рис. 7. Амплитудное распределение на элементах антенной решетки

На рисунках 8 и 9 представлено фазовое распределение на элементах антенной решетки при  $\theta_{0\phi} = 0^\circ$  и  $\theta_{0\phi} = 50^\circ$  соответственно.

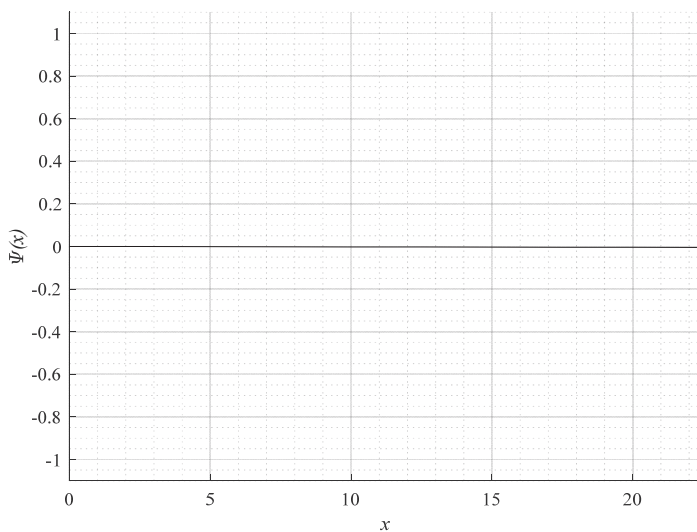


Рис. 8. Фазовое распределение на элементах антенной решетки для  $\theta_{0\phi} = 0^\circ$

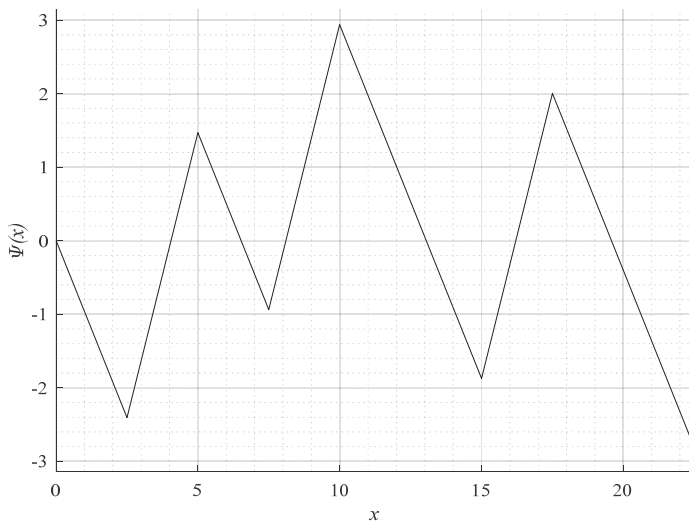


Рис. 9. Фазовое распределение на элементах антенной решетки для  $\theta_{0\phi} = 50^\circ$



На рисунке 10 представлены ДН исходной (пунктирной линией) и синтезированной (сплошной линией) АР.

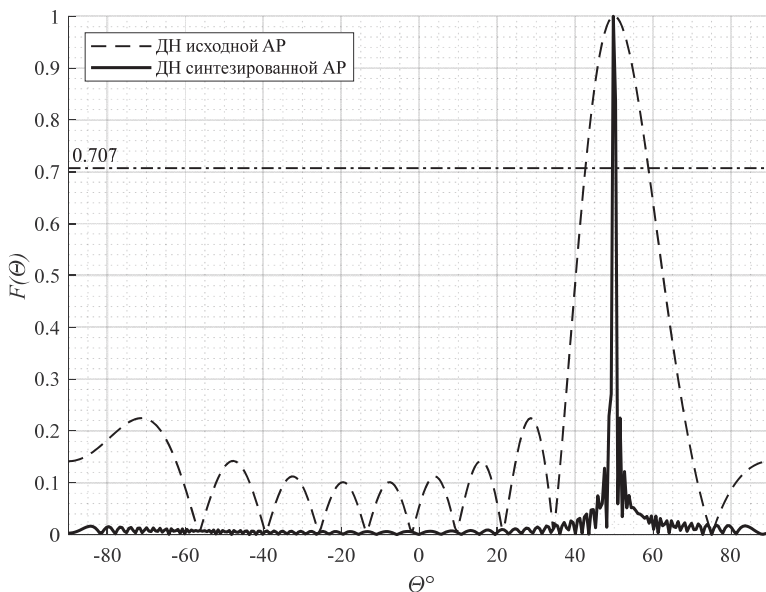


Рис. 10. Диаграммы направленности реальной и синтезированной синтезированной антенной решетки для  $\theta_{0\phi} = 50^\circ$

На рисунке 11 представлено фазовое распределение на апертуре синтезированной антенной решетки.

Из рисунка 10 видно, что при увеличении апертуры в 20 раз ( $p = 20$ ) ширина ДН сужается более чем в 10 раз, что, соответственно, увеличивает угловую разрешающую способность.

Так же можно отметить, что при синтезировании апертуры значительно уменьшается уровень боковых лепестков ДН.

Уменьшение уровня боковых лепестков ДН обеспечивает более высокую устойчивость от помех, поступающих на АР с направлений, не совпадающих с главным максимумом. При этом за счет синтеза будут подавляться помехи по боковым лепесткам.

Так как КВ диапазон, в котором работает РЛС данного типа, является интенсивно загруженным в смысле электромагнитной совместимости, то дополнительное подавление помех от других источников, приходящих с различных направлений, является важной задачей.

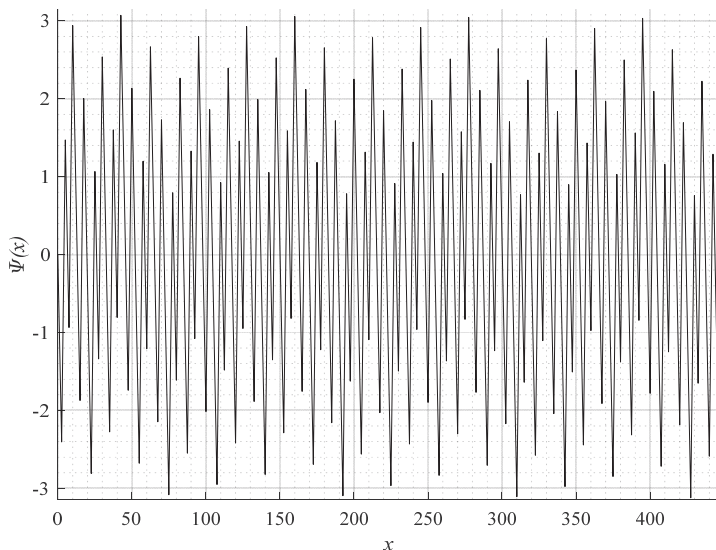


Рис. 11. Фазовое распределение на апертуре синтезированной антенной решетки для  $\theta_{0\phi} = 50^\circ$

В таблице 1 приведены результаты моделирования для различных направлений фазирования и отсчетов синтезирования.

Как видно из таблицы, при накоплении отсчетов синтезирования  $p = 20$  (т.е. при увеличении длины АР в 20 раз) ширина ДН уменьшается минимум в 5 раз и по всему диапазону сканирования остается практически неизменной ( $\approx 1^\circ$ ). Дальнейшее увеличение времени синтезирования к существенному сужению ДН не приводит.

Для анализа работы предложенного алгоритма в условиях шумов, приводящих к ошибкам в АФР, было проведено моделирование при исходных начальных условиях. Шумы задавались путем введения отклонений в направление фазирования, распределенных по нормальному закону.

На рисунке 12 представлено фазовое распределение на апертуре синтезированной АР при отсутствии шумов (сплошная линия) и при наличии шумов (пунктир). СКО флуктуаций волнового фронта от направления фазирования задавалось равным  $5^\circ$ .

ДН для данного случая представлена на рисунке 13, из которого видно, что искажение в АФР приводит к увеличению уровня боковых лепестков при незначительном отклонении основного лепестка.

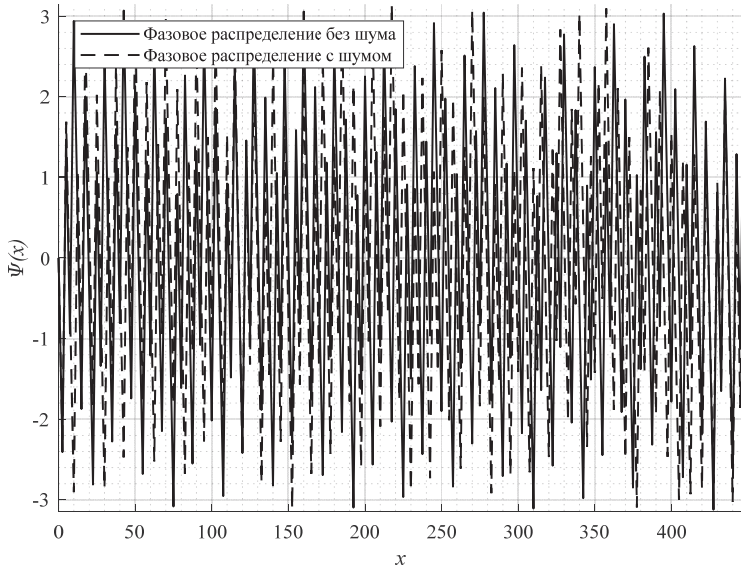


Рис. 12. Фазовое распределение на апертуре синтезированной антенной решетки

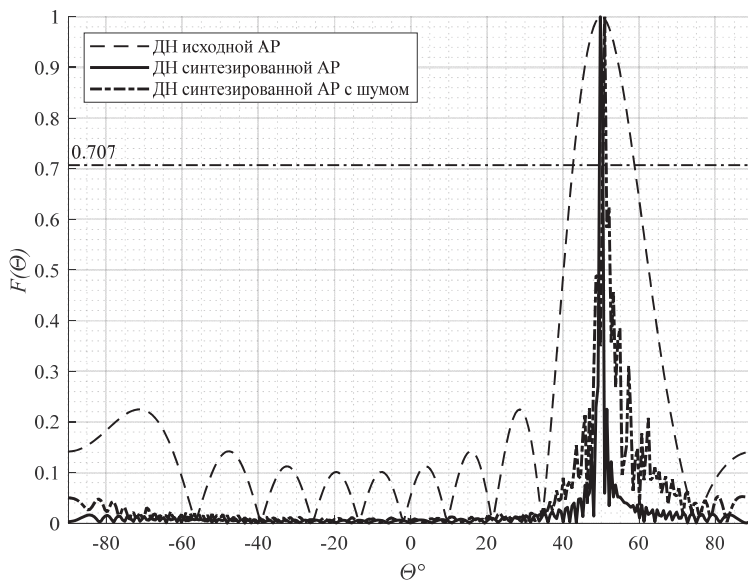


Рис. 13. Диаграммы направленности синтезированной AP

Таблица 1. Результаты моделирования

Направление фазирования, $\theta_{0\phi}^\circ$	Число отсчетов синтезирования, $p$	Ширина ДН АР, $2\theta_{0,5}^\circ$	Ширина ДН синтезированной АР, $2\theta_{0,5}^\circ$
1	2	3	4
0	2	10,3	5,5
	5		2,2
	10		1,0
	20		0,8
	50		0,4
5	2	10,5	5,1
	5		2,2
	10		1,1
	20		1,0
	50		0,9
20	2	10,9	5,7
	5		2,3
1	2	3	4
	10		1,6
	20		1,1
	50		0,6
40	2	13,3	6,8
	5		2,7
	10		1,7
	20		0,9
	50		0,7
60	2	21,7	9,7
	5		4,0
	10		2,1
	20		1,1
	50		0,9

**4. Заключение.** Таким образом, применяя алгоритм последовательного синтеза апертуры в приемных антенных решетках загоризонтных РЛС можно обеспечить разрешение по угловым координатам, значительно превышающее релейский предел. При этом нет необходимости в изменении конструкции антенных решеток. Такой подход при накоплении необходимой выборки измерений во времени позволит повысить энергетическую эффективность радиолокационных наблюдений, что дает возможность обнаружения

объектов, не видимых существующими загоризонтными РЛС, и повышения точности оценивания угловых координат. Основное достоинство представленного подхода состоит в возможности изменения параметров синтезируемой виртуальной апертуры с учетом радиолокационных характеристик обнаруживаемых объектов. При этом не требуется внесения конструктивных изменений в радиолокационный комплекс, предлагаемые решения позволяют расширить функциональные возможности системы и могут быть реализованы программными средствами.

Полученные в процессе моделирования результаты свидетельствуют о возможности лоцирования объектов с погрешностью линейного разрешения, характеризуемого СКО в пределах сотен метров, что позволяет использовать рассмотренный подход для некоторых навигационных применений и решения задач фоно-целевого обеспечения.

### Литература

1. *Фабрицио Д.А.* Высокочастотный загоризонтный радар: основополагающие принципы, обработка сигналов и практическое применение // М.: Техносфера. 2018. 936 с.
2. *Акимов В.Ф., Калинин Ю.К.* Введение в проектирование ионосферных загоризонтных радиолокаторов // М.: Техносфера. 2017. 492 с.
3. *Y. J. Guo, P. Qin, S. Chen, W. Lin and R. W. Ziolkowski.* Advances in Reconfigurable Antenna Systems Facilitated by Innovative Technologies // IEEE Access. 2018. vol. 6. pp. 5780–5794.
4. *Jianguo L.* Design Technology of Synthetic Aperture Radar // Wiley — IEEE Press. 2019. 329 p.
5. *Djurovic I.* QML-RANSAC: PPS and FM signals estimation in heavy noise environments // Signal Processing. 2017. vol. 130. pp. 142–151.
6. *Zhaoyi W., Shengnan S., Ziyang C., Zishu H.* A Modified Sequential Multiplexed Method for Detecting Airborne and Sea Targets With Over-the-Horizon Radar // Access IEEE. 2020. vol. 8. pp. 84082–84092.
7. *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.
8. *Орлов И.Я., Евсеев А.П., Вьюгин П.Н., Пучков А.В.* Анализ проблем создания «сверхразрешающей» цифровой антенной решетки с помощью алгоритма полигармонической экстраполяции // Труды 24-й Междунар. научн.-техн. конф. «Радиолокация, навигация, связь». 2018. С. 1–12.
9. *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.
10. *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.
11. *Guohua Wang, Yilong Lu.* High resolution MIMO-HFSWR using sparse frequency waveform // 9th International Conference on Signal Processing 2008. 2008. pp. 2238–2241.
  12. *Xiaolong C., Xiaohan Y., Yong H., Jian G.* Adaptive Clutter Suppression and Detection Algorithm for Radar Maneuvering Target With High-Order Motions Via Sparse Fractional Ambiguity Function // IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing. 2020. vol. 13. pp. 1515–1526.
  13. *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.
  14. *Нечаев Ю.Б.* Сверхразрешающие алгоритмы в задачах азимутальной радиопеленгации с использованием кольцевых антенных решеток // Антенны. 2007. № 7. С. 29–34.
  15. *Santi F. et al.* Spatial Resolution Improvement in GNSS-Based SAR Using Multistatic Acquisitions and Feature Extraction // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 2016. vol. 54. no. 10. pp. 6217–6231.
  16. *Ma H. et al.,* "Maritime Moving Target Indication Using Passive GNSS-Based Bistatic Radar // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2018. vol. 54. no. 1. pp. 115–130.
  17. *Дмитриев Д.Д., Карцан И.Н.* Адаптивные антенные решетки с цифровым формированием луча // Решетневские чтения. 2016. Т. 1. С. 263–265.
  18. *Ратынский М.В.* Адаптация и сверхразрешение антенных решеток // М.: Радио и связь. 2003. 197 с.
  19. *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.
  20. *Чистяков В.А., Куприц В.Ю.* Сверхразрешение в антенных решетках // Решетневские чтения. 2016. Т. 1. С. 310–312.
  21. *Петров В.П.* Алгоритмы оценки пространственного спектра в адаптивных цифровых антенных решетках // Вестник СибГУТИ. 2014. № 4(28). С. 60–70.
  22. *Филонов А.А. и др.* Устройства СВЧ и антенны // Сиб.федер. ун-т. 2014. 492 с.
  23. *Лаговский Б.А.* Сверхразрешение на основе синтеза апертуры цифровыми антенными решетками // Антенны. 2013. № 6(193). С. 9–16.
  24. *Порцев В.И. и др.* Выделение парциальных траекторий с применением синтезируемой виртуальной апертуры антенны РЛС // Вестник воздушно-космической обороны. 2016. Вып. 3(11). С. 87–92.
  25. *Порцев В.И., Гелесев А.И., Красько А.Г.* Угловое сверхразрешение сигналов с использованием «виртуальных» антенных решеток // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2019. № 4. С. 24–34.
  26. *Baiqiang Z., Junhao X., Zhongwen H.* Super-resolution processing for shipborne HFSWR based on an improved IMP // 2016 CIE International Conference on Radar (RADAR). 2016. pp. 1–4.
  27. *Thay T., Kelsall A., Marchioni J., Riddolls R.* Frequency Monitoring System for Over-The-Horizon Radar (OTHR) using The Empirical Canadian High Arctic Ionospheric Model (E-CHAIM) // 2019 20th International Radar Symposium (IRS). 2019. pp. 1–8.

**Алёшкин Андрей Петрович** – д-р техн. наук, профессор, профессор кафедры, кафедра передающих, антенно-фидерных устройств и средств СЕВ, Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского (ВКА им. А.Ф. Можайского). Область научных интересов: теория адаптивного смещенного оценивания в условиях плохой наблюдаемости параметров, антенно-фидерные устройства, радиолокация, радионавигация, пространственно-временная обработка сигналов. Число научных публикаций – 110. a\_aleshkin@mail.ru; ул. Ждановская, 13, 197198, Санкт-Петербург, Россия; р.т.: 7(812)230-2815.

**Балакирев Станислав Николаевич** – адъюнкт кафедры, кафедра передающих, антенно-фидерных устройств и средств СЕВ, Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского (ВКА им. А.Ф. Можайского). Область научных интересов: антенно-фидерные устройства, распространение радиоволн, радиолокация. Число научных публикаций – 4. bell\_356@mail.ru; Ждановская ул., 13, 197198, Санкт-Петербург, Россия; р.т.: +7(812)230-2815.

**Невзоров Валерий Иванович** – канд. техн. наук, доцент, преподаватель кафедры, кафедра передающих, антенно-фидерных устройств и средств СЕВ, Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского (ВКА им. А.Ф. Можайского). Область научных интересов: антенно-фидерные устройства, радиолокация, пространственно-временная обработка сигналов. Число научных публикаций – 150. nevzorov1938@mail.ru; Ждановская ул., 13, 197198, Санкт-Петербург, Россия; р.т.: +7(812)230-2815.

**Савочкин Павел Владимирович** – канд. техн. наук, доцент, заместитель начальника кафедры, кафедра передающих, антенно-фидерных устройств и средств СЕВ, Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского (ВКА им. А.Ф. Можайского). Область научных интересов: антенно-фидерные устройства, распространение радиоволн, радиолокация. Число научных публикаций – 30. p\_gehon@mail.ru; Ждановская ул., 13, 197198, Санкт-Петербург, Россия; р.т.: +7(812)230-2815.

A. ALESHKIN, S. BALAKIREV V. NEVZOROV P. SAVOCHKIN  
**INCREASING EFFICIENCY OF OVER-THE-HORIZONT  
SURFACE WAVE RADARS FOR DETECTING SURFACE  
OBJECTS BASED ON THE ANTENNA SYSTEM APERTURE**

*Aleshkin A., Balakirev S., Nevzorov V., Savochkin P. Increasing Efficiency of Over-the-Horizont Surface Wave Radars for Detecting Surface Objects based on the Antenna System Aperture.*

**Abstract.** Nowadays, over-the-horizon surface wave radars are used to solve the problems of monitoring the situation on the water surface adjacent to the border areas of the land. The main advantage of these means is the ability to detect surface objects beyond the optical horizon due to the propagation of an electromagnetic wave along the sea surface in the diffraction zone. However, the accuracy characteristics of such observations turn out to be extremely low due to the small signal-to-noise ratios of the reflected signal, which in turn are caused by the wide directivity pattern of the existing antenna systems.

It leads to the prevalence of background reflection in the irradiated region over the radio echo of the target object. For the same reason, stationary targets are undetectable, for which there is no Doppler frequency shift in the reflected signal spectrum. The only way to increase the signal-to-noise ratio is to narrow the radiation pattern in the direction of the detected target (an increase in the antenna system directivity). The article proposes a solution for the described problem by the method of sequential accumulation of reflected signals and their summation according to the principle of optimization of the selection of phase relationships for adjacent pulses (synthesized apertures) corresponding to the eventual front of electromagnetic waves focused in the direction of the hypothetical target.

The solution of this problem will significantly narrow the antenna directional pattern, which leads to the achievement of direction finding accuracy that meets the requirements for some navigation systems. In this case, there is no need to change the design of the antenna arrays. Computer simulation of the synthesized antenna array was performed and its directional pattern was constructed. A quantitative assessment of the increasing the angular resolution was performed in comparison with the potentially possible one determined by the Rayleigh criterion. This circumstance allows us to consider the possibility of using coastal over-the-horizon surface wave radars to detect stationary objects «invisible» by existing radars.

**Keywords:** Surface Wave Radar, Antenna Array, Directional Pattern, Amplitude-phase Distribution, Aperture Synthesis

## References

1. Fabrizio G.A. High Frequency Over-the-Horizon Radar (Russ. ed.: Dzhuzeppe A. Fabricio. *Vy'sokochastotny'y zagorizontny'y radar: osnovopolagayusch'ie principy', obrabotka signalov i prakticheskoe primeneniye*. M.: Tekhnosfera Publ. 2018. 936 p.).
2. Akimov V.F., Kalinin Ju.K. *Vvedenie v proektirovaniye ionosfernykh zagorizontnykh radiolokatorov* [Introduction to the design of ionospheric over-the horizon radars]. M.: Tehnosfera. 2017. 492 p. (In Russ.).
3. Guo Y.J. et al. Advances in Reconfigurable Antenna Systems Facilitated by Innovative Technologies. *IEEE Access*. 2018. vol. 6. pp. 5780–5794.
4. Jianguo L. Design Technology of Synthetic Aperture Radar // Wiley — IEEE Press. 2019. 329 p.
5. Djurovic I. QML-RANSAC: PPS and FM signals estimation in heavy noise environments. *Signal Processing*. 2017. vol. 130. pp. 142–151.
6. Zhaoyi W., Shengnan S., Ziyang C., Zishu H. A Modified Sequential Multiplexed



- Method for Detecting Airborne and Sea Targets With Over-the-Horizon Radar. *Access IEEE*. 2020. vol. 8. pp. 84082–84092.
7. Ale'shkin 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]. *Informacionno-upravljajushhie sistemy – Information and Control Systems*. 2020. vol. 2. pp. 37–45. (In Russ.).
  8. Orlov I.Ja., Evseev A.P., V'jugin P.N., Puchkov A.V. [Analysis of problems of creating a “super-resolving” digital antenna lattice using a polyharmonic extrapolation algorithm]. *Trudy 24-j Mezhdunar. nauchn.-tehn. konf. «Radiolokacija, navigacija, svjaz'» – Radar, Navigation, Communications: collected papers*. 2018. pp. 1–12. (In Russ.).
  9. 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.
  10. 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.
  11. Guohua Wang, Yilong Lu. High resolution MIMO-HFSWR using sparse frequency waveform. 9th International Conference on Signal Processing 2008. 2008. pp. 2238–2241.
  12. Xiaolong C., Xiaohan Y., Yong H., Jian G. Adaptive Clutter Suppression and Detection Algorithm for Radar Maneuvering Target With High-Order Motions Via Sparse Fractional Ambiguity Function. *IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing*. 2020. vol. 13. pp. 1515–1526.
  13. Manohin G.O., Gel'cer A.A., Rogozhnikov E.V. [Increased resolution of the radar system through parametric signal processing methods]. *Vestnik SibGUTI – SibGUTI Bulletin*. 2015. vol. 1(29). pp. 15–23. (In Russ.).
  14. Nechaev Ju.B. [Super-resolution algorithms in azimuthal radio direction finding problems using ring antenna arrays]. *Antenny – Antennas*. 2007. vol. 7. pp. 29–34. (In Russ.).
  15. Santi F. et al. Spatial Resolution Improvement in GNSS-Based SAR Using Multistatic Acquisitions and Feature Extraction. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. 2016. vol. 54. no. 10. pp. 6217–6231.
  16. Ma H. et al., "Maritime Moving Target Indication Using Passive GNSS-Based Bistatic Radar. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 2018. vol. 54. no. 1. pp. 115–130.
  17. Dmitriev D.D., Karcan I.N. [Adaptive antenna arrays with digital beam forming]. *Reshetnevskie chtenija – Reshetnev readings*. Issue 1. pp. 263–265. (In Russ.).
  18. Ratynskij M.V. *Adaptacija i sverhrazreshenie antennyh reshetok* [Antenna Array Adaptation and Super Resolution]. M.: Radio i svjaz'. 2003. 197 p. (In Russ.).
  19. Detkov A.N. [Optimization of trajectory signal processing of a radar system with digital synthesis of antenna aperture using hidden markov models]. *Radiotekhnika i jelektronika – Radio and Electronics*. 2016 vol. 62. no. 6 pp. 554–560. (In Russ.).
  20. Chistjakov V.A., Kupric V. Ju. [Superresolution in antenna arrays]. *Reshetnevskie chtenija – Reshetnev readings*. 2016. vol. 1. pp. 310–312. (In Russ.).
  21. Petrov V.P. [Spatial spectrum assessment algorithm in adaptive digital antenna arrays]. *Vestnik SibGUTI – SibGUTI Bulletin*. 2014. vol. 4(28). pp. 60–70. (In Russ.).
  22. Filonov A.A. et al. *Ustrojstva SVCh i anteny* [Microwave and antenna devices]. Sib.feder. un-t. 2014. 492 p. (In Russ.).
  23. Lagovskij B.A. [Superresolution based on aperture synthesis by digital antenna arrays]. *Antenny – Antennas*. 2013. vol. 6 (193). pp. 9–16. (In Russ.).
  24. Porsev V.I. et al. [Selection of partial trajectories using synthesized virtual aperture of the radar antenna]. *Vestnik vozdušno-kosmicheskoj oborony – Bulletin of aerospace defense*. 2016. vol. 3(11). pp. 87–92. (In Russ.).
  25. Porsev V.I., Gelesev A.I., Kras'ko A.G. [Angular over-resolution of signals using

- "virtual" antenna arrays]. *Vestnik Koncerna VKO «Almaz – Antej» – Bulletin of Concern of East Kazakhstan region "Almaz – Antey"*. 2019. vol. 4. pp. 24–34. (In Russ.).
26. Baiqiang Z., Junhao X., Zhongwen H. Super-resolution processing for shipborne HFSWR based on an improved IMP. 2016 CIE International Conference on Radar (RADAR). 2016. pp. 1–4.
27. Thay T., Kelsall A., Marchioni J., Riddolls R. Frequency Monitoring System for Over-The-Horizon Radar (OTHR) using The Empirical Canadian High Arctic Ionospheric Model (E-CHAIM). 2019 20th International Radar Symposium (IRS). 2019. pp. 1–8.

**Aleshkin Andrey** – Ph.D., Dr.Sci., Professor, Professor of the Department, Department of Transmitting, Antenna-Feeder Devices and Means of the Common Timing System, Mozhaisky Military Space Academy. Research interests: theory of adaptive biased estimation in conditions of poor observability of parameters, antenna feeder devices, radar, radio navigation, space-time signal processing. The number of publications – 110. a\_aleshkin@mail.ru; 13, Zdanovskaya str., 197198, St. Petersburg, Russia; office phone: 7(812)230-2815.

**Balakirev Stanislav** – Graduate Student of the Department, Department of Transmitting, Antenna-Feeder Devices and Means of the Common Timing System, Mozhaisky Military Space Academy. Research interests: antenna feeder devices, radio wave propagation, radar. The number of publications – 4. bell\_356@mail.ru; 13, Zdanovskaya str., 197198, St. Petersburg, Russia; office phone: +7(812)230-2815.

**Nevzorov Valery** – Ph.D., Associate Professor, Lecturer of the Department, Department of Transmitting, Antenna-Feeder Devices and Means of the Common Timing System, Mozhaisky Military Space Academy. Research interests: antenna-feeder devices, radar, space-time signal processing. The number of publications – 150. nevzorov1938@mail.ru; 13, Zdanovskaya str., 197198, St. Petersburg, Russia; office phone: +7(812)230-2815.

**Savochkin Pavel** – Ph.D., Associate Professor, Deputy Head of the Department, Department of Transmitting, Antenna-Feeder Devices and Means of the Common Timing System, Mozhaisky Military Space Academy. Research interests: antenna feeder devices, radio wave propagation, radar. The number of publications – 30. p\_gehon@mail.ru; 13, Zdanovskaya str., 197198, St. Petersburg, Russia; office phone: +7(812)230-2815.