

## Эффективность систем пространственной обработки радиолокационных сигналов на фоне пассивных помех при неизотропных элементах цилиндрической антенной решетки

А.Д. Плужников, Е.Н. Приблудова

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева  
603950, Российская Федерация, г. Нижний Новгород  
ул. Минаева, 24

В связи с задачей селекции целей на фоне пассивных помех при малой скважности зондирования проведен анализ пространственной обработки радиолокационных сигналов. Анализ проведен для случая неизотропных элементов антенной решетки. Приведены результаты расчетов оптимизированной приемной диаграммы направленности и достигаемого отношения сигнал-помеха, подтверждающие эффективность системы с цилиндрической антенной решеткой при ускорении обзора по азимуту.

*Ключевые слова:* обработка сигналов, обзор, сканирование, цилиндрическая антенная решетка, пассивные помехи.

### Введение

В наших работах [1–5] проведены анализ и оптимизация обработки сигналов в сканирующей радиолокационной системе при малой скважности зондирования. Уменьшение скважности радиолокационного зондирования для некоторых реальных ситуаций является известным [6] средством улучшения селекции движущихся целей (СДЦ) на фоне пассивных помех (ПП). Малая скважность реализуется либо при повышенной частоте повторения зондирующих импульсов, либо при использовании сложных сигналов большой длительности. При повышенной частоте повторения период следования зондирующих импульсов оказывается в несколько раз меньше времени запаздывания сигнала от максимально удаленной цели, т. е. времени распространения электромагнитной волны до этой цели и обратно к локалатору. При большой длительности сложных сигналов последняя зачастую соизмерима с указанным временем запаздывания. В обоих этих случаях слабые полезные сигналы от дальних целей принимаются одновременно с мощными ПП от объектов, расположенных на малых и средних дальностях. Для такой ситуации в [1–5] обоснована целесообразность пространственного подавления ПП при так называемом ускоренном сканировании (ускоренном обзоре в азимутальной плоскости), когда за время запаздывания

сигнала от максимально удаленной цели сканирующая диаграмма направленности (ДН) смещается на угол порядка своей ширины.

### 1. Принцип пространственного подавления пассивных помех при ускоренном сканировании

Для пояснения возможности пространственного подавления ПП представим себе, что антенная система имеет различные передающую ДН (штриховая линия на рис. 1) и приемную ДН (сплошная линия). Будем полагать, что во время сканирования (вращения ДН со скоростью  $\Omega$ , рад/с) основные лепестки этих ДН в плоскости сканирования взаимно смещены на постоянный угол  $\Omega t_s$ , где  $t_s$  – время запаздывания полезного сигнала от дальней цели. Указанные ДН практически не успевают повернуться за достаточно малое время запаздывания мешающих отражений от близко расположенных объектов (за время распространения электромагнитной волны от локалатора до таких объектов и обратно). Тогда эти ПП будут действовать под углами, соответствующими главному лепестку передающей ДН и, следовательно, по боковым лепесткам приемной диаграммы. То есть ПП от ближних объектов (наиболее интенсивные ПП) будут ослабляться в процессе приема. За время же запаздывания полезного сигнала от дальней цели

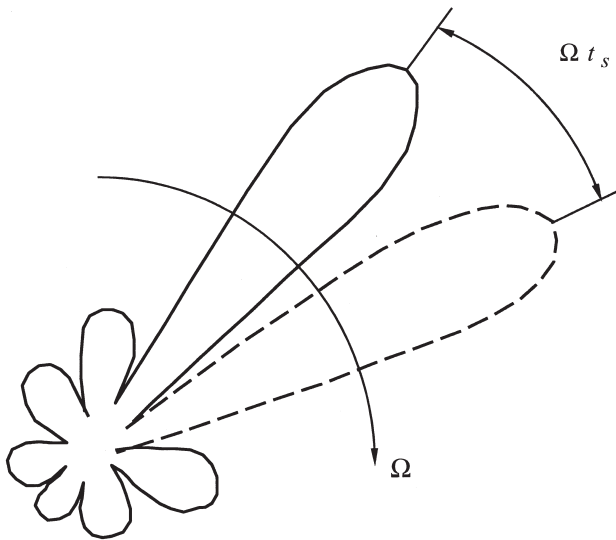


Рис. 1

диаграммы поворачиваются на угол  $\Omega t_s$ , так, что сигнал действует по основному лепестку приемной ДН. Значит, сигнал принимается с усилением. В итоге отношение сигнал-помеха возрастает на величину, определяемую уровнем боковых лепестков ДН.

## 2. Постановка задачи

В работах авторов статьи [1–5] доказана потенциальная возможность эффективного использования антенных решеток (АР) для реализации пространственного подавления ПП при ускоренном сканировании. Причем в этих работах проводился анализ систем с линейной и кольцевой АР при учете того, что на практике линейная или кольцевая АР зачастую является одной из «строк», образующих реальную плоскую или цилиндрическую АР, и определяют ДН таких АР [7] в азимутальной плоскости – плоскости обзора (сканирования). Отметим, что именно цилиндрическая АР позволяет [8] сделать радиолокационный обзор круговым (если не использовать систему из нескольких решеток или механическое вращение). В связи с этим анализ систем с цилиндрической АР представляет особый интерес.

Заметим, что для случая кругового обзора в азимутальной плоскости цилиндрическая решетка должна быть вертикальной, а образующие ее кольцевые подрешетки размещаются в горизонтальных плоскостях.

В работе [5] доказана эффективность пространственной обработки сигналов на фоне ПП при ускорении обзора в азимутальной плоскости и при его реализации с использованием ци-

линдрической антенной решеткой. Однако это доказательство проведено при нереалистичном допущении об изотропности (всеполюсности) элементов решетки, т. е. об их круговых диаграммах направленности.

Задачей данной работы является оценка эффективности пространственной обработки сигналов на фоне ПП при ускорении обзора в азимутальной плоскости и при его реализации с использованием цилиндрической антенной решетки, образованной неизотропными элементами.

## 3. Основные допущения

Для пространственного подавления ПП при ускоренном сканировании существенное значение [1–5; 7] имеют лишь ДН в плоскости сканирования (азимутальной плоскости). Для цилиндрической АР такая ДН определяется, как уже говорилось, характеристиками кольцевой подрешетки. Поэтому аналогично [5] в качестве модели антенной системы далее будем рассматривать горизонтальную кольцевую АР.

Пусть кольцевая решетка является  $N$ -элементной и эквидистантной (с одинаковыми расстояниями  $\Delta$  между ближайшими элементами). Через  $w_n$  ( $n = \overline{1, N}$ ) обозначим  $n$ -й весовой коэффициент пространственной обработки – комплексный коэффициент передачи  $n$ -го пространственного канала АР, т. е. канала передачи принимаемых сигналов от  $n$ -го элемента АР к сумматору, объединяющему определенное количество  $Q$  каналов в системе пространственной обработки [8]. При этом весовой вектор-столбец пространственной обработки [8] запишем в виде

$$\mathbf{W} = \|w_X, \dots, w_Z\|^T. \quad (1)$$

Здесь  $T$  – знак транспонирования; номера  $n$  элементов вектора, принимающие значения от  $n = X$  до  $n = Z$ , и количество  $Q$  этих номеров совпадают с номерами и количеством тех рядом размещенных элементов кольцевой АР, которые в некоторый момент времени (одновременно) работают в режиме приема, определяя приемную ДН. Таким образом, приемная ДН формируется участком кольцевой решетки, содержащим  $Q$  из  $N$  ее элементов.

Электронное сканирование реализуется путем синхронного изменения  $X$  и  $Z$  на одну и ту же величину. Например, можно изменять  $X$  и  $Z$  на 1, заменяя  $X = N + 1$  или  $Z = N + 1$  на  $X = 1$  или  $Z = 1$  соответственно. В реальной системе элементы решетки являются приемно-передающими

(приемоизлучающими) элементами. При этом электронное сканирование для режима передачи реализуется аналогично режиму приема.

Заметим, что номера от  $X$  до  $Z$  в (1) не обязательно представляют собой подряд следующие целые числа (не обязательно образуют возрастающую арифметическую прогрессию с разностью, равной единице), так как они совпадают с номерами рядом размещенных и одновременно работающих элементов кольцевой АР, среди которых могут находиться 1-й и  $N$ -й элементы (являющиеся соседними). Указанный способ электронного сканирования при достаточно малой длительности импульсов, излучаемых при зондировании (в частности, многие сложные зондирующие сигналы большой длительности могут быть представлены как последовательность [9] упомянутых импульсов малой длительности), эквивалентен механическому вращению кольцевой АР вокруг ее центра в горизонтальной плоскости при заданных номерах  $X, \dots, Z$  группы одновременно работающих элементов. Таким образом, в дальнейшем, как и в [5], можно рассматривать эквивалентную модель анализируемой системы, предполагающую механическое вращение кольцевой АР с некоторой скоростью  $\Omega$  в плоскости обзора  $(\alpha, R)$ , где  $\alpha$  – угловая координата (азимут), а  $R$  – радиальная координата (дальность), отсчитываемая от центра АР. Выберем начала отсчета текущего времени  $t$  и угла  $\alpha$  так, чтобы значение  $\Omega t$  этого угла определяло направление на 1-й элемент (элемент с номером  $n = 1$ ) кольцевой АР, перемещающееся в плоскости обзора вследствие предполагаемого эквивалентного вращения антенны.

Для реальной [10] ДН неизотропного элемента АР примем аппроксимацию

$$G_n\{\varepsilon\} = \cos(\varepsilon_n - \varepsilon) \text{ для } -\pi \leq \varepsilon_n - \varepsilon \leq \pi.$$

Полагая, что  $Q \leq N/2$ , а уровень боковых (точнее, задних) лепестков ДН решетки в режиме излучения является достаточно низким, можно показать, что при оптимизации весового вектора (1) пространственной обработки сигналов на фоне ПП аппроксимация ДН одного элемента АР для режима приема может быть упрощена:

$$G_n\{\varepsilon\} = \cos(\varepsilon_n - \varepsilon) \quad (2)$$

(для любых значений аргумента). Уточним, что при такой аппроксимации и последующих расчетах приемной ДН  $Q$ -элементной АР следует ограничиваться угловым сектором от  $-\pi$  до  $+\pi$  при отсчете угла от оси симметрии упомянутой АР.

#### 4. Аналитические соотношения

Обобщая известные результаты [5; 8] на случай кольцевой АР и неизотропных элементов, сможем записать следующие аналитические соотношения. Приемная ДН решетки (по напряженности поля) с точностью до постоянного коэффициента определяется формулой

$$G_w\{\varepsilon\} = \Phi_Q^T\{\varepsilon\}\mathbf{W} = \mathbf{W}^T\Phi_Q\{\varepsilon\}, \quad (3)$$

где угол  $\varepsilon$  как одна из переменных в полярной системе координат с полюсом, соответствующим центру кольцевой АР, отсчитывается в плоскости решетки от направления на ее 1-й элемент; обобщенный (на случай кольцевой решетки и неизотропных элементов)  $Q$ -элементный вектор волнового фронта

$$\Phi_Q\{\varepsilon\} = \Phi_G\{\varepsilon\}\Phi\{\varepsilon\}, \quad (4)$$

где диагональная матрица, описывающая диаграммы направленности отдельных элементов АР,

$$\Phi_G\{\varepsilon\} = \mathbf{diag}\{G_X(\varepsilon), \dots, G_Z(\varepsilon)\} \quad (5)$$

имеет порядок, равный  $Q$ ;

$$\Phi\{\varepsilon\} = \|\varphi_X, \dots, \varphi_Z\|^T; \quad (6)$$

$n$ -й элемент последнего вектора может быть определен по методике [5; 8] и оказывается равным

$$\varphi_n\{\varepsilon\} = \exp\{j2\pi\rho_0 \cos(\varepsilon - \varepsilon_n)\}; \quad (7)$$

$$\rho_0 = \rho/\lambda; \quad (8)$$

$\rho$  – радиус кольцевой АР;  $\lambda$  – рабочая длина волны; направление на  $n$ -й элемент АР (значение угла  $\varepsilon$ )

$$\varepsilon_n = 2\pi(n-1)/N. \quad (9)$$

Заметим, что имеется взаимосвязь между радиусом кольцевой АР и некоторыми другими ее параметрами:

$$\rho = \Delta/[2\sin(\pi/N)]$$

или согласно (8)

$$\rho_0 = \delta/[2\sin(\pi/N)], \quad (10)$$

где нормированное расстояние между ближайшими элементами АР

$$\delta = \Delta/\lambda.$$

Оптimum весового вектора (1) определяется уравнением Винера – Хопфа или винеровским решением, которые соответственно имеют вид [8]:

$$\mathbf{H}\mathbf{W} = \xi\mathbf{S}^* \text{ или } \mathbf{W} = \mathbf{W}_{\text{opt}} = \xi\mathbf{H}^{-1}\mathbf{S}^*, \quad (11)$$

где  $(\dots)^*$  – обозначение комплексного сопряжения;  $\xi = \text{const}$  – произвольный (ненулевой) комплексный скаляр;  $\mathbf{S}$  – вектор полезного сигнала,

образованный значениями комплексных огибающих сигнала на выходах элементов АР в режиме приема; корреляционная матрица помехи

$$\mathbf{H} = E\{\mathbf{U}^* \mathbf{U}^T\} \quad (12)$$

где  $E\{\dots\}$  – обозначение математического ожидания;  $\mathbf{U}$  – вектор помехи (суммы собственных шумов и ПП), образованный значениями комплексных огибающих помехи на выходах элементов АР в режиме приема.

Собственные шумы различных элементов АР при их работе на прием предполагаем взаимно независимыми и имеющими дисперсию  $\sigma^2$  на выходе каждого элемента АР. Тогда из (12) следует

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_h + \mathbf{H}_c, \quad (13)$$

где  $\mathbf{H}_c$  – корреляционная матрица ПП; корреляционная матрица собственных шумов

$$\mathbf{H}_h = \sigma^2 \mathbf{I}_N; \quad (14)$$

$\mathbf{I}_N$  – единичная матрица порядка  $N$ .

При условии (11) достигается максимум [8]

$$\eta_{\max}^2 = \mathbf{S}^T \mathbf{H}^{-1} \mathbf{S}^* \quad (15)$$

отношения сигнал–помеха (ОСП) на выходе системы пространственной обработки ( $Q$ -элементного участка кольцевой АР, работающего на прием).

По методике [1–3; 5] найдем величины, позволяющие конкретизировать соотношения (11), (13), (15): вектор полезного сигнала

$$\mathbf{S} = s \Phi_Q \{\varepsilon_{b0} - \gamma \theta\}, \quad (16)$$

$n$ ,  $p$ -й элемент матрицы  $\mathbf{H}_c$

$$\begin{aligned} h_{np} = & \exp \left\{ -\pi \theta^2 \rho_0^2 (\sin \varepsilon_n - \sin \varepsilon_p)^2 \right\} \times \\ & \times \sum_{m=1}^M \sigma_m^2 f_{\cos}(n, p, t, m) \exp \left\{ -j 2 \pi \rho_0 \times \right. \\ & \times \left[ (\sin \varepsilon_n - \sin \varepsilon_p) \left( \varepsilon_{b0} - \gamma \theta \frac{R_m}{R_s} \right) + \right. \\ & \left. \left. + \cos \varepsilon_n - \cos \varepsilon_p \right] \right\}, \end{aligned} \quad (17)$$

где

$$\begin{aligned} f_{\cos}(n, p, t, m) = & \cos \varepsilon_n \cos \varepsilon_p + \\ & + \left( \varepsilon_{b0} - \gamma \theta \frac{R_m}{R_s} \right) \sin(\varepsilon_n + \varepsilon_p) + \\ & + \left( \varepsilon_{b0} - \gamma \theta \frac{R_m}{R_s} \right)^2 \sin \varepsilon_n \sin \varepsilon_p - \\ & - j \theta^2 \rho_0 (\sin \varepsilon_n - \sin \varepsilon_p) \left[ \sin(\varepsilon_n + \varepsilon_p) + \right. \end{aligned} \quad (18)$$

$$\begin{aligned} & \left. + 2 \left( \varepsilon_{b0} - \gamma \theta \frac{R_m}{R_s} \right) \sin \varepsilon_n \sin \varepsilon_p \right] + \\ & + \frac{\theta^2}{2\pi} \left[ 1 - 2\pi \theta^2 \rho_0^2 (\sin \varepsilon_n - \sin \varepsilon_p)^2 \right] \times \\ & \times \sin \varepsilon_n \sin \varepsilon_p; \end{aligned}$$

ненулевое комплексное  $s = \text{const}$ ; угол  $\varepsilon = \varepsilon_{b0}$  соответствует максимуму ДН на излучение;  $\gamma = \Omega t_s / \theta$  – относительная скорость обзора;  $\theta$  – ширина ДН на излучение;  $\pi = 3,14\dots$ ;  $M$  – количество колец дальности (их ширина совпадает с разрешающей способностью локатора по дальности), которые имеют средние радиусы  $R_m$  ( $m = \overline{1, M}$ ) и являются такими, что ПП из этих колец при малой скважности зондирования принимаются одновременно (представляют интерес ПП, принимаемые одновременно с полезным сигналом, см. выше);  $\sigma_m^2$  – дисперсия ПП, действующей в одном элементе АР и обусловленной отражениями из кольца дальности со средним радиусом  $R_m$ ;  $j = (-1)^{1/2}$ ;  $R_s = ct_s / 2$  – дальность до цели;  $c$  – скорость распространения радиоволн.

## 5. Количественные результаты

На рис. 2, 3 приведены результаты расчетов по формулам (2)–(7), (9)–(18) при  $N = 100$ ,  $Q = 20$ ,  $\delta = 0,5$ ,  $M = 1$ ,  $R_m / R_s = R_1 / R_s = 0,01$ ,  $\sigma_m^2 / \sigma^2 = \sigma_1^2 / \sigma^2 = 1000$ . Заметим, что выбранные значения параметров приблизительно соответствуют реальной цилиндрической АР [10]. Ширина  $\theta$  ДН на излучение в процессе расчетов задавалась как величина, обратная нормированной (к рабочей длине волны) апертуре АР, что в результате решения геометрической задачи, соответствующей выбранной модели анализируемой системы, приводит к соотношению

$$\theta = \{2\rho_0 \sin[\pi(Q-1)/N]\}^{-1}.$$

Кроме того, расчеты проводились при таком значении  $\varepsilon_{b0}$ , которое соответствует максимуму излучения в направлении оси симметрии антенной решетке, образованной из  $Q$ -элементов с номерами от  $X$  до  $Z$ .

На рис. 2 представлена оптимизированная приемная ДН (сплошная линия), рассчитанная при указанных условиях и ускоренном сканировании ( $\gamma = 3$ ). Штриховой линией здесь обозначен основной лепесток ДН на излучение. Рис. 2 показывает, что проведенная оптимизация обеспечивает такую форму приемной ДН кольцевой решетки, которая необходима для эффективной

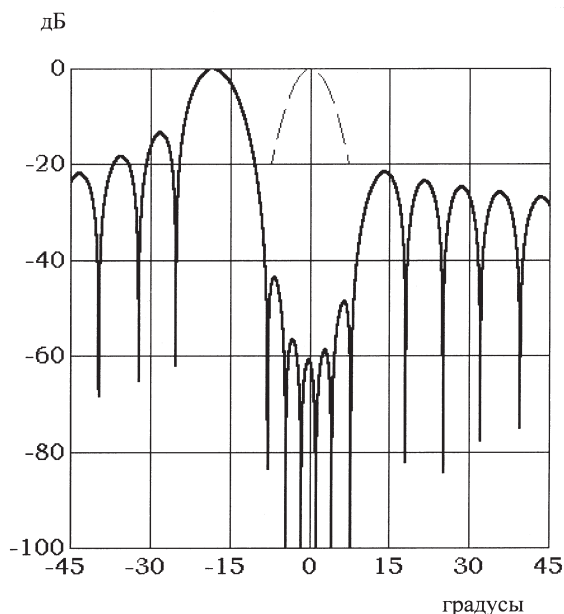


Рис. 2

пространственной обработки сигналов с малой скважностью на фоне ПП при ускоренном сканировании [2; 3], а именно, следующие характерные детали приемной ДН: сдвиг ее основного лепестка относительно основного лепестка ДН на излучение в сторону запаздывания при обзоре на величину  $\Omega t_s = \gamma\theta$  и значительное понижение уровня боковых лепестков в области основного лепестка ДН на излучение (в интервале углов, соответствующих действию мощных ПП от близко расположенных объектов).

На рис. 3 показана зависимость достигаемого ОСП  $\eta_{\max}^2$  от относительной скорости обзора  $\gamma$ . Эта зависимость практически совпадает с зависимостью, рассчитанной при тех же исходных данных [5] для случая изотропных элементов АР. Следовательно, эффективность ускоренного сканирования, реализуемого на базе реальных АР с неизотропными элементами, тоже (как и для идеализированной АР с изотропными элементами) является высокой: выигрыш по сравнению с традиционным (низкоскоростным) сканированием составляет десятки децибел (в данном конкретном случае 37 дБ). Разумеется [1; 3], положительное влияние ускорения обзора на эффективность пространственной обработки сигналов малой скважности, маскированных пассивными помехами, сопровождается отрицательным влиянием ускорения обзора на эффективность временной обработки сигналов в присутствии ПП (на эффективность СДЦ). Однако, как показано в наших работах [1; 3], высокая эффективность пространственной обработки сигналов при ускоренном обзоре позволяет повысить и эффек-

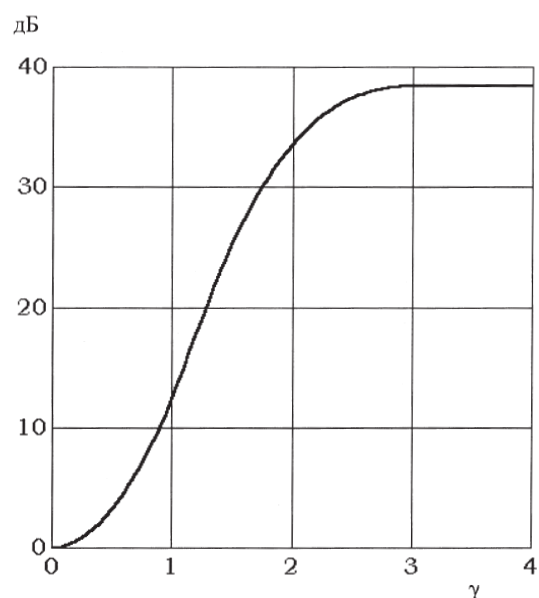


Рис. 3

тивность пространственно-временной обработки сигналов (при совместном использовании СДЦ и пространственного подавления ПП). А именно, в указанных работах доказана возможность повышения (за счет ускорения обзора) ОСП на выходе системы пространственно-временной обработки на 12–21 дБ.

### Заключение

Итак, согласно проведенному анализу, при использовании цилиндрической антенной решетки с неизотропными элементами может быть сформирована такая диаграмма направленности в азимутальной плоскости, которая необходима для эффективной пространственной обработки сигналов с малой скважностью на фоне пассивных помех при ускоренном круговом обзоре. При этом эффективность ускоренного сканирования является достаточно высокой: оно позволяет получить выигрыш в отношении сигнал–помеха порядка 10 дБ.

*Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках договора № 02.G25.31.0061 от «12» февраля 2013 года (в соответствии с Постановлением Правительства Российской Федерации от 9 апреля 2010 г. № 218).*

### Список литературы

1. Плужников А.Д. Анализ систем пространственно-временной обработки сигналов на фоне пассивных помех // Известия вузов. Радиофизика. 1991. № 4. С. 371–380.
2. Плужников А.Д. Аналитическая оптимизация возбуждения антенной решетки при обнаружении радиолокацион-

- ных сигналов на фоне пассивных помех // Радиотехника и электроника. 1991. Т. 36. № 12. С. 2412–2415.
3. Pluzhnikov A.D., Pribludova E.N. The Space-time processing of signals on a clutter background with the scanning // The Proceedings of the 8th International Conference on Signal Processing Applications & Technology (San Diego, CA, USA). 1997. Vol. 2. P. 1537–1541.
  4. Pluzhnikov A.D., Pribludova E.N., Torgushin E.I. Woodward constant with space-distance resolution in radar scanning system // Signal Processing. 1998. Vol. 65. P. 130–134.
  5. Плужников А.Д., Приблудова Е.Н. Ускорение кругового радиолокационного обзора при действии пассивных помех и использовании цилиндрической антенной решетки с электронным сканированием // Радиотехника. 2005. № 10. С. 70–73.
  6. Гуткин Л.С. Проектирование радиосистем и радиоустройств. М.: Радио и связь, 1986. 288 с.
  7. Мищенко Е.Н., Мищенко С.Е. Алгоритм управления фазовым распределением цилиндрической антенной решетки при сканировании в угломестной плоскости // Радиотехника. 2002. № 1. С. 86–89.
  8. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: введение в теорию / пер. с англ.; под ред. В.А. Лексащенко. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
  9. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы: теория и применение / пер. с англ.; под ред. В.С. Кельзона. М.: Сов. радио, 1971. 567 с.
  10. Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д. Синтез излучающих систем. М.: Сов. радио, 1974. 232 с.

## The efficiency of systems of spatial radar signal processing on a clutter background with non-isotropic elements of a cylindrical array

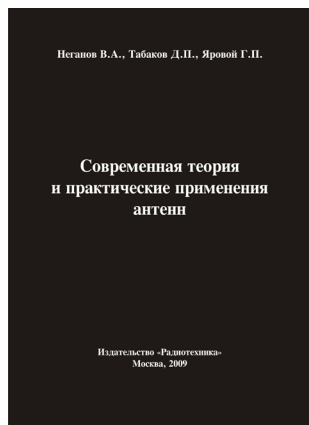
*A.D. Pluzhnikov, E.N. Pribludova*

In conjunction with the problem of the target selection on a clutter background with quasi-continuous radiation, the analysis of the spatial radar signal processing is made. The analysis is made for a case of non-isotropic array elements. The calculation results of the optimized receiving antenna pattern and the attained signal-to-noise ratio for the confirmation of the efficiency of the cylindrical array system with the azimuth scanning rate increase are given.

*Keywords:* signal processing, surveillance, scanning, cylindrical array, clutter.

**Неганов, В.А.**

**Современная теория и практические применения антенн:** монография / В.А. Неганов, Д.П. Табаков, Г.П. Яровой; предисловие академика Ю.В. Гуляева; под ред. В.А. Неганова. – М.: Радиотехника, 2009. – 720 с.



**ISBN 978-5-88070-222-0**

УДК 621.396.67  
ББК 32.845

Рассмотрены основные разделы теории и техники антенн. Освещены вопросы расчета и построения различных типов антенн (от вибраторных до рупорных и антенных решеток, включая фазированные). Основное внимание уделено антеннам СВЧ и расчетам их электромагнитных полей в ближней зоне, т. е. вопросам электромагнитной совместимости.

Принципиальное отличие книги от известных заключается в последовательном применении метода физической регуляризации (самосогласованного метода) к расчету электромагнитного поля антенн, позволяющего осуществлять непрерывный переход с излучающей поверхности антенны к пространству вне ее. С помощью самосогласованного метода получены новые результаты по теории антенн: установлены связь между поверхностной плотностью тока на вибраторной антенне и напряженностью электромагнитного поля, однонаправленный режим излучения для кольцевой (рамочной антенны), режимы стоячих и бегущих волн в цилиндрической спиральной антенне, входное сопротивление практически для всех типов антенн. Теоретический материал подкреплен примерами применения многолучевых антенн.

*Предназначено для разработчиков антенно-фидерных устройств, аспирантов и докторантов, занимающихся вопросами проектирования антенных систем различного назначения, студентов радиотехнических специальностей высших учебных заведений.*