

УДК 621.391, 621.396,519.254

**ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИГНАЛЫ И ИХ РАДИОПРИЕМ
В РАДИОСИСТЕМАХ С АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ
С ПРИМЕНЕНИЕМ МНОГОМЕРНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ****Д.Н. Зима***Новосибирский государственный технический университет*

В работе рассмотрен подход к обработке широкополосных пространственно-временных сигналов на основе метода максимального правдоподобия в присутствии внешних активных помех в системах с цифровыми антенными решетками, на примере линейных антенных решеток. Подход основан на представлении сигналов и помех, регистрируемых антенной решеткой, в виде многомерных пространственно-временных процессов, т. е. функций пространственной и временной координат, что обусловлено пространственным распределением элементов антенной решетки. При приеме широкополосного сигнала на фоне помех его обработка не всегда может быть разделена на пространственную и временную. Отнесение сигнала к сигналу широкополосному в пространственном смысле зависит от частотной полосы спектра сигнала и размеров антенной решетки. Алгоритм обработки пространственно-временных сигналов на основе метода максимального правдоподобия является оптимальным и обладает наилучшими характеристиками. Обработка, осуществляемая в многомерной частотной области, позволяет упростить алгоритм обработки ввиду диагонального характера корреляционной матрицы помех. Рассмотрен прием сигнала с полностью известными параметрами. Подход строится на примере линейной антенной решетки с обобщением полученных результатов применительно к плоской цифровой антенной решетке.

Ключевые слова: пространственно-временной сигнал, широкополосный сигнал, активные помехи, байесовская обработка, пространственно-распределенные антенные элементы, цифровая антенная решетка.

DOI: 10.17212/1727-2769-2022-1-37-50

Введение

Обработка пространственно-временных сигналов на основе антенных решеток и многопозиционных систем получила к настоящему времени широкое распространение [1, 3]. Антенные решетки используются в различных областях современной техники [2], например в радиолокации и радионавигации, системах спутниковой связи.

В настоящее время интенсивно повышается использование широкополосных и сверхширокополосных сигналов. Их используют для обзора пространства, в системах охраны, в системах передачи информации. К широкополосным сигналам можно отнести и шумовые сигналы [4, 5]. Наиболее эффективным способом борьбы с активными помехами является применение цифровых антенных решеток, которые способны ослабить действие помех путем формирования глубоких провалов в диаграмме направленности в направлении на постановщик помех [1, 6].

В настоящее время обычно используется адаптивная обработка сигналов в системах с антенными решетками. Если расположение источника помех и источника полезного сигнала отличается, то применение адаптивных цифровых антенных

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

решеток обеспечивает высокую эффективность подавления помех, которую дополнительно можно повысить путем применения других методов обработки, например, корреляционной обработки [7, 8]. При этом адаптивная обработка неэффективна при борьбе с помехами, приходящих 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 [9].

Задача исследования состоит в определении оптимальных методов обработки широкополосных пространственно-временных сигналов, поступающих на пространственно-распределенные антенные элементы при влиянии активных помех.

1. Понятие широкополосного сигнала в пространственном смысле

Классическая обработка пространственно-временных сигналов эффективна при обработке высокочастотных узкополосных сигналов, при которой можно пренебречь изменением комплексной огибающей на распределенной антенне. Если сигнал узкополосный, то при построении алгоритмов обработки возможно разделение их на временную и пространственную обработку.

Широкополосными, или сложными, в радиотехнике принято называть сигналы, у которых произведение эффективной ширины спектра на длительность много больше единицы. Рассмотрим влияние расширения полосы сигнала на его свойства на примере пространственно-временного сигнала, формируемого на линейной антенной решетке (ЛАР). Временной сигнал узкополосный в общем случае может быть описан общим выражением вида

$$u(t) = U(t) \cos(\omega_0 t + \psi(t) + \varphi_0), \quad (1)$$

где $U(t)$ и $\psi(t)$ – законы амплитудной и фазовой модуляции сигнала; ω_0 – несущая частота; φ_0 – начальная фаза.

Выражение (1) можно представить с использованием комплексной огибающей сигнала:

$$u(t) = \operatorname{Re} \left(\dot{u}(t) \right) = \operatorname{Re} \left[\dot{s}(t) \exp(j\omega_0 t) \right],$$

где $\dot{s}(t) = U(t) \exp\{j(\psi(t) + \varphi_0)\}$ – комплексная огибающая сигнала $\dot{u}(t)$.

В общем случае имеем на ЛАР $u_i(t)$, $i = \overline{1, I}$ – сигналы на выходах I антенных элементов. Пространственный сигнал образуется в любой фиксированный момент времени t совокупностью отсчетов на всех элементах ЛАР (рис. 1), и выходной сигнал произвольного элемента антенной решетки можно записать в виде

$$\dot{u}_i(t) = \dot{u}(t - (i-1)\tau_0) \exp\{j\omega_0(t - (i-1)\tau_0)\}, \quad (2)$$

где $\tau_0 = (d \sin \theta) / c$ – временная задержка между двумя соседними элементами линейной антенной решетки; d – расстояние между элементами антенной решетки; θ – угол прихода сигнала на ЛАР. Сигнал (2), формируемый на антенной решетке, имеет не только временную функциональную зависимость от аргумента t , но и зависимость от пространственного аргумента $(i-1)\tau_0$. Такая факторизация сигнала на пространственную и временную зависимости упрощает его последующую обработку.

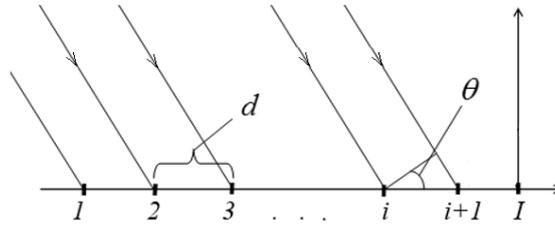


Рис. 1 – Формирование пространственно-временного сигнала на ЛАР

Fig. 1 – Formation of a spatiotemporal signal on a linear antenna array

Факторизация пространственно-временного сигнала (2) возможна не всегда, поскольку как фаза несущей частоты, так и временной сдвиг комплексной огибающей зависят от угла прихода волны и от координаты прихода волны на раскрыв антенны. В общем случае представление комплексной огибающей в виде сомножителей недопустимо, но если изменения $U(t)$ и $\psi(t)$ незначительны за время $(I-1)\tau_0$, то такой сигнал узкополосный в пространственном смысле.

Поскольку скорость изменения комплексной огибающей определяется корреляционной функцией сигнала, а именно эффективной длительностью корреляционной функции [9], то условие факторизации пространственно-временного сигнала можно представить в виде

$$\tau_{\text{эф}} \gg (I-1)\tau_0, \quad (3)$$

или то же для эффективной ширины спектра сигнала:

$$\Delta f_{\text{эф}} \ll \frac{1}{(I-1)\tau_0}.$$

С учетом (3) сигнал (2) становится разделимым:

$$\dot{u}_i(t) = \dot{u}(t) \exp\{j\omega_0 t\} \exp\{j\varphi_i(\theta)\},$$

где $\varphi_i(\theta) = \frac{2\pi d}{\lambda}(i-1)\sin\theta$ – фазовые сдвиги на линейной антенной решетке; λ – длина волны.

Сигнал, удовлетворяющий условию (3), является узкополосным в пространственном смысле, а обработка такого сигнала преобразуется в последовательную пространственную и временную обработку (или наоборот). Очевидно, что пространственная обработка сводится к оптимизации характеристик направленности антенны.

Если задержку времени прихода сигнала нельзя свести к фазовому сдвигу, то такой сигнал считается широкополосным в пространственном смысле. Отнесение сигнала к сигналу широкополосному в пространственном смысле зависит от частотной полосы спектра сигнала и размеров антенной решетки. В частном случае сигнал широкополосный в пространственном смысле можно факторизовать, если плоская электромагнитная волна из дальней зоны поступает на все элементы антенной решетки одновременно и нет задержки огибающей сигнала при его распространении на крайних элементах решетки, что возможно либо при приеме сигнала, падающего перпендикулярно антенной решетке, либо имеются выравни-

вающие линии задержки. Таким образом, при приеме сигнала с известного направления на фоне белого шума его обработка может быть всегда разделена на пространственную и временную [9]. Но при этом, обработку полезного сигнала, принимаемого вместе с активными широкополосными помехами, находящимися на направлениях, отличающихся от направления полезного сигнала, разделить не удастся. Для случая широкополосных сигналов в пространственном смысле необходимо разработать эффективный подход к обработке таких сигналов.

2. Пространственно-временные сигналы на антенной решетке

Рассмотрим сигнал, регистрируемый антенной решеткой, в качестве многомерного.

В любой фиксированный момент времени на антенной решетке наблюдается пространственное колебание. Рассматривая множество моментов времени, получаем пространственно-временной сигнал – функцию временной и пространственной координат. Размерность пространственно-временного процесса зависит от вида решетки. На ЛАР сигнал будет двумерным, а на плоской антенной решетке (ПАР) – трехмерным.

Для любого антенного элемента ЛАР с номером $i = \overline{1, I}$ сигнал имеет вид (без учета начальной фазы)

$$u_i(t) = U(t - (i-1)\tau_0) \cos[\omega_0(t - (i-1)\tau_0) + \psi(t - (i-1)\tau_0)]. \quad (4)$$

Все I сигналов в (4) фактически являются копиями одного и того же сигнала, однако их совокупность содержит информацию о направлении, которая отсутствует в отдельных сигналах, что будет показано ниже. Переходя от дискретно-непрерывного сигнала (4) к его непрерывному эквиваленту путем замены $(i-1) \rightarrow x/d$, образуем непрерывный пространственно-временной сигнал:

$$u(t, x) = U\left(t - \frac{x}{d}\tau_0\right) \cos\left[\omega_0\left(t - \frac{x}{d}\tau_0\right) + \psi\left(t - \frac{x}{d}\tau_0\right)\right]. \quad (5)$$

Двумерный спектр непрерывного сигнала $u(t, x)$ находится при помощи двумерного преобразования Фурье [10]:

$$\begin{aligned} \dot{U}(\omega_t, \omega_x) &= \int_{-\infty - x_m/2}^{\infty - x_m/2} \int_{-\infty - x_m/2}^{\infty - x_m/2} u(t, x) e^{-j\omega_t t - j\omega_x x} dt dx = \\ &= \dot{U}(\omega_t) x_m \frac{\sin\left[\frac{x_m}{2}\left(\omega_t \frac{\sin \theta}{c} + \omega_x\right)\right]}{\frac{x_m}{2}\left(\omega_t \frac{\sin \theta}{c} + \omega_x\right)}, \end{aligned} \quad (6)$$

где ω_t и ω_x – частоты, соответствующие временному и пространственному колебаниям и называемые далее временной и пространственной частотой. Для различных углов прихода колебания положение активной области спектра различно (рис. 2), поскольку множитель вида $\sin(\cdot)/(\cdot)$ в (6) образует ненулевую полосу на частотной плоскости вдоль линий $\omega_x = -\frac{\sin \theta}{c} \omega_t$, ширина которой определяется

размером антенны x_m , а положение на плоскости определяется углом прихода сигнала θ .

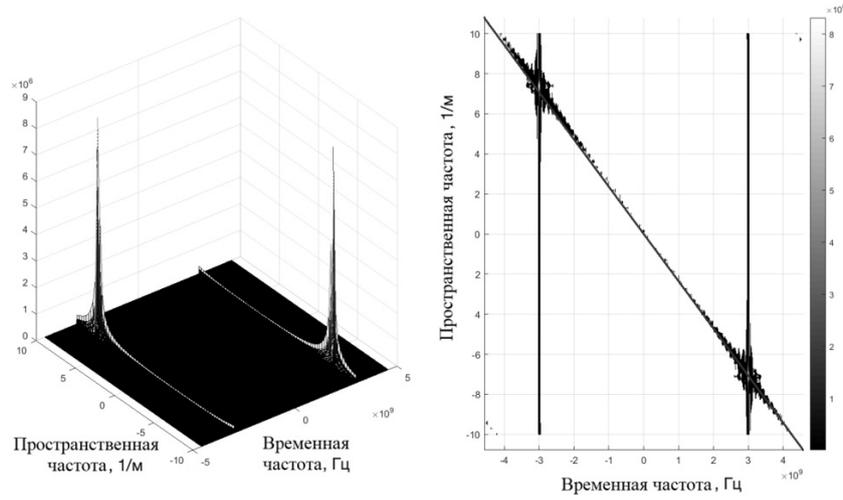


Рис. 2 – Амплитудный спектр пространственно-временного сигнала на ЛАР

Fig. 2 – Amplitude spectrum of a spatiotemporal signal on a linear antenna array

На ПАР формируется трехмерный сигнал $u_{i,j}(t)$ вида

$$u_{i,j}(t) = U(t - \tau_{i,j}) \cos \left[\omega_0(t - \tau_{i,j}) + \psi(t - \tau_{i,j}) \right],$$

где $\tau_{i,j}$ – временная задержка между i и j элементами плоской антенной решетки. Для непрерывного сигнала $u(t, y, z)$ спектр находится при помощи трехмерного преобразования Фурье [11]:

$$\begin{aligned} \dot{U}(\omega_t, \omega_y, \omega_z) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-y_m/2}^{y_m/2} \int_{-z_m/2}^{z_m/2} u(t, y, z) e^{-j\omega_t t} e^{-j\omega_y y} e^{-j\omega_z z} dt dy dz = \\ &= \dot{U}(\omega_t) y_m \frac{\sin \left[\frac{y_m}{2} \left(\omega_t \frac{\cos \theta_y}{c} + \omega_y \right) \right]}{\frac{y_m}{2} \left(\omega_t \frac{\cos \theta_y}{c} + \omega_y \right)} z_m \frac{\sin \left[\frac{z_m}{2} \left(\omega_t \frac{\cos \theta_z}{c} + \omega_z \right) \right]}{\frac{z_m}{2} \left(\omega_t \frac{\cos \theta_z}{c} + \omega_z \right)}, \end{aligned} \quad (7)$$

где ω_y и ω_z – частоты, соответствующие пространственным колебаниям вдоль осей y и z соответственно; θ_y и θ_z – углы отклонения вектора цели от осей координат, определяющих направление на цель.

Множители вида $\sin(\cdot)/(\cdot)$ в (7) образуют ненулевую полосу на частотной плоскости вдоль прямых линий $\omega_y = -\frac{\cos \theta_y}{c} \omega_t$ и $\omega_z = -\frac{\cos \theta_z}{c} \omega_t$, ширина которой определяется размером антенны y_m и z_m , а положение на плоскости определяется углами прихода цели θ_y и θ_z (рис. 3).

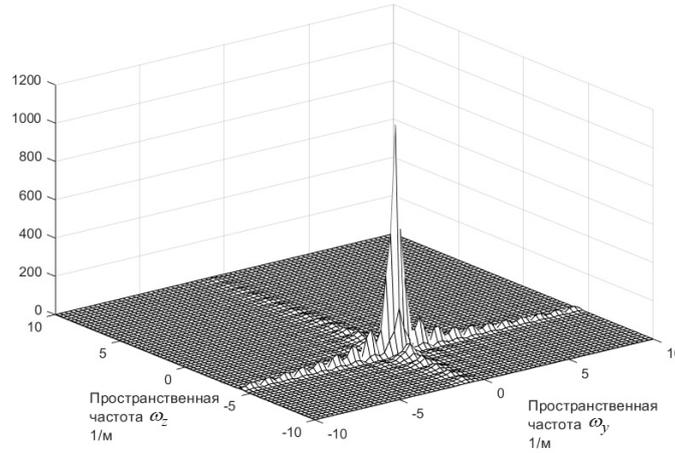


Рис. 3 – Амплитудный спектр пространственно-временного сигнала на ПАР в плоскости ω_y, ω_z

Fig. 3 – Amplitude spectrum of the spatiotemporal signal on a flat antenna array in the plane ω_y, ω_z

Сигнал на промежуточной частоте можно представить в виде

$$\begin{aligned} u_{\text{пч}}(t, x) &= U \left(t - \frac{\sin \theta}{c} x \right) \cos \left(\omega_{\text{пч}} t - \omega_0 \frac{\sin \theta}{c} x + \psi \left(t - \frac{\sin \theta}{c} x \right) \right) = \\ &= \text{Re} \left[\dot{U}(t, x) \exp \{ j \omega_{\text{пч}} t \} \right], \end{aligned}$$

где $\dot{U}(t, x)$ – комплексная огибающая пространственно-временного сигнала, которая также является пространственно-временным сигналом:

$$\dot{U}(t, x) = U \left(t - \frac{\sin \theta}{c} x \right) \exp \left\{ j \left(-\omega_0 \frac{\sin \theta}{c} x + \psi \left(t - \frac{\sin \theta}{c} x \right) \right) \right\}. \quad (8)$$

Анализ показывает, что квадратурные компоненты сигналов на несущей и промежуточной частотах совпадают, а спектр сигнала на промежуточной частоте обладает теми же свойствами многомерного спектра сигнала, формируемого на частоте несущей, и, в целом, пространственно-временной спектр сигналов и помех сосредоточен в узких областях, и для ЛАР примет вид

$$\dot{U}(\omega_t, \omega_x) = \dot{U}_c(\omega_t) \begin{cases} \frac{\sin \left\{ \left[(\omega_0 - \omega_{\text{пр}} + \omega_t) \frac{\sin \theta}{c} + \omega_x \right] \frac{x_m}{2} \right\}}{\left[(\omega_0 - \omega_{\text{пр}} + \omega_t) \frac{\sin \theta}{c} + \omega_x \right] \frac{x_m}{2}}, & \omega_t > 0, \\ \frac{\sin \left\{ \left[(\omega_0 - \omega_{\text{пр}} - \omega_t) \frac{\sin \theta}{c} - \omega_x \right] \frac{x_m}{2} \right\}}{\left[(\omega_0 - \omega_{\text{пр}} - \omega_t) \frac{\sin \theta}{c} - \omega_x \right] \frac{x_m}{2}}, & \omega_t < 0, \end{cases} \quad (9)$$

где $\omega_{\text{пр}}$ – промежуточная частота; \dot{U}_c – одномерный спектр квадратурного сигнала промежуточной частоты:

$$u_c(t) = U(t) \cos(\omega_{\text{пр}}t + \psi(t)).$$

Низкочастотные пространственно-временные колебания комплексных огибающих полностью характеризуют сигналы и высокой, и промежуточной частоты. Это позволяет при моделировании и обработке принимаемых сигналов использовать метод комплексных огибающих. При моделировании процессов на «нулевой» частоте не только достигается ускорение вычислений, но и сама возможность моделирования становится реализуемой. Фазовые сдвиги, формирующиеся на высокой частоте, присутствуют и в сигналах «нулевой» частоты. Это проявляется в свойствах пространственно-временных спектров из (8):

$$\dot{S}(\omega_t, \omega_x) = \dot{S}_0(\omega_t) \frac{\sin \left\{ \left[(\omega_0 + \omega_t) \frac{\sin \theta}{c} + \omega_x \right] \frac{x_m}{2} \right\}}{\left[(\omega_0 + \omega_t) \frac{\sin \theta}{c} + \omega_x \right] \frac{x_m}{2}}, \quad (10)$$

где $\dot{S}_0(\omega_t)$ – одномерный спектр комплексной огибающей, учитывающий модуляцию радиосигнала. Многомерный спектр такого пространственно-временного процесса на ЛАР также формируется вдоль прямой, определяемой выражением

$$\omega_x = -(\omega_0 + \omega_t) \frac{\sin \theta}{c},$$

в виде узких участков (рис. 4) и характеризует возможность решения различных задач обработки сигналов.

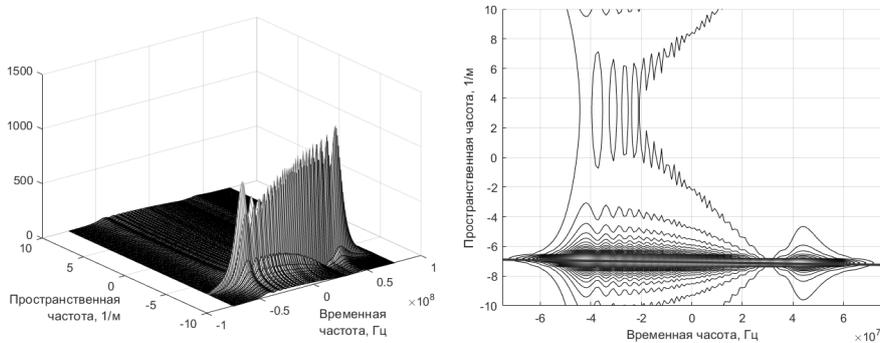


Рис. 4 – Пространственно-временной спектр комплексной огибающей при $\theta > 0$

Fig. 4 – Spatiotemporal spectrum of the complex envelope at $\theta > 0$

Выражения (6), (7), (9) и (10) показывают, что для разных углов прихода колебаний положение активной области спектра разное, что может быть основанием для разделения сигналов, в том числе для борьбы с активными помехами. Выражения для пространственно-временных спектров на ЛАР (9) и (10) очевидным образом можно преобразовать в выражения для пространственно-временных спектров на ПАР на примере выражений (6) и (7).

Как известно, случайная спектральная плотность стационарного процесса имеет особое свойство, а именно дельта-коррелированность [12, 13]. В этом случае отсчеты помехи в спектральной области являются независимыми случайными процессами, и корреляционная матрица становится диагональной. Это облегчает построение алгоритмов, основанных на правилах статистических решений.

Указанное свойство справедливо для стационарных случайных процессов. Процесс, наблюдаемый на выходе антенной решетки, таковым не является, поэтому для определения характеристик случайного процесса в спектральной области с помощью моделирования рассмотрим корреляционные функции комплексной пространственно-временной спектральной плотности. Это включает в себя получение оценок автокорреляционных функций (АКФ) вещественной и мнимой составляющих спектра, а также функции взаимной корреляции (ВКФ) этих составляющих. На рис. 5 приведена оценка двумерной АКФ вещественной части спектральной плотности пространственно-временного сигнала на ЛАР, из которой видно, что при переходе от пространственно-временного колебания к его двумерному спектру отсчеты помехи в спектральной области можно считать независимыми. Результаты оценки двумерной АКФ мнимой части спектральной плотности пространственно-временного сигнала аналогичны оценке АКФ вещественной части спектральной плотности пространственно-временного сигнала. Оценка двумерной ВКФ вещественной и мнимой частей спектральной плотности пространственно-временного сигнала говорит о некоррелированности этих спектральных составляющих. Данное свойство справедливо для ПАР.

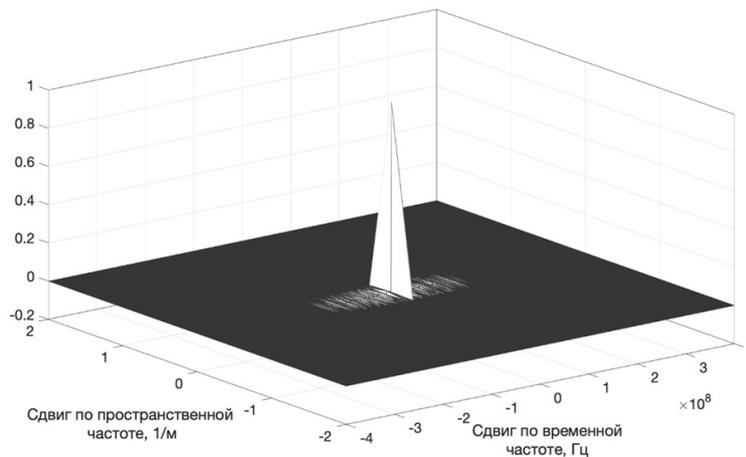


Рис. 5 – Оценка АКФ вещественной части спектральной плотности

Fig. 5 – Estimation of the ACF of the real part of the spectral density

Таким образом, подобные свойства корреляционных функций приводят к диагональному характеру корреляционных матриц, что радикально облегчает построение алгоритма обработки.

3. Пространственно-временная обработка на основе метода максимального правдоподобия

Как было описано выше, на антенной решетке формируется многомерный пространственно-временной процесс, и алгоритмы его обработки могут быть построены на теории цифровой фильтрации многомерных сигналов.

Применение метода максимального правдоподобия для случая обработки пространственно-временного сигнала возможно в областях временной и пространственной переменных, т. е. в сигнальной области [14, 15]. В данном случае решающая статистика имеет квадратичную форму, которая содержит обратную корреляционную матрицу помехи. Решающее правило строится исходя из фундаментального критерия оптимальности, направленного на получение наилучшего качества обнаружения сигнала. В качестве случайного процесса рассматривается пространственно-временное колебание в сигнальной области, в которой отсчеты являются зависимыми. Однако практическая реализация данного подхода применительно к антенным решетками нереальна, как минимум, из-за необходимости определять обратную корреляционную матрицу порядка, соответствующего квадрату произведения числа приемных антенных элементов и числа моментов времени. При этом необходимо постоянно или периодически проводимое обучение системы, при котором производится оценивание прямой корреляционной матрицы.

Рассмотрим алгоритм обработки пространственно-временного процесса в спектральной области на основе метода максимального правдоподобия. В [14] описан данный подход относительно пространственно-временных сигналов и помех на радиочастоте. В данной работе рассматривается алгоритм обработки пространственно-временного процесса на «нулевой» частоте в спектральной области на основе метода максимального правдоподобия на примере ЛАР с обобщением полученных результатов применительно к ПАР.

Согласно (10) для разных углов прихода сигналов положение активной области спектра пространственно-временного процесса разное и имеет узкий пик. В качестве входных данных для обработки сигналов можно использовать их двумерное пространственно-временное преобразование Фурье.

Квадратурные компоненты комплексной огибающей (8) определяются выражениями:

$$\begin{aligned} A(t, x) &= \operatorname{Re} \left[\dot{U}(t, x) \right] = U \left(t - \frac{\sin \theta}{c} x \right) \cos \left(-\omega_0 \frac{\sin \theta}{c} x + \psi \left(t - \frac{\sin \theta}{c} x \right) \right), \\ C(t, x) &= \operatorname{Im} \left[\dot{U}(t, x) \right] = U \left(t - \frac{\sin \theta}{c} x \right) \sin \left(-\omega_0 \frac{\sin \theta}{c} x + \psi \left(t - \frac{\sin \theta}{c} x \right) \right). \end{aligned} \quad (11)$$

При применении двумерного преобразования Фурье к (11) образуется пара пространственно-временных спектров для составляющих комплексной огибающей пространственно-временного сигнала $\dot{S}_A(\omega_t, \omega_x)$ и $\dot{S}_C(\omega_t, \omega_x)$, при этом

$$\dot{S}(\omega_t, \omega_x) = \dot{S}_A(\omega_t, \omega_x) + j \dot{S}_C(\omega_t, \omega_x).$$

Комплексные спектры пространственно-временной комплексной огибающей сигнала, помехи и их суммы представим соответственно в виде:

$$\begin{aligned} \dot{S}(\omega_t, \omega_x) &= (S_A(\omega_t, \omega_x)_{\operatorname{Re}} - S_C(\omega_t, \omega_x)_{\operatorname{Im}}) + \\ &+ j(S_A(\omega_t, \omega_x)_{\operatorname{Im}} + S_C(\omega_t, \omega_x)_{\operatorname{Re}}) = \\ &= (S_{A \operatorname{Re}_{nm}} - S_{C \operatorname{Im}_{nm}}) + j(S_{A \operatorname{Im}_{nm}} + S_{C \operatorname{Re}_{nm}}), \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\dot{X}(\omega_t, \omega_x) &= (X_A(\omega_t, \omega_x)_{\text{Re}} - X_C(\omega_t, \omega_x)_{\text{Im}}) + \\
&+ j(X_C(\omega_t, \omega_x)_{\text{Im}} + X_C(\omega_t, \omega_x)_{\text{Re}}) = \\
&= (X_{A\text{Re}_{nm}} - X_{C\text{Im}_{nm}}) + j(X_{A\text{Im}_{nm}} + X_{C\text{Re}_{nm}}), \\
\dot{U}(\omega_t, \omega_x) &= \dot{S}(\omega_t, \omega_x) + \dot{X}(\omega_t, \omega_x) = \\
&= \left[(S_{A\text{Re}_{nm}} + X_{A\text{Re}_{nm}}) - (S_{C\text{Im}_{nm}} + X_{C\text{Im}_{nm}}) \right] + \\
&+ j \left[(S_{A\text{Im}_{nm}} + X_{A\text{Im}_{nm}}) + (S_{C\text{Re}_{nm}} + X_{C\text{Re}_{nm}}) \right] = \\
&= (y_{Anm} - z_{Cnm}) + j(z_{Anm} + y_{Cnm}).
\end{aligned}$$

где $n = \overline{1, N_t}$ и $m = \overline{1, N_x}$ – дискретные отсчеты частот ω_t и ω_x соответственно, а j – мнимая единица.

Покажем, как формируется решающая статистика применительно к комплексному спектру пространственно-временного процесса, получаемого на ЛАР, для случая приема полностью известного сигнала. Совместная плотность распределения вероятностей при наличии и отсутствии сигнала, при условии независимости спектральных отсчетов, будут соответственно иметь вид:

$$\begin{aligned}
w_0(U(\omega_t, \omega_x)) &= \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^{N_t N_x}} \sqrt{|\det K|}} \times \\
&\times \exp \left(-\frac{1}{2} \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_x} \frac{y_{Anm}^2 + z_{Cnm}^2 + z_{Anm}^2 + y_{Cnm}^2}{\sigma_{nm}^2} \right), \\
w_1(U(\omega_t, \omega_x)) &= \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^{N_t N_x}} \sqrt{|\det K|}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_x} \frac{1}{\sigma_{nm}^2} \times \right. \\
&\times \left[(y_{Anm} - z_{Cnm}) + (z_{Anm} + y_{Cnm}) - \right. \\
&\left. \left. - (S_{A\text{Re}_{nm}} - S_{C\text{Im}_{nm}}) - (S_{A\text{Im}_{nm}} + S_{C\text{Re}_{nm}}) \right]^2 \right\}. \tag{12}
\end{aligned}$$

Используя (12), находим выражение решающей статистики:

$$\begin{aligned}
Z(U(\omega_t, \omega_x)) &= \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_x} \frac{1}{\sigma_{nm}^2} \left[(y_{Anm} - z_{Cnm} + z_{Anm} + y_{Cnm}) \times \right. \\
&\left. \times (S_{A\text{Re}_{nm}} - S_{C\text{Im}_{nm}} + S_{A\text{Im}_{nm}} + S_{C\text{Re}_{nm}}) \right]. \tag{13}
\end{aligned}$$

Ослабление действия помех оценивалось по величинам отношения сигнал/помеха (ОСП), реализуемого после обработки принятого сигнала. Оценка качества обработки заключается в определении выигрыша Δq выходного ОСП $q_{\text{вых}}$ относительно входного ОСП $q_{\text{вх}}$:

$$\Delta q = q_{\text{вых}} - q_{\text{вх}}, \text{ дБ.}$$

Для получения ОСП на выходе вычисляется математическое ожидание и дисперсия решающей статистики (13). Результаты исследований алгоритма обработки для приема полностью известного сигнала приведены на рис. 6. В качестве входных данных использовались комплексные пространственно-временные спектры комплексных огибающих процессов, формируемых на ЛАР.

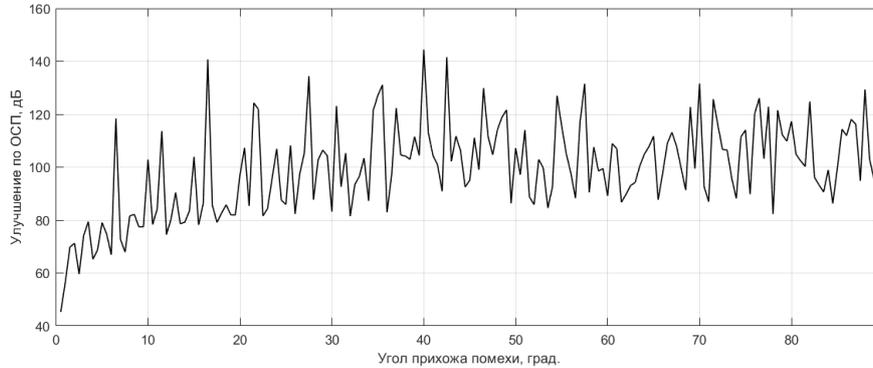


Рис. 6 – Зависимости выигрыша по ОСП Δq от угла прихода помехи θ_n для приема полностью известного сигнала

Fig. 6 – Dependences of gain in SNR Δq on the angle of arrival of interference θ_n for receiving a completely known signal

При моделировании на одном из элементов антенны формируется реализация помехи или сумма помехи и полезного сигнала (на примере импульса с ЛЧМ) в виде комплексного спектра комплексной огибающей с дальнейшей трансляцией спектров в другие элементы антенной решетки. Адаптация алгоритма (13) заключается в получении оценок функции σ_{nm}^2 по наблюдаемым процессам.

Как видно из графика на рис. 6, при $\theta_n > 10^\circ$ обеспечивается выигрыш Δq более 80 дБ для приема полностью известного сигнала. При совпадении углов прихода сигнала и помехи $\theta_n = \theta_c = 0^\circ$ выигрыш Δq составляет не менее 40 дБ. Полученные результаты сопоставимы с результатами в [14, 15].

Представленные выражения алгоритма оптимальной обработки принимаемых пространственно-временных сигналов преобразуются очевидным образом для ПАР.

Заключение

В работе предложен и развит подход к синтезу алгоритма обработки пространственно-временных сигналов, регистрируемых антенной решеткой, на основе метода максимального правдоподобия, направленный на обработку широкополосных в пространственном смысле сигналов. Предложенные подходы к обработке и моделированию сигналов и помех основаны на теории многомерной обработки сигналов. Для различных углов прихода колебания положение активной области пространственно-временного спектра различно, что может быть основой для разделения сигналов и в том числе для борьбы с помехами.

Использование алгоритма обработки пространственно-временных сигналов в сигнальной области требует большого числа вычислений и обращения плохо обусловленной матрицы.

Анализ корреляционных характеристик пространственно-временной помехи в спектральной области показывает, что отсчеты помехи в спектральной области можно считать независимыми, и алгоритм обработки на основе метода максимального правдоподобия следует осуществлять в многомерной частотной области. Приведены результаты, демонстрирующие формирование сигнала и помех в различных точках антенной решетки, а также результат, характеризующий эффективность подавления активных помех с помощью пространственно-временной обработки полностью известных сигналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Активные фазированные антенные решетки / под ред. Д.И. Воскресенского, А.И. Канащенкова. – М.: Радиотехника, 2004. – 488 с.
2. **Пономарев Л.И., Вечтомов В.А., Милосердов А.С.** Бортовые цифровые многолучевые антенные решетки для систем спутниковой связи / под ред. Л.И. Пономарева. – 2-е изд. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2018. – 197 с.
3. **Ратынский М.В.** Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. – М.: Радио и связь, 2003. – 200 с.
4. **Садововский А.С.** Использование широкополосных сигналов в системах радиосвязи // Радиозлектронная техника. – Ульяновск, 2011. – № 1 (4). – С. 161–165.
5. **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.
6. **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.
7. 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.
8. 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.
9. **Далматов А.Д., Елисеев А.А., Лукошкин А.П. и др.** Обработка сигналов в радиотехнических системах. – Ленинград: Ленинградский университет, 1987. – 400 с.
10. **Zima D., Spector A., Sokolova D.** Spatiotemporal spectral analysis of signals and active interference in radar with digital antenna arrays // VI International Conference on Information Technology and Nanotechnology (ITNT-2020). – Samara, Russia, 2020. – DOI: 10.1109/ITNT49337.2020.9253256.
11. **Zima D.N., Spector A.A., Sokolova D.O.** Investigation and modeling of the spatiotemporal signal recorded by the digital antenna array // IEEE 22nd International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM). – Altai Republic, Russia, 2021. – P. 218–221. – DOI: 10.1109/EDM52169.2021.9507710.
12. **Баскаков С.И.** Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 2000. – 462 с.
13. **Якубов В.П.** Статистическая радиофизика. – Томск: НТЛ, 2006. – 132 с.
14. **Зима Д.Н., Спектор А.А.** Пространственно-временная обработка широкополосных сигналов в радиолокационных системах с линейной цифровой антенной решёткой в присутствии активных помех // Автометрия. – 2021. – Т. 57, № 2. – С. 4–12. – DOI: 10.15372/AUT20210201.
15. **Зима Д.Н., Соколова Д.О., Спектор А.А.** Пространственно-временная обработка широкополосных сигналов на основе модели линейного предсказания // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2020. – № 4 (49). – С. 17–31. – DOI: 10.17212/1727-2769-2020-4-17-31.

BROADBAND SIGNALS AND THEIR RADIO RECEPTION IN RADIO SYSTEMS WITH ANTENNA ARRAYS USING THE MULTIDIMENSIONAL FOURIER TRANSFORM

Zima D.N.

Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russia

The paper considers an approach to processing broadband spatiotemporal signals based on the maximum likelihood method in the presence of external active interference in systems with digital antenna arrays, using linear antenna arrays as an example. The approach is based on the representation of signals and interferences recorded by an antenna array as multidimensional spatiotemporal processes, i.e. functions of spatial and temporal coordinates, which is due to the spatial distribution of the elements of the antenna array. When receiving a broadband signal against the background of interference, its processing cannot always be divided into spatial and temporal. The assignment of a signal to a broadband signal in the spatial sense depends on the frequency band of the signal spectrum and the dimensions of the antenna array. The algorithm for processing spatiotemporal signals based on the maximum likelihood method is optimal and has the best performance. The processing carried out in the multidimensional frequency domain makes it possible to simplify the processing algorithm due to the diagonal nature of the interference correlation matrix. The reception of a signal with completely known parameters is considered. The approach is based on the example of a linear antenna array with a generalization of the results obtained in relation to a flat digital antenna array.

Keywords: spatiotemporal signal, broadband signal, active interference, Bayesian processing, spatially distributed antenna elements, digital antenna array.

DOI: 10.17212/1727-2769-2022-1-37-50

REFERENCES

1. Voskresenskii D.I., Kanashchenkov A.I., eds. *Aktivnye fazirovannye antennnye reshetki* [Active phased antenna arrays]. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2004. 488 p.
2. Ponomarev L.I., Vechtomov V.A., Miloserdov A.S. *Bortovye tsifrovye mnogoluchevye antennnye reshetki dlya sistem sputnikovoi svyazi* [Onboard digital multi-beam antenna arrays for satellite communication systems]. 2nd ed. Moscow, Bauman MSTU Publ., 2018. 197 p.
3. Ratynskii M.V. *Adaptatsiya i sverkhrazreshenie v antennnykh reshetkakh* [Adaptation and super-resolution in antenna arrays]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 2003. 200 p.
4. Sodomovskii A.S. *Ispol'zovanie shirokopolosnykh signalov v sistemakh radiosvyazi* [The use of broadband signals in radio communication systems]. *Radioelektronnaya tekhnika* [Radio-electronic equipment]. Ul'yanovsk, 2011, no. 1 (4), pp. 161–165.
5. 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.
6. 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.
7. Grigor'ev V.A., ed. *Adaptivnye antennnye reshetki*. V 2 ch. Ch. 1 [Adaptive antenna arrays. In 2 pt. Pt. 1]. St. Petersburg, ITMO University Publ., 2016. 179 p.
8. Grigor'ev V.A., ed. *Adaptivnye antennnye reshetki*. V 2 ch. Ch. 2 [Adaptive antenna arrays. In 2 pt. Pt. 2]. St. Petersburg, ITMO University Publ., 2016. 118 p.
9. Dalmatov A.D., Eliseev A.A., Lukoshkin A.P. et al. *Signal processing in radio-technical systems*. Leningrad: Leningrad University, 1987. 400 p.
10. Zima D., Spector A., Sokolova D. Spatiotemporal spectral analysis of signals and active interference in radar with digital antenna arrays. *VI International Conference on Information Technology and Nanotechnology (ITNT-2020)*, Samara, Russia, 2020. DOI: 10.1109/ITNT49337.2020.9253256.

11. Zima D.N., Spector A.A. Sokolova D.O. Investigation and modeling of the spatiotemporal signal recorded by the digital antenna array. *IEEE 22nd International conference of young professionals in electron devices and materials (EDM)*, Altai Republic, Russia, 2021, pp. 218–221. DOI: 10.1109/EDM52169.2021.9507710.
12. Baskakov S.I. *Radiotekhnicheskie tsepi i signaly* [Radio engineering circuits and signals]. Moscow, Vysshaya shkola Publ., 2000. 462 p.
13. Yakubov V.P. *Statisticheskaya radiofizika* [Statistical radiophysics]. Tomsk, NTL Publ., 2006. 132 p.
14. Zima D.N., Spector A.A. Prostranstvenno-vremennaya obrabotka shirokopolosnykh signalov v radiolokatsionnykh sistemakh s lineinoi tsifrovoi antennoi reshetkoi v prisutstvii aktivnykh pomekh [Spatiotemporal processing of broadband signals in radars with a linear digital antenna array in the presence of active interference]. *Aviometriya = Optoelectronics, Instrumentation and Data Processing*, 2021, vol. 57, no. 2, pp. 4–12. DOI: 10.15372/AUT20210201.
15. 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.

СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ



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

Zima Daria Nikolaevna (b. 1994) – a Senior lecture 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 20 scientific papers. (Address: 20, Karl Marx Av., Novosibirsk, 630073, Russia. E-mail: d.zima@corp.nstu.ru).

Статья поступила 11 января 2022 г.
Received January 11, 2022

To Reference:

Zima D.N. Shirokopolosnye signaly i ikh radiopriem v radiosistemakh s antennymi reshetkami s primeneniem mnogomernogo preobrazovaniya Fur'e [Broadband signals and their radio reception in radio systems with antenna arrays using the multidimensional Fourier transform]. *Doklady Akademii nauk vysshei shkoly Rossiiskoi Federatsii = Proceedings of the Russian higher school Academy of sciences*, 2022, no. 1 (54), pp. 37–50. DOI: 10.17212/1727-2769-2022-1-37-50.