

УДК 621.371

## ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В ДОПЛЕРОВСКОМ РАДИОПРИЕМНИКЕ

*Клочко В.К., д.т.н., профессор РГРТУ им. В.Ф. Уткина, e-mail: klochkovk@mail.ru*  
*Ву Ба Хунг, аспирант РГРТУ им. В.Ф. Уткина, e-mail: ronando2441996@gmail.com*

### TIME-FREQUENCY SIGNAL PROCESSING IN THE DOPPLER RADIO

*Klochko V.K., Vu Ba Hung*

*The problem of distinguishing signals from several mobile sources in a multichannel Doppler radio receiver is solved. Based on the received signals, a decision is made on the availability of sources, their number and spatial coordinates are estimated. The aim of the work is to supersolve moving sources of reflection of radio signals that are not distinguishable by Doppler frequency, and to determine their spatial coordinates. It is proposed to increase the Doppler frequency resolution due to joint signal processing in the time and frequency domains. In the time domain, the time points of arrival of signals from sources are detected and their number is set at each time interval. In the frequency domain for each time interval, frequencies are detected at which the sources are distinguishable and not distinguishable. Estimates of coordinates of distinguishable sources, as well as those not distinguishable in the presence of two sources, are determined. The advantage of time-frequency signal processing is shown.*

**Key words:** radio signal processing, Doppler receivers, time-frequency analysis, signal detection, parameter estimates, mathematical modeling.

**Ключевые слова:** обработка радиосигналов, доплеровские приемники, частотно-временной анализ, обнаружение сигналов, оценки параметров, математическое моделирование.

#### Введение

Традиционная частотно-временная обработка [1 – 3] отраженных от движущихся источников периодических радиосигналов ведется следующим образом. Во временной области по задержке отраженного сигнала определяются элементы разрешения дальности, через которые проходят отраженные сигналы. В одном элементе дальности могут находиться сигналы как от одного, так и от нескольких разных источников.

После дискретизации по времени периодическая последовательность сигналов, накопленная в элементе дальности, подвергается частотной обработке. В частотной области находятся доплеровские частоты, соответствующие движущимся источникам. При наличии антенной решетки (АР) и многоканальности обработки сигналов на выделенных частотах определяются амплитуды и фазы спектральных составляющих и методом разности фаз оцениваются угловые координаты источников.

При такой схеме обработки сигналов возможны ошибки обнаружения источников, возникающие в тех случаях, когда движущиеся источники имеют близкие скорости, не различимые по доплеровской частоте. В этом случае они обнаруживаются как один источник, и найденные оценки координат оказываются ошибочными.

Решению проблемы сверхразрешения источников посвящены многие работы, которые можно разделить на следующие три группы.

*Решается задача различения сигналов от нескольких подвижных источников в многоканальном доплеровском радиоприемнике. На основе принятых в приемнике сигналов в каждом элементе разрешения дальности принимается решение о наличии источников, оценивается их число и пространственные координаты. Цель работы – сверхразрешение движущихся источников отражения радиосигналов в одном элементе дальности, не различимых по доплеровской частоте, и определение их пространственных координат. Предлагается повысить разрешение по доплеровской частоте в элементе дальности за счет совместной обработки сигналов во временной и частотной областях. Во временной области находят моменты времени прихода сигналов от источников и устанавливается их число на каждом временном промежутке. В частотной области для каждого временного промежутка обнаруживаются частоты, на которых источники различимы и не различимы. Определяются оценки координат различных источников, а также не различимых при наличии двух источников. Показывается преимущество частотно-временной обработки сигналов.*

1. Работы, основанные на математических методах извлечения информации об источниках за счет корреляционной обработки или разложения сигналов по определенному базису, например, [4 – 5].

2. Работы, основанные на позиционировании нескольких взаимно ориентированных и синхронизированных в работе приемных станций [6 – 8].

3. Работы, основанные на совместной частотно-временной обработке сигналов [9 – 11].

Данная работа придерживается третьего направления. Учитывая известные ограничения методов частотно-временного анализа при решении задачи сверхразрешения – априорно заданное число источников и большой объем вычислений, в данной работе предлагаются авторские решения, свободные от указанных ограничений.

## Постановка задачи и ее формализация

Радиоприемник с АР принимает гармонические сигналы отражения от  $k$ -х движущихся источников ( $k = \overline{1, m}$ ,  $m$  – неизвестное число источников), которые подвергаются первичной обработке в нескольких  $q$ -х приемных каналах ( $q = \overline{1, Q}$ ,  $Q$  – число каналов по числу приемных элементов АР). Физически использование гармонического сигнала объясняется низкой энергетикой малогабаритной приемо-передающей станции. Разделение гармонического сигнала по элементам дальности достигается за счет фазовой манипуляции по коду Баркера.

После прохождения режекторного фильтра, отсекающего частотные составляющие сигнала от неподвижных источников, перехода на промежуточную частоту  $\omega_{np}$  вместе с доплеровской частотой  $\omega_{ок}$  (частотой доплеровского смещения) – в итоге с частотой от  $k$ -го источника  $\omega_k = \omega_{np} + \omega_{ок}$ , а также дискретизации по времени  $t_i$  в тракте первичной обработки модель дискретных последовательностей  $\{y_q(t_i)\}$  в  $q$ -х каналах в отдельно взятом элементе разрешения дальности принимает вид [12]

$$\begin{aligned} y_q(t_i) &= \sum_{k=1}^m s_{qk}(t_i - \tau_k) + p_q(t_i) = \\ &= \sum_{k=1}^m \gamma U_0(\varphi_k, \theta_k) G(\varphi_k, \theta_k) \cos[(\omega_k(t_i - \tau_k) - \\ &- 4\pi R / \lambda - 2\pi \delta_{qk}(\varphi_k, \theta_k) / \lambda + \zeta) + p_q(t_i) = \\ &= \sum_{k=1}^m A_k \cos[\omega_k(t_i - \tau_k) + \psi_{qk}] + p_q(t_i), \\ i &= \overline{1, n}, \quad q = \overline{1, Q}, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $n$  – число дискретных отсчетов моментов времени в элементе дальности  $[R, R + \Delta R]$  ( $\Delta R$  – разрешающая способность по дальности) на промежутке времени длительностью  $T = t_n - t_1$  до прихода переотраженных от местности сигналов;  $\tau_k$  – момент времени появления  $k$ -го сигнала в элементе дальности;  $t_i$  – текущее дискретное время;  $s_{qk}(t_i - \tau_k)$  – сигнал от  $k$ -го источника в  $q$ -м канале, зависящий от  $\delta_{qk}$  и принимаемый с задержкой по времени  $\tau_k$ ,  $s_{qk}(t_i - \tau_k) = 0$  при  $t_i < \tau_k$ ;  $m$  – неизвестное число сигналов, отраженных от  $m$  источников, в элементе дальности;  $\gamma$  – мультипликативный шум с единичным средним;  $U_0$  – амплитуда передающего сигнала;  $G(\varphi, \theta)$  – амплитудная характеристика диаграммы направленности приемного элемента АР;  $A_k$  и  $\psi_{qk}$  – амплитуда и фаза принимаемого сигнала от  $k$ -го источника, причем  $\psi_{qk}$  зависит от  $\delta_{qk}$ ;  $\lambda$  – длины волны;  $\delta_{qk}$  – отклонение фронта волны, отраженной от  $k$ -го источника и достигшей  $q$ -го элемента АР, относительно центра антенны ( $\delta_{0k} = 0$ );  $\zeta = \varphi_0 + \eta$ ,  $\varphi_0$  – начальная

фаза;  $\eta$  – случайное изменение фазы на  $[0, 2\pi]$ ;  $\varphi_k$  и  $\theta_k$  – азимут и угол места  $k$ -го источника отраженного сигнала;  $p_q$  – аддитивный шум с нулевым средним и дисперсией  $\sigma_p^2$ , действующий в каждом  $q$ -м канале.

Считается, что задержка  $\tau_k$  во всех  $q$ -х каналах одинакова:  $\tau_{qk} = \tau_k, \forall q$ , в силу малости величины  $\delta_{qk}$ . Также считается, что число источников  $m$  за время  $T$  обработки сигналов не меняется, что обусловлено малой скоростью движения источников по сравнению со скоростью распространения сигналов. Сигналы от одинаково удаленных источников в элементе дальности могут приниматься с одинаковой временной задержкой  $\tau_k$ .

**Задача** заключается в определении следующих оценок: моментов задержки времени  $\hat{\tau}_k$  появления  $k$ -х сигналов в элементе дальности ( $k = \overline{1, \hat{m}}$ ); числа источников  $\hat{m}$  и их угловых координат  $\hat{\varphi}_k, \hat{\theta}_k, k = \overline{1, \hat{m}}$ , за время  $T$ .

## Критерии обнаружения моментов времени задержки сигналов

Так как число источников в сумме (1) заранее неизвестно и, следовательно, неизвестны характеристики суммарного сигнала, то применить для обнаружения моментов  $\tau_k$  методы Неймана – Пирсона или отношения правдоподобия, рассчитанные на априорную информацию о двух альтернативных гипотезах, не удастся. Поэтому целесообразно воспользоваться статистическим критерием согласия Пирсона для одной гипотезы  $H_0$  – присутствия дискретного белого шума  $p_q(t_i) \sim N(0, \sigma_p^2)$ , а также логическим критерием « $L$  из  $N$ » (например, «2 из 3-х» подряд) попаданий в доверительный интервал.

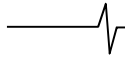
Пусть на начальном промежутке времени  $[t_1, \tau_1)$ , предшествующем моменту времени  $\tau_1$  появления сигнала от первого источника, в  $q$ -х каналах действует дискретный белый шум:  $y_q(t_i) = p_q(t_i), q = \overline{1, Q}, i = 0, 1, 2, \dots$ , с нулевым средним и дисперсией  $\sigma_p^2$ . Последовательность  $\{y_q(t_i)\}$  подается на вход экспоненциального фильтра нулевого порядка, который осуществляет сглаживание  $y_q(t_i)$  в соответствии с алгоритмом:

$$\hat{x}_q(t_i) = \hat{x}_q(t_{i-1}) + \alpha(y_q(t_i) - \hat{x}_q(t_{i-1})), \quad (2)$$

$$i = 2, 3, \dots, q = \overline{1, Q},$$

при начальном условии  $\hat{x}_q(t_1) = y_q(t_1)$ . Выбором коэффициента сглаживания  $\alpha$  ( $0 < \alpha < 1$ ) устанавливается размер  $M$  эффективной памяти фильтра.

Алгоритм (2) осуществляет сглаживание в соответствии с моделью нулевого порядка, действующей в пределах последних  $M$  измерений, и среднее значение оценки  $\hat{x}_q(t_i)$  равно нулю. Прогнозное значение процесса  $x_q(t_i)$  на момент времени  $t_{i+1}$  будет  $\hat{x}_q(t_{i+1}) = \hat{x}_q(t_i)$ .



Рассмотрим первый критерий обнаружения момента  $\tau_1$ . Пусть взяты  $N$  последовательных значений «невязок» – отклонений  $y_q(t_i)$  относительно прогнозных значений:  $\Delta y_q(t_i) = y_q(t_i) - \hat{x}_q(t_{i-1})$ , начиная с момента  $t_{M+1}$ . Случайная величина  $\Delta y_q(t_i)$  распределена с нулевым средним и дисперсией  $\sigma_p^2 + \sigma_h^2$ , где  $\sigma_h^2$  – дисперсия ошибки прогнозирования на один шаг  $h=1$ :  $\sigma_h^2 \rightarrow \sigma_p^2 \alpha / (2 - \alpha)$  при  $i \rightarrow \infty$ . Тогда случайная величина

$$J_q(t_i) = (\sigma_p^2 + \sigma_h^2)^{-1} \sum_{j=1}^N [\Delta y_q(t_{i-N+j})]^2, \quad i \geq M + N, \quad (3)$$

распределена по закону Пирсона с  $N$  степенями свободы, и существует квантиль  $\gamma_\beta$  порядка  $\beta$  (например,  $\beta = 0,95$ ) такой, что с доверительной вероятностью  $\beta$  выполняется неравенство  $J_q(t_i) \leq \gamma_\beta$ . Как логическое следствие, если реализация  $\hat{J}_q(t_i)$  случайной величины (3) превышает порог  $\gamma_\beta$  для всех значений  $q$ :  $\hat{J}_q(t_i) > \gamma_\beta, \quad q = \overline{1, Q}$ , то с вероятностью  $\beta$  гипотеза  $H_0$  о присутствии белого шума отвергается. То есть принимается альтернативная гипотеза: начиная с момента времени  $t_i = \tau_1$ , в  $q$ -х каналах присутствуют сигналы от первого источника  $s_{q1}(t_i - \tau_1), \quad q = \overline{1, Q}, \quad t_i \geq \tau_1$ .

Рассмотрим второй критерий обнаружения момента  $\tau_1$ . Если  $N$  последовательных значений невязок  $\Delta y_q(t_i)$ , начиная с момента  $t_{M+1}$ , попадают в доверительный интервал:

$$|\Delta y_q(t_i)| \leq \gamma_\beta \sqrt{\sigma_p^2 + \sigma_h^2}, \quad i \geq M + 1, \quad q = \overline{1, Q}, \quad (4)$$

где  $\gamma_\beta$  – двусторонний квантиль стандартного нормального распределения, то гипотеза  $H_0$  о присутствии шума не отвергается. Если неравенство (4)  $L$  раз из  $N$  ( $L < N$ ) нарушается, то принимается альтернативная гипотеза о присутствии сигналов  $s_{q1}(t_i - \tau_1), \quad q = \overline{1, Q}, \quad t_i \geq \tau_1$ .

После принятия решения о наличии сигналов  $s_{q1}(t_i - \tau_1), \quad t_i \geq \tau_1$ , включается в работу фильтр Калмана, настроенный на модель сигнала

$$s_{q1}(t_i - \tau_1) = x_q(t_i) + p_q(t_i), \quad (5)$$

$$x_q(t) = a_{q0} + a_{q1}(t - t_{i-1}) + a_{q2}(t - t_{i-1})^2 / 2,$$

$$t \in [t_{i-1}, t_i], \quad q = \overline{1, Q},$$

где  $a_{q0}, a_{q1}, a_{q2}$  – параметры модели изменения  $x_q(t)$  на  $[t_{i-1}, t_i]$ .

Осуществляется сглаживание  $y_q(t_i)$  на промежутке  $[\tau_1, \tau_2)$  с учетом модели (5) перехода от  $t_{i-1}$  к  $t_i$  в соответствии с алгоритмом [13, 14]

$$\hat{X}_{qi} = \hat{X}_{qi}^\ominus + K_i(y_q(t_i) - H\hat{X}_{qi}^\ominus), \quad t_i \geq \tau_1, \quad q = \overline{1, Q}, \quad (6)$$

где  $\hat{X}_{qi} = (\hat{x}_{qi}, \hat{x}'_{qi}, \hat{x}''_{qi})^T$  – вектор оценок состояния модельного процесса  $x_q(t)$  на текущий момент времени  $t_i$ , включающий оценки самого процесса  $\hat{x}_{qi} = \hat{x}_q(t_i)$ , скорости изменения процесса  $\hat{x}'_{qi} = \dot{\hat{x}}_q(t_i)$  и ускорения  $\hat{x}''_{qi} = \ddot{\hat{x}}_q(t_i)$ ;  $H = (1, 0, 0)$ ;  $\hat{X}_{qi}^\ominus$  – экстраполированный вектор оценок состояния  $\hat{X}_{q,i-1}$  на момент  $t_i$  в соответствии с (5);  $K_i$  – векторный коэффициент усиления фильтра Калмана.

В процессе фильтрации (6) вычисляются первые остаточные ряды  $\{e_{q1}(t_i)\}$ :

$$e_{q1}(t_i) = y_q(t_i) - \hat{x}_q(t_i), \quad q = \overline{1, Q}, \quad t_i \geq \tau_1.$$

Оценка дисперсии  $\sigma_e^2$  остаточных рядов находится по последовательностям  $\{e_{q1}(t_i)\}$  с усреднением по  $q$ .

К остаточным рядам  $\{e_{q1}(t_i)\}, \quad q = \overline{1, Q}$ , применяются критерии (3) и (4) для обнаружения момента времени  $\tau_2$  прихода сигнала от второго источника  $s_{q2}(t_i - \tau_2)$  с тем отличием, что вместо дисперсии  $\sigma_p^2$  берется дисперсия  $\sigma_e^2$ . При обнаружении момента  $\tau_2$  опять включается в работу фильтр Калмана, настроенный на модель

$$y_q(t_i) = s_{q1}(t_i - \tau_1) + s_{q2}(t_i - \tau_2) + p_q(t_i) = x_q(t_i) + p_q(t_i), \quad (7)$$

$$t_i \geq \tau_2, \quad q = \overline{1, Q},$$

где для  $x_q(t), \quad t \in [t_{i-1}, t_i]$ , действует модель перехода (5).

Происходит сглаживание временных рядов (7) фильтром Калмана (6), и вычисляются вторые остаточные ряды  $e_{q2}(t_i) = y_q(t_i) - \hat{x}_q(t_i), \quad t_i \geq \tau_2, \quad q = \overline{1, Q}$ .

Далее процесс продолжается на намеченной схеме для обнаружения момента  $\tau_3$  и т.д.

За время  $T$  до момента времени прихода переотраженного сигнала, который обнаруживается по сильному искажению суммарного сигнала, находится оценка числа источников  $\hat{m}$  как число обнаруженных моментов времени  $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{\hat{m}}$ .

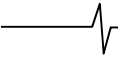
### Нахождение оценок координат во временной области

**Оценки на первом промежутке.** На первом промежутке времени  $[\tau_1, \tau_2)$  оценки координат первого источника могут быть найдены во временной области [3, 12, 15] включением в работу второго фильтра Калмана, настроенного на модель вида

$$x_q(t_i) = a_q(t_i) \cos \hat{\omega} t_i + b_q(t_i) \sin \hat{\omega} t_i + p_q(t_i),$$

где оценка частоты  $\hat{\omega}$  находится в процессе фильтрации (6) подсчетом и усреднением числа полупериодов  $\hat{x}_q(t_i)$  при переходе  $\hat{x}_q(t_i)$  через ноль [12].

Фильтр Калмана последовательно находит вектор оценок параметров  $\hat{X}_i = (\hat{a}_q(t_i), \hat{b}_q(t_i))^T$ . На основании



оценок параметров  $\hat{a}_q(\tau_2)$  и  $\hat{b}_q(\tau_2)$ , найденных на  $[\tau_1, \tau_2)$  к моменту  $\tau_2$ , вычисляются оценки фаз по формуле

$$\hat{\psi}_q = \hat{\psi}_q(\tau_2) = \arctg(\hat{a}_q(\tau_2) / \hat{b}_q(\tau_2)), \quad q = \overline{1, Q},$$

или с учетом  $\pi$  в зависимости от знаков  $\hat{a}_q(\tau_2)$  и  $\hat{b}_q(\tau_2)$ .

Обработка фаз  $\hat{\psi}_q$ ,  $q = \overline{1, Q}$ , происходит по методу разности фаз [12], результатом обработки являются оценки угловых координат  $\hat{\rho}_1, \hat{\theta}_1$  первого источника.

**Оценки на втором промежутке.** Если два источника на промежутке  $[\tau_2, \tau_3)$  имеют одинаковые доплеровские частоты (что определяется в дальнейшем при анализе частотного спектра), то принимаются следующие рассуждения. Поскольку сигналы от двух близких по типу источников находятся в одном элементе дальности, то их амплитуды приближенно считаем равными:  $A_1 \cong A_2 \cong A$ . Отсюда:

$$\begin{aligned} y_q(t_i) &= s_{q1}(t_i - \tau_1) + s_{q2}(t_i - \tau_2) + p_q(t_i) = \\ &= A[\cos(\omega_1(t_i - \tau_1) + \psi_{q1}) + \cos(\omega_2(t_i - \tau_1) + \psi_{q2})] + p_q(t_i) = \\ &= 2A \cos\left(\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}t + \frac{\omega_2\tau_2 - \omega_1\tau_1}{2} + \frac{\psi_{q1} - \psi_{q2}}{2}\right) \times \\ &\times \cos\left(\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}t + \frac{\omega_1\tau_1 + \omega_2\tau_2}{2} + \frac{\psi_{q1} + \psi_{q2}}{2}\right) + p_q(t_i). \end{aligned}$$

Из  $\omega_1 \cong \omega_2 \Rightarrow \omega_1 - \omega_2 \cong 0$ ,  $(\omega_1 + \omega_2) / 2 \cong \omega_1 \cong \omega_2 = \omega$ , поэтому

$$\begin{aligned} y_q(t_i) &= 2A \cos\left(\frac{\psi_{q1} - \psi_{q2}}{2} + \frac{\omega(\tau_2 - \tau_1)}{2}\right) \times \\ &\times \cos\left(\omega t + \frac{\psi_{q1} + \psi_{q2}}{2} + \frac{\omega(\tau_2 + \tau_1)}{2}\right) + p_q(t_i) = \\ &= A_{q\Sigma} \cos(\omega t + \psi_{q\Sigma} - \frac{\omega(\tau_1 + \tau_2)}{2}) + p_q(t_i), \end{aligned} \quad (8)$$

$$\psi_{q\Sigma} = \frac{\psi_{q1} + \psi_{q2}}{2}.$$

Так как при вычитании фаз в  $q$ -х каналах величина  $\omega(\tau_1 + \tau_2) / 2$  уничтожается, то фактически рассматривается меняющаяся часть фазы  $\psi_{q\Sigma}$ . При этом  $\psi_{q2} = 2\psi_{q\Sigma} - \psi_{q1}$  и оценки координат, найденные методом разности фаз, сохраняют такую же структуру, то есть вектор координат второго источника  $\hat{M}_2$  находится как  $\hat{M}_2 = 2\hat{M}_\Sigma - \hat{M}_1$ , где  $\hat{M}_1$  – вектор оценок координат первого источника, найденный на  $[\tau_1, \tau_2)$ ,  $\hat{M}_\Sigma$  – вектор оценок координат, найденный по суммарному сигналу (8) на  $[\tau_2, \tau_3)$ .

### Обработка в частотной области

В процессе обнаружения моментов  $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_m$  запоминаются последовательности

$$\{y_q(t_i)\} = \{s_{q1}(t_i - \tau_1) + p_q(t_i)\}, \quad t_i \in [\tau_1, \tau_2), \quad \{y_q(t_i)\} =$$

$\{s_{q1}(t_i - \tau_1) + s_{q2}(t_i - \tau_2) + p_q(t_i)\}, \quad t_i \in [\tau_2, \tau_3), \dots$ , которые переводятся в частотные комплексные последовательности  $\{\dot{y}_{q1}(f_i)\}, \{\dot{y}_{q2}(f_i)\}, \dots, q = \overline{1, Q}$ , в спектрах доплеровских частот. В частотных последовательностях выделяются спектральные составляющие, амплитуды которых превышают порог обнаружения спектра полезного сигнала во всех  $q$ -х каналах. Порог устанавливается эмпирически.

**Оценки в первом спектре.** Если в первых спектрах  $\{\dot{y}_{q1}(f_i)\}, q = \overline{1, Q}$ , найдена одна доплеровская частота, то это говорит о наличии на  $[\tau_1, \tau_2)$  одного источника. Методом разности фаз спектральных составляющих  $q$ -х каналов находятся оценки угловых координат источника [12], которые могут усредняться с оценками, найденными во временной области. При усреднении оценок весовые коэффициенты выбираются в зависимости от длины выборки. Чем больше длина выборки, тем точнее оценки, найденные в частотной области. И наоборот, при малом объеме выборки точнее могут оказаться оценки, найденные во временной области. Частота и оценки координат запоминаются.

Если в спектрах  $\{\dot{y}_{q1}(f_i)\}, q = \overline{1, Q}$ , находятся две частоты, то это означает, что сигналы от двух источников, движущихся с разными радиальными проекциями скоростей, приходят в один момент времени  $\tau_1$ . В этом случае методом разности фаз на двух частотах находятся оценки координат двух источников. Частоты и оценки запоминаются.

Возможен редкий случай, когда в момент  $\tau_1$  приходят одновременно сигналы от двух источников с одинаковыми доплеровскими частотами. Это приводит к ошибочному решению о наличии одного источника, которое может перейти в последующие спектры. Чтобы избежать ошибки, во временной области на промежутке  $[\tau_1, \tau_2)$  измеряется амплитуда сигнала, которая в случае двух источников с одинаковой частотой в соответствии с (8) при  $\tau_1 = \tau_2$ ,  $\psi_{q1} = \psi_{q2}$  удваивается по сравнению с одним источником:  $A_{q\Sigma} = 2A, \forall q$ . Принимается решение о том, что на первом промежутке  $[\tau_1, \tau_2)$  присутствуют сигналы от двух источников на данной частоте. Однако различить источники и определить их координаты не удается. Частота и решение запоминаются. Присутствие большего, чем два, числа источников на одной частоте с приходом в один и тот же момент времени  $\tau_1$  маловероятно.

**Оценки во втором спектре.** Если на первом промежутке  $[\tau_1, \tau_2)$  обнаружен один или два источника, а во вторых спектрах  $\{\dot{y}_{q2}(f_i)\}, q = \overline{1, Q}$ , найдены соответственно две или три частоты, то это говорит о появлении на  $[\tau_2, \tau_3)$  нового источника. Методом разности фаз на вновь обнаруженной частоте находятся оценки координат нового источника. Частота и оценки запоминаются.

Если на первом промежутке обнаружен один источник, а во втором спектре найдена одна частота, то это означает, что доплеровские частоты двух источников совпадают. В этом случае оценки координат  $\hat{M}_\Sigma$  сум-

марного сигнала вычисляются в частотной области (или усредняются с весовыми коэффициентами с оценками  $\hat{M}_\Sigma$ , найденными во временной области), оценки координат первого источника  $\hat{M}_1$  берутся найденными на первом промежутке, а оценки координат второго источника  $\hat{M}_2$  вычисляются по формуле (9). Тем самым осуществляется сверхразрешение по доплеровской частоте. Частота и оценки запоминаются.

Если на первом промежутке обнаружены два источника, а во втором спектре найдена одна или две частоты, совпадающие с ранее запомненными, то это говорит о том, что на промежутке  $[\tau_2, \tau_3)$  присутствует еще третий источник, не различимый по доплеровской частоте. Совпадающие частоты и решение запоминаются.

**Оценки в третьем спектре.** Если во втором промежутке  $[\tau_2, \tau_3)$  обнаружены один или два источника, а в третьих спектрах  $\{\hat{y}_{q_3}(f_i)\}$ ,  $q = \overline{1, Q}$ , найдены три или четыре частоты, то методом разности фаз на вновь обнаруженных частотах вычисляются оценки координат новых источников. Частота и оценки запоминаются. Если две или одна частота, совпадающие с ранее запомненными, то принимается решение о наличии на  $[\tau_3, \tau_4)$  четвертого источника, не различимого по доплеровской частоте. Частота и решение запоминаются.

В последующих промежутках  $[\tau_4, \tau_5), \dots$  логика принятия решения аналогичная.

**Замечание.** Возможен альтернативный подход к оцениванию координат источников – более простой с точки зрения логики принятия решения. Во временной области определяется число источников  $m_1$ . В частотной области находятся доплеровские частоты от источников общим числом  $m_2$ . Если  $m_2 \geq m_1$ , то в результате обработки спектральных составляющих на выделенных частотах определяются оценки координат  $m_2$  источников. В противном случае ( $m_2 < m_1$ ) принимается решение о том, что на некоторых из найденных частот, неизвестно каких именно, оценки координат ошибочны из-за невозможности разрешения по доплеровской частоте. Далее обработку сигналов повторяют в следующих элементах дальности и за счет вторичной (траекторной) обработки найденных в элементах дальности оценок выявляют и отсеивают ложные оценки. Однако траекторная обработка не гарантирует обнаружения всех ложных оценок.

Предложенный подход, наоборот, позволяет на этапе первичной обработки находить частоты и оценки координат вновь обнаруженных источников, а также осуществлять сверхразрешение по доплеровской частоте при наличии двух источников – находить оценки их координат в случае, когда сигналы приняты на одной частоте.

Дополнительно существует возможность повторной обработки сигналов в частотной области по всему объему временной выборки, полученной за время наблюдения  $T$ , и в окрестности частот, найденных ранее на ограниченных промежутках, повторно оценить координаты. С увеличением объема выборки разрешение по

частоте и точность оценок координат повышаются. Но при этом увеличивается время обработки сигналов.

### Алгоритм частотно-временной обработки сигналов

Для удобства формализации предложенного подхода примем малой вероятность прихода сигналов в один и тот же момент времени. Тогда алгоритм частотно-временной обработки сигналов, как частный случай общего подхода, сводится к следующим операциям.

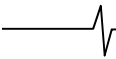
1. Принимаемый в элементе разрешения дальности аналоговый непрерывный сигнал в  $q$ -х приемных каналах ( $q = \overline{1, Q}$ ) переводится в цифровую форму и формируются временные последовательности  $y_q(t_i)$ ,  $t_i = t_0 + (i-1)\Delta t$ ,  $\Delta t$  – шаг дискретизации,  $i = 1, 2, \dots, n$ , на промежутке времени  $[t_1, t_n]$ .

2. На начальном промежутке времени  $t_i \in [t_1, \tau_1)$  последовательности  $\{y_q(t_i)\}$  в  $q$ -х каналах ( $q = \overline{1, Q}$ ) подаются на вход фильтра нулевого порядка (2). Начиная с момента  $t_{M+1}$ , вычисляются отклонения  $y_q(t_i)$ :  $\Delta y_q(t_i) = y_q(t_i) - \hat{x}_q(t_{i-1})$ . Если из  $N$  последовательных значений  $\Delta y_q(t_i)$   $L$  раз из  $N$  (например, 2 из 3) нарушается выполнение неравенства (4), то принимается решение о присутствии сигналов  $s_{q1}(t_i - \tau_1)$ ,  $q = \overline{1, Q}$ ,  $t_i \geq \tau_1$ , от первого источника.

3. Осуществляется сглаживание  $y_q(t_i)$ ,  $q = \overline{1, Q}$ , на промежутке  $[\tau_1, \tau_2)$  в соответствии с алгоритмом (6). В процессе фильтрации вычисляются первые остаточные ряды  $\{e_{q1}(t_i)\}$ ,  $q = \overline{1, Q}$ ,  $t_i \in [\tau_1, \tau_2)$ , к которым применяется критерий (2) для обнаружения момента времени  $\tau_2$  прихода сигналов  $s_{q2}(t_i - \tau_2)$ ,  $q = \overline{1, Q}$ , от второго источника.

4. При обнаружении момента  $\tau_2$  опять включается в работу фильтр (6). Происходит сглаживание  $y_q(t_i)$ ,  $q = \overline{1, Q}$ , на промежутке  $[\tau_2, \tau_3)$  и вычисляются вторые остаточные ряды  $\{e_{q2}(t_i)\}$ ,  $q = \overline{1, Q}$ , к которым применяется критерий (2) для обнаружения момента времени  $\tau_3$  прихода сигналов  $s_{q3}(t_i - \tau_3)$ ,  $q = \overline{1, Q}$ , от третьего источника и т.д. До момента  $t_n$  находится оценка числа источников  $\hat{m}$  как число обнаруженных моментов времени  $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{\hat{m}}$ .

5. На каждом  $k$ -м образованном промежутке времени  $[\tau_k, \tau_{k+1})$ ,  $k = \overline{1, \hat{m}}$ , временные последовательности  $y_q(t_i)$ ,  $q = \overline{1, Q}$ ,  $t_i \in [\tau_k, \tau_{k+1})$ , подвергаются дискретному преобразованию Фурье и формируются  $k$ -е частотные спектры  $\{\hat{y}_q(f_i)\}_k$ ,  $q = \overline{1, Q}$ ,  $k = \overline{1, \hat{m}}$ , обнаруживается и запоминается в полученных спектрах частота  $\omega_k$ , на которой амплитуды спектральных составляющих превышают заданный порог во всех  $q$ -х каналах.



6. Если при  $k=2$  частота, обнаруженная во вторых спектрах, совпадает с частотой, найденной в первых спектрах:  $\omega_2 = \omega_1$ , то координаты второго источника  $M_2$  вычисляются по формуле  $M_2 = M_\Sigma - M_1$ , где  $M_1$  – координаты источника, найденные на первом промежутке  $[\tau_1, \tau_2)$  или в первых спектрах  $\{\dot{y}_q(f_i)\}_1$ ,  $q = \overline{1, Q}$ ,  $M_\Sigma$  – координаты, найденные по суммарному сигналу на втором промежутке  $[\tau_2, \tau_3)$  или во вторых спектрах  $\{\dot{y}_q(f_i)\}_2$ ,  $q = \overline{1, Q}$ .

7. Если при  $k \geq 2$  частота  $\omega_k$  не была обнаружена в предыдущих спектрах, то методом разности фаз на частоте  $\omega_k$  определяются координаты  $k$ -го источника  $M_k$ , а если частота  $\omega_k$  была обнаружена  $m_k$  раз ( $m_k \geq 1$ ), то принимается решение о наличии  $m_k + 1$  источников на частоте  $\omega_k$  с неизвестными координатами.

### Результаты моделирования

Компьютерное моделирование алгоритма частотно-временной обработки сигналов осуществлялось в среде Matlab. Приемопередающая станция посылала непрерывный сигнал с фазовой манипуляцией по коду Баркера в сантиметровом диапазоне длин волн. Зондирующий сигнал имел период фазовой манипуляции  $T = 6,6 \text{ нс}$  и  $N = 7$  кодовой последовательности вида  $(+1 +1 +1 -1 -1 +1 -1)$ , что обеспечивало разрешение по дальности  $\Delta R = 1 \text{ м}$ . В каждом периоде фазовой манипуляции начальная фаза составляла  $\varphi_0 = 0$  (+1) или  $\varphi_0 = \pi$  (-1). При таких условиях источники сигналов находились в одном элементе разрешения дальности. Принимаемые в приемниках сигналы после декодера и режекторного фильтра переводились на низкую частоту и моделировались с шагом дискретизации  $\Delta t = 1 / (8f_n)$ , где  $f_n = 10 \text{ кГц}$ .

Скорость первого источника выбиралась постоянной величиной  $v_1 = 10 \text{ м/с}$ , а второго – случайным образом на промежутке от 10 до 15 м/с. Источники наблюдались на дальности  $R = 100 \text{ м}$  в пределах ширины круговой диаграммы направленности антенны  $\pm 30^\circ$  (на уровне 0,5 мощности). Количество повторений опыта на множестве реализаций случайного шума  $p_q(t_i) \sim N(0, \sigma_p^2)$  при отношении сигнал-шум 30 дБ и среднеквадратическом отклонении (СКО) мультипликативного шума  $\sigma_\gamma = 10^{-3}$  в условиях модели сигнала (1) составляло 5000 реализаций. Шум измерения фазы в каждом

канале АР  $\varepsilon_q \sim N(0, \sigma_\varepsilon^2)$ , где СКО  $\sigma_\varepsilon = 1 / \sqrt{10^3}$  рассчитывалось в соответствии с [1] как  $\sigma_\varepsilon = k / \sqrt{q}$ , где  $k = 1$ ;  $q = 10^3$ .

В табл. 1 представлены в сравнении следующие показатели: среднее значение  $M[\rho]$  и СКО  $\sigma[\rho]$  случайной величины  $\rho$ , имеющей смысл расстояния между моделируемым и найденным положениями каждого источника в метрах и распределенной по закону Максвелла, а также вероятность  $D$  правильного нахождения положений двух источников. Положения считались найденными правильно, если величина  $\rho$  не превышала 1 м. При обнаружении двух сигналов на одной частоте оценки координат первого источника находились во временной области, а оценки координат по суммарному сигналу – в частотной области.

### Заключение

Предложен подход к обработке сигналов приемопередающей радиостанции в частотно-временной области. Подход основан на разделении всего интервала времени прихода неизвестного числа полезных сигналов в элементе разрешения дальности на отдельные непересекающиеся промежутки времени, на каждом из которых число полезных сигналов от источников обнаруживается и становится известным. Одновременно каждый промежуток времени подвергается спектральной обработке и на нем находятся доплеровские частоты от движущихся источников. Путем сопоставления числа найденных частот с числом обнаруженных источников во временной области выявляются частоты, на которых источники или различимы, или не различимы по частоте. На различимых частотах и в частном случае не различимых (при наличии двух источников) находятся оценки координат каждого источника.

Результаты моделирования алгоритма частотно-временной обработки в сравнительной оценке (по сравнению с одной частотной обработкой) показывают возможность повышения вероятности правильного оценивания положений всех движущихся источников с 0,83 до 0,91 за счет совместной обработки сигналов во временной и частотной областях. Понижение точности оценок положения объясняется меньшим объемом выборки на отдельных промежутках времени по сравнению с полным объемом выборки. Подход может найти применение в существующих радиосистемах пеленгации движущихся с близкими скоростями и близко расположенных источников отражения.

Перспектива исследований направлена на изучение технических возможностей предложенного подхода.

Таблица 1. Результаты обработки сигналов

Обработка сигналов в одной частотной области		Совместная обработка сигналов в частотно-временной области			
Оценка положений источников		Вероятность правильного оценивания положений источников	Оценка положений источников		Вероятность правильного оценивания положений источников
$M[\rho]$	$\sigma[\rho]$	$D$	$M[\rho]$	$\sigma[\rho]$	$D$
0,455	0,281	0,828	0,507	0,355	0,912

## Литература

1. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. Учебник для вузов. Изд. 3-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2015. 440 с.
2. Ключко В.К., Усачев А.Н. Математическая модель и методы оценивания угловых координат воздушных целей с помощью доплеровской РЛС. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2014. № 47. С. 41-46.
3. Ключко В.К., Кузнецов В.П., Левитин А.В. и др. Алгоритмы определения координат движущихся целей на базе многоканальной доплеровской РЛС. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2015. № 53. С. 3- 10.
4. Марпл.-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.
5. Методы и алгоритмы цифрового спектрального анализа сигналов : учебное пособие / В.И. Кошелев. М.: КУРС, 2021. 144 с.
6. Ключко В. К. Алгебраический подход к пеленгации объектов в многопозиционной системе приемников. Цифровая обработка сигналов. 2022. № 1. С. 28-33.
7. Ключко В.К., Ву Ба Хунг. Алгоритмы повышения разрешающей способности по доплеровской частоте в системе радиоприемников. Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2022. № 47. С. 31-42.
8. Ключко В., Ву Ба Хунг. Обнаружение подвижных источников системой радиоприемников. Цифровая обработка сигналов. 2022. № 4. С. 50- 55.
9. F. Hlawatsch, G. Matz, H. Kirchauer, and W. Kozek, Time-frequency formulation, design, and implementation of time-varying optimal filters for signal estimation, IEEE Trans. Signal Process., 48, 1417-1432, May 2000.
10. K. Ghartey, A. Papandreou-Suppappola, and D. Cochran, On the Use of Matching Pursuit Time-Frequency Techniques for Multiple-Channel Detection, in Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, 5, 3201-3204, May 2001.
11. Papandreou-Suppappola, Antonia, Applications in time-frequency signal processing (Electrical engineering and applied signal processing series), New York, 2002, 397 p.
12. Ключко В.К., Кузнецов В.П., Ву Ба Хунг. Оценивание параметров радиосигналов от подвижных маловысотных объектов. Вестник РГРТУ. 2022. № 80. С. 12-23.
13. Математические методы пространственно-временной обработки сигналов в радио- и оптико-электронных системах: монография / В.К. Ключко. Рязань: ИП Коняхин А.В. (Book Jet), 2020. 164 с.
14. Модели неопределенности в теории и приложениях: учеб. пособие / В. К. Ключко. М.: КУРС. 2022. 204 с.
15. Кузнецов В.П., Чураков Е.П. Система фильтров Калмана для оценки параметров отраженного сигнала. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2015. № 1 (Вып. 51). С. 9-14.

## Уважаемые коллеги!

*Приглашаем Вас принять участие в формировании тематических выпусков журнала «Цифровая обработка сигналов» и размещению рекламы продукции (услуг) Вашей организации на его страницах. В случае положительного решения просим представить в редакцию журнала Ваши предложения по плану размещения информационных материалов и макет рекламы продукции (услуг) с указанием желаемого её месторасположения: обложка (2-я, 3-я или 4-я стр.), цветная внутренняя полоса (объем полосы).*

Журнал «Цифровая обработка сигналов» издается с 1999 года. Выходит ежеквартально, тиражом 200 экз.

Научно-технический журнал «Цифровая обработка сигналов» включен в Перечень изданий, рекомендуемый ВАК РФ для публикации результатов научных исследований соискателями ученой степени доктора и кандидата технических наук в области радиотехники, связи, вычислительной техники, электроники, приборостроения, информационных технологий, информационно-измерительных и управляющих систем. Журнал «Цифровая обработка сигналов» включен в базу данных Web of Science – Russian Science Citation Index.

### Планируемые сроки издания отдельных номеров журнала:

- № 3 сентябрь 2023 г. Тематический выпуск: «Цифровая обработка изображений».
- № 4 декабрь 2023 г. Тематический выпуск: «ЦОС в радиотехнике и системах телекоммуникаций».
- № 1 март 2024 г. Тематический выпуск: «ЦОС в инфокоммуникационных системах».
- № 2 июнь 2024 г. Тематический выпуск по материалам 26-й Международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA».

### Ориентировочная стоимость рекламных услуг:

- 4-я (внешняя) страница цветной обложки – 25 тысяч рублей.
- 2-я и 3-я (внутренние) страницы цветной обложки – 15 тысяч рублей.
- 1/2 цветной внутренней полосы – 8 тысяч рублей.

Ждем Ваших предложений

С наилучшими пожеланиями, зам. главного редактора

д.т.н., профессор Витязев Владимир Викторович, телефон 8-903-834-81-81

Предложения прошу направлять по адресу: E-mail: [vityazev.v.v@rsreu.ru](mailto:vityazev.v.v@rsreu.ru) или [info@dspa.ru](mailto:info@dspa.ru)