

АНАЛИЗ И СИНТЕЗ СИГНАЛОВ И ИЗОБРАЖЕНИЙ

УДК 621.391, 519.213, 519.254

ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ С ЛИНЕЙНОЙ ЦИФРОВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКОЙ В ПРИСУТСТВИИ АКТИВНЫХ ПОМЕХ

© Д. Н. Зима, А. А. Спектор

*Новосибирский государственный технический университет,
630073, г. Новосибирск, просп. К. Маркса, 20
E-mail: zima.darya@mail.ru,
spectoraa@mail.ru*

Рассматривается подход к математическому описанию сигналов и помех в качестве многомерных пространственно-временных сигналов. Предложен и описан алгоритм обработки сигналов при наличии внутренних шумов и внешних помех. Алгоритм применим для случаев приёма сигнала с полностью известными параметрами и сигнала со случайной начальной фазой. В работе исследован вариант линейной цифровой антенной решётки.

Ключевые слова: радиолокационная система обзора, цифровая антенная решётка, пространственно-временные сигналы, активные помехи, пространственно-временные алгоритмы обработки.

DOI: 10.15372/AUT20210201

Введение. Одной из важнейших задач обзорных радиолокационных систем (РЛС) является устойчивое функционирование в условиях воздействия активных помех [1, 2]. Наиболее эффективный способ борьбы с активными помехами — применение в РЛС цифровых антенных решёток (ЦАР), которые способны ослабить действие помех путём формирования глубоких провалов в диаграмме направленности в сторону на постановщика помех [3, 4]. Благодаря использованию цифровой обработки сигналов (ЦОС) становится возможной реализация высокоэффективных алгоритмов, которые нацелены на применение в конкретной сигнально-помеховой обстановке. Цифровая обработка сигналов в антенной технике даёт стабильность параметров, возможность быстрого изменения характеристик, отсутствие затухания сигнала при передаче по цифровым цепям, возможность распределения сигнала по многим каналам без деления его мощности и внесения искажений и шумов, высокую степень идентичности комплексных частотных характеристик каналов обработки, облегчает автоматическую калибровку аналоговой части решётки [5–7].

Последние тенденции развития РЛС направлены на применение широкополосных сигналов (ШПС) [8, 9], что обусловлено необходимостью повышения разрешающей способности РЛС для измерения координат, разрешения целей по дальности и скорости, распознавания пространственно-распределённых целей.

Одним из способов решения поставленных задач является использование адаптивной обработки сигналов в радиотехнических системах и системах связи. Если расположения источника помех и источника полезного сигнала различны, то адаптивные цифровые антенные решётки обеспечивают высокую эффективность подавления помех, которую дополнительно можно повысить с привлечением других методов обработки, например корреляционной [10, 11]. При этом адаптивная обработка в антенных решётках не лишена

недостатков, таких как низкая эффективность в борьбе с помехами, приходящими с направлений, близких к направлению прихода полезного сигнала, ограничение количества подавляемых помех числом степеней свободы адаптивной антенной решётки. Основной проблемой подавления широкополосных помех является зависимость положения нулей синтезируемой диаграммы не только от направления прихода сигнала, но и от его частоты. В результате адаптивная решётка, ориентированная на узкополосный сигнал, не может сформировать достаточно глубокие нули диаграммы направленности антенны, соответствующие всем частотным точкам широкополосной помехи [12, 13].

В данной работе предлагается иной подход к обработке, основанный на представлении сигналов и помех, поступающих на элементы ЦАР, как функций временной и пространственных координат. Это обусловлено пространственным распределением приёмных антенных элементов ЦАР и помех. Рассматривается вариант линейных эквидистантных антенных решёток. В качестве полезного сигнала используется широкополосный импульсный сигнал с линейно-частотной модуляцией, а в качестве помех рассматриваются активные шумовые помехи, прошедшие входные устройства, которые осуществляют частотную селекцию и формируют спектр помехового колебания.

Широкополосные в пространственном смысле сигналы. 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 растёт. В радиолокационных системах с ЦАР, использующих ШПС, недостаточным оказывается деление сигналов на широкополосные и узкополосные и происходит дальнейшая классификация на широкополосные и узкополосные сигналы в пространственном смысле [14]. Сигнал считается узкополосным в пространственном смысле, если значения его модулирующих функций в любой момент времени на крайних элементах антенной решётки при любом направлении прихода волны практически одинаковы. В иных случаях сигнал рассматривают как широкополосный в пространственном смысле.

Если сигнал относится к числу узкополосных в пространственном смысле, то практически при его формировании, управлении характеристиками направленности ЦАР, синтезе алгоритмов приёма возможно разделение операций временных и пространственных преобразований. Использование ШПС в пространственном смысле приводит к изменению процессов, связанных с формированием сигналов и их обработкой. Традиционное управление лучом с помощью фазовращателей заменяется алгоритмами диаграммообразования посредством цифровых линий задержки, а алгоритм обработки уже нельзя разделить на пространственный и временной из-за нефакторизуемой структуры сигнала, т. е. когда нельзя пренебречь изменением комплексной огибающей сигнала на различных элементах ЦАР [14].

Математическая модель сигнала и помех на ЦАР. Для решения задач приёма предлагается использовать иной подход к обработке сигналов, отличный от традиционного синтеза диаграммы направленности антенной решётки. Исследуемый подход основан на представлении сигналов как многомерных пространственно-временных функций, что приводит к многомерным цифровым процедурам обработки [15]. В случае линейной антенной решётки колебания, поступающие на приёмные элементы, представляются как двумерный сигнал временной переменной t и одной пространственной переменной i , соответствующей номеру антенного элемента в пространстве. Считаем фронт поступающей волны на антенну плоским ввиду того, что источник излучения расположен в дальней зоне, сигналы на различных элементах ЦАР отличаются временными сдвигами, зависящими от направления прихода волны. Если элементы линейной ЦАР расположены эквидистантно и расстояние между двумя соседними элементами равно $\lambda/2$, то временная задержка между

двумя соседними элементами составляет величину

$$\tau_0 = \frac{d \sin \theta}{c} = \frac{\lambda \sin \theta}{2c} = \frac{\sin \theta}{2f_0},$$

где θ — угол прихода волны; d — расстояние между элементами антенной решётки; λ — длина волны; f_0 — несущая частота сигнала или центральная частота в спектре активной помехи.

Задержки, зависящие от угла прихода сигнала, являются непрерывными величинами, значения которых могут быть существенно меньше интервала дискретизации сигналов в аналого-цифровом преобразователе. Так, например, при частоте несущего сигнала 3 ГГц максимальное значение задержки между соседними элементами составляет 0,16667 нс. Поэтому реализацию задержек в процессе обработки целесообразно выполнять в частотной области пространственно-временных спектров.

Для любого антенного элемента $i = 1, \bar{I}$ принятый сигнал или помеха, прошедшие частотно-избирательный тракт приёмника, имеют вид

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

где I — количество элементов ЦАР. Все I сигналов в (1) фактически являются копиями одного и того же сигнала, однако их совокупность содержит информацию о направлении, которая отсутствует в отдельных сигналах. При замене пространственной дискретной переменной i непрерывной координатой x выражение (1) можно представить в виде

$$u(t, x) = U\left(t - \frac{x}{d} \tau_0\right) \cos \left[\omega_0 \left(t - \frac{x}{d} \tau_0 \right) + \psi \left(t - \frac{x}{d} \tau_0 \right) \right]. \quad (2)$$

В точках $x = d(i - 1)$ выражение (2) совпадает с (1), т. е. можно рассматривать сигнал (1) как результат пространственной дискретизации непрерывного пространственно-временного сигнала (2) или выражение (2) как результат интерполяции дискретной функции (1).

Анализ показывает, что описание сигналов в РЛС с цифровыми антенными решётками с помощью теории многомерных сигналов позволяет использовать дополнительные ресурсы для ослабления действия помех. Очевидно, что двумерный сигнал $u(t, x)$ обладает свойством

$$u(t, x) = u(t - k_t x),$$

где $k_t = \sin \theta / c$ — коэффициент преобразования временной и пространственной координат.

Двумерный спектр сигнала можно представить в виде

$$\begin{aligned} \dot{U}(\omega_t, \omega_x) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-x_m/2}^{x_m/2} u(t - k_t x) e^{-j\omega_t t} e^{-j\omega_x x} dt dx = |t_1 = t - k_t x| = \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} u(t_1) e^{-j\omega_t t_1} dt_1 \int_{-x_m/2}^{x_m/2} e^{-j(\omega_t k_t + \omega_x)x} dx = \dot{U}(\omega_t) x_m \frac{\sin [(\omega_t k_t + \omega_x)x_m/2]}{(\omega_t k_t + \omega_x)x_m/2}, \end{aligned} \quad (3)$$

где ω_t и ω_x — частоты, соответствующие временной и пространственной переменным, называемые далее временной и пространственной частотами. При бесконечном размере антенны выражение (3) принимает вид

$$\dot{U}(\omega_t, \omega_x) = \dot{U}(\omega_t) \delta(\omega_t k_t + \omega_x),$$

где $\delta(\cdot)$ — дельта-функция.

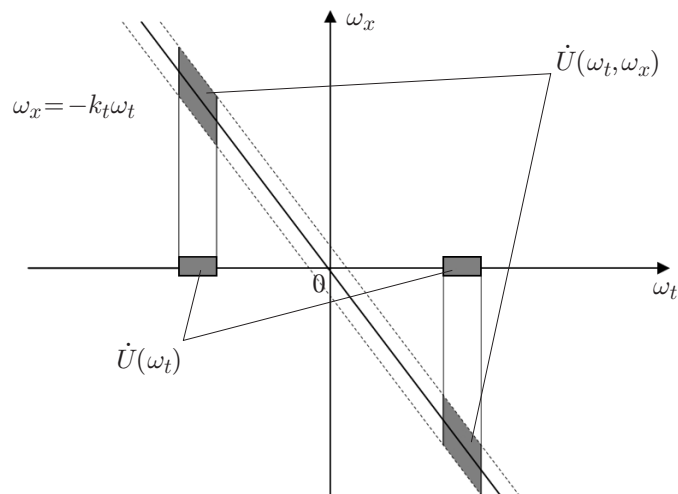


Рис. 1. Спектр пространственно-временного сигнала на линейной ЦАР

Качественный вид двумерного спектра пространственно-временного сигнала показан на рис. 1. Для разных углов прихода колебания положение активной области спектра различно, что может стать основой для разделения сигналов, в том числе для борьбы с помехами. В качестве входных данных для обработки сигналов можно использовать их двумерное пространственно-временное преобразование Фурье. При этом отсчёты помехи в спектральной области оказываются независимыми случайными процессами [16]. Это существенно облегчает построение алгоритмов, основанных на статистических решающих правилах.

Пространственно-временная обработка сигналов в РЛС с ЦАР. Одна из классических задач в РЛС с ЦАР заключается в подавлении помех различного происхождения.

Ослабление действия помех в данной работе оценивается по величинам отношения сигнал/помеха (ОСП) и отношения сигнал/помеха + шум (ОСПШ), реализуемым после обработки принятого сигнала. Тепловые шумы на всех элементах ЦАР независимы, так как возникают в независимых канальных приёмо-передающих модулях.

Байесовский обнаружитель сигнала является оптимальным алгоритмом и обладает наилучшими характеристиками, но при этом крайне сложна его практическая реализация, осуществляемая в области пространственно-временных координат [17]. Это обусловлено тем, что применение оптимального байесовского критерия обнаружения сигнала требует обращения корреляционных матриц помехи порядка, соответствующего квадрату произведения числа приёмных антенных элементов и числа моментов времени, что влечёт за собой трудоёмкие расчёты, приводит к появлению ошибок, при малых углах прихода помехи корреляционная матрица близка к вырожденной матрице. Кроме того, в процессе адаптации алгоритма требуется постоянная оценка данной корреляционной матрицы.

Покажем, как формируется решающая статистика применительно к комплексному спектру пространственно-временного процесса, получаемого в ЦАР. Для начала рассмотрим приём полностью известного сигнала. Комплексный спектр пространственно-временного сигнала, помехи и их суммы представим соответственно в виде

$$\dot{S}(\omega_t, \omega_x) = S_{\text{Re}}(\omega_t, \omega_x) + jS_{\text{Im}}(\omega_t, \omega_x) = S_{\text{Re}nm} + jS_{\text{Im}nm},$$

$$\dot{X}(\omega_t, \omega_x) = X_{\text{Re}}(\omega_t, \omega_x) + jX_{\text{Im}}(\omega_t, \omega_x) = X_{\text{Re}nm} + jX_{\text{Im}nm},$$

$$\dot{U}(\omega_t, \omega_x) = [S_{\text{Re}}(\omega_t, \omega_x) + X_{\text{Re}}(\omega_t, \omega_x)] + j[S_{\text{Im}}(\omega_t, \omega_x) + X_{\text{Im}}(\omega_t, \omega_x)] = y_{nm} + jz_{nm},$$

где n и m — дискретные отсчёты частот ω_t и ω_x , а j — мнимая единица.

Тогда совместная плотность распределения вероятностей при наличии и отсутствии сигнала будет иметь соответственно вид

$$w_0(U(\omega_t, \omega_x)) = (2\pi)^{N_t N_x} \|K\|^{-1} \exp\left(-\frac{1}{2} \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_x} \frac{y_{nm}^2 + z_{nm}^2}{\sigma_{nm}^2}\right), \quad (4)$$

$$w_1(U(\omega_t, \omega_x)) = (2\pi)^{N_t N_x} \|K\|^{-1} \exp\left(-\frac{1}{2} \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_x} \frac{(y_{nm} - S_{\text{Renm}})^2 + (z_{nm} - S_{\text{Imnm}})^2}{\sigma_{nm}^2}\right).$$

Используя (4), получим логарифм отношения правдоподобия

$$\ln \Lambda = \ln \frac{w_1(U(\omega_t, \omega_x))}{w_0(U(\omega_t, \omega_x))} = \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_x} \frac{y_{nm} S_{\text{Renm}} + z_{nm} S_{\text{Imnm}} - (S_{\text{Renm}}^2 + S_{\text{Imnm}}^2)/2}{\sigma_{nm}^2}.$$

Оценка качества фильтра заключается в определении выигрыша Δq выходного ОСП или ОСПШ $q_{\text{ВЫХ}}$ относительно входного ОСП $q_{\text{ВХ}}$:

$$\Delta q = q_{\text{ВЫХ}} - q_{\text{ВХ}}, \text{ дБ.}$$

Для получения ОСП на выходе вычисляются математическое ожидание и дисперсия решающей статистики.

На практике не удаётся обеспечить условия для когерентного приёма сигналов и один или несколько параметров принимаемого колебания остаются неизвестными. В частности, изменяется начальная фаза полезного сигнала. Комплексный спектр регистрируемого пространственно-временного сигнала примет вид

$$\begin{aligned} \dot{S}(\omega_t, \omega_x | \varphi) &= \dot{S}(\omega_t, \omega_x) e^{-j\varphi} = (S_{\text{Renm}} + jS_{\text{Imnm}})(\cos \varphi - j \sin \varphi) = \\ &= [S_{\text{Renm}} \cos \varphi + S_{\text{Imnm}} \sin \varphi] + j[S_{\text{Imnm}} \cos \varphi - S_{\text{Renm}} \sin \varphi]. \end{aligned}$$

Тогда совместная плотность распределения вероятностей при наличии сигнала будет иметь вид

$$\begin{aligned} w_1(U(\omega_t, \omega_x)) &= (2\pi)^{N_t N_x} \|K\|^{-1} \exp\left(-\frac{1}{2} \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_x} \frac{(y_{nm} - [S_{\text{Renm}} \cos \varphi + S_{\text{Imnm}} \sin \varphi])^2}{\sigma_{nm}^2} - \right. \\ &\quad \left. - \frac{1}{2} \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_x} \frac{(z_{nm} - [S_{\text{Imnm}} \cos \varphi - S_{\text{Renm}} \sin \varphi])^2}{\sigma_{nm}^2}\right). \quad (5) \end{aligned}$$

Используя (5), получим логарифм отношения правдоподобия

$$\ln \Lambda = \ln \frac{w_1(U(\omega_t, \omega_x))}{w_0(U(\omega_t, \omega_x))} = \cos \varphi \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_x} \frac{y_{nm} S_{\text{Renm}} + z_{nm} S_{\text{Imnm}}}{\sigma_{nm}^2} +$$

$$+ \sin \varphi \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_x} \frac{y_{nm} S_{\text{Im}nm} - z_{nm} S_{\text{Re}nm}}{\sigma_{nm}^2} - \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_x} \frac{S_{\text{Re}nm}^2 + S_{\text{Im}nm}^2}{2\sigma_{nm}^2}. \quad (6)$$

Обозначим в (6)

$$P_c = \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_x} \frac{y_{nm} S_{\text{Re}nm} + z_{nm} S_{\text{Im}nm}}{\sigma_{nm}^2}, \quad P_s = \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_x} \frac{(y_{nm} S_{\text{Im}nm} - z_{nm} S_{\text{Re}nm})}{\sigma_{nm}^2},$$

$$P = \sqrt{P_c^2 + P_s^2}.$$

Тогда логарифм отношения правдоподобия запишем в виде

$$\ln \Lambda = P \left(\cos \varphi \frac{P_c}{P} + \sin \varphi \frac{P_s}{P} \right) - \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_x} \frac{S_{\text{Re}nm}^2 + S_{\text{Im}nm}^2}{2\sigma_{nm}^2}. \quad (7)$$

Считая, что в (7) $P_c/P = \cos \gamma$, а $P_s/P = \sin \gamma$, отношение правдоподобия можно переписать в виде

$$\Lambda = \exp \left(P \cos(\gamma - \varphi) - \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_x} \frac{S_{\text{Re}nm}^2 + S_{\text{Im}nm}^2}{2\sigma_{nm}^2} \right). \quad (8)$$

Поскольку начальная фаза сигнала является случайной величиной, имеющей равномерное в интервале $(-\pi, \pi)$ распределение, выполним усреднение отношения правдоподобия (8) по ансамблю:

$$\begin{aligned} \bar{\Lambda} &= \exp \left(- \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_x} \frac{S_{\text{Re}nm}^2 + S_{\text{Im}nm}^2}{2\sigma_{nm}^2} \right) \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{P \cos(\gamma - \varphi)} d\varphi = \\ &= \exp \left(- \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_x} \frac{S_{\text{Re}nm}^2 + S_{\text{Im}nm}^2}{2\sigma_{nm}^2} \right) I_0(P), \end{aligned}$$

где $I_0(P)$ — модифицированная функция Бесселя нулевого порядка. Правило приёма сигнала со случайной равновероятной фазой на фоне гауссовского шума должно быть основано на сравнении величины $\bar{\Lambda}$ с порогом

$$I_0(P) \underset{0}{\overset{1}{\geq}} \sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_x} \frac{S_{\text{Re}nm}^2 + S_{\text{Im}nm}^2}{2\sigma_{nm}^2}.$$

В силу монотонности I_0 решающая статистика имеет вид

$$P = \sqrt{\left(\sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_x} \frac{y_{nm} S_{\text{Re}nm} + z_{nm} S_{\text{Im}nm}}{\sigma_{nm}^2} \right)^2 + \left(\sum_{n=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_x} \frac{y_{nm} S_{\text{Im}nm} - z_{nm} S_{\text{Re}nm}}{\sigma_{nm}^2} \right)^2}. \quad (9)$$

Выражение (9) описывает алгоритм оптимальной обработки принимаемых сигналов со случайной начальной фазой, который основан на нахождении корреляционных функций для действительной и мнимой частей двумерного комплексного спектра пространственно-временного процесса. Адаптация алгоритма сводится к получению оценок квадрата двумерной спектральной плотности мощности помехи. Полученная решающая статистика имеет распределение Рэлея — Райса, а ОСП после устройства обработки определяется выражением

$$q_{\text{ВЫХ}} = \frac{m_1 - m_0}{\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_0^2}},$$

где m_1, σ_1 — математическое ожидание и дисперсия решающей статистики при наличии полезного сигнала, а m_0, σ_0 — математическое ожидание и дисперсия при отсутствии полезного сигнала.

Экспериментальные результаты двумерной пространственно-временной фильтрации в РЛС с линейной ЦАР. Результаты исследований алгоритмов обработки для когерентного и некогерентного приёмов представлены на рис. 2 и 3 соответственно. На графиках показаны зависимости выигрыша Δq по ОСПШ от угла прихода помехи θ_n при значении угла прихода сигнала $\theta_c = 0^\circ$. На рисунке зависимости соответствуют разному отношению помеха/шум (ОПШ): 1 — 60 дБ, 2 — 20 дБ.

Как видно на графиках, при $\theta_n > 10^\circ$ и ОПШ — 60 дБ обеспечивается выигрыш Δq не менее 106 дБ для когерентного приёма и не менее 95 дБ для некогерентного приёма. При совпадении углов прихода сигнала и помехи $\theta_n = \theta_c = 0^\circ$ выигрыш Δq составляет не менее 78 дБ для когерентного приёма и не менее 52 дБ для некогерентного приёма. Тепловой шум существенно влияет на подавление помехи.

На рис. 4 приведена зависимость выигрыша Δq по ОСПШ от общего числа помех, равномерно распределённых по углу на интервале $(0^\circ; +90^\circ)$, при отношении помеха/шум — 60 дБ при значении угла прихода сигнала $\theta_c = 0^\circ$. Как видно на графике, при 90 активных помехах, расположенных друг от друга на расстоянии 1° , обеспечивается выигрыш ОСП 48 дБ.

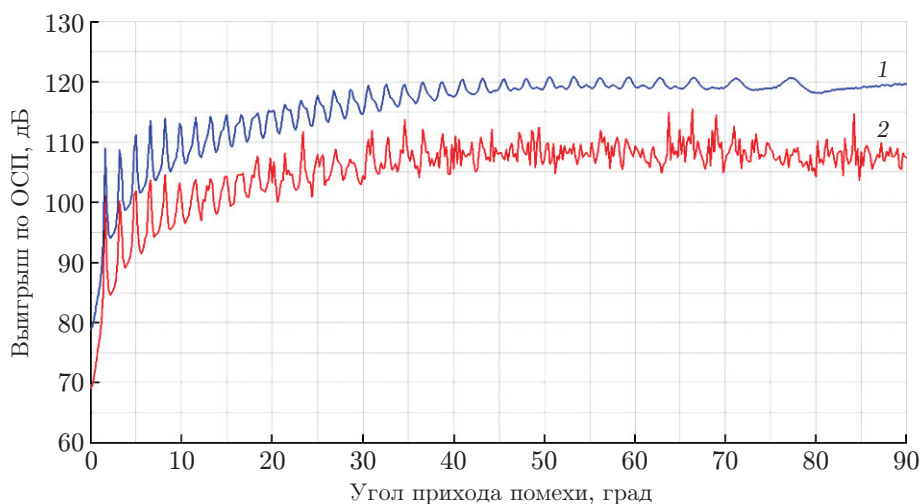


Рис. 2. Зависимости выигрыша по ОСПШ Δq от угла прихода помехи θ_n для когерентного приёма: 1 — ОПШ — 60 дБ; 2 — ОПШ — 20 дБ

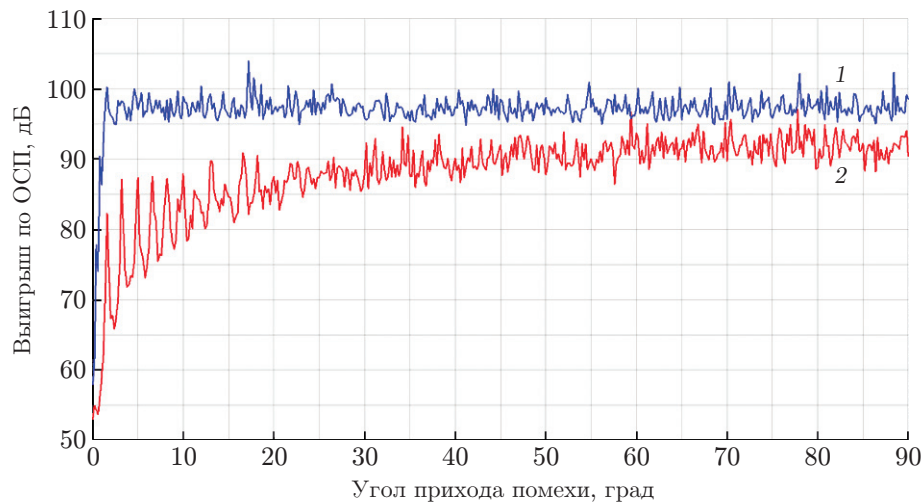


Рис. 3. Зависимости выигрыша по ОСПШ Δq от угла прихода помехи θ_n для некогерентного приёма: 1 — ОПШ -60 дБ; 2 — ОПШ -20 дБ

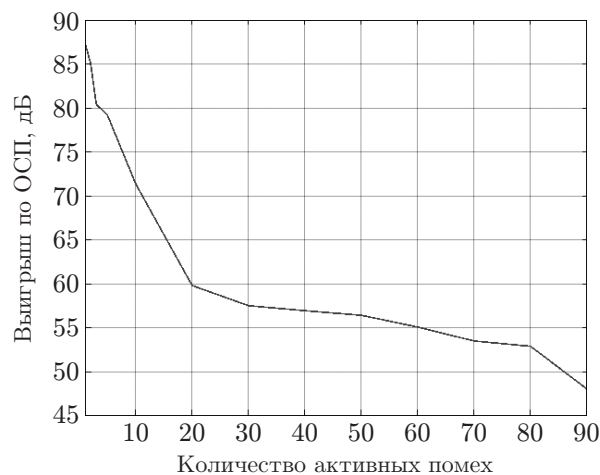


Рис. 4. Зависимости выигрыша по ОСПШ Δq от количества источников активной помехи

Заключение. В результате исследования была проанализирована спектральная структура пространственно-временного сигнала. Установлено, что для линейной ЦАР на двумерной частотной плоскости сигналы и помехи образуют участки, которые могут существенно разделяться, в частности, при различных углах прихода волн. Приведены результаты, демонстрирующие формирование сигнала и помех в различных точках ЦАР, а также результаты, характеризующие эффективность подавления активных помех с помощью пространственно-временной обработки полностью известных сигналов и сигналов со случайной начальной фазой.

Финансирование. Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 19-37-90069).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гейбриел У. Ф. Спектральный анализ и методы сверхразрешения с использованием антенных решёток // ТИИЭР. 1980. **68**, № 6. С. 19–32.

2. **Родимов А. П., Поповский В. В.** Статистическая теория поляризационно-временной обработки сигналов и помех в линиях связи. М.: Радио и связь, 1984. 272 с.
3. **Активные** фазированные антенные решётки /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 решётки // Вестн. ВГУ. Сер. Физика. Математика. 2011. № 1. С. 59–69.
5. **Миночкин А. И., Рудаков В. И., Слюсар В. И.** Основы военно-технических исследований. Теория и приложения. Т. 2. Синтез средств информационного обеспечения вооружения и военной техники /Под ред. А. П. Ковтуненко. Киев: ФИРМА ГРАНМНА, 2011. 528 с.
6. **Бондаренко М. В., Слюсар В. И.** Влияние джиттера АЦП на точность пеленгации цифровыми антенными решётками // Изв. высш. учеб. заведений. Сер. Радиоэлектроника. 2011. 54, № 8. С. 41–49.
7. **Кочетков В. Ю.** Структура канальных трактов цифровых антенных решёток // Изв. высш. учеб. заведений. Сер. Электроника. 2009. № 5(79). С. 66–69.
8. **Проблемы** антенной техники /Под ред. Л. Д. Бахраха, Д. И. Воскресенского. М.: Радио и связь, 1989. 368 с.
9. **Wideband Beamforming: Concepts and Techniques** /W. Liu, S. Weiss. Chichester: Wiley-Blackwell, 2010. 302 p.
10. **Григорьев В. А., Щесняк С. С., Гулюшин В. Л. и др.** Адаптивные антенные решётки. Учеб. пособие. Ч. 1. /Под общ. ред. В. А. Григорьева. СПб: Университет ИТМО, 2016. 179 с.
11. **Григорьев В. А., Щесняк С. С., Гулюшин В. Л. и др.** Адаптивные антенные решётки. Учеб. пособие. Ч. 2. /Под общ. ред. В. А. Григорьева. СПб: Университет ИТМО, 2016. 118 с.
12. **Ратынский М. В.** Адаптация и сверхразрешение в антенных решётках. М.: Радио и связь, 2003. 200 с.
13. **Melvin W. L., Scheer J. A.** Principles of Modern Radar Vol. III: Radar Applications. Edison: SciTech Publishing, 2014. 820 p.
14. **Далматов А. Д., Елисеев А. А., Лукошкин А. П. и др.** Обработка сигналов в радиотехнических системах. Л.: Изд-во Ленинградского ун-та, 1987. 400 с.
15. **Даджион Д., Мерсеро Р.** Цифровая обработка многомерных сигналов. М.: Мир, 1988. 488 с.
16. **Zima D. N., Spector A. A., Sokolova D. O.** Spectral characteristics of spatiotemporal signals and interference on a linear antenna array // Proc. of the 21st Intern. Conf. of Young Specialists on Micro/Nanotechnologies and Electron Devices (EDM). Chemal, Russia, 2020. P. 195–199. DOI: 10.1109/EDM49804.2020.9153519.
17. **Zima D. N., Sokolova D. O., Spector A. A.** Signal processing in the receiving system with spatially distributed receiving elements // Proc. of the CEUR Workshop. Berdsk: CEUR Workshop Proceedings, 2019. Vol. 2534. P. 104–108.

Поступила в редакцию 28.08.2020

После доработки 08.12.2020

Принята к публикации 21.12.2020