

Частотно-временная обработка радиосигналов

В.К. Клочко¹, Б.Х. Ву¹

¹ Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина
390005, г. Рязань, ул. Гагарина, 59/1
E-mail: klochkovk@mail.ru

Решается задача различения сигналов от нескольких подвижных источников в многоканальном доплеровском радиоприемнике. Во временной области оценивается число источников и моменты времени прихода сигналов от них. В частотной области выделяются спектральные составляющие, принадлежащие источникам, и вводятся логические правила выбора оценок, полученных во временной и частотной областях. Показано преимущество частотно-временной обработки сигналов по сравнению с отдельной обработкой.

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

Time-frequency radio signal processing

V.K. Klochko¹, B.H. Vu¹

¹ Ryazan State Radio Engineering University.

The problem of distinguishing signals from several mobile sources in a multichannel Doppler radio receiver is solved. In the time domain, the number of sources and the time of arrival of signals from them are estimated. In the frequency domain, the spectral components belonging to sources are distinguished, and logical rules for selection of estimates obtained in the time and frequency domains are introduced. The advantage of frequency-time signal processing in comparison with time or frequency processing is shown.

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

Введение

В приемопередающей станции [1] на основе принятых в приемнике сигналов принимается решение о наличии источников, оценивается их число и пространственные координаты. Цель работы – сверхразрешение [2 – 4] движущихся источников отражения радиосигналов, не различимых по доплеровской частоте, и определение их пространственных координат. Предлагается повысить разрешение по доплеровской частоте за счет совместной обработки сигналов во временной и частотной областях.

Постановка задачи и ее формализация

Радиоприемник с АР принимает гармонические сигналы отражения от k -х движущихся источников ($k = \overline{1, m}$, m – число источников), которые подвергаются первичной обработке в нескольких q -х приемных каналах ($q = \overline{1, Q}$, Q – число каналов по числу приемных элементов АР) [5, 6]. Физически использование гармонического сигнала объясняется низкой энергетикой малогабаритной приемно-передающей станции. Разделение гармонического сигнала по элементам дальности достигается за счет фазовой манипуляции сигналов по коду Баркера.

После прохождения режекторного фильтра, отсекающего частотные составляющие сигнала от неподвижных объектов, перехода на промежуточную частоту ω_n вместе с доплеровской частотой ω_{dk} (частотой доплеровского смещения) – в итоге с частотой от k -го источника $\omega_k = \omega_n + \omega_k$ и дискретизации по времени t_i в тракте первичной обработки модель суммарного сигнала в каждом q -м канале принимает вид [6]

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

где n – число дискретных отсчетов моментов времени в элементе дальности $[R, R+\Delta R]$ (ΔR – разрешающая способность по дальности), на промежутке времени длительностью T до прихода переотраженных от местности сигналов; τ_k – момент времени появления k -го сигнала в q -м канале в элементе дальности; t_i – текущее дискретное время; $s_{qk}(t_i - \tau_k)$ – сигнал от k -го источника, принимаемый в q -м канале с задержкой по времени τ_k , $s_{qk}(t_i - \tau_k) = 0$ при $t_i < \tau_k$; m – неизвестное число сигналов от источников в элементе дальности; γ – мультипликативный шум с нулевым средним; U_0 – амплитуда; $G(\varphi, \theta)$ – амплитудная характеристика диаграммы направленности приемного элемента АР; λ – длины волны; δ_q – отклонение фронта волны, достигшей q -го элемента АР, относительно центра антенны ($\delta_0 = 0$); $\zeta = \varphi_0 + \eta$, φ_0 – начальная фаза; η – случайное изменение фазы на $[0, 2\pi]$; φ_k и θ_k – азимут и угол места k -го источника отраженного сигнала; p_q – аддитивный шум с нулевым средним и дисперсией σ_p^2 , действующий в каждом q -м канале.

Считается, что задержка τ_k во всех q -х каналах одинакова: $\tau_{qk} = \tau_k$, $q = \overline{1, Q}$, в силу малости величины δ_q . Также считается, что число источников m за время T обработки сигналов не меняется, что обусловлено малой скоростью источников по сравнению со скоростью распространения сигналов. Сигналы от одинаково удаленных источников в элементе дальности могут приниматься в один момент времени.

Задача заключается в определении следующих оценок: моментов 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 прихода сигналов

Так как число источников в сумме (1) заранее неизвестно и, следовательно, неизвестны характеристики суммарного сигнала, то применить для обнаружения моментов τ_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 τ_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 σ_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:

$$\hat{x}_q(t_i) = \hat{x}_q(t_{i-1}) + \alpha(s_q(t_i) - \hat{x}_q(t_{i-1})), \quad i = 2, 3, \dots, \quad q = \overline{1, Q}, \quad (2)$$

при начальном условии $\hat{x}_q(t_1) = s_q(t_1)$. Выбором коэффициента сглаживания α ($0 < \alpha < 1$) 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 сглаженного процесса $x_q(t_i)$ на момент времени t_{i+1} будет $\hat{x}_q(t_{i+1}) = \hat{x}_q(t_i)$.

Первый критерий обнаружения момента τ_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 σ_h^2 – дисперсия ошибки прогнозирования на один шаг $h = 1$. 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 γ_β порядка β (например, $\beta = 0,95$) такой, что с доверительной вероятностью β выполняется неравенство $J_q(t_i) \leq \gamma_\beta$. Как логическое следствие, если реализация $\hat{J}_q(t_i)$ случайной величины (3) превышает порог γ_β для всех значений q : $\hat{J}_q(t_i) > \gamma_\beta$, $q = \overline{1, Q}$, то с вероятностью β 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 $s_{q1}(t_i - \tau_1)$, $q = \overline{1, Q}$, $t_i \geq \tau_1$.

Второй критерий обнаружения момента τ_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 γ_β – 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 $s_{q1}(t_i - \tau_1)$, $q = \overline{1, Q}$, $t_i \geq \tau_1$.

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

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

$$x_q(t) = a_{q0} + a_{q1}(t - t_{i-1}) + a_{q2}(t - t_{i-1})^2 / 2, \quad t \in [t_{i-1}, t_i], \quad q = \overline{1, Q}, \quad (5)$$

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

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

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 $\hat{x}'_{qi} = \hat{x}'_q(t_i)$ и ускорения $\hat{x}''_{qi} = \hat{x}''_q(t_i)$ на момент 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 фильтра Калмана [6].

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

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

Дисперсия остаточного ряда σ_e^2 оценивается по последовательностям $\{e_{q1}(t_i)\}$ с усреднением по q .

К остаточным рядам $\{e_{q1}(t_i)\}$, $q = \overline{1, Q}$, применяются критерии (3) и (4) для обнаружения момента времени τ_2 прихода сигналов от второго источника $s_{q2}(t_i - \tau_2)$ с тем отличием, что вместо дисперсии σ_p^2 берется дисперсия σ_e^2 . При обнаружении момента τ_2 опять включается в работу фильтр Калмана, настроенный на модель

$$y_q(t_i) = s_{q1}(t_i - \tau_1) + s_{q2}(t_i - \tau_2) + p_q(t_i) = x_q(t_i) + p_q(t_i), \quad q = \overline{1, Q}, \quad (7)$$

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

Происходит сглаживание временных рядов (7) и вычисляются вторые остаточные ряды

$$e_{q2}(t_i) = s_{q1}(t_i - \tau_1) + s_{q2}(t_i - \tau_2) - \hat{x}_q(t_i), \quad q = \overline{1, Q}.$$

Далее процесс продолжается на намеченной схеме.

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 $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{\hat{m}}$.

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 $y_q(t_i)$, $t_i = t_0 + (i-1)\Delta t$, Δt – 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 τ_2 прихода сигналов $s_{q2}(t_i - \tau_2)$, $q = \overline{1, Q}$, от второго источника.

4. При обнаружении момента τ_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 τ_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 $\{\dot{y}_q(f_i)\}_k$, $q = \overline{1, Q}$, $k = \overline{1, \hat{m}}$, обнаруживается и запоминается в полученных спектрах частота ω_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_Σ – 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 ω_k не была обнаружена в предыдущих спектрах, то методом разности фаз на частоте ω_k определяются координаты k -го источника M_k , а если частота ω_k была обнаружена m_k раз ($m_k \geq 1$), то принимается решение о наличии $m_k + 1$ источников на частоте ω_k с неизвестными координатами.

Выводы

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. 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.

Литература

1. Бакулев П. А. Радиолокационные системы. Учебник для вузов. Изд. 3-е, перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2015. 440 с.
2. Марпл.-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.
3. Методы и алгоритмы цифрового спектрального анализа сигналов : учебное пособие / В. И. Кошелев. — М.: КУРС, 2021. — 144 с.
4. Клочко В. К., Ву Ба Хунг. Алгоритмы повышения разрешающей способности по доплеровской частоте в системе радиоприемников // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2022. № 47. С. 31 – 42.
5. Клочко 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.
6. Клочко В. К., Кузнецов В. П., Ву Ба Хунг. Оценивание параметров радиосигналов от подвижных маловысотных объектов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2022. № 80. С. 12 – 23.