

УДК 621.391, 621.396, 519.254

## ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ МОДЕЛИ ЛИНЕЙНОГО ПРЕДСКАЗАНИЯ\*

Д.Н. Зима, Д.О. Соколова, А.А. Спектор

*Новосибирский государственный технический университет*

Основные разработки в области радиолокационных систем обзора направлены на исследование их функционирования с учетом влияния различных факторов, как, например, воздействия помех. Наиболее важным представляется обнаружение широкополосного сигнала, позволяющего увеличить разрешающую способность по дальности и скорости. При этом возникают проблемы подавления широкополосных помех существующими способами. В работе развиваются методы обработки широкополосных сигналов в условиях действия активных помех применительно к использованию в системах с различными вариантами пространственно-временных антенных элементов, в частности на примере линейных антенных решеток. Подход основан на представлении сигналов и помех, регистрируемых цифровой антенной решеткой, в виде многомерных пространственно-временных процессов, т. е. функций пространственной и временной координат. Это обусловлено как пространственным распределением элементов антенной решетки, так и пространственным распределением помех. Байесовский обнаружитель сигнала является оптимальным алгоритмом и обладает наилучшими характеристиками, но при этом крайне сложна его практическая реализация, осуществляемая в области пространственно-временных координат. Исследуемые алгоритмы обработки строятся на основе модели линейного предсказания, т. е. путем использования модели марковского случайного процесса для описания помехи на пространственно-распределенных антенных элементах. Особое внимание уделяется разработке алгоритмов, реализуемых при ограниченных вычислительных ресурсах и работе в реальном времени, что представляет собой проблему статистических методов обработки сигналов.

*Ключевые слова:* пространственно-временной сигнал, широкополосный сигнал, активные помехи, марковский случайный процесс, байесовская обработка, радиолокационные системы, цифровая антенная решетка.

DOI: 10.17212/1727-2769-2020-4-17-31

### Введение

В настоящее время интенсивно развиваются методы широкополосной радиолокации. Широкополосные сигналы используют для обзора радиолокационной обстановки, в системах охраны, в системах передачи информации [1]. Это обусловлено необходимостью повышения разрешающей способности радиолокационных систем (РЛС) для измерения координат, разрешения целей по дальности и скорости, распознавания пространственно-распределенных целей. К широкополосным сигналам можно отнести и шумовые сигналы [2]. Наиболее эффективным способом борьбы с активными помехами является применение в РЛС цифровых антенных решеток (ЦАР). ЦАР способны ослабить действие помех путем формирования глубоких провалов в диаграмме направленности в направлении на поставщика помех [3, 4].

\* Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта №19-37-90069.

В настоящее время обычно используется адаптивная обработка сигналов в РЛС с ЦАР. Если расположение источника помех и источника полезного сигнала различно, то применение адаптивных цифровых антенных решеток обеспечивает высокую эффективность подавления помех, которую дополнительно можно повысить путем применения других методов обработки, например, корреляционной обработки [5, 6]. При этом адаптивная обработка не эффективна при борьбе с помехами, приходящими с направлений, близких к направлению прихода полезного сигнала. Основная проблема подавления широкополосных помех заключается в зависимости положения нулей синтезируемой диаграммы как от направления прихода сигнала, так и от частоты, что приводит к невозможности сформировать адаптивной антенной решеткой достаточно глубокие нули диаграммы направленности антенны, соответствующие всем частотным точкам широкополосной помехи [8, 9].

Задача исследования состоит в определении особенностей пространственно-временного представления широкополосного сигнала и влияния на это активных помех. За счет этого можно упростить реализацию алгоритмов обработки сигналов в радиолокационных системах, повысить точность радиотехнических систем.

### 1. Моделирование пространственно-временных процессов на антенной решетке

Обнаружение широкополосного сигнала пространственно-распределенными элементами не всегда эффективно, поскольку только в некоторых случаях можно разделить временную и пространственную фильтрацию [9]. Поэтому возникла идея исследования сигнала, регистрируемого на антенной решетке, в качестве многомерного. Рассмотрим процесс моделирования пространственно-временного процесса на примере линейной антенной решетки (ЛАР). В этом случае сигнал будет зависеть от одной пространственной и одной временной переменных.

Допустим, ЛАР имеет  $N$  пространственно-распределенных антенных элементов. Временной сигнал и помеха в общем случае могут быть описаны общим выражением вида

$$u(t) = U(t) \cos(\omega_0 t + \psi(t) - \varphi),$$

где модулирующие процессы  $U(t)$  и  $\psi(t)$  определяются видом полезного сигнала;  $\omega_0$  – несущая частота;  $\varphi$  – начальная фаза. В общем случае имеем сигналы на выходах антенных элементов:

$$u_i = u_i(t), \quad i = \overline{1, N}.$$

Пространственный сигнал образуется в любой фиксированный момент времени  $t$  совокупностью отсчетов на всех элементах ЛАР. Фиксируя время  $t$ , имеем вектор:

$$U = \|u_1, u_2, \dots, u_N\|^T.$$

Считаем фронт волны плоским, тогда сигналы на различных элементах ЛАР отличаются временными сдвигами, зависящими от направления прихода волны  $\theta$ . Углу  $\theta$  соответствуют задержки между двумя соседними элементами ЛАР  $\tau_0$ :

$$\tau_0 = \frac{d \sin(\theta)}{c}. \quad (1)$$

Пространственно-временной сигнал можно представить в виде

$$u_i(t) = U(t - (i-1)\tau_0) \cos(\omega_0(i-1)\tau_0 + \psi(t - (i-1)\tau_0)),$$

а при фиксированных  $\theta$  и  $t$  он становится пространственным сигналом, т. е. колебательной функцией номера антенного элемента  $i$ . Обозначим параметр  $\omega_H = \omega_0 \tau_0$ , который определяет среднюю нормированную частоту пространственных колебаний:

$$\omega_H = 2\pi \frac{d \sin(\theta)}{\lambda}. \quad (2)$$

Для случая эквидистантной линейной антенной решетки при  $d = \lambda / 2$  выражение (2) принимает вид

$$\omega_H = \pi \sin(\theta).$$

Без учета флуктуаций, вызванных модуляциями, пространственный сигнал соответствует:

$$u_i = \cos(\omega_H(i-1)) = \cos(\pi \sin(\theta)(i-1)). \quad (3)$$

Из (3) нетрудно заметить, что при изменении угла  $\theta$  изменяется пространственная частота колебаний помехи. При  $\theta = \pm 90^\circ$  частота максимальна. Пространственные сигналы при направлении прихода помех  $\theta = 90^\circ$  и  $\theta = -90^\circ$  отличаются фазой. При угле  $\theta = \pm 90^\circ$  частота пространственных колебаний максимальна и равна  $1/\lambda$ , пространственный период равен длине волны  $\lambda$ . Очевидно, размещение элементов на расстоянии  $d = \lambda / 2$  соответствует при  $\theta = \pm 90^\circ$  взятию двух отсчетов на интервале одного периода, что, по теореме Котельникова, соответствует минимальной допустимой частоте дискретизации для восстановления непрерывной функции. Таким образом, в каждый момент времени на ЛАР имеется гармонический пространственный сигнал, что справедливо при переходе от дискретной пространственной переменной к непрерывной. Тогда при последовательном попадании на линейку пространственно-распределенных элементов различных участков широкополосного сигнала в дискретном спектре пространственного сигнала видно только одну частоту, независимо от наличия модуляции. Данное свойство удобно при наличии нескольких сигналов помехи с разными направлениями прихода. Данный характер сохраняется при рассмотрении пространственно-временного колебания.

При замене пространственной дискретной переменной  $i$  на непрерывную координату  $x = d(i-1)$  можно представить (3) в виде

$$u(t, x) = U\left(t - \frac{x}{d} \tau_0\right) \cos\left[\omega_0\left(t - \frac{x}{d} \tau_0\right) + \psi\left(t - \frac{x}{d} \tau_0\right)\right]. \quad (4)$$

Очевидно, что двумерный сигнал  $u(t, x)$  обладает свойством

$$u(t, x) = u(t - k_t x), \quad (5)$$

где  $k_t = \sin \theta / c$  – коэффициент преобразования временной и пространственной координат. Тогда, используя (4) и (5), с помощью двумерного преобразования Фурье спектр пространственно-временного сигнала можно представить в виде

$$\begin{aligned} \dot{U}(\omega_t, \omega_x) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-x_m/2}^{x_m/2} u(t - k_t x) e^{-j\omega_t t} e^{-j\omega_x x} dt dx = \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} u(t_1) e^{-j\omega_t t_1} dt_1 \int_{-x_m/2}^{x_m/2} e^{-j(\omega_t k_t + \omega_x) x} dx = \\ &= \dot{U}(\omega_t) x_m \frac{\sin[(\omega_t k_t + \omega_x) x_m / 2]}{(\omega_t k_t + \omega_x) x_m / 2}, \end{aligned}$$

где  $\omega_t$  и  $\omega_x$  – частоты, соответствующие временной и пространственной переменным и называемые временная и пространственная частоты. Качественный вид двумерного спектра пространственно-временного сигнала с линейной частотной модуляцией показан на рис. 1. Для различных углов прихода колебания положение активной области спектра различно, что приведено на контурных графиках амплитудного спектра пространственно-временного сигнала на рис. 2.

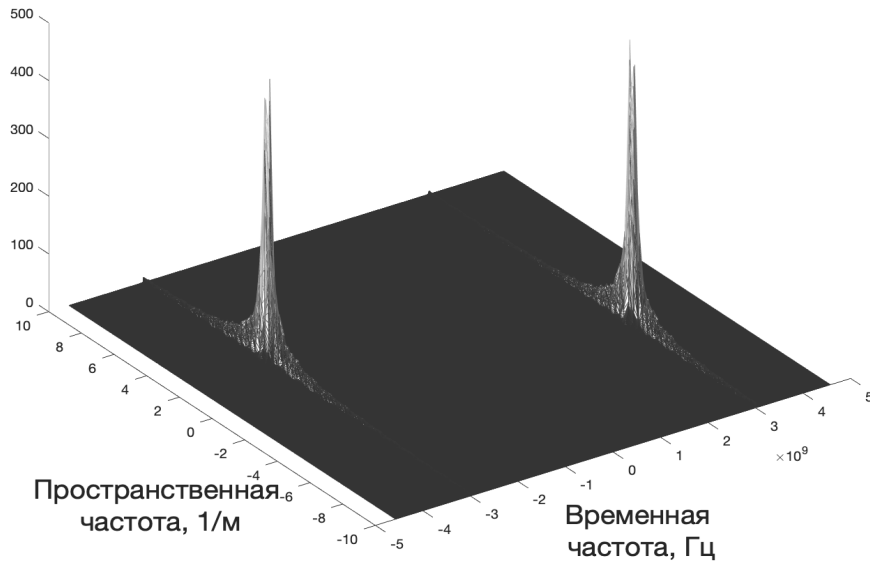


Рис. 1 – Спектр пространственно-временного сигнала с линейной антенной решетки

Fig. 1 – Spectrum of spatiotemporal signal from linear antenna array

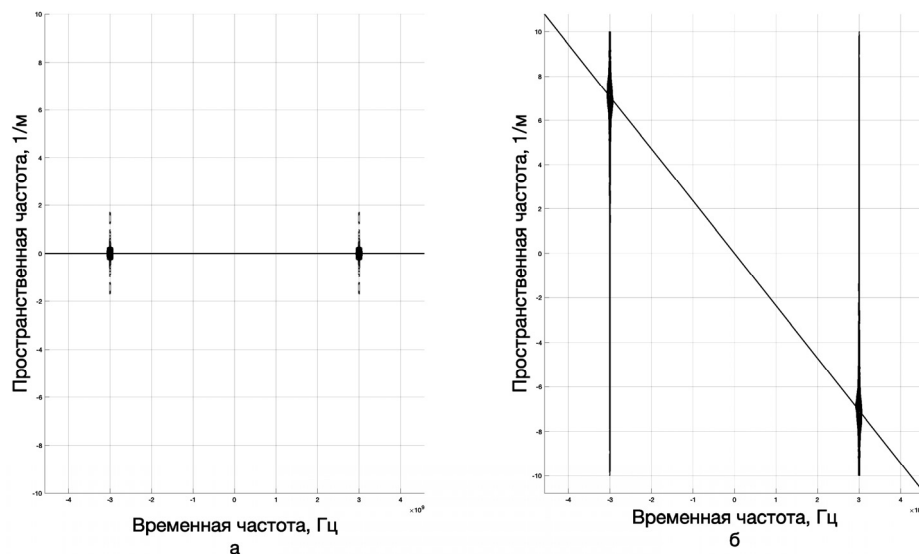


Рис. 2 – Контурный график спектра пространственно-временного сигнала при угле прихода колебания:  
 $a - \theta = 0^\circ$ ;  $b - \theta = 45^\circ$

Fig. 2 – Contour plot of the spectrum of spatiotemporal signal at the angle of arrival of the oscillation:  
 $a - \theta = 0^\circ$ ;  $b - \theta = 45^\circ$

## 2. Понятия узкополосного и широкополосного сигнала в пространственном смысле

Широкополосными, или сложными, в радиотехнике принято называть сигналы, у которых произведение эффективной ширины спектра на длительность много больше единицы. Большинство используемых сигналов в радиолокации узкополосные, но интерес к широкополосным и сверхширокополосным сигналам нарастает. В РЛС с цифровыми антенными решетками, использующих широкополосные сигналы, недостаточным оказывается деление сигналов на широкополосные и узкополосные, и происходит дальнейшая классификация на широкополосные и узкополосные сигналы в пространственном смысле [9]. Сигнал считается узкополосным в пространственном смысле, если значения его модулирующих функций в любой момент времени на крайних элементах антенной решетки при любом направлении прихода волны практически одинаковы. В иных случаях сигнал рассматривают как широкополосный в пространственном смысле.

Использование широкополосных сигналов в пространственном смысле приводит к изменению процессов, связанных с формированием сигналов и их обработкой. Задача обнаружения широкополосного в пространственно-временном смысле сигнала пространственно-распределенными элементами представляется трудоемкой, поскольку только в некоторых случаях можно разделить временную и пространственную фильтрацию [9]. Только если сигнал относится к числу узкополосных в пространственном смысле, то при его формировании, управлении характеристиками направленности ЦАР, построении алгоритмов обработки возможно разделение операций временных и пространственных преобразований. Для случая широкополосных сигналов в пространственном смысле необходимо разработать эффективный подход к обработке таких сигналов.

### 3. Байесовская пространственно-временная обработка во временной области

Рассмотрим применение оптимального байесовского критерия обнаружения сигнала для случая обработки пространственно-временного сигнала в областях временной и пространственной переменных. При фиксированном времени  $t$  имеем вектор

$$U = \|u_1, u_2, \dots, u_N\|^T,$$

где  $u_i = u_i(t)$ ,  $U = U(t)$ .

Вектор  $U$  из-за наличия помех является случайным с гауссовским распределением, а совместная плотность распределения вероятностей при отсутствии и наличии сигнала имеет вид соответственно:

$$w_0(U) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi})^I (\det|R|)^{I/2}} \exp\left\{-\frac{1}{2}U^T R^{-1}U\right\},$$

$$w_1(U) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi})^I (\det|R|)^{I/2}} \exp\left\{-\frac{1}{2}(U-S)^T R^{-1}(U-S)\right\}.$$

Обнаружитель работает по методу максимального правдоподобия:

$$\begin{aligned} l(U) &= \frac{w_1(U)}{w_0(U)} = \exp\left\{-\frac{1}{2}(U-S)^T R^{-1}(U-S) + \frac{1}{2}U^T R^{-1}U\right\} = \\ &= \exp\left\{\frac{1}{2}\left[S^T R^{-1}U + U^T R^{-1}S - S^T R^{-1}S\right]\right\}. \end{aligned}$$

Решающая статистика является корреляционной статистикой и имеет вид

$$Z(U) = U^T R^{-1}S.$$

Таким образом, для применения такой обработки необходимо находить обратную корреляционную матрицу  $R$  пространственно-распределенной помехи вида

$$u_{\Pi i}(t) = \sum_{j=1}^J \xi_{ji}(t) + u_{\text{Ш}i}(t).$$

Общий вид корреляционной матрицы:

$$R = \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} & \dots & r_{1I} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ r_{I1} & r_{I2} & \dots & r_{II} \end{pmatrix},$$

а ее элементы:

$$r_{i_1 i_2} = \overline{u_{\Pi i_1}(t) u_{\Pi i_2}(t)} = \sum_{j=1}^J D_{\Pi j} r^{(j)}(\tau_{i_1 i_2}^{(j)}) + \sigma^2 \delta(i_1, i_2),$$

где  $D_{\Pi j}$  – дисперсия  $j$ -й помехи на элементах антенны;  $\tau_{i_1 i_2}^{(j)}$  – временной сдвиг  $j$ -й помехи в  $i_1$ -м и  $i_2$ -м элементах ЦАР:

$$\tau_{i_1 i_2}^{(j)} = f\left(\overline{\theta}_C, \overline{\theta}_\Pi^{(j)}\right),$$

$\overline{\theta}_C, \overline{\theta}_\Pi^{(j)}$  – векторы групповых направлений на цель и  $j$ -ю помеху;  $r^{(j)}(\tau)$  – нормированная АКФ  $j$ -й помехи:

$$r^{(j)}(\tau) = \frac{\sin(\pi \cdot \Delta f_d \tau)}{\pi \cdot \Delta f_d \tau},$$

$$\Delta d_{i_1 i_2}(\theta_\Pi) = (i_2 - i_1) d \sin(\theta_\Pi).$$

Временная задержка между элементами  $i_2$  и  $i_1$ , согласно выражению (1):

$$\tau_{i_1 i_2} = \frac{\Delta d_{i_1 i_2}(\theta_\Pi)}{c} = \frac{(i_2 - i_1) d \sin(\theta_\Pi)}{c}.$$

Применение оптимального байесовского критерия обнаружения сигнала требует обращения корреляционных матриц помехи порядка, соответствующего квадрату произведения числа приемных пространственно-распределенных элементов  $k_N$  и числа моментов времени  $k_T$ . Это требует трудоемких расчетов, приводит к появлению ошибок, а при малых углах прихода помехи корреляционная матрица близка к вырожденной матрице.

#### 4. Пространственно-временная обработка на основе модели линейного предсказания

Проблемы, возникающие при байесовской обработке пространственно-временных сигналов во временной области, можно решить, если использовать модель марковского случайного процесса для описания помехи на пространственно-распределенных антенных элементах.

Обработка строится на модели авторегрессии, т. е. линейного предсказания [10], минимального порядка:

$$u_i = \sum_{l=1}^L a_l u_{i-l} + v_i. \quad (6)$$

Для квазигармонических процессов это второй порядок. Поэтому при фиксированном  $t$  и при единственном источнике помех с углом  $\theta_\Pi$  используется модель

$$u_i = a_1 u_{i-1} + a_2 u_{i-2} + v_i,$$

где  $v_i$  – независимый гауссовский шум предсказания. Для определения этих коэффициентов предсказания используется метод моментов, который основан на использовании соотношений, связывающих искомые параметры с моментами наблюдаемых процессов [11].

В качестве показателя соответствия помехи марковской модели (рис. 3) приведена временная реализация помехи до и после применения обработки. Из рисунка видно, что частота пересечения сигналом нулевого уровня увеличилась, что может служить признаком уменьшения корреляции между соседними отсчетами. На рис. 4 видно, что АКФ результирующего информационного шума стремится к дельтаобразному виду.

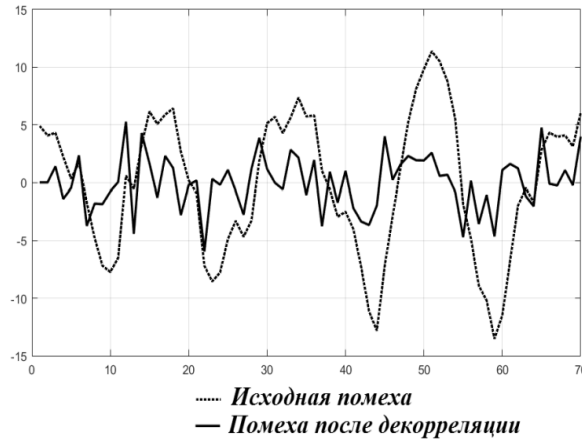


Рис. 3 – Временная реализация помехи до и после проведения процедуры декорреляции

Fig. 3 – Time realization of the interference before and after the decorrelation procedure

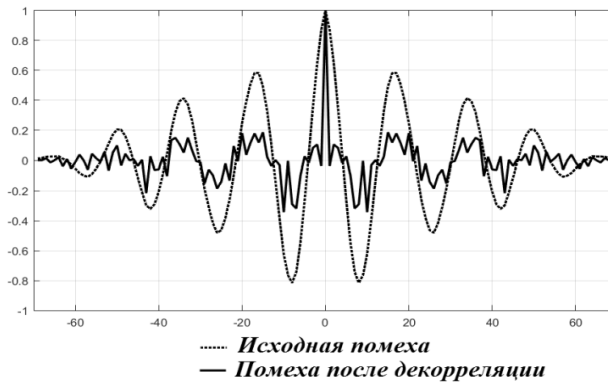


Рис. 4 – АКФ помехового сигнала до и после проведения декорреляции

Fig. 4 – ACF of the interference signal before and after decorrelation

Если сигнал принимается с известного направления на фоне белого шума, то его обработка может быть всегда разделена на пространственную и временную [9, 12]. Тогда в данном случае совместное распределение отсчетов помехи на всех элементах линейной антенной решетки для модели с двумя коэффициентами предсказания на всех  $I$  элементах решетки:

$$w_0(U) = w_0(u_1, u_2, \dots, u_I) = w_0(u_1, u_2) \prod_{i=3}^N \pi(u_i | u_{i-1}, u_{i-2}),$$

$$\text{где } w_0(u_1, u_2) = \frac{1}{2\sigma_u^2 \sqrt{1-r_{12}^2}} \exp\left[-\frac{u_1^2 - 2r_{12}u_1u_2 + u_2^2}{2\sigma_u^2(1-r_{12}^2)}\right]; \quad \pi(u_i | u_{i-1}, u_{i-2}) = \frac{w_0(U_{3i})}{w_0(U_{2i})} -$$

плотность вероятности перехода, при этом:



$$w_0(U_{3i}) = \frac{1}{(2\pi)^2 \sqrt{|R_3|}} \exp \left[ -\frac{1}{2} U_{3i}^T R_3^{-1} U_{3i} \right]; \quad (7)$$

$$w_0(U_{2i}) = \frac{1}{2\pi \sqrt{|R_2|}} \exp \left[ -\frac{1}{2} U_{2i}^T R_2^{-1} U_{2i} \right]. \quad (8)$$

Укороченные векторы сигнала помехи в выражениях (7) и (8) имеют вид:

$$U_{2i} = \|u_i, u_{i-1}\|^T, \\ U_{3i} = \|u_i, u_{i-1}, u_{i-2}\|^T,$$

а корреляционные матрицы укороченных векторов:

$$R_2 = \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{pmatrix}, \quad R_3 = \begin{pmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \end{pmatrix}.$$

С учетом введенных обозначений, совместное распределение отсчетов помехи на всех  $N$  элементах решетки:

$$w_0(U) = w_0(U_{22}) \prod_{i=3}^N \frac{w_0(U_{3i})}{w_0(U_{2i})}.$$

Рассмотрим гипотезу наличия полезного сигнала:

$$w_1(U) = w_0(U - S),$$

где  $S$  – вектор сигнала на решетке в момент времени  $t$ . Тогда, отношение правдоподобия:

$$l(U) = \frac{w_1(U)}{w_0(U)} = \frac{w_0(U_{22} - S_{22})}{w_0(U_{22})} \prod_{i=3}^N \frac{w_0(U_{3i} - S_{3i})}{w_0(U_{3i})} \frac{w_0(U_{2i})}{w_0(U_{2i} - S_{2i})}. \quad (9)$$

В (8) сигнальные укороченные вектора имеют вид:

$$S_{2i} = \|s_i, s_{i-1}\|^T, \\ S_{3i} = \|s_i, s_{i-1}, s_{i-2}\|^T.$$

С учетом введенные обозначений рассмотрим в (9) отдельно дроби:

$$l_{3i} = \frac{w_0(U_{3i} - S_{3i})}{w_0(U_{3i})} = \\ = \exp \left[ U_{3i}^T R_3^{-1} S_{3i} - \frac{1}{2} S_{3i}^T R_3^{-1} S_{3i} \right], \\ l_{2i} = \frac{w_0(U_{2i} - S_{2i})}{w_0(U_{2i})} = \exp \left[ U_{2i}^T R_2^{-1} S_{2i} - \frac{1}{2} S_{2i}^T R_2^{-1} S_{2i} \right],$$

$$l(U) = l_{22} \prod_{i=3}^N \frac{l_{3i}}{l_{2i}} = \exp \left[ U_{22}^T R_2^{-1} S_{22} - \frac{1}{2} S_{22}^T R_2^{-1} S_{22} \right] \times \\ \times \exp \left\{ \sum_{i=3}^N \left[ U_{3i}^T R_3^{-1} S_{3i} - U_{2i}^T R_2^{-1} S_{2i} - \right. \right. \\ \left. \left. - \frac{1}{2} (S_{3i}^T R_3^{-1} S_{3i} - S_{2i}^T R_2^{-1} S_{2i}) \right] \right\}.$$

Решающая статистика  $\ln(l(U)) = L(U)$  :

$$L(U) = U_{22}^T R_2^{-1} S_{22} - \frac{1}{2} S_{22}^T R_2^{-1} S_{22} + \\ + \sum_{i=3}^N \left[ U_{3i}^T R_3^{-1} S_{3i} - U_{2i}^T R_2^{-1} S_{2i} - \frac{1}{2} (S_{3i}^T R_3^{-1} S_{3i} - S_{2i}^T R_2^{-1} S_{2i}) \right]. \quad (10)$$

В (10) присутствуют слагаемые одинаковые при обеих гипотезах и неинформативные, таким образом они могут быть отнесены к порогу принятия решения, поэтому решающая статистика имеет вид:

$$Z(U) = U_{22}^T R_2^{-1} S_{22} + \sum_{i=3}^N \left[ U_{3i}^T R_3^{-1} S_{3i} - U_{2i}^T R_2^{-1} S_{2i} \right]. \quad (11)$$

Перейти от пространственной к пространственно-временной обработке сигналов линейной антенной решетки можно путем введения понятия кадра. Кадр – совокупность отсчетов в данный момент времени  $t$ . Предполагаем отдельные кадры независимыми.

Имеем вектор  $U^{(t)} = \|u_1^{(t)}, u_2^{(t)}, \dots, u_I^{(t)}\|^T$ . В данном случае рассматривается дискретное время  $t = \overline{1, I}$ , являющееся номером кадра. Решающая статистика строится на основе отношения правдоподобия:

$$l(U) = \frac{w_1(U)}{w_0(U)}, \quad (12)$$

где

$$U = \|U^{(1)T}, U^{(2)T}, \dots, U^{(N)T}\|^T. \quad (13)$$

В предположении о независимости векторов (12), из (13) имеем

$$l(U) = \prod_{t=1}^I l^{(t)}(U^{(t)}),$$

где  $l^{(t)}(U^{(t)})$  определяется формулой, в которой все входящие векторы приобретают верхний индекс  $t$  :

$$\begin{aligned}
I(U) = & \exp \left[ U_{22}^{(t)T} R_2^{-1} S_{22}^{(t)} - \frac{1}{2} S_{22}^{(t)T} R_2^{-1} S_{22}^{(t)} \right] \times \\
& \times \exp \left\{ \sum_{i=3}^N \left[ U_{3i}^{(t)T} R_3^{-1} S_{3i}^{(t)} - U_{2i}^{(t)T} R_2^{-1} S_{2i}^{(t)} - \right. \right. \\
& \left. \left. - \frac{1}{2} \left( S_{3i}^{(t)T} R_3^{-1} S_{3i}^{(t)} - S_{2i}^{(t)T} R_2^{-1} S_{2i}^{(t)} \right) \right] \right\}.
\end{aligned}$$

Решающая статистика для  $I$  кадров имеет корреляционный вид в соответствии с (11):

$$\begin{aligned}
Z(U) = & \sum_{t=1}^I Z^{(t)}(U^{(t)}) = \\
= & \sum_{t=1}^I \left\{ U_{22}^{(t)T} R_2^{-1} S_{22}^{(t)} + \sum_{i=3}^N \left[ U_{3i}^{(t)T} R_3^{-1} S_{3i}^{(t)} - U_{2i}^{(t)T} R_2^{-1} S_{2i}^{(t)} \right] \right\}.
\end{aligned}$$

Таким образом, происходит временное накопление вышеописанной пространственной обработки. Следует отметить, что обработка сигнала при наличии нескольких помех требует большего количества коэффициентов предсказания в (6).

## 5. Исследование алгоритма пространственно-временной обработки

В работе предлагается подход к обработке, основанный на представлении сигналов и помех, поступающих на элементы ЦАР, как функций временной и пространственных координат. Это обусловлено пространственным распределением приемных антенных элементов антенной решетки и пространственного распределения помех. В качестве полезного сигнала используется широкополосный импульсный сигнал с линейной частотной модуляцией, а в качестве помех рассматриваются активные шумовые помехи, прошедшие входные устройства, которые осуществляют частотную селекцию и формируют спектр помехового колебания.

Оценим выигрыш отношения сигнал/помеха, получаемый при обработке для фиксированного момента времени, т.е. пространственно-временной сигнал трансформирован в пространственный.

Отношение сигнал/помеха на входе пространственного фильтра:

$$q_{\text{ВЫХ}}^2 = \frac{S^2}{\sigma_u^2},$$

где  $S$  – амплитуда входного сигнала;  $\sigma_u^2$  – дисперсия помехи на каждом элементе антенны.

Для байесовской обработки пространственно-временного сигнала во временной отношение сигнал/помеха принимает вид

$$q_{\text{ВЫХ}}^2 = \frac{P_{\text{С Вых}}}{P_{\text{П Вых}}} = s(\mathbf{1}^T R^{-1} S),$$

где  $S = \|s, s, \dots, s\|^T = s \|1, 1, \dots, 1\|^T$  – вектор полезного сигнала,  $\mathbf{1} = \|1, 1, \dots, 1\|^T$  – вектор единичных элементов,  $R$  – корреляционная матрица пространственно-распределенной помехи.

Определим отношение сигнал/помеха на выходе пространственного фильтра для модели с линейным предсказанием (марковская модель второго порядка):

$$\overline{Z(U)} = 0,$$

$$\overline{Z(U)^2} = P_{\text{ПВЫХ}} = \overline{Z(U)Z(U)^T}.$$

С учетом описанного в предыдущем разделе и на основе выражения (11) находятся  $Z(U)$  и отдельные компоненты  $\overline{Z(U)^2}$ .

При теоретическом исследовании критерием качества предложенного метода являлось улучшение отношения сигнал/помеха после пространственной обработки к входному отношению сигнал/помеха. На рис. 5 отображено улучшение отношения сигнал/помеха для байесовской обработки пространственного сигнала и для обработки на основе модели линейного предсказания в зависимости от направления прихода одного помехового колебания и при фиксированном направлении на полезный сигнал ( $\theta_c = 0^\circ$ ).

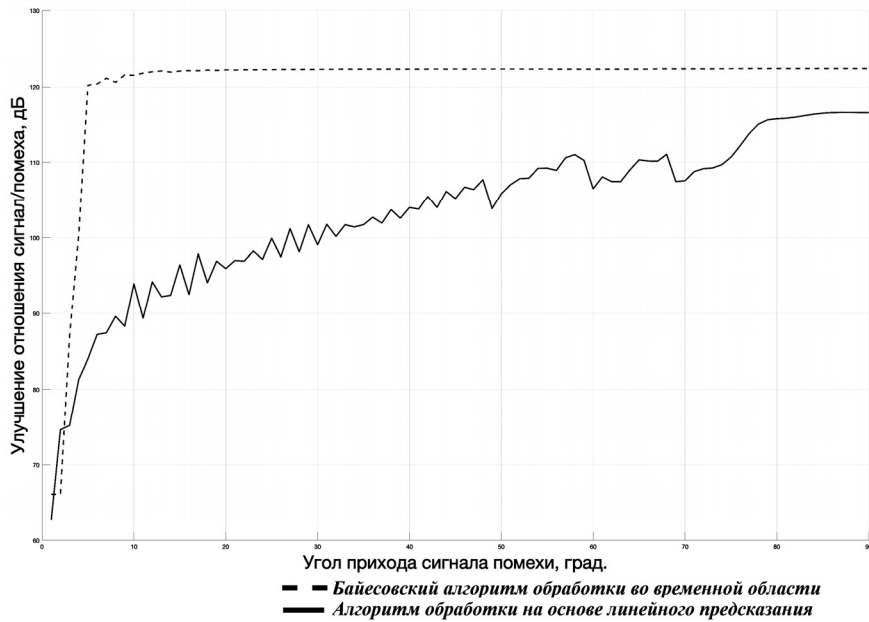


Рис. 5. – Зависимость улучшения отношения сигнал/помеха от направления прихода помехи

Fig. 5 – Dependence of the improvement in the signal-to-noise ratio on the direction of arrival of the interference

Из рис. 5 видно, что алгоритмы обработки пространственных сигналов на основе модели линейного предсказания позволяют избежать недостатков, присущих оптимальному байесовскому алгоритму обработки во временной области без

ухудшения выигрыша по отношению сигнал/помеха. При переходе к пространственно-временной обработке на основе марковской модели улучшение отношения сигнал/помеха приближается к значениям, полученным при оптимальной байесовской обработке. Дальнейшее исследование показало, что при увеличении количества коэффициентов предсказания и объема выборки помехи качество обработки увеличивается, но это приводит к значительным вычислительным затратам.

### Заключение

В работе предложен и развит подход к синтезу алгоритма обработки сигналов, регистрируемых антенной решеткой, направленные на повышение их быстродействия. На основе теории многомерной обработки сигналов предложен подход к моделированию сигналов и помех, поступающих на элементы антенной решетки, как многомерных пространственно-временных процессов. Для различных углов прихода колебания положение активной области спектра различно, что может стать основой для разделения сигналов и в том числе – для борьбы с помехами. Использование байесовской обработки пространственно-временных сигналов во временной области является оптимальной, но требует трудоемких расчетов, приводит к появлению ошибок, а при малых углах прихода помехи корреляционная матрица близка к вырожденной матрице, что решается путем использования модели марковского случайного процесса для описания помехи на пространственно-распределенных антенных элементах.

### ЛИТЕРАТУРА

1. **Садовомский А.С.** Использование широкополосных сигналов в системах радиосвязи // Радиоэлектронная техника. – Ульяновск, 2011. – № 1 (4). – С. 161–165.
2. **Lukin K.A.** Radar design using Noise/Random waveforms // 2006 International Radar Symposium, IRS-2006. – Krakow, 2006. – P. 1–4. – DOI: 10.1109/IRS.2006.4338071.
3. Активные фазированные антенные решетки / под ред. Д.И. Воскресенского, А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004. – 488 с.
4. **Нечаев Ю.Б., Борисов Д.Н., Пешков И.В.** Автокалибровочный алгоритм компенсации амплитудно-фазовых ошибок в каналах цифровой антенной решетки // Вестник ВГУ. Серия: Физика. Математика. – 2011. – № 1. – С. 59–69.
5. Адаптивные антенные решетки. В 2 ч. Ч. 1 / В.А. Григорьев, С.С. Щесняк, В.Л. Гулюшин и др.; под общ. ред. В.А. Григорьева. – СПб.: Университет ИТМО, 2016. – 179 с.
6. Адаптивные антенные решетки. В 2 ч. Ч. 2. / В.А. Григорьев, С.С. Щесняк, В.Л. Гулюшин и др.; под общ. ред. В.А. Григорьева. – СПб.: Университет ИТМО, 2016. – 118 с.
7. **Ратынский М.В.** Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. – М.: Радио и связь, 2003. – 200 с.
8. Principles of modern radar. Vol. 3. Radar applications / ed. by W.L. Melvin, J.A. Scheer. – Edison: SciTech Publishing, 2014. – 820 p.
9. Обработка сигналов в радиотехнических системах / под ред. А.П. Лукошкина. – Л.: Изд-во ЛГУ, 1987. – 400 с.
10. **Казаков В.А.** Введение в теорию марковских процессов и некоторые радиотехнические задачи. – М.: Советское радио, 1973. – 232 с.
11. **Соколова Д.О.** Непараметрическое обнаружение и классификация в сейсмических системах охраны: дис. ... канд. техн. наук. – Новосибирск, 2013. – 147 с.
12. **Якубов В.П.** Статистическая радиофизика. – Томск: НТЛ, 2006. – 132 с.

## SPATIOTEMPORAL PROCESSING OF BROADBAND SIGNALS BASED ON THE LINEAR PREDICTION MODEL

**Zima D.N., Sokolova D.O., Spector A.A.**

*Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia*

The main developments in the field of radar surveillance systems are aimed at studying their functioning, taking into account the influence of various factors, such as the effect of interference. The most important thing seems to be the detection of a broadband signal, which makes it possible to increase the range and speed resolution. This raises the problem of suppressing broadband interference with existing methods. The paper develops methods for processing broadband signals in the presence of active interference as applied to the use in systems with various variants of spatio-temporal antenna elements, in particular on the example of linear antenna arrays. The approach is based on the representation of signals and interference recorded by a digital antenna array in the form of multidimensional spatiotemporal processes, i.e. functions of spatial and temporal coordinates. This is due to both the spatial distribution of the antenna array elements and the spatial distribution of interference. Bayesian signal detector is the optimal algorithm and has the best characteristics, but at the same time its practical implementation is extremely difficult, carried out in the field of spatiotemporal coordinates. The investigated processing algorithms are based on the linear prediction model, i.e. by using the model of a Markov random process to describe interference on spatially distributed antenna elements. Particular attention is paid to the development of algorithms that can be implemented with limited computing resources and work in real time, which is a problem of statistical methods of signal processing.

**Keywords:** spatiotemporal signal, broadband signal, active interference, Markov random process, Bayesian processing, radar systems, digital antenna array.

DOI: 10.17212/1727-2769-2020-4-17-31

### REFERENCES

1. Sadomovskii A.S. Ispol'zovanie shirokopolosnykh signalov v sistemakh radiosvyazi [The use of broadband signals in radio communication systems]. *Radioelektronnaya tekhnika* [Radioelectronic equipment]. Ul'yanovsk, 2011, no. 1 (4), pp. 161–165.
2. Lukin K.A. Radar design using Noise/Random waveforms. *2006 International Radar Symposium, IRS-2006*, Krakow, 2006, pp. 1–4. DOI: 10.1109/IRS.2006.4338071.
3. Voskresenskii D.I., Kanashchenkov A.I., eds. *Aktivnye fazirovannye antennye reshetki* [Active phased antenna arrays]. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2004. 488 p.
4. Nechaev Yu.B., Borisov D.N., Peshkov I.V. Avtokalibrovochnyi algoritm kompensatsii amplitudno-fazovykh oshibok v kanalakh tsifrovoy antennoi reshetki [Autocalibration algorithm of compensation of gain and phase imperfections in channels of smart antenna]. *Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo universiteta. Seriya: Fizika. Matematika = Proceedings of Voronezh State University. Series: Physics. Mathematics*, 2011, no. 1, pp. 59–69.
5. Grigor'ev V.A., ed. *Adaptivnye antennye reshetki*. V 2 ch. Ch. 1 [Adaptive antenna arrays. In 2 pt. Pt. 1]. St. Petersburg, ITMO University Publ., 2016. 179 p.
6. Grigor'ev V.A., ed. *Adaptivnye antennye reshetki*. V 2 ch. Ch. 2 [Adaptive antenna arrays. In 2 pt. Pt. 2]. St. Petersburg, ITMO University Publ., 2016. 118 p.
7. Ratynskii M.V. *Adaptatsiya i sverkhrazreshenie v antennykh reshetkakh* [Adaptation and superresolution in antenna arrays]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 2003. 200 p.
8. Melvin W.L., Scheer J.A., eds. *Principles of modern radar*. Vol. 3. *Radar applications*. Edison, SciTech Publishing, 2014. 820 p.
9. Lukoshkin A.P., ed. *Obrabotka signalov v radiotekhnicheskikh sistemakh* [Signal processing in radio-technical systems]. Leningrad, Leningrad University Publ., 1987. 400 p.
10. Kazakov V.A. *Vvedenie v teoriyu markovskikh protsessov i nekotorye radiotekhnicheskie zadachi* [Introduction to the theory of Markov processes and some radio engineering problems]. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1973. 232 p.

11. Sokolova D.O. *Neparametricheskoe obnaruzhenie i klassifikatsiya v seismicheskikh sistemakh okhrany*. Diss. kand. tekhn. nauk [Nonparametric detection and classification in seismic security systems. PhD eng. sci. diss.]. Novosibirsk, 2013. 147 p.
12. Yakubov V.P. *Statisticheskaya radiofizika* [Statistical radiophysics]. Tomsk, NTL Publ., 2006. 132 p.

## СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



**Зима Дарья Николаевна** – родилась в 1994 году, аспирант кафедры теоретических основ радиотехники Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: статистическая обработка сигналов. Опубликовано 12 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: d.zima@corp.nstu.ru).

**Zima Daria Nikolaevna** (b. 1994) – a postgraduate student at the department of radio engineering fundamentals in the Novosibirsk State Technical University. Her research interests are currently focused on statistical signal processing. She is the author of 12 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: d.zima@corp.nstu.ru).



**Соколова Дарья Олеговна** – родилась в 1984 году, канд. техн. наук, доцент кафедры теоретических основ радиотехники Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: статистическая обработка сигналов. Опубликовано 35 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: d.sokolova@corp.nstu.ru).

**Sokolova Darya Olegovna** (b. 1984) – Candidate of Sciences (Eng.), associate professor at the department of radio engineering in the Novosibirsk State Technical University. Her research interests are currently focused on statistical signal processing. She is the author of 35 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: d.sokolova@corp.nstu.ru).



**Спектор Александр Аншелевич** – родился в 1946 году, д-р техн. наук, профессор, заведующий кафедрой теоретических основ радиотехники Новосибирского государственного технического университета. Область научных интересов: локационные, навигационные и инфокоммуникационные технологии, цифровые статистические методы обработки сигналов и изображений. Опубликовано около 200 научных работ. (Адрес: 630073, Россия, Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20. E-mail: spectoraa@mail.ru).

**Spector Alexander Anshelevich** (b. 1946) – Doctor of Sciences (Eng.), professor, head of the department of radio engineering fundamentals in the Novosibirsk State Technical University. His research interests are currently focused on location, navigation, and information communication technologies, digital statistical methods of signal and image processing. He is the author of about 200 scientific papers (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: spectoraa@mail.ru).

Статья поступила 21 ноября 2020 г.  
Received November 21, 2020

## To Reference:

Zima D.N., Sokolova D.O., Spector A.A. Prostranstvenno-vremennaya obrabotka shirokopolosnykh signalov na osnove modeli lineinogo predskazaniya [Spatiotemporal processing of broadband signals based on the linear prediction model]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2020, no. 4 (49), pp. 17–31. DOI: 10.17212/1727-2769-2020-4-17-31.