

УДК 621.391, 519.213, 519.254

ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫЕ СИГНАЛЫ И ИХ ФИЛЬТРАЦИЯ В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ С АНТЕННЫМИ РЕШЁТКАМИ В УСЛОВИЯХ АКТИВНЫХ ПОМЕХ

© А. А. Мурасев, А. А. Спектор

*Новосибирский государственный технический университет,
630073, г. Новосибирск, просп. К. Маркса, 20
E-mail: alex190789@gmail.com*

Предложен метод подавления активных помех, основанный на различии спектральных характеристик пространственно-временных сигналов и помех в радиотехнических системах с антенными решётками. Получено выражение для спектра пространственно-временного сигнала на линейной антенной решётке. Представлены результаты экспериментального исследования разработанного алгоритма для различного числа источников активных помех.

Ключевые слова: пространственно-временные сигналы, антенные решётки, активные помехи, согласованная фильтрация.

DOI: 10.15372/AUT20210302

Введение. С развитием цифровых технологий всё большее применение получают антенные решётки (АР), позволяющие повысить эффективность разрабатываемых систем. Они используются не только в радиотехнических системах [1–5], но и в обработке изображений [6].

Их использование в радиолокации и связи создаёт условия для существенного улучшения характеристик радиотехнических систем, расширения функциональных возможностей. Обусловлено это потенциальной способностью гибко управлять характеристиками направленности, обеспечивая более качественное решение задач радиотехнической системы. Наиболее важным применением является борьба с внешними активными помехами, излучаемыми из произвольных точек пространства источниками, расположенными в общем случае на подвижных носителях. Наличие мощных активных помех не позволяет применять известные методы [7, 8] для качественного обнаружения целей.

Возрастающий интерес к АР связан с развитием цифровых технологий управления работой радиотехнических систем. В современных радиолокационных системах (РЛС), структурным элементом которых является приёмопередающий модуль (ППМ), цифровой сигнал при приёме образуется на промежуточной частоте на выходе антенной системы благодаря включению в её состав аналого-цифрового преобразователя (АЦП) в каждом приёмном канале. Управление сигналами в режиме излучения также осуществляется цифровыми методами. В этой связи антенные решётки современных РЛС получили название цифровых АР (ЦАР).

Доминирующий подход к оптимизации радиоприёма при наличии активных помех состоит в отыскании оптимальных весовых коэффициентов при образовании суммарного сигнала с целью получить наилучшие сигнально-помеховые характеристики путём формирования оптимальной диаграммы направленности антенны (ДНА). Известен ряд исследований [1–3], развивающих данный принцип. При гауссовском распределении помех его применение приводит к формированию решающей статистики в виде квадратичной формы для сигнального вектора, ядром которой является обратная корреляционная матрица суммарной помехи. Размеры вектора наблюдаемого сигнала и матрицы определяются

произведением числа антенных элементов на количество временных отсчётов сигналов, привлекаемых к обработке. Это обычно составляет громадную величину, препятствуя использованию данного подхода. Многочисленные исследования направлены на преодоление проблемы путём отыскания разнообразных упрощений, аппроксимаций и т. п. На этом пути достигнуты впечатляющие успехи, что, однако, не исчерпывает проблему.

В данной работе предлагается иной подход, основой которого является оптимизация радиоприёма пространственно-временных сигналов, формируемых в виде последовательности цифровых кадров. Подобный подход, представленный, например, в [4], здесь развивается применительно к описанию и фильтрации сигналов и помех в системах с линейной цифровой антенной решёткой (ЛЦАР) и может быть распространён на поверхностные АР.

Сигналы и помехи в системе с ЛЦАР как двумерные пространственно-временные сигналы. Рассмотрим сигналы и помехи, имеющие на приёмной АР плоский волновой фронт. Принято считать их узкополосными колебаниями, если выполняется условие

$$\nu = \Delta f / \bar{f}_0 \ll 1, \quad (1)$$

где Δf — ширина спектра сигнала или помехи; \bar{f}_0 — среднее значение частоты. Выполнение условия (1), однако, не означает узкополосности сигнала в пространственном смысле. Сигнал является узкополосным и в пространственном смысле, если на протяжении ЛЦАР длиной $l_{\text{ар}}$ разность набегов фаз для граничных частот спектра $f_0 + \Delta f/2$ и $f_0 - \Delta f/2$ отвечает условию $2\pi \Delta f l_{\text{ар}} / c \ll 2\pi$ (c — скорость распространения волн), т. е. при $\Delta f \ll c/l_{\text{ар}}$. В противоположном случае, когда $\Delta f \sim c/l_{\text{ар}}$, сигналы, отвечающие условию узкополосности (1), приобретают для апертуры АР широкополосные свойства, и их рассматривают как широкополосные в пространственном смысле [5]. Необходимость анализа подобных ситуаций возрастает в связи с использованием в современных радиотехнических системах всё более широкополосных видов модуляции.

Представим узкополосное колебание выражением

$$u(t) = U(t) \cos [\omega_0 t + \psi(t)], \quad (2)$$

где $\omega_0 = 2\pi f_0$; $U(t)$ и $\psi(t)$ — функции, описывающие амплитудную и угловую модуляции детерминированного сигнала или амплитудные и фазовые флуктуации узкополосной помехи.

Рис. 1 иллюстрирует образование пространственного сигнала при приёме на линейной антенной решётке с I равноотстоящими элементами, расположенными вдоль оси x . Угол прихода сигнала отсчитывается от нормали к оси x , положительным считаем движение против часовой стрелки. Сигналы, принятые различными элементами ЛАР, различаются временными задержками. При произвольном угле прихода θ величина задержки сигналов на соседних элементах составляет

$$\tau_0 = \frac{\Delta r}{c} = \frac{d \sin \theta}{c}. \quad (3)$$

Обычно расстояние между элементами АР выбирают из условия $d = \lambda/2$, тогда

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

где $\lambda = c/f_0$ — длина волны, соответствующая частоте f_0 .

Совокупность временных сигналов на I приёмных элементах можно рассматривать как пространственно-временной сигнал

$$u(t, i) = U(t - (i - 1)\tau_0) \cos [\omega_0(t - (i - 1)\tau_0) + \psi(t - (i - 1)\tau_0)], \quad i = \overline{1, I}, \quad (4)$$

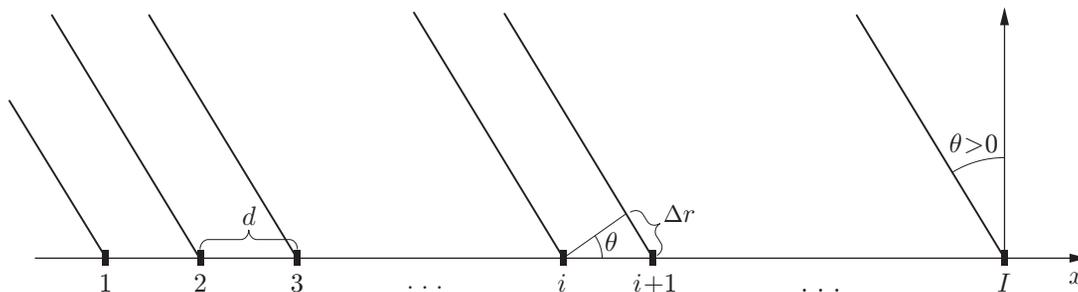


Рис. 1. Геометрия линейной эквидистантной решётки

аргументами которого являются время t и дискретная пространственная координата i . Пространственно-временной сигнал (4) фактически состоит из I одинаковых временных сигналов (2) с различной временной задержкой, однако их совокупность содержит информацию о направлении, которая отсутствует в отдельных временных сигналах. Задержки сигналов на различных элементах ЛАР отсчитываются от первого элемента $i = 1$, и выражение (2) описывает сигнал на этом элементе антенной решётки. Вводя непрерывную координату x (см. рис. 1), для произвольного её значения определим временную задержку

$$\tau(x) = \frac{x}{d} \tau_0 = \frac{x \sin \theta}{c} = k(\theta)x$$

и образуем двумерный непрерывный сигнал

$$u(t, x) = U(t - k(\theta)x) \cos [\omega_0(t - k(\theta)x) + \psi(t - k(\theta)x)], \quad x \in [-x_m/2, x_m/2], \quad (5)$$

где $k(\theta) = \sin \theta / c$ — коэффициент пропорциональности между пространственной и временной переменными, зависящий от угла θ ; x_m — линейный размер решётки, а начало координат по оси x перенесено в среднюю точку ЛАР. В дискретных пространственных точках $x = i\tau_0$ непрерывный сигнал (5) совпадает с (4), что даёт возможность рассматривать (4) как результат пространственной дискретизации (5) или (5) как результат пространственной интерполяции (4).

Выполняя дискретизацию времени с шагом Δt , образуем из (4) двумерный дискретный (а при квантовании уровней — цифровой) сигнал

$$u(l, i), \quad l = \overline{1, L}, \quad i = \overline{1, I},$$

каждая строка l которого соответствует фиксированному моменту времени $t_l = (l - 1)\Delta t$, а каждый столбец i — определённому элементу АР. При импульсном сигнале длительность интервала анализа $T_a = (L - 1)\Delta t$ может определяться длительностью сигнала. В результате образуется двумерный сигнал — дискретный или цифровой кадр размером $L \times I$ элементов. Существенное сокращение размера достигается при оцифровке сигналов в приёмных устройствах на промежуточной частоте.

Рассмотрим характерные особенности пространственных свойств двумерного сигнала. Для этого, зафиксировав время $t = \hat{t}$, представим пространственное сечение сигнала (5) в виде

$$u(\hat{t}, x) = U(\hat{t} - k(\theta)x) \cos [\omega_0(k(\theta)x - \hat{t}) - \psi(\hat{t} - k(\theta)x)], \quad x \in [-x_m/2, x_m/2]. \quad (6)$$

Выражение (6) описывает квазигармоническое колебание пространственной частоты $\omega_{п0}(\theta) = \omega_0 k(\theta)$, зависящей от угла прихода волны θ . Амплитуда $U(\cdot)$ и фаза $\psi(\cdot)$, также

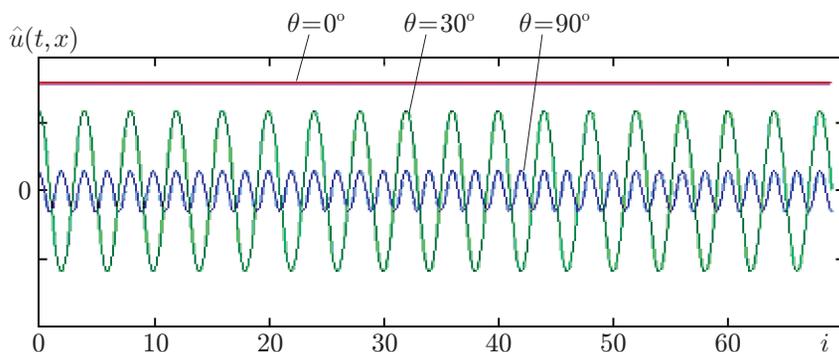


Рис. 2. Вид пространственного сигнала на линейной антенной решётке

зависящие от x , изменяются в ν^{-1} раз медленнее, и на ЛАР конечного размера изменения сравнительно невелики. Так, полагая, что частотная полоса помехи на входе АЦП совпадает с полосой сигнала Δf , оценим её интервал временной корреляции величиной $\tau_t \sim 1/\Delta f$. При этом интервал пространственной корреляции

$$\tau_x \sim \tau_t/k(\theta) = c/(\Delta f \sin \theta)$$

минимален при $\theta \rightarrow 90^\circ$ и бесконечно увеличивается при помехе с направления $\theta \sim 0^\circ$. При полосе $\Delta f = 100$ МГц имеем оценку $\tau_x \sim 3/\sin \theta$ (м). Эта оценка в зависимости от θ либо соизмерима с размером антенны (и в этом случае помеха представляет собой широкополосный в пространственном смысле сигнал), либо существенно его превышает. На рис. 2 качественно показан вид пространственного сигнала (6), где модуляционные изменения амплитуды и фазы не отражены, а их значения на рисунке выбраны различными для наглядности. Характерным является монотонное изменение частоты колебаний от нулевой при $\theta = 0$ до максимальной при $\theta = 90^\circ$. Данные на рис. 2 соответствуют ЛАР, содержащей $I = 70$ приёмных элементов, расположенных на расстоянии $d = \lambda/2$.

Одним из методов исследования двумерных пространственно-временных сигналов может служить их двумерный спектральный анализ. Двумерный спектр сигнала $u(t, x)$ определяется выражением [4, 9, 10]

$$\dot{U}(\omega_t, \omega_x) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-x_m/2}^{x_m/2} u(t, x) e^{-j\omega_t t - j\omega_x x} dt dx, \quad (7)$$

в котором $\omega_t = 2\pi f_t$ и $\omega_x = 2\pi f_x$ — частоты, соответствующие временным и пространственным колебаниям и называемые далее временной и пространственной частотами. Двумерный сигнал ЛАР характеризуется свойством

$$u(t, x) = u(t - k(\theta)x),$$

с учётом которого из (7) нетрудно получить

$$\begin{aligned} \dot{U}(\omega_t, \omega_x, \theta) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-x_m/2}^{x_m/2} u(t - k(\theta)x) e^{-j\omega_t t - j\omega_x x} dt dx = \\ &= \dot{U}(\omega_t) x_m \frac{\sin [(\omega_t k(\theta) + \omega_x) x_m/2]}{(\omega_t k(\theta) + \omega_x) x_m/2}, \end{aligned} \quad (8)$$

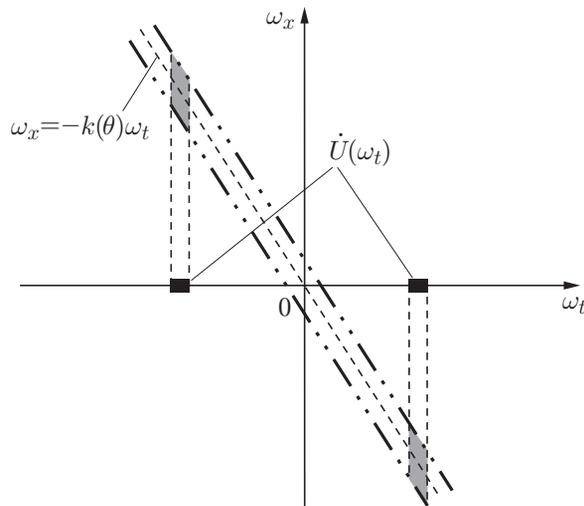


Рис. 3. Качественная картина двумерного спектра пространственно-временного сигнала

где $\dot{U}(\omega_t) = \int_{-\infty}^{\infty} u(t) e^{-j\omega_t t} dt$ — обычный спектр сигнала $u(t)$ (2). При увеличении размера антенны x_m в пределе из (8) находим

$$\dot{U}(\omega_t, \omega_x, \theta) \xrightarrow{x_m \rightarrow \infty} \dot{U}(\omega_t) \delta(\omega_t k(\theta) + \omega_x),$$

где $\delta(\cdot)$ — дельта-функция. Качественный вид двумерного спектра (8) показан на рис. 3. Множитель вида $\sin(\cdot)/(\cdot)$ в (8) образует отличную от нуля полосу на частотной плоскости вдоль прямой $\omega_x = -k(\theta)\omega_t$, ширина которой определяется размером антенны x_m , а положение на плоскости — углом прихода волны θ . Двумерная спектральная функция сосредоточена на пересечении, показанном на рис. 3 серым цветом. Для различных углов прихода волны положение заштрихованных участков различно, что может служить основой для разделения сигналов и борьбы с помехами.

Особенность пространственно-временного сигнала, образуемого внутренними шумами приёмных элементов ППМ, обусловлена их независимостью в различных каналах. Поэтому автокорреляционная функция этого сигнала описывается выражением

$$B(\tau_t, \tau_x) = DR(\tau_t)\delta(\tau_x),$$

где τ_t, τ_x — временной и пространственный сдвиги; D — дисперсия, одинаковая во всех каналах; $R(\tau_t)$ — нормированная временная функция корреляции шума в каждом канале, определяемая для сигнала на входе АЦП частотными характеристиками усилителей. Двумерная спектральная плотность мощности (СПМ) внутреннего шума имеет вид

$$G(\omega_t, \omega_x) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} B(\tau_t, \tau_x) e^{-j\omega_t \tau_t - j\omega_x \tau_x} d\tau_t d\tau_x = DG_t(\omega_t),$$

где $G_t(\omega_t)$ — преобразование Фурье от $R(\tau_t)$. Отсюда следует, что зависимость СПМ от временной частоты ω_t определяется обычной СПМ канальных шумов. Относительно пространственной частоты ω_x двумерная СПМ является равномерной функцией.

Адаптивная согласованная фильтрация сигналов в присутствии непрерывных активных помех и внутренних шумов. Опираясь на спектральные характеристики сигналов и помех, можно выполнять различные виды фильтрации. Так как в рассматриваемой задаче подавления активных помех полезный сигнал — сигнал известной формы, то в данной работе рассматривается применение двумерной согласованной фильтрации.

Полагаем для определённости, что полезный сигнал — импульс с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) длительности τ_n и девиацией частоты f_d . Направление прихода сигнала определяется углом θ_c , каждая из n активных помех характеризуется углом прихода θ_{pi} . Мощность сигнала на входе АЦП равна $P_{cвх}$, мощности помех в частотной полосе сигнала f_d — $P_{пвxi}$, $i = \overline{1, n}$.

Коэффициент передачи пространственно-временного фильтра, согласованного с сигналом, определяется выражением

$$k(jf_t, jf_x, \theta_c, \theta_{\Pi}) = \frac{S^*(jf_t, jf_x, \theta_c)}{\sqrt{G_{\Sigma}(f_t, f_x, \theta_{\Pi})}} e^{-j2\pi f_t \tau_n - j2\pi f_x x_m}. \quad (9)$$

Здесь $S(jf_t, jf_x, \theta_c)$ — двумерный спектр полезного сигнала, зависящий от ожидаемого угла прихода сигнала; $G_{\Sigma}(f_t, f_x, \theta_{\Pi})$ — СПМ суммарной помехи, включая тепловой шум приёмников, зависящая от вектора углов прихода активных помех $\theta_{\Pi} = \|\theta_{pi}, i = \overline{1, n}\|$. Алгоритм двумерной согласованной фильтрации содержит вычисление двумерного дискретного спектра сигнала $u(l, i)$, $l = \overline{1, L}$, $i = \overline{1, I}$:

$$\dot{U}(k, m) = \sum_{l=1}^L \sum_{i=1}^I u(l, i) e^{-j(2\pi lk/L + 2\pi im/I)},$$

его умножение на дискретизированный по f_t и f_x коэффициент передачи (9) и обратное двумерное преобразование Фурье. Задержки в коэффициенте передачи (9) соответствуют максимальному отношению сигнал/шум в точке $t = \tau_n$, $x = x_m$ двумерного пространства.

Применение этого алгоритма возможно в адаптивном виде с предварительным оцениванием СПМ помехи $G_{\Sigma}(f_t, f_x, \theta_{\Pi})$. Получение её оценки (в отличие от оценивания параметров ЛЧМ сигнала [11]) не представляет принципиальной проблемы [12, 13], если в работе радиосистемы существуют промежутки времени, в течение которых полезный сигнал отсутствует. Во многих радиотехнических системах такое состояние является вполне возможным. Объём обучающей выборки в приводимых далее результатах статистического эксперимента составлял 100 пространственно-временных кадров помехи.

Результаты моделирования пространственно-временной фильтрации сигнала. Исследование характеристик фильтрации выполнено методом статистического моделирования. Рассматривалась РЛС с ЛАР размером $I = 70$, использующая импульсный радиосигнал длительности $\tau_n = 1$ мкс с девиацией частоты $f_d = 100$ МГц. Предварительная обработка в ППМ осуществлялась в усилителе промежуточной частоты с амплитудно-частотной характеристикой, близкой к прямоугольной в полосе частот $\sim 1,1f_d$, и линейной фазочастотной характеристикой. В этом же усилителе формировались спектральные характеристики помех и внутренних шумов. Рассматривалось различное число активных помех $n = \overline{1, 11}$ с разными углами прихода θ_{pi} , угол прихода сигнала $\theta_c = 0$. Энергетика сигнала и помех задавалась отношениями $q_{c/pi} = P_c/P_{pi}$, $i = \overline{1, n}$, мощностей сигнала P_c и помех P_{pi} , $i = \overline{1, n}$, и отношениями $q_{ш/pi} = P_{ш}/P_{pi}$, $i = \overline{1, n}$, мощности шума $P_{ш}$ (одинаковой во всех приёмных каналах) к мощностям помех.

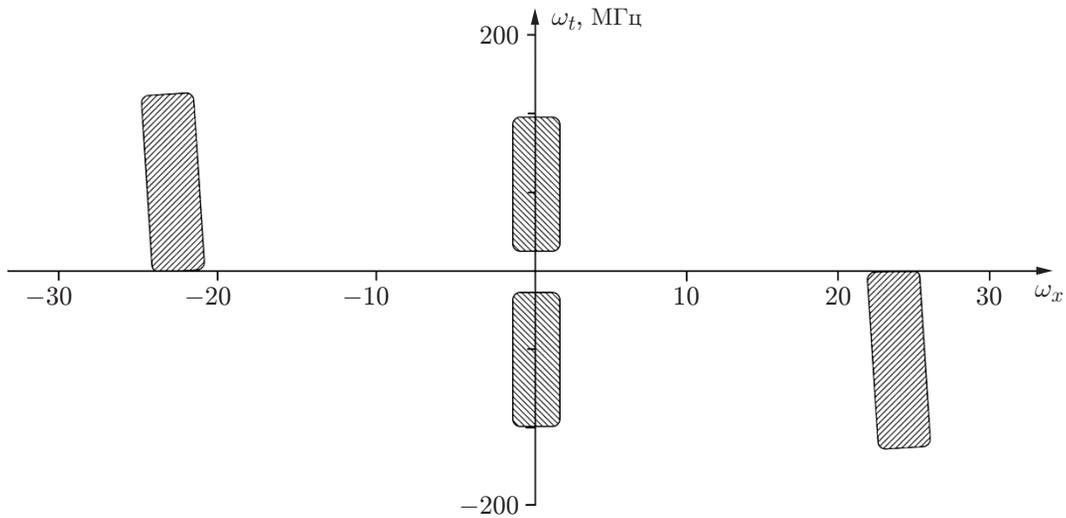


Рис. 4. Спектральная диаграмма сигнала и помехи ($n = 1$, $\theta_{п1} = 10^\circ$, $q_{с/п1} = 1$)

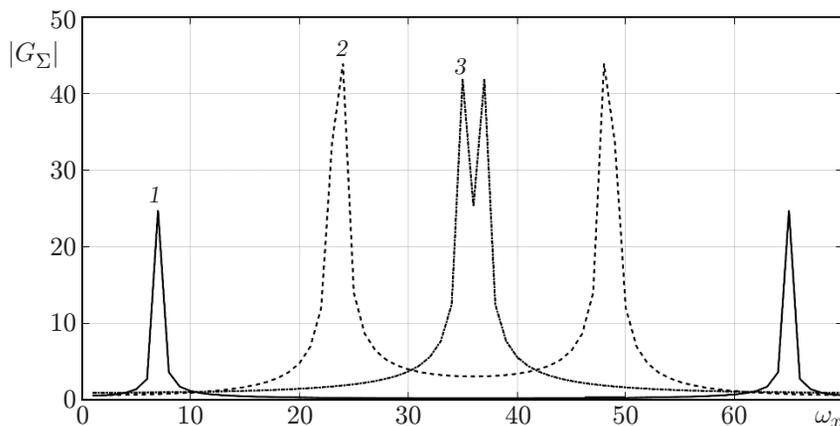


Рис. 5. Пространственный спектр помехи для углов прихода: 1 — $\theta_{п} = 10^\circ$,
2 — $\theta_{п} = 40^\circ$, 3 — $\theta_{п} = 80^\circ$

На рис. 4 показана спектральная диаграмма — сечение пространственно-временного спектра смеси сигнала и помехи (один источник активной помехи) при угле $\theta_{п1} = 10^\circ$ плоскостью, параллельной двумерной частотной плоскости на половинном уровне при $q_{с/п1} = 1$, $q_{ш/п1} = -40$ дБ.

Представление о размытии спектральных характеристик даёт рис. 5, на котором показаны пространственные спектры помех, приходящих с различных направлений. На низком уровне присутствуют протяжённые «хвосты», что препятствует полному подавлению помех даже при существенных различиях углов прихода сигнала и помехи.

Эффективность фильтрации оценивалась величиной изменения отношения сигнал/помеха $\Delta q = q_{\text{вых}} - q_{\text{вх}}$ (дБ) на выходе фильтра по отношению ко входу при $q_{с/пi} = 1 \forall i$ для различных значений $q_{ш/пi}$. На рис. 6 показаны зависимости выигрыша Δq от угла прихода помехи (число помех $n = 1$) при $\theta_c = 0^\circ$ и различных соотношениях интенсивностей внешней и внутренней помех $q_{ш/п}$. Увеличение внутреннего шума приёмных устройств существенно снижает величину выигрыша.

Изучалось влияние числа источников активной помехи, имеющих различное пространственное размещение. В присутствии 11 источников помех с углами $\theta_{п} =$

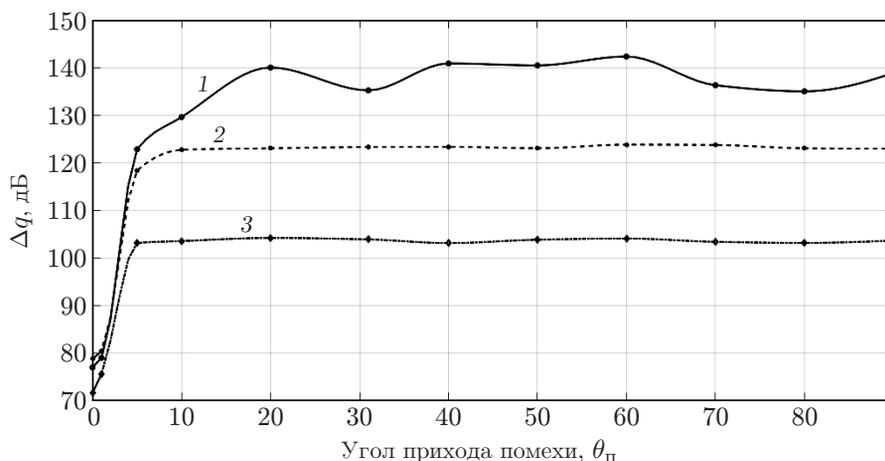


Рис. 6. Зависимости выигрыша Δq от угла прихода помехи θ_p при различных значениях $q_{ш/п}$: -60 дБ (1); -40 дБ (2); -20 дБ (3)

= $\{5, 10, 15, 20, 25, 30, 40, 50, 60, 70, 80\}^\circ$ при $\theta_c = 0^\circ$ и $q_{ш/п} = -40$ дБ выигрыш составил 116 дБ, что, как видно на рис. 6, лишь на 1–2 дБ уступает случаю одного источника с углом прихода $\theta_p = 5^\circ$.

Заключение. Предложенный в данной работе подход к ослаблению действия внешних активных помех опирается на представление входных данных в виде пространственно-временных сигналов. В рассмотренном варианте линейной решётки сигналы являются двумерными. Их обработка заключается в вычислении двумерного преобразования Фурье, умножении на частотный коэффициент передачи и обратном двумерном преобразовании Фурье. Методы двумерных преобразований хорошо развиты [14, 15], их вычислительная трудоёмкость оценивается значениями $N \log_2 N$ операций умножения и $(N/2) \log_2 N$ операций суммирования при обработке кадров размером $N = L \times I$ элементов. Приведённые результаты исследования обработки свидетельствуют о высокой эффективности подавления помех, снижение которой при увеличении числа источников активных помех относительно невелико.

Дальнейшее развитие подхода может быть направлено на разработку метода применительно к антенным решёткам других типов, в частности плоских антенных решёток в радиосистемах с широкополосными сигналами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Воскресенский Д. И., Канащенков А. И. Активные фазированные антенные решётки. М.: Радиотехника, 2004. 488 с.
2. Мозинго Р. А., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решётки: Введение в теорию: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
3. Ратынский М. В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решётках. М.: Радио и связь, 2003. 200 с.
4. Даджион Д., Мерсеро Р. Цифровая обработка многомерных сигналов: Пер. с англ. М.: Мир, 1988. 488 с.
5. Обработка сигналов в радиотехнических системах /Под ред. А. П. Лукошкина. Л.: Изд-во Ленинградского ун-та, 1987. 400 с.

6. Ющенко В. П., Эдвабник В. Г., Гофман О. В. и др. Метод реконструкции изображения объекта с помощью кольцевой антенной решётки // Автометрия. 2020. 56, № 6. С. 68–77. DOI: 10.15372/AUT20200608.
7. Лозовский И. Ф. Цифровая обработка сигналов в РЛС обзора: Монография. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. 270 с.
8. Ключко В. К. Обнаружение движущихся объектов пассивной сканирующей системой // Автометрия. 2019. 55, № 1. С. 72–79. DOI: 10.15372/AUT20190110.
9. Васильев К. К., Казаков В. А., Спектор А. А., Трифонов А. П. Прикладная теория случайных процессов и полей. Ульяновск: Ульянов. гос. тех. ун-т, 1995. 256 с.
10. Грузман И. С., Киричук В. С., Косых В. П. и др. Цифровая обработка изображений в информационных системах: Учеб. пособие. Новосибирск: НГТУ, 2002. 352 с.
11. Щербачёв В. А. Оценка частотных параметров ЛЧМ-сигнала по выборке нарастающего объёма // Автометрия. 2021. 57, № 1. С. 3–10. DOI: 10.15372/AUT20210101.
12. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.
13. Воскобойников Ю. Е. Оценивание оптимальных параметров пространственно-локальных алгоритмов фильтрации сигналов // Автометрия. 2019. 55, № 3. С. 13–21. DOI: 10.15372/AUT20190302.
14. Прэтт У. Цифровая обработка изображений: Пер. с англ. М.: Мир, 1982. Кн. 1. 312 с.
15. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов: Пер. с англ. М.: Мир, 1978. 848 с.

Поступила в редакцию 04.03.2021

После доработки 01.04.2021

Принята к публикации 08.04.2021
