

УДК 519.876.5

## ВЕРОЯТНОСТНАЯ ОЦЕНКА ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ С ПРОСТРАНСТВЕННО-КОРРЕЛЯЦИОННЫМ МЕТОДОМ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

И. М. Орошук<sup>1</sup>, А. Н. Сучков<sup>2</sup>, С. Л. Мельник<sup>2</sup>, М. В. Соловьев<sup>2</sup>

<sup>1</sup> Дальневосточный федеральный университет, 690090, Владивосток, ул. Суханова, 8

<sup>2</sup> Тихоокеанское высшее военно-морское училище им С.О. Макарова,  
690062, Владивосток, Камский пер., 6

Статья поступила в редакцию 22 мая 2019 г.

**Аннотация.** В статье представлена методика оценки помехоустойчивости радиолокационной системы, использующей поверхностные волны декаметрового диапазона, основанная на модели приемной цифровой антенной решетки с пространственно-корреляционным методом обработки сигналов. Модель получена на основе критерия Неймана-Пирсона для условий поверхностного распространения радиоволн и использования зондирующего шумоподобного радиолокационного сигнала с гауссовым распределением. Данная методика, с учетом моделей пространственно-корреляционных свойств радиосигналов и радиопомех, может быть рекомендована для исследования и оптимизации построения апертуры антенной решетки с пространственно-корреляционной обработкой сигналов, обеспечивающей заданную помехоустойчивость радиоэлектронных систем обнаружения.

**Ключевые слова:** цифровая антенная решетка, пространственно-корреляционные характеристики радиосигналов и радиопомех, радиолокационный сигнал, гауссовое распределение, критерий Неймана-Пирсона, помехоустойчивость, численное моделирование.

**Abstract.** Digital antenna arrays application in modern radio-electronic equipment discloses availabilities of non-classical signal processing methods and antenna arrays building principle. Particularly, the use of nonlinear signal processing methods and nonuniformly-filled array can become a basis for perspective radio-electronic systems

creation, which are characterized by improved directional properties of antennas, high interference and noise immunity along with their considerable decrease in value. For detailed analysis of radio electronic systems capabilities, the expensive natural experiments are required. In this regard that it is more expedient to assess their capabilities by simulation. The article is devoted to the probabilistic model of the receiving digital antenna array with the spatial correlation method of signal processing. The model is obtained on the basis of the Neumann-Pearson criterion for the conditions of surface propagation of radio waves and the use of noise-like probing radar signal with Gaussian distribution. The expression for estimation of noise immunity of the detector and expression for calculation of the required sample size at which the set probabilistic characteristics of detection of a radio signal are reached is received. The method of probabilistic estimation of radar signal detection is presented. This method is based on the deterministic dependence of the space-correlation field of radio signals of decimeter waves and for surface stochastic simulation model of radio interference synthesis. These models allow space-correlation dependences to synthesize the fields of radio signals and radio interference for a given frequency and bandwidth of signal processing paths. This technique can be recommended for studying the configurations of the aperture design of the antenna array with spatial correlation signal processing, providing a given noise immunity of electronic detection systems without significant costs for experimental research.

**Key words:** digital antenna array, spatial correlation characteristics of radio signals and radio interference, radar signal, Gaussian distribution, Neumann-Pearson criterion, noise immunity, simulation.

## 1. Введение

Тенденции развития современных радиоэлектронных систем (РЭС) обнаружения основаны на использовании антенных систем с обработкой сигналов, существенно повышающих их функциональные возможности [1].

Дополнительные возможности РЭС раскрываются за счет совместного

использования в одной антенной системе совокупности различных методов обработки, имеющих определенные преимущества, что стало возможным с развитием и активным внедрением цифровых антенных решеток (ЦАР) [1].

Так, весьма перспективными являются антенные системы, представляющие собой ЦАР с нелинейной обработкой сигналов и использованием неэквидистантного расположения элементов антенной решетки (АР) в пространстве [1]. Такие ЦАР, согласно исследованиям ряда отечественных и зарубежных ученых [2–6], позволят улучшить направленные характеристики антенных систем РЭС обнаружения и снизить уровень их боковых лепестков при меньшем числе элементов по сравнению с традиционными фазированными АР. Кроме того, предварительный анализ показал, что применение пространственно-корреляционного метода обработки сигналов в ЦАР, как разновидности нелинейной обработки, и использование неэквидистантного построения АР дает возможность улучшить помехоустойчивость РЭС при малых отношениях уровней сигнал/шум  $\leq 1$  [7–10], что определяет актуальность их исследования.

## **2. Цифровая антенная решетка с пространственно-корреляционным методом обработки сигналов**

Цифровая антенная решетка с пространственно-корреляционным методом обработки сигналов представляет собой приемную АР с неэквидистантным расположением элементов (Э) в пространстве, включающую блоки предварительной обработки (БПО), многоканальный синхронный аналого-цифровой преобразователь (АЦП), блок фильтрации (БФ), блок временных задержек (БВЗ), блок оценки корреляционных функций (БОКФ) и устройство принятия решения (УПР) (Рис. 1).

Радиолокационный сигнал, включающий полезный радиосигнал, отраженный от цели (далее радиосигнал), и естественные радиопомехи (далее радиопомехи), обусловленные наличием электромагнитных излучения от природных объектов, находящихся в зоне обзора ЦАР, принимается элементами АР. Этот радиолокационный сигнал формирует на выходах всех

элементов АР напряжения, которые после усиления и предварительной фильтрации в БПО оцифровываются в многоканальном синхронном АЦП. Далее в БФ происходит выделение спектра полезных радиосигналов, которые затем поступают в БВЗ.

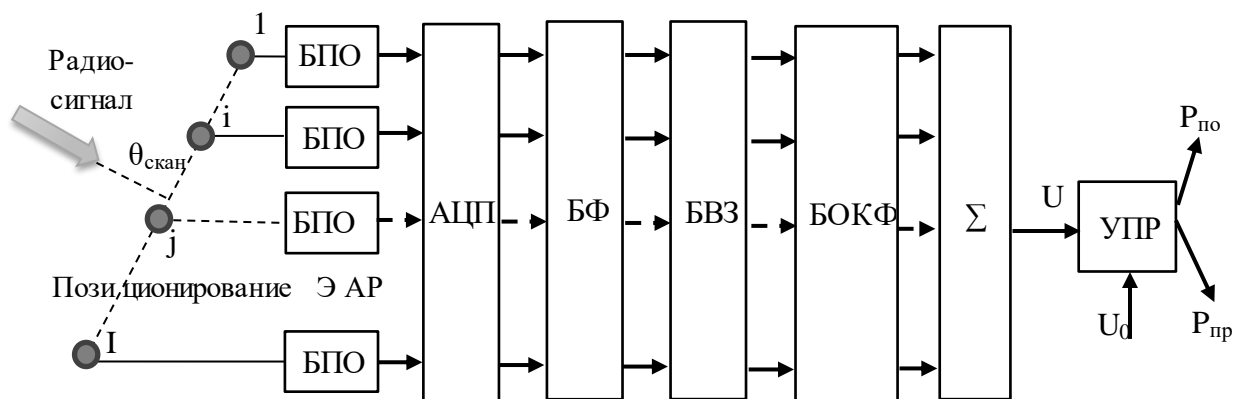


Рис. 1. ЦАР с пространственно-корреляционным методом обработки сигналов

В БВЗ осуществляется формирование диаграммы направленности в заданном направлении сканирования путем виртуального позиционирования всех элементов АР на одну линию, ортогональную направлению сканирования за счет естественных ( $\tau$ ) и вводимых компенсационных временных задержек ( $\tau_k$ ).

Далее в БОКФ производится оценка функций взаимной корреляции (ФВК) радиосигналов с выходов всех пар элементов АР с последующим их суммированием. Свертка итогового напряжения на выходе такой ЦАР может быть представлена в виде [7–10]:

$$U = 2 \sum_{i=1}^{I-1} \sum_{j>i}^{I-1} \left[ \sigma_{s,i} \sigma_{s,j} \rho_{s,ij}(\tau - \tau_k) + \sigma_{n,i} \sigma_{n,j} \rho_{n,ij}(\tau - \tau_k) \right], \quad (1)$$

где  $\sigma_{s,i}$ ,  $\sigma_{s,j}$ ,  $\sigma_{n,i}$ ,  $\sigma_{n,j}$  – среднеквадратические отклонения (СКО) напряжений радиосигналов и радиопомех на выходах  $i$ -х и  $j$ -х элементов АР;

$\rho_{s,ij}(\tau - \tau_k)$ ,  $\rho_{n,ij}(\tau - \tau_k)$  – коэффициенты взаимной корреляции (КВК) напряжений радиосигналов и радиопомех на выходах  $i$ -х и  $j$ -х элементов АР;

$\tau_k, \tau$  – компенсационные и естественные временные задержки радиосигналов, определяемые вводимой задержкой и разностью времени распространения радиосигнала до элементов АР;

$I$  – количество элементов АР.

Решение о наличии или отсутствии радиосигнала принимается на основе сравнения итогового выходного напряжения с БОКФ (см. выражение (1))  $U$  с пороговым  $U_0$ , определяемым вероятностными характеристиками радиолокационного сигнала.

### 3. Вероятностная модель приемной цифровой антенной решетки с пространственно-корреляционным методом обработки сигналов

С учетом большой дальности от цели в модели полагается, что в точку приема на АР падает плоская радиоволна, формирующая на входе приемных трактов с выхода каждого элемента АР случайный гауссовый радиосигнал  $s(t)$  с нулевым средним, что характерно для условий распространения поверхностных радиоволн. Радиопомеха также представляет собой случайный гауссовый процесс  $n(t)$  с нулевым средним [11].

В случае присутствия радиолокационного сигнала на входы приемного тракта с элементов АР поступает аддитивная смесь радиосигнала и радиопомехи  $z(t) = s(t) + n(t)$ , а при отсутствии – только радиопомеха  $n(t)$ .

Полагая, что эффективные напряжения радиопомех, определяемые среднеквадратическими отклонениями принимаемого поля  $\sigma_n$ , на входах элементов в пределах всей апертуры АР равны между собой и все каналы ЦАР идентичны, функция распределения плотности вероятности напряжений радиопомех на выходах всех пар элементов АР определяется выражением

$$w(\sigma_{n,i}, \sigma_{n,j}) = \frac{1}{2\pi\sigma_n^2\sqrt{1-\rho_{n,ij}^2}} \exp\left(-\frac{\sigma_{n,i}^2 - 2\rho_{n,ij}\sigma_{n,i}\sigma_{n,j} + \sigma_{n,j}^2}{2\sigma_n^2(1-\rho_{n,ij}^2)}\right). \quad (2)$$

Ввиду того, что в качестве зондирующего радиолокационного сигнала

используется широкополосный шумоподобный сигнал с гауссовым распределением, а также в связи с тем, что реальная цель представляет собой совокупность большого числа независимых и случайно расположенных элементов, перемещающихся друг относительно друга и радиолокатора, в силу центральной предельной теоремы суммарный радиосигнал представляет собой гауссовый случайный процесс с нулевым средним [11]. В результате, с учетом идентичности каналов ЦАР, радиолокационное поле сформирует на входах каждой пары элементов АР напряжения с одинаковыми эффективными значениями СКО радиосигналов  $\sigma_s$ , имеющими постоянное значение в пределах всей апертуры АР. В данных условиях плотность распределения выходных напряжений радиосигналов для каждой пары элементов АР будет определяться выражением

$$w(\sigma_{s,i}, \sigma_{s,j}) = \frac{1}{2\pi\sigma_s^2\sqrt{1-\rho_{s,ij}^2}} \exp\left(-\frac{\sigma_{s,i}^2 - 2\rho_{s,ij}\sigma_{s,i}\sigma_{s,j} + \sigma_{s,j}^2}{2\sigma_s^2(1-\rho_{s,ij}^2)}\right). \quad (3)$$

Откуда, распределение вероятности смеси радиосигнала и радиопомехи будет иметь следующий вид:

$$w(z_i, z_j) = \frac{1}{2\pi\sigma_z^2\sqrt{1-\rho_{z,ij}^2}} \exp\left(-\frac{z_i^2 - 2\rho_{z,ij}z_i z_j + z_j^2}{2\sigma_z^2(1-\rho_{z,ij}^2)}\right), \quad (4)$$

где  $\rho_{z,ij}$  – коэффициент взаимной корреляции смеси радиосигнала и радиопомехи на выходах  $i$ -го и  $j$ -го элементов АР;  $\sigma_z^2$  – дисперсия смеси;  $\sigma_z^2 = \sigma_s^2 + \sigma_n^2$ .

С учетом обработки цифровых сигналов и равенства нулю математических ожиданий напряжений радиосигнала и радиопомехи напряжение на выходе БОКФ определяется выражением

$$R_{ij} = \frac{1}{N} \sum_{m=1}^N U_{i,m} U_{j,m}, \quad (5)$$

где  $U_{i(j),m}$  – величина напряжения  $m$ -го отсчета выборки на выходе

соответствующего элемента AP; N – объем выборки отсчетов напряжений, используемый для оценки взаимной корреляции.

Из выражения (5) следует, что случайная величина  $R_{ij}$  определяется средневыборочным значением произведения выходных напряжений АЦП для каждой пары элементов AP.

В БОКФ выполняется операция (5) над вектором процессов  $U_{i(j)} = (U_{i(j), 1}, U_{i(j), 2}, U_{i(j), 3}, \dots, U_{i(j), N})$ , состоящих из отсчетов мгновенных значений напряжений на выходах каждой пары элементов AP, на протяжении интервала стационарности.

Для упрощения вычисления плотности распределения случайной величины  $R_{ij}$  воспользуемся следующим преобразованием:

$$U_i U_j = \left[ (U_i + U_j)^2 - (U_i - U_j)^2 \right] / 4, \quad (6)$$

из которого следует, что композицию распределения произведения вероятности случайных величин можно представить в виде сверток распределений.

С учетом выражений (5) и (6) получена плотность распределения оценки ФВК, измеряемой одной парой элементов, при наличии только радиопомехи

$$w_n(R_{ij}) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi D_n}} e^{-\frac{(R_{ij}-M_n)^2}{2D_n}}, \quad (7)$$

где  $M_n$  – математическое ожидание напряжения радиопомехи на выходе одной пары элементов,  $M_n = 2\rho_n \sigma_n^2$ ;

$D_n$  – дисперсия напряжения радиопомехи на выходе одной пары элементов

при объеме выборки N,  $D_n = \frac{4\sigma_n^4(1 + \rho_n^2)}{N}$ .

При наличии смеси радиосигнала и радиопомехи плотность распределения оценки ФВК определяется выражением

$$w_z(R_{ij}) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi D_z}} e^{-\frac{(R_{ij}-M_z)^2}{2D_z}}, \quad (8)$$

где  $M_z$  – математическое ожидание напряжения смеси радиосигнала и радиопомехи на выходе одной пары элементов АР при выборке, равной  $N$ ,

$$M_z = 2(\rho_s \sigma_s^2 + \rho_n \sigma_n^2);$$

$D_z$  – дисперсия напряжения на выходе одной пары элементов при выборке,

равной  $N$ , 
$$D_z = \frac{4 \left[ (\sigma_s^2 + \sigma_n^2)^2 + (\rho_s \sigma_s^2 + \rho_n \sigma_n^2)^2 \right]}{N}.$$

Обобщённое напряжение ЦАР определяется суммой напряжений ФВК со всех пар элементов АР:

$$U = \sum_{b=1}^B R_b, \quad (9)$$

где  $R_b$  – напряжение радиосигнала на выходе  $b$ -й пары АР;  $B$  – количество всех пар корреляторов АР,  $B = I^2 - I$ .

На основании (9) при наличии нескольких элементов в АР распределение суммарного радиосигнала определяется каскадной сверткой гауссовых распределений (7) и (8):

$$W(U) = \underbrace{w(R_{12}) \cdot w(R_{13}) \cdot \dots \cdot w(R_{ij}) \cdot \dots \cdot w(R_{I(I-1)})}_B, \quad (10)$$

где  $U$  – амплитуда радиосигнала на выходе сумматора (на входе УПР);

$w(R_{ij})$  – функция распределения случайного процесса на выходе одного коррелятора.

Известно, что композиция гауссовых распределений также является гауссовой функцией [13], в результате при отсутствии радиосигнала плотность распределения напряжения ЦАР будет определяться выражением



$$W_n(U) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi D_{n\Sigma}}} e^{-\frac{(U-M_{n\Sigma})^2}{2D_{n\Sigma}}}, \quad (11)$$

где  $M_{n\Sigma}$  – математическое ожидание напряжения на выходе сумматора при наличии на входе только радиопомехи (см. Рис. 1),

$$M_{n\Sigma} = \sum_j \sum_i M_{n,ij} = 4\sigma_n^2 \sum_{i < j} \rho_{n,ij}, \quad i = \overline{1, I}, \quad j = \overline{1, I};$$

$D_{n\Sigma}$  – дисперсия напряжения на выходе сумматора при наличии на входе

только радиопомехи,  $D_{n\Sigma} = \sum_j \sum_i D_{n,ij} = \frac{4\sigma_n^4}{N} \left( B + 2 \sum_{i \leq j} \rho_{n,ij}^2 \right), \quad i = \overline{1, I}, \quad j = \overline{1, I}.$

В случае, если радиолокационный сигнал во входном процессе присутствует, то плотность распределения напряжения ЦАР будет равна

$$W_z(U) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D_{z\Sigma}}} e^{-\frac{(U-M_{z\Sigma})^2}{2D_{z\Sigma}}}, \quad (12)$$

где  $M_{z\Sigma}$  – математическое ожидание напряжения смеси радиосигнала и

радиопомехи на выходе сумматора,  $M_{z\Sigma} = \sum_j \sum_i M_{z,ij} = 4 \sum_{i \leq j} (\rho_{s,ij} \sigma_s^2 + \rho_{n,ij} \sigma_n^2),$

$$i = \overline{1, I}, \quad j = \overline{1, I};$$

$D_{z\Sigma}$  – дисперсия напряжения смеси радиосигнала и радиопомехи на выходе сумматора (см. Рис. 1),

$$D_{z\Sigma} = \sum_j \sum_i D_{z,ij} = \frac{4}{N} \left[ B (\sigma_s^2 + \sigma_n^2)^2 + 2 \sum_{i \leq j} (\rho_{s,ij} \sigma_s^2 + \rho_{n,ij} \sigma_n^2)^2 \right], \quad i = \overline{1, I}, \quad j = \overline{1, I}.$$

В силу неравнозначности ошибок первого рода (вероятности ложной тревоги) и второго рода (вероятности пропуска цели) и в связи с неизвестными априорными данными о цели для радиолокационных РЭС оценка эффективности обнаружения цели производится по критерию Неймана-

Пирсона [14], который максимизирует вероятность правильного обнаружения  $P_{\text{по}}$  при фиксированной вероятности ложной тревоги  $P_{\text{лт}}$ .

Данные вероятностные оценки  $P_{\text{по}}$  и  $P_{\text{лт}}$  определены на основании полученных плотностей вероятности на входе устройства принятия решения (см. рис. 1). Принцип принятия решения заключается в сравнении результата обработки входного напряжения ЦАР  $U$  (см. выражение (1)) с порогом  $U_0$ . Если выходной процесс  $U$  превышает порог  $U_0$ , то принимается решение об обнаружении радиосигнала, а в противном случае – об его отсутствии во входном процессе.

Функции правдоподобия для данного алгоритма принятия решения определяются выражениями [13, 14]:

$$W(U|H_0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D_{n\Sigma}}} e^{-\frac{(U-M_{n\Sigma})^2}{2D_{n\Sigma}}}, \quad (13)$$

$$W(U|H_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi D_{z\Sigma}}} e^{-\frac{(U-M_{z\Sigma})^2}{2D_{z\Sigma}}}, \quad (14)$$

где  $H_0$  – гипотеза об отсутствии радиосигнала;  $H_1$  – гипотеза о наличии радиосигнала.

Тогда из выражения (14) вероятность ложной тревоги определяется формулой

$$P_{\text{лт}} = \int_{U_0}^{\infty} W(U|H_0) dU = \int_{U_0}^{\infty} \frac{e^{-\frac{(U-M_{n\Sigma})^2}{2D_{n\Sigma}}}}{\sqrt{2\pi D_{n\Sigma}}} dU = \frac{1}{2} \left[ 1 - \operatorname{erf} \left( \frac{U_0 - M_{n\Sigma}}{\sqrt{2D_{n\Sigma}}} \right) \right], \quad (15)$$

где  $U_0$  – пороговое напряжение УПР, определяющее требуемую вероятность

ложной тревоги  $P_{\text{лт}}$ ;  $\operatorname{erf}$  – интеграл вероятностей,  $\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$ .

Из данного выражения значение порогового напряжения УПР (см. Рис. 1):

$$U_0 = \sqrt{2D_{n\Sigma}} \operatorname{erf}^{-1}[1 - 2P_{\text{лт}}] + M_{n\Sigma} = 4\sigma_n^2 \left( \operatorname{erf}^{-1}[1 - 2P_{\text{лт}}] \sqrt{\frac{\frac{B}{2} + \sum_{i \leq j} \rho_{n,ij}^2}{N} + \sum_{i \leq j} \rho_{n,ij}} \right), \quad (16)$$

где  $\operatorname{erf}^{-1}$  – обратная функция интеграла вероятностей.

Из формул (15) и (16) относительное значение порогового напряжения при различных параметрах системы обнаружения определяется выражением

$$\frac{U_0}{\sigma_n^2} = 4 \left( \operatorname{erf}^{-1}[1 - 2P_{\text{лт}}] \sqrt{\frac{1}{N} \left( 0,5B + \sum_{i \leq j} \rho_{n,ij}^2 \right) + \sum_{i \leq j} \rho_{n,ij}} \right). \quad (17)$$

Пользуясь выражением (14), определим вероятность пропуска цели:

$$P_{\text{пр}} = \int_{-\infty}^{U_0} W(U|H_1) dU = \int_{-\infty}^{U_0} \frac{e^{-\frac{(U-M_{z\Sigma})^2}{2D_{z\Sigma}}}}{\sqrt{2\pi D_{z\Sigma}}} dU = \frac{1}{2} \left[ 1 + \operatorname{erf} \left( \frac{U_0 - M_{z\Sigma}}{\sqrt{2D_{z\Sigma}}} \right) \right]. \quad (18)$$

Откуда с учетом формулы (16):

$$P_{\text{пр}} = \frac{1}{2} \left( 1 + \operatorname{erf} \left( \frac{\sqrt{2D_{n\Sigma}} \operatorname{erf}^{-1}[1 - 2P_{\text{лт}}] + M_{n\Sigma} - M_{z\Sigma}}{\sqrt{2D_{z\Sigma}}} \right) \right). \quad (19)$$

Из формул (11) и (12) подставим в выражение (19) соответствующие значения дисперсий и математических ожиданий:

$$P_{\text{пр}} = \frac{1}{2} \left( 1 + \operatorname{erf} \left( \frac{\operatorname{erf}^{-1}[1 - 2P_{\text{лт}}] \sigma_n^2 \sqrt{\frac{B}{2} + \sum_{i \leq j} \rho_{n,ij}^2} - \sqrt{N} \sigma_s^2 \sum_{i \leq j} \rho_{s,ij}}}{\sqrt{\frac{B}{2} (\sigma_s^2 + \sigma_n^2)^2 + \sum_{i \leq j} (\sigma_s^2 \rho_{s,ij} + \sigma_n^2 \rho_{n,ij})^2}} \right) \right), \quad (20)$$

и, выразив через  $q = \frac{\sigma_s}{\sigma_n}$ , получим:

$$P_{\text{пр}} = \frac{1}{2} \left( 1 + \operatorname{erf} \left( \frac{\operatorname{erf}^{-1}[1 - 2P_{\text{лт}}] \sqrt{\frac{B}{2} + \sum_{i \leq j} \rho_{n,ij}^2} - \sqrt{N} q^2 \sum_{i \leq j} \rho_{s,ij}}}{\sqrt{\frac{B}{2} (q^2 + 1)^2 + \sum_{i \leq j} (q^2 \rho_{s,ij} + \rho_{n,ij})^2}} \right) \right). \quad (21)$$

Из полученного выражения (21) определим требуемый объем выборки между некоррелированными отсчетами, при которых удовлетворяются заданные вероятностные характеристики обнаружения радиосигнала ( $P_{\text{лт}}$ ,  $P_{\text{пр}}$ ):

$$N = \left( \frac{\operatorname{erf}^{-1}[1 - 2P_{\text{лт}}] \sqrt{\frac{B}{2} + \sum_{i \leq j} \rho_{n,ij}^2} - \operatorname{erf}^{-1}[2P_{\text{пр}} - 1] \sqrt{\frac{B}{2} (q^2 + 1)^2 + \sum_{i \leq j} (q^2 \rho_{s,ij} + \rho_{n,ij})^2}}{q^2 \sum_{i \leq j} \rho_{s,ij}} \right)^2. \quad (22)$$

Таким образом, на основе разработанной модели получены выражения (21) и (22), позволяющие оценить помехоустойчивость РЭС обнаружения и параметры требуемой выборки сигнала, построенных на основе ЦАР с пространственно-корреляционным методом обработки сигналов при фиксированных характеристиках входных радиолокационных сигналов.

#### **4. Методика оценки помехоустойчивости цифрового обнаружителя декаметрового диапазона с пространственно-корреляционным методом обработки сигналов**

Анализ выражений (1), (21) и (22) показывает, что для численной оценки помехоустойчивости ЦАР с пространственно-корреляционным методом обработки сигналов необходимы данные о пространственно-корреляционном поле радиосигналов и радиопомех декаметрового диапазона рандомизированным пространственным размещением элементов АР.

В основу моделирования поля радиосигналов и радиопомех положены полученные на основе экспериментальных исследований детерминированная

зависимость пространственно-корреляционного поля радиосигналов для поверхностных декаметровых волн [7] и зависимость пространственно-корреляционного поля радиопомех, построенная на имитационной стохастической модели синтеза радиопомех [15]. Эти модели позволяют синтезировать пространственно-корреляционные зависимости поля радиосигналов и радиопомех при заданных значениях средней частоты  $f_0$  и полосы пропускания трактов обработки сигналов  $\Delta f$  (Рис. 2) в пределах декаметрового диапазона.

Суть методики моделирования заключается в следующем. На первом этапе по координатам спозиционированных элементов АР для заданного направления  $\theta_{\text{скан}}$  (см. Рис. 1) определяются взаимные расстояния между ними:

$$\|d_{ij}(\theta_{\text{скан}})\| = \begin{vmatrix} 0 & d_{01} & d_{02} & \dots & d_{0(I-1)} \\ & 0 & d_{12} & \dots & d_{1(I-1)} \\ & & \cdot & \dots & \cdot \\ & & & \dots & d_{(I-2)(I-1)} \\ & & & & 0 \end{vmatrix}. \quad (23)$$

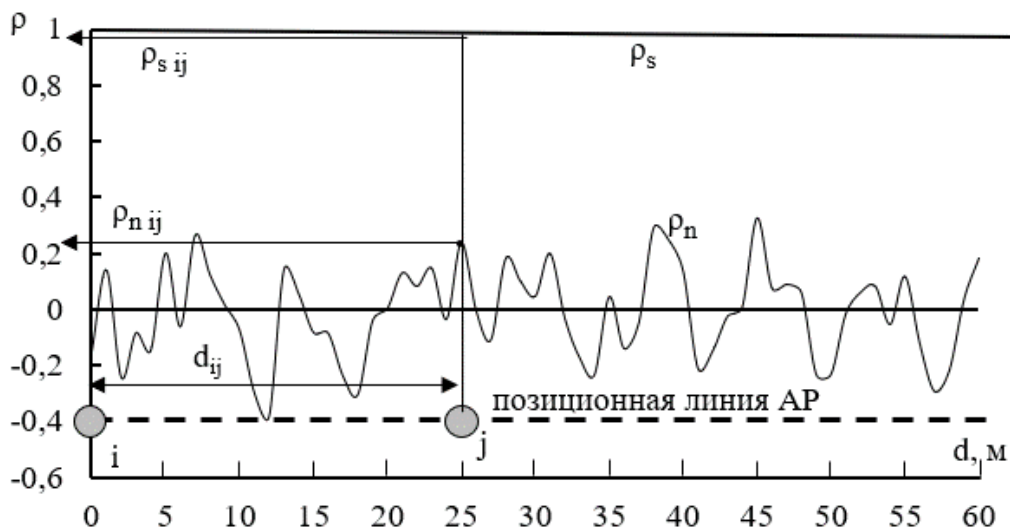


Рис. 2. Фрагмент экспериментальной пространственно-корреляционной зависимости поля радиосигналов и радиопомех декаметрового диапазона

Далее путем сопоставления пространственно-корреляционных зависимостей радиосигналов и радиопомех с матрицей расстояний  $\|d_{ij}(\theta_{\text{скан}})\|$

(см. Рис. 2 и выражение (23)) определяются соответствующие корреляционные матрицы:

$$\| \rho_{s,ij}(\theta_{\text{скан}}) \| = \begin{vmatrix} 1 & \rho_{s,01} & \rho_{s,02} & \dots & \rho_{s,0(I-1)} \\ & 1 & \rho_{s,12} & \dots & \rho_{s,1(I-1)} \\ & & \cdot & \dots & \cdot \\ & & & \dots & \rho_{s,(I-2)(I-1)} \\ & & & & 1 \end{vmatrix}, \quad (24)$$

$$\| \rho_{n,ij}(\theta_{\text{скан}}) \| = \begin{vmatrix} 1 & \rho_{n,01} & \rho_{n,02} & \dots & \rho_{n,0(I-1)} \\ & 1 & \rho_{n,12} & \dots & \rho_{n,1(I-1)} \\ & & \cdot & \dots & \cdot \\ & & & \dots & \rho_{n,(I-2)(I-1)} \\ & & & & 1 \end{vmatrix}. \quad (25)$$

По результатам вычислений значений КВК (см. выражения (24) и (25)) на основе полученных вероятностных выражений (см. выражения (21) и (22)) производится оценка помехоустойчивости для заданного варианта построения апертуры ЦАР при различных значениях отношения уровней радиосигнала и радиопомехи на входах элементов АР  $q$  и заданной вероятности ложной тревоги  $P_{лт}$ .

В силу того, что каждая реализации КВК естественных радиопомех  $\rho_{n,ij}$  носит случайный характер (см. Рис. 2) [16], значение  $P_{пр\ m}$  для каждой  $m$ -ой реализации также будет случайным (см. выражения (21) и (22)), следовательно, помехоустойчивость ЦАР определяется средней вероятностью пропуска цели по нескольким  $M$  реализациям КВК:

$$\overline{P_{пр}} = \frac{1}{M} \sum_M P_{пр\ m}. \quad (26)$$

Учитывая, что при пространственной рандомизации поля радиосигналов и радиопомех в силу стационарности процесса элементами АР в одной реализации выполняется усреднение нескольких возможных значений КВК, то

для оценки средней вероятности пропуска цели (при числе элементов более 3)  $\overline{P}_{\text{пр}}$  можно приближенно использовать одну реализацию КВК естественных радиопомех [16].

Отсюда, средняя вероятность правильного обнаружения радиосигнала будет определяться

$$\overline{P}_{\text{по}} = 1 - \overline{P}_{\text{пр}}. \quad (27)$$

На Рис. 3 показан пример полученной зависимости  $\overline{P}_{\text{пр}}$  от отношения уровней радиосигнала к радиопомехе  $q$  на входе ЦАР для различных значений вероятности ложной тревоги.

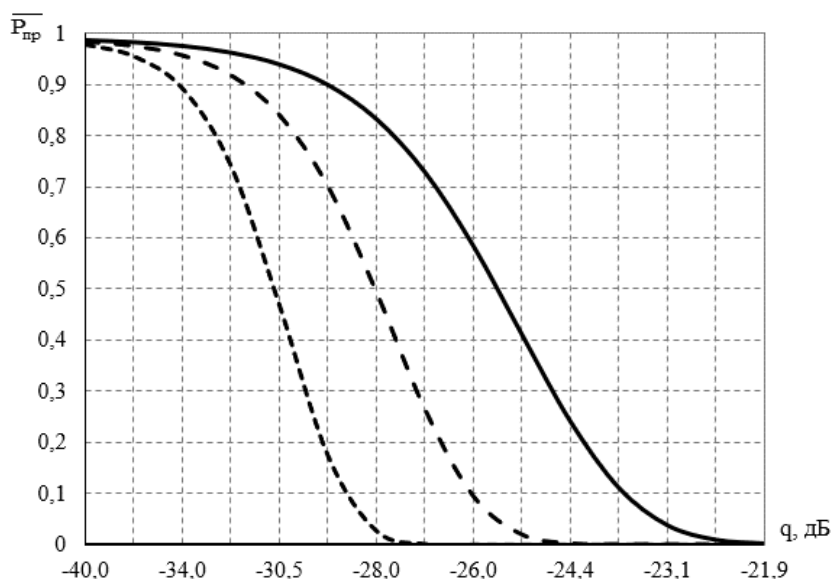


Рис. 3. Оценка помехоустойчивости 16-элементной ЦАР при трех различных значениях вероятности ложной тревоги

Результаты оценки зависимости вероятности пропуска цели от объема выборки для различных значений вероятности ложной тревоги и фиксированном отношении радиосигнала к радиопомехе на входе ЦАР представлены на Рис. 4.

Из приведенных примеров видно, что использование ЦАР с пространственно-корреляционной обработкой сигналов даже при использовании всего 16-элементной АР позволяет обеспечивать высокую помехоустойчивость РЭС обнаружения, что подтверждает перспективность и необходимость

дальнейшего исследования данного метода.

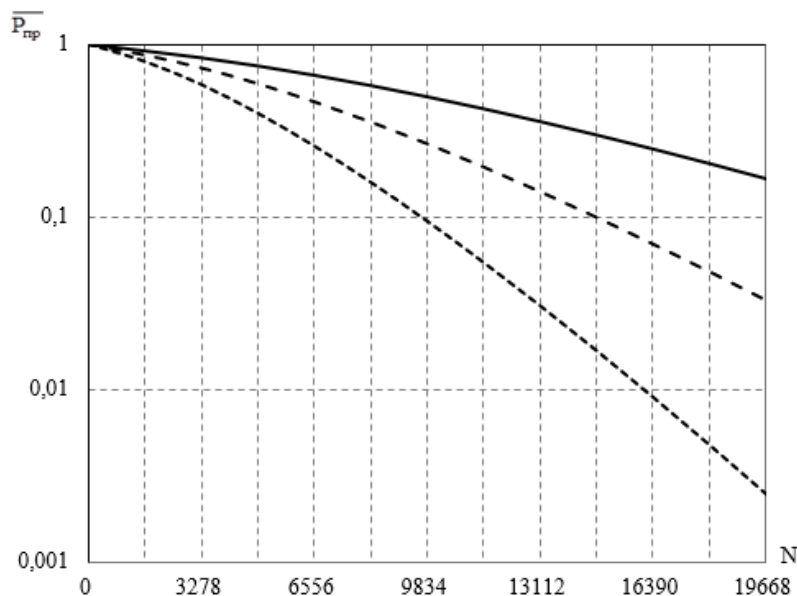


Рис. 4. Зависимость вероятности обнаружения радиосигнала от объема выборки при трех значениях вероятности ложной тревоги

## 5. Заключение

Таким образом, полученная модель приемной ЦАР с пространственно-корреляционным методом обработки сигналов позволяет производить численную оценку вероятностных характеристик обнаружения радиолокационного сигнала при поверхностном распространения радиоволн (см. выражение (21)) и определять требуемые параметры ЦАР. Данная оценка, с учетом применения моделей синтеза пространственно-корреляционного поля радиосигналов и радиопомех, позволяет исследовать и вырабатывать практические рекомендации по построению апертуры АР, обеспечивающей требуемую помехоустойчивость РЭС без существенных затрат на экспериментальные исследования.

## Литература

1. Григорьев Л.Н. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. М.: Радиотехника, 2010.
2. Хансер Р.К. Сканирующие антенные системы. М.: Советское радио,



1966.

3. Бенесон Л.С. Антенные решетки. М.: Советское радио, 1966. – 367 с.

4. Y. Tang, B. Jiang, T. Zhou and T. Mao. Multi-resolution composite array based radar with adaptive beamforming. IET International Radar Conference 2015, 14-16 Oct. 2015, pp. 1-4.

5. L.C. Stange, C. Metz, E. Lissel and A.F. Jacob. Multiplicatively processed antenna arrays for DBF radar applications. IEE Proceedings – Microwaves, Antennas and Propagation, 2002. Vol. 149, No. 2, pp. 106-112.

6. Weib, M. (2009) Digital Antennas, In Multistatic Surveillance and Reconnaissance: Sensor, Signals and Data Fusion (pp. 5-1 – 5-29). Educational Notes RTO-EN-SET-133, Paper 5. Neuilly-sur-Seine, France: RTO. Available from: [www.rto.nato.int/abstracts.asp](http://www.rto.nato.int/abstracts.asp) (date of access: 26.11.16).

7. Орошук И.М., Сучков А.Н., Василенко А.М. Пространственно-корреляционные свойства радиосигналов декаметровых волн. Электросвязь. 2015. № 7. С. 34–39.

8. Орошук И.М., Долгих В.Н., Сучков А.Н. Вероятностные характеристики пространственно-корреляционного метода обнаружения сигналов в декаметровом диапазоне. Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. 2013. № 12. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/dec13/5/text.html>.

9. Dolgikh V.N., Oroshchuk I.M., Prishchepa M.N. Probabilistic Characteristics of Signal Detection by a Spatial Correlation Filter. Acoustical Physics. 2007(53); 2:190-196. New York.

10. Орошук И.М., Сучков А.Н. Возможности применения нелинейных цифровых антенных решеток в декаметровом диапазоне. Вестник Инженерной школы ДВФУ. 2015. № 2. С. 17–26. URL: <http://vestnikis.dvfu.ru/images/2015-2-3.pdf>.

11. Зюко А.Г. Помехоустойчивость и эффективность систем связи. М.: Связь, 1972.

12. Бакут П.А. Большаков И.А. Тартаковский Г.П. Вопросы статистической теории радиолокации. М.: Сов. радио, 1964. - 425 с.

13. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Сов. Радио, 1968.

14. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982.

15. Орошук И.М., Сучков А.Н. Жариков-Горский В.А. Моделирование пространственно-корреляционных характеристик поля радиосигналов и радиопомех в цифровых антенных решетках декаметровых радиоэлектронных систем. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2017. № 3 . С. 60–68.

16. Долгих В.Н., Орошук И.М., Сучков А.Н. Пространственно-корреляционные свойства сигналов и помех декаметрового диапазона. Владивосток: Филиал ВУНЦ ВМФ «ВМА им. Н.Г. Кузнецова», 2013.

**Для цитирования:**

И. М. Орошук, А. Н. Сучков, С. Л. Мельник, М. В. Соловьев. Вероятностная оценка обнаружения радиолокационного сигнала цифровой антенной решеткой с пространственно-корреляционным методом обработки сигналов. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. № 6. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jun19/2/text.pdf>  
DOI 10.30898/1684-1719.2019.6.2