

УДК 520.844

ОБ ОДНОМ ИНТЕРФЕРОМЕТРИЧЕСКОМ МЕТОДЕ ВЫДЕЛЕНИЯ КВАЗИСТАЦИОНАРНОГО СИГНАЛА НА ФОНЕ ШУМОВ

А. И. Кнафель, А. Л. Матвеев, Б. М. Салин, В. И. Турчин,
А. И. Хилько

Исследуется интерферометрический метод выделения слабого сигнала движущегося источника излучения со сплошным спектром на фоне шума. Показано, что, основываясь на предположении о «точечности» источника и равномерности его движения, можно осуществить выделение сигнала такого источника из шума; при этом эффективность выделения определяется размерами частотно-временного окна наблюдения. Исследованы возможности реализации алгоритма во временной и частотной области и дана оценка эффективности определения некоторых характеристик сигнала.

В практических приложениях часто встречается ситуация, когда требуется выявить широкополосный источник излучения с малыми угловыми размерами на фоне широкополосного изотропного в пространстве помехового поля. Данная задача возникает, в частности, в радиоастрономии, когда требуется обнаружить слабый внеземной источник радиоионизации с неизвестными угловыми координатами и неизвестной угловой скоростью перемещения по небесной сфере. Как известно, для указанных целей может быть использована взаимная корреляционная обработка сигналов $S^{(1)}(t)$ и $S^{(2)}(t)$ от двух разнесенных в пространстве приемников излучения — так называемый апертурный синтез в частотной плоскости [1]*

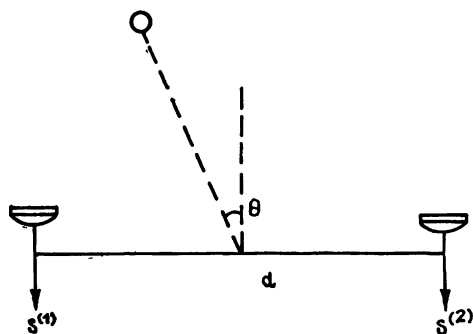


Рис. 1.

см. рис. 1):

$$\hat{K}(\tau_0) = \frac{1}{T} \int_0^T S^{(1)}(t) S^{(2)}(t - \tau_0) dt \simeq K_{1,2}(\tau - \tau_0), \quad (1)$$

где $\tau \simeq \sin \theta (d/c)$ — разность времен распространения сигнала от источника до первого и второго приемника; d — расстояние между приемниками (база); θ — угловое направление на источник излучения, отсчитываемое от нормали к базе; c — скорость распространения сигнала в среде (здесь принято, что источник излучения удален от приемников на значительное расстояние, а приемники не обладают угловой направленностью); $K_{1,2}$ — взаимная корреляционная функция:

$$K_{1,2}(\tau) = \frac{1}{2} \operatorname{Re} \int_{-\infty}^{\infty} S(\nu) g_1(\nu) g_2^*(\nu) e^{2\pi i \nu \tau} d\nu,$$

* Применительно к радиоастрономическим системам такое устройство под названием «сверхширокополосный интерферометр» было предложено в [2].

$g_{1,2}(\nu)$ — частотные характеристики фильтров в первом и втором каналах, $S(\nu)$ — спектральная плотность мощности сигнала. Как известно, при приблизительном постоянстве Sg_1g_2 в полосе частот $[\nu_1, \nu_2]$, где $\nu_1 \ll \nu_2$, угловое положение источника может быть определено по положению максимума $\hat{K}(\tau_0)$ (при $\tau_0 \simeq \tau$) с погрешностью $\Delta\theta = c/(\nu_2 - \nu_1)d \cos \theta$; кроме того, в результате накопления по времени в процессе обработки повышается отношение сигнал/шум в $\sqrt{T(\nu_2 - \nu_1)}$ раз, за счет чего и может быть выявлен источник или группа источников, «невидимых» в исходной записи сигналов $S^{(1,2)}(t)$.

Целью настоящей работы является исследование ряда особенностей применения широкополосного интерферометра для выявления источников излучения, а именно:

- 1) обобщение процедуры (1) на случай движущегося источника излучения;
- 2) исследование статистических критериев, на основании которых можно достоверно судить об обнаружении источника;
- 3) некоторые приемы реализации обработки сигнала в интерферометре.

1. Обобщение корреляционной обработки на случай движущегося источника излучения. При движении источника «геометрическая» задержка τ зависит от времени и непосредственное применение (1) приведет к «размазыванию» главного максимума $\hat{K}(\tau_0)$; чтобы устранить этот эффект, необходимо менять задержку τ_0 синхронно с изменением $r(t)$. Будем предполагать, что за время наблюдения T задержка меняется по линейному закону: $\tau = \tau^{(0)} + \varepsilon^{(0)}t$, где $\tau^{(0)} = (d/c) \sin \theta_0$; $\varepsilon^{(0)} \simeq (d/c) \cos \theta_0 (d\theta/dt)_0$; θ_0 и $(d\theta/dt)_0$ — угловое положение и угловая скорость источника в момент $t=0$. Тогда вместо (1) получаем

$$\hat{K}(\tau_0, \varepsilon_0) = \frac{1}{T} \int_0^T S^{(1)}(t) S^{(2)}(t - \tau_0 - \varepsilon_0 t) dt. \quad (2)$$

Среднее $E\hat{K}(\tau_0, \varepsilon_0)$ представляет собой функцию неопределенности, характеризующую падение сигнала на выходе устройства обработки при несовпадении параметров τ_0, ε_0 с «истинными» $\tau^{(0)}, \varepsilon^{(0)}$:

$$E\hat{K}(\tau_0, \varepsilon_0) = K_{1,2}(0) F(\tau_0 - \tau^{(0)}, \varepsilon_0 - \varepsilon^{(0)}), \quad (3)$$

$$F(\tau, \varepsilon) = \frac{1}{TK_{1,2}(0)} \int_0^T K_{1,2}(\tau + \varepsilon t) dt.$$

Из (3) следует, что для достаточно гладких функций $K_{1,2}(\tau)$, имеющих явно выраженный максимум, $F(\tau, \varepsilon)$ будет спадать с ростом как τ , так и ε . Например, если фильтрами g_1, g_2 «вырезается» область частот $[\nu_1, \nu_2]$, внутри которой $S(\nu) = \text{const}$, для $F(\tau, \varepsilon)$ имеем

$$F(x, y) = \frac{\text{Si}(x+y) - \text{Si}(x) - \text{Si}(\beta x + \beta y) + \text{Si}(\beta x)}{(1 - \beta)y}, \quad (4)$$

где $x = 2\pi\nu_2\tau$, $y = 2\pi\nu_2T\varepsilon$, $\beta = \nu_1/\nu_2$; $\text{Si}(x)$ — интегральный синус. На рис. 2 показаны линии равного уровня $F(x, y)$ с шагом 0,1 для $\beta = 0,1$. Отметим, что качественно главный максимум $F(x, y)$ по обоим переменным лучше выражен при $\beta = 0,1 \dots 0,3$, т.е. при определенном подавлении нулевых частот; кроме того, характерной особенностью $F(x, y)$ является разворачивание осей эллипсов линий равного уровня примерно под углом 45° к осям x, y . Таким образом, при обработке

(2) появляется разрешение не только по углу (по $\tau^{(0)}$), но и по скорости $\varepsilon^{(0)}$; разрешение это по нулевому уровню функции неопределенности составляет $\Delta\varepsilon = 1/2T\nu_2$. Отметим, что за счет появления разрешения по скорости появляется дополнительная возможность выделения источника на фоне неподвижных источников помех с малыми угловыми размерами.

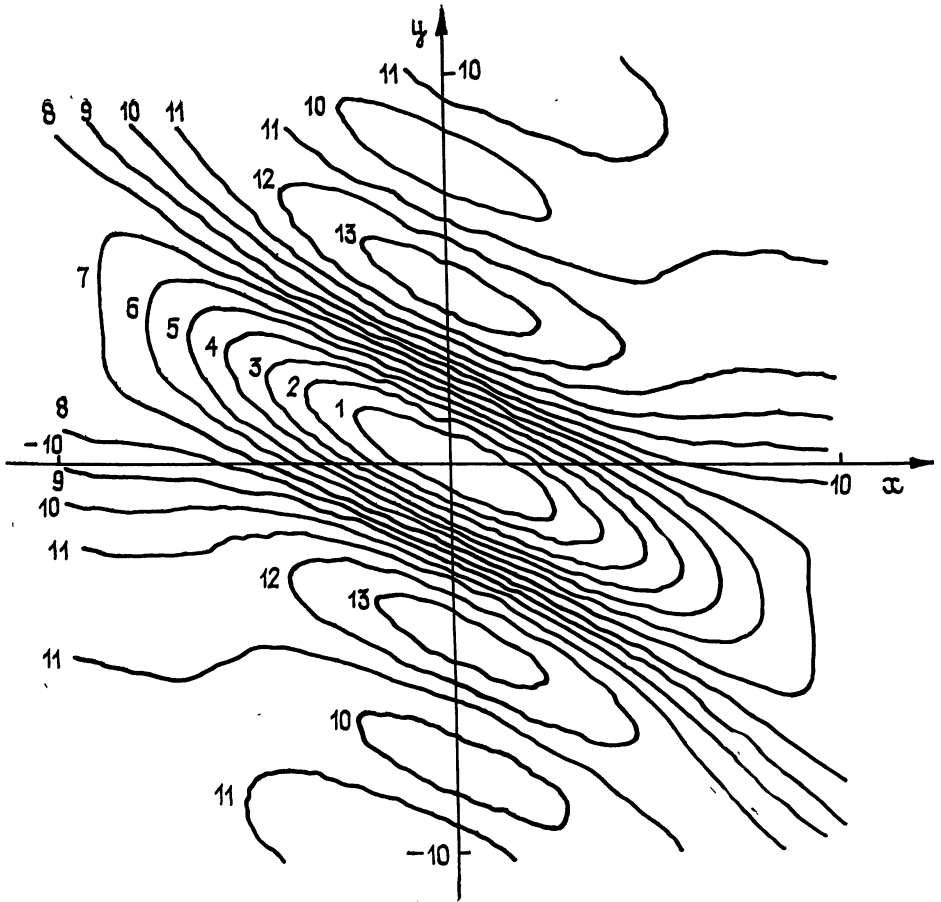


Рис. 2.

2. Статистические критерии выделения сигнала с использованием корреляционной обработки [3]. Будем вначале рассматривать обработку при фиксированных $\tau_0 = \tau^{(0)}$; $\varepsilon_0 = \varepsilon^{(0)}$. Относительно $S^{(1)}$, $S^{(2)}$ предположим, что они представимы в виде

$$S^{(1)}(t) = \eta_1(t) + \xi_1(t - \tau^{(0)} - \varepsilon^{(0)}t), \quad S^{(2)}(t) = \eta_2(t) + \xi_2(t),$$

где $\eta_1, \eta_2, \xi_1, \xi_2$ — стационарные нормальные процессы с нулевым средним и спектральными плотностями $S_{\eta_1}(\nu) |g_1(\nu)|^2$, $S_{\eta_2}(\nu) |g_2(\nu)|^2$, $S(\nu) |g_1(\nu)|^2$, $S(\nu) |g_2(\nu)|^2$ (η_1, η_2 — помехи в первом и втором каналах, $\xi_{1,2}$ — сигналы от источника); кроме того предположим, что $E[\eta_i, \eta_j] = E[\xi_i, \xi_j] = 0$ ($j = 1, 2; i = 1, 2$); $E[\xi_1(t_1) \xi_2(t_2)] = K_{1,2}(t_1 - t_2)$.

В качестве критерия выделения сигнала примем выражение вида

$$\hat{K} \geq (\mu/\sqrt{N_{\text{эфф}}}) \hat{S}, \quad (5)$$

$$\text{где } \hat{S} = \frac{1}{2T} \int_0^T [(S^{(1)}(t))^2 + (S^{(2)}(t - \tau_0 - \varepsilon_0 t))^2] dt,$$

μ — число, определяющее вероятность α_1 ошибки 1-го рода, — приня-

тие гипотезы о наличии источника в его отсутствие, $N_{эфф}$ будет определено ниже.

Расчет произведем при следующих предположениях:

- 1) \hat{K} и \hat{S} — имеют нормальное совместное распределение;
- 2) $g_2(\nu) = \gamma g_1(\nu)$ — частотные характеристики трактов идентичны, различаются лишь коэффициентами усиления;
- 3) $S(\nu) = \rho S_\eta(\nu)$; ρ — отношение сигнал/шум в первом и втором каналах, причем $\rho \ll 1$. Тогда

$$N_{эфф} = \left[\frac{2}{TK_\eta^2(0)} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) K_\eta^2(\tau) d\tau \right]^{-1},$$

где K_η — корреляционная функция шума (или сигнала). При $N_{эфф} \gg 1$ получим, что μ определяется из уравнения

$$\alpha_1 = 1 - \Phi(\mu a_\gamma),$$

где

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-y^2/2} dy, \quad a_\gamma = \frac{1}{2} \left(\gamma + \frac{1}{\gamma} \right). \quad (6)$$

Тогда вероятность ошибки 2-го рода α_2 (принятия гипотезы об отсутствии источника при наличии последнего) есть

$$\alpha_2 = \Phi(\mu a_\gamma - \rho \sqrt{N_{эфф}}).$$

Отметим, что $\alpha_2 \leq \alpha_1$ для сигналов с отношением сигнал/шум,

$$\rho \geq \rho^{пор} = 2\mu a_\gamma \sqrt{N_{эфф}}. \quad (7)$$

Как видно из (7), $\rho^{пор}$ достигает минимума при $\gamma = 1$ и возрастает, но весьма незначительно, при $\gamma \neq 1$.

На основании статистики (2), (5) можно выполнять обработку и оценивать $N_{эфф}$, если сигналы $S^{(1,2)}$ регистрируются непрерывно (т.е. шаг дискретизации по времени $\Delta t \ll 1/\nu_2$). Дальнейшие оценки будем проводить в предположении, что дискретизация сигналов по времени производится через $\Delta t = 1/2\nu_2$; g_1, g_2 — идеальные фильтры нижних частот ($g_1 = \text{const}$, $g_2 = \text{const}$ при $\nu \leq \nu_2$ и $g_1 = g_2 = 0$ при $\nu > \nu_2$), $S_\eta = \text{const}$, $S = \text{const}$ в полосе $[0, \nu_2]$. При этих условиях $S_n^{(1,2)} = S^{(1,2)}(n\Delta t)$, $n = 0 \dots N$, образуют независимые последовательности нормальных случайных величин; в этом случае оптимальный (в смысле максимума правдоподобия) обнаружитель имеет вид

$$\hat{K}_N \geq (M/\sqrt{N}) \hat{S}_{2N},$$

где \hat{K}_N, \hat{S}_{2N} заменены на соответствующие дискретные аналоги. При этом мы несколько изменим вид статистики \hat{S} и избавимся от влияния неодинаковости коэффициентов усиления в каналах. Шаги дискретизации $\hat{K}(\tau, \varepsilon)$ по τ и ε выбираются исходя из ширины главного максимума функции неопределенности $F(x, y)$:

$$\Delta\tau = 1/2\nu_2, \quad \Delta\varepsilon = 1/2\nu_2 T. \quad (8)$$

При дискретизации входных сигналов по времени некоторое затруднение представляет реализация плавного изменения задержки. Возможна следующая дискретная оценка $\hat{K}_N(\tau_k, \varepsilon_m)$:

$$\hat{K}_N(\tau_k, \varepsilon_m) = \frac{1}{N+1} \sum_{n=0}^N S_n^{(1)} S_n^{(2)},$$

$$\hat{S}_{2N} = \left[\frac{1}{(N+1)^2} \sum_{n=0}^N (S_n^{(1)})^2 \sum_{n=0}^N (S_n^{(2)})^2 \right]^{1/2}, \quad (9)$$

$$n' = \text{Int} \left(n - k \frac{\Delta\tau}{\Delta t} - mn\Delta\varepsilon \right), \quad N = \frac{T}{\Delta t},$$

$$k = 0, \pm 1, \dots, \pm N_\tau, \quad m = 0, \pm 1, \dots, \pm N_\varepsilon,$$

$\text{Int}(x)$ — ближайшее целое к x . Такой «ступенчатый» способ аппроксимации линейной задержки соответствует пропуску при вычислении корреляции некоторых значений сигнала в одном из каналов. В этом случае, даже если $\tau^{(0)} = K_0 \Delta\tau$, $\varepsilon^{(0)} = m_0 \Delta\varepsilon$, $E\{\hat{K}(\tau_k, \varepsilon_m)\}$ достигает максимума при $k = k_0$, $m = m_0$, который отличается от $K_{1,2}(0)$ множителем $\eta_g < 1$:

$$\eta_g = \frac{1}{\Delta t K_{1,2}(0)} \int_0^{\Delta t} K_{1,2}(t) dt. \quad (10)$$

Для корреляционной функции вида (4) $\eta_g = 0,59 \dots 0,37$ при $\beta = 0 \dots 0,4$.

При оценке работоспособности системы, имеющей $M = (2N_\tau + 1) \times (2N_\varepsilon + 1)$ каналов (по задержкам и скоростям движения), необходимо учитывать, что при одновременном оценивании превышения порога в M каналах вероятность ошибки 1-го рода возрастает. Если предположить, что оценки корреляции $\hat{K}_N(n, m)$ (n — номер канала по задержке, m — по скорости) независимы для разных каналов, и считать, что совокупная обработка сводится к определению превышения порога в каждом канале $\hat{K}_N(n, m) \geq \mu^{(c)} \hat{S}_{2N} / \sqrt{N}$, то в случае появления только одного источника сигнала вероятность ошибки 1-го и 2-го рода $\alpha_1^{(c)}$, $\alpha_2^{(c)}$ можно определить как

$$\alpha_1^{(c)} = 1 - (1 - \alpha_1)^M \simeq M\alpha_1, \quad \alpha_2^{(c)} = (1 - \alpha_2)^M = \alpha_2.$$

Легко показать, что для одного канала по скорости $\hat{K}_N(n, 0)$ действительно независимы для разных n . Тогда, чтобы сохранить величину α_1 для системы в целом, необходимо повысить порог в P_M раз, т.е. заменить μ на $P_M \mu$, где $1 - \Phi(P_M \mu) = \alpha_1 / M$. Порог теперь оказывается уже зависимым от количества каналов (и от T , так как количество каналов зависит от времени наблюдений), однако зависимость эта весьма слабая (например, для $\alpha_1^{(c)} = 10^{-3}$ $P_M \simeq 2$ для $M = 10^2$)*. Повышение порога, естественно, приводит к тому, что эффективное обнаружение сигнала достигается уже при больших (в P_M раз) уровнях сигнала.

При введении нескольких каналов по скорости оценки $\hat{K}_N(n, m)$ уже не будут независимы. Для матрицы взаимной ковариации $B(n, m, n_1, m_1) = E[(\hat{K}(n, m) - E\hat{K}(n, m))(\hat{K}(n_1, m_1) - E\hat{K}(n_1, m_1))]$ в отсутствие сигнала имеет место следующее выражение (с точностью $\sim O(1/N^2)$):

* Это следует из приближенного решения уравнения $1 - \Phi(\mu) = x$ для малых x ; $\mu = (-2 \ln(\sqrt{2\pi} x) - \ln \ln(1/2\pi x^2))^{1/2}$.

$$B(n, m, n_1, m_1) = \begin{cases} \frac{K_n^2(0)}{N|\Delta m|}, & \begin{cases} |\Delta m| > 1, \Delta m \neq -\Delta n \\ (\Delta n, \Delta m) \in \Omega \end{cases} \\ \frac{1}{2} \frac{K_n^2(0)}{N|\Delta m|}, & \begin{cases} \Delta m = -\Delta n \\ \Delta m \neq 0 \end{cases} \text{ или } \begin{cases} \Delta n = 0 \\ \Delta m \neq 0 \end{cases} \\ \frac{K_n^2(0)}{N}, & \Delta m = \Delta n = 0 \\ 0, & (\Delta m, \Delta n) \in \Omega \end{cases} \quad (11)$$

где $\Delta m = m_1 - m$, $\Delta n = n_1 - n$. Область Ω представлена на рис. 3 штриховкой и определяется прямыми $\Delta n = 0$ и $\Delta n = -\Delta m$.

Из (11) следует, что оценки $\hat{K}_N(n, m)$ для разных каналов являются слабо зависимыми, а так как $\mu^{(c)}$ медленно зависит от α_1 , то при определении $\mu^{(c)}$ их можно считать независимыми. Тогда $\mu^{(c)}$ находится как решение трансцендентного уравнения

$$\Phi(\mu^{(c)}) = (1 - \alpha_1)^{1/M},$$

где M — общее число каналов, $\Phi(x)$ определено в (6). Для значений $\alpha_1 \approx 0,05$ и $M = 10^2 \dots 10^3$ $\mu^{(c)} = 3 \dots 4$.

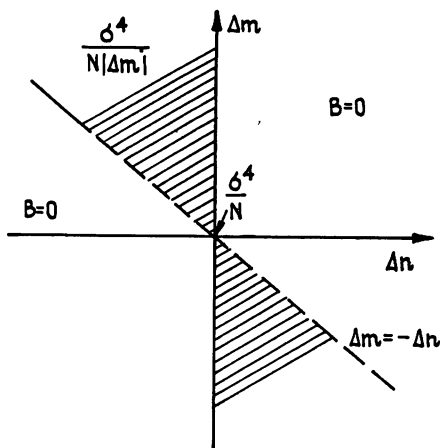


Рис. 3.

3. Реализация обработки в частотной области. Будем рассматривать структурную схему, показанную на рис. 4; схема содержит сумматор 1, спектроанализатор 2 и фильтр 3 со специальными характеристиками, зависящими от параметров τ_0, ϵ_0 . Идеализированный спектроанализатор представим — состоящим из двух блоков: текущего преобразования Фурье и нахождения квадрата модуля. При правильно подобранном времени анализа T_a часть сигнала Z_2 на выходе спектроанализатора можно рассматривать как взаимный спектр сигналов $S^{(1)}(t)$ и $S^{(2)}(t)$, медленно меняющийся во времени. Фильтр осуществляет следующую операцию:

$$Z_3(\tau_0, \epsilon_0) = \frac{T_a}{T} \int_0^T \int_0^\infty Z_2(\nu, t) \cos(2\pi\nu(\tau_0 + \epsilon_0 t)) dt d\nu. \quad (12)$$

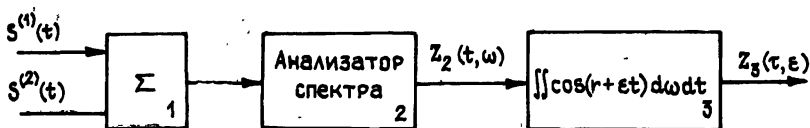


Рис. 4.

Можно показать, что, если T_a удовлетворяет следующим условиям

$$|\tau^{(0)}| + T|\epsilon^{(0)}| \ll T_a \ll \tau_{кор}/\epsilon^{(0)}, \quad (13)$$

где $\tau_{кор}$ — характерное время корреляции сигнала, $\tau_{кор} \approx 1/2\nu_2$ в случае «прямоугольного» спектра в полосе $[\nu_1, \nu_2]$,

$$Z_3(\tau_0, \epsilon_0) = \hat{K}(\tau_0, \epsilon_0) + R(\tau_0, \epsilon_0) + \hat{K}(-\tau_0, -\epsilon_0),$$

$$E[R(\tau, \varepsilon)] = \frac{2}{T} \int_0^T K_\eta(\tau_0 + \varepsilon_0 t) dt + \\ + \frac{2}{T} \int_0^T [K_{1,2}(\tau_0 + \varepsilon_0 t) + K_{1,2}((1 + \varepsilon_0)(\tau_0 + \varepsilon_0 t))] dt,$$

где $K_\eta = E(\eta_{1,2}(t)\eta_{1,2}(t - \tau))$ — функция автокорреляции шума. Если сигнал и шум имеют «прямоугольные» спектры и $\varepsilon_0 \ll 1$,

$$E(Z_3(\tau_0, \varepsilon_0)) = K_{1,2}(0)[F(\tau_0 - \tau^{(0)}, \varepsilon_0 - \varepsilon^{(0)}) + F(\tau_0 + \tau^{(0)}; \varepsilon_0 + \varepsilon^{(0)})] + \\ + 2[K_{1,2}(0) + K_\eta(0)]F(\tau_0, \varepsilon_0).$$

Таким образом, отклик фильтра будет состоять из трех слагаемых: два соответствуют сигналу с параметрами $\{\tau^{(0)}, \varepsilon^{(0)}\}$ и $\{-\tau^{(0)}, -\varepsilon^{(0)}\}$ и третье — большей амплитуды — с параметрами $\varepsilon^{(0)} = \tau^{(0)} = 0$.

Неравенство (13) физически легко объяснимо. В левой его части фактически максимально возможное в системе запаздывание сигнала τ_{\max} и условие $T_a \gg \tau_{\max}$ означает, что спектроанализатор должен «захватывать» коррелированные составляющие сигналов.

Условие $T_a \ll \tau_{\text{кор}}/\varepsilon^{(0)}$ означает, что за время анализа запаздывание сигнала почти не изменилось ($\ll \tau_{\text{кор}}$), т. е. источник можно считать неподвижным.

Рассмотрим практические аспекты реализации данного метода. При сделанных выше предположениях

$$E(Z'_2) = P(\nu, t) = S(\nu) \cos(2\pi\nu(\tau^{(0)} + \varepsilon^{(0)}t)), \quad (14)$$

Z'_2 — часть выходного сигнала спектроанализатора после частотного преобразования, отвечающая взаимному спектру; $S(\nu)$ — спектр плотности мощности сигнала источника. Из (14) можно определить параметры дискретизации по ν и t функции $P(\nu, t)$. Считая, что спектроанализатор состоит из набора полосовых фильтров с полосой $\Delta\nu_g$, перекрывающих полосу частот $[\nu_1, \nu_2]$, и квадратичных детекторов с постоянной времени $T_{\text{уср}}$, для ширины полосы $\Delta\nu_g$ имеем

$$\Delta\nu_g \leq 1/2\tau_{\max},$$

что, естественно, соответствует (13) в силу $\Delta\nu_g T_a \sim 1$ и (13) эквивалентно $T_a \geq 2\tau_{\max}$; шаг дискретизации по времени составляет $\Delta t \leq \tau_{\text{кор}}/2\varepsilon^{(0)}$, а постоянная времени квадратичного детектора $T_{\text{уср}} \leq \Delta t$. Шаги дискретизации параметра фильтра, осуществляющего (12), можно найти аналогичным способом из (8).

Следует отметить, что приведенный способ реализации обработки в частотной области приводит к увеличению порогового значения в два раза вследствие того, что обрабатывается лишь сумма сигналов. Для сохранения минимального порогового значения необходимо аналогично обрабатывать и разностный сигнал.

Описанные методы обработки требуют больших вычислительных затрат вследствие перебора по двум переменным (по скорости и начальному положению), а также идентичности фазовых характеристик каналов. Для ослабления этих требований можно рассмотреть другой метод, в котором изменена обработка сигнала после спектроанализатора. В этом случае выходной сигнал будет следующим:

$$Z'_3(\varepsilon_0) = \frac{T_a}{T} \int_0^\infty \left| \int_0^T Z_2(\nu, t) e^{i\varepsilon_0 t} dt \right| d\nu. \quad (15)$$

Тогда при выполнении условия (13) выходной сигнал не зависит от

начального положения и для выделения сигнала необходимо подбирать только скорость. При этом вследствие некогерентного накопления сигнала Z'_2 в разных частотных каналах эффективность выделения сигнала несколько ухудшается.

До сих пор мы предполагали, что помехи в каналах независимы. Рассмотрим теперь влияние коррелированной помехи, например синусоиды с частотой ν_0 в обоих каналах. В этом случае оцениваемый коэффициент корреляции получает добавку (при некоторых значениях параметров τ_0, ε_0) $\sim (1/2)a^2$, где a — амплитуда синусоиды (при $\nu_0 T \gg 1$). Считая допустимым относительное увеличение α_1 в $1 + \delta = 1 + \Delta\alpha_1/\alpha_1$ раз, получим следующее ограничение на амплитуду синфазной помехи, отнесенной к дисперсии σ шумовой помехи:

$$20 \lg(a/\sigma) \leq -2 \lg N + 10 \lg \delta. \quad (16)$$

Выражение (16) определяет требования к подавлению режекторных фильтров, вводимых для частотных диапазонов, где возможно появление синфазных помех*. Например, для $\delta = 0,01$, $N = 10^4$ $20 \lg(a/\sigma) \leq -40$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Экспериментальная радиооптика / Под ред. В. А. Зверева и Н. С. Степанова. — М.: Наука, 1978. — 255 с.
2. Виткевич В. В. // ДАН СССР. 1953. Т. 91. С. 1301.
3. Боровков А. А. Математическая статистика. — М.: Наука, 1984. — 472 с.

Научно-исследовательский радиофизический институт

Поступила в редакцию
11 марта 1988 г.

ONE INTERFEROMETRIC METHOD FOR THE QUASI-STATIONARY SIGNAL ISOLATION AT THE NOISE BACKGROUND

A. I. Knafel', A. L. Matveev, B. M. Salin, V. I. Turchin, A. I. Khil'ko

An interferometric method is investigated for the isolation of a weak signal of a moving radiation source with a solid spectrum at the noise background. It is shown that based on the assumption on the source «pointwiseness» and uniformity of its motion, one may isolate a weak signal of the same source from the noise; here the efficiency of isolation is defined by dimensions of time-frequency window of observation. Possibilities have been investigated for the realization of the algorithm in time and frequency region and the efficiency evaluation is given for the definition of some signal characteristics.

* При введении полосовых фильтров $N_{эфф}$ будет несколько снижаться, однако если суммарный диапазон частот, «вырезаемых» режекторными фильтрами, невелик по сравнению с общей полосой пропускания, изменением $N_{эфф}$ можно пренебречь.