

Алгоритм обнаружения и идентификации малоподвижных целей

О. В. Сытник

*Центр радиофизического зондирования Земли им. А. И. Калмыкова НАН и НКА Украины,
Украина, 61085, г. Харьков, ул. Ак. Проскуры, 12
E-mail: kalmykov@ire.kharkov.ua*

Статья поступила в редакцию 6 августа 2002 г., после переработки 30 января 2003 г.

В работе рассматривается метод решения задачи обнаружения и идентификации малоподвижной цели в условиях интенсивных помех флуктуационного характера. Предложен оптимальный в смысле максимума правдоподобия алгоритм вычисления оценок пространственного положения цели и доплеровского смещения частоты отраженного от цели сигнала. В основу алгоритма положен принцип совместной обработки сигналов от пространственно разнесенных сенсоров с целью получения оптимальных оценок параметров сигнала. Анализ ведется как в спектральной, так и во временной областях, что при различном характере и уровне помех позволяет извлекать максимальное количество информации об исследуемом объекте. Приведены результаты моделирования алгоритма, обсуждаются особенности его работы в реальных условиях.

У роботі розглянуто метод розв'язання задачі виявлення та ідентифікації малорухомих цілей в умовах інтенсивних завад флуктуаційного характеру. Запропоновано оптимальний з точки зору максимуму функціоналу правдоподібності алгоритм обчислення оцінок просторового положення цілей та доплерівського зсуву частоти відбитого від цілі сигналу. В основу алгоритму покладено принцип сумісної обробки сигналів від просторово рознесених сенсорів з метою отримання оптимальних оцінок параметрів сигналу. Аналіз ведеться як у спектральній, так і в часовій областях, що при різному характері та рівні завад дозволяє отримувати максимальну кількість інформації про досліджуваний об'єкт. Наведено результати моделювання алгоритму, обговорюються особливості його роботи в реальних умовах.

Введение

При использовании метода радиозондирования объектов, скрытых непрозрачными для визуального наблюдения преградами, возникает задача идентификации цели на фоне отражений от окружающих предметов и оценки ее параметров [1-5]. Каждая цель характеризуется двумя параметрами отраженного сигнала – величиной задержки, определяющей расстояние между антенной локатора и целью, и доплеровским смещением частоты несущего колебания, обусловленным движением объекта или его частей. Причем,

если объект перемещается достаточно быстро, т. е. доплеровское смещение частоты несущего колебания порядка $0.1 \div 1$ кГц, то задача идентификации цели может быть решена методами доплеровской селекции [2]. Однако, когда спектральная плотность колебаний, обусловленных движением объекта, находится вблизи нулевых частот, где наблюдается значительный уровень низкочастотных шумов аппаратуры, а интенсивность полезного сигнала определяется положением объекта относительно антенны, однозначная идентификация целей становится проблематичной.

Одним из решений этой проблемы является применение многопозиционных когерентных систем, в которых процедура обнаружения и идентификации цели базируется на вычислениях взаимокорреляционных функций между наблюдаемой реализацией отраженного сигнала и опорным сигналом [3]. Причем в качестве опорного используется излученный сигнал. Когда объект или его отдельные части перемещаются относительно антенной системы, можно наблюдать переменную во времени задержку сигнала

$$\tau(t) \approx \tau_0 + \Delta\tau(t), \quad (1)$$

где τ_0 – начальная задержка, $\Delta\tau(t) = \Delta r(t)/c$ – приращение задержки сигнала, $\Delta r(t)$ – приращение расстояния от цели до лоатора, c – скорость распространения сигнала.

В стационарном случае, когда объект неподвижен, получение оптимальных в смысле максимума правдоподобия оценок задержки (1) требует построения алгоритма обработки сигнала лоатора с накоплением оценок во времени [4]. Если объект или его отдельные элементы перемещаются, то время накопления ограничивается величиной интервала корреляции информационного процесса, а следовательно, возрастает дисперсия получаемых оценок. Это ограничивает возможность реализации таких алгоритмов для ряда важных практических задач. Применение алгоритмов динамической калмановской фильтрации [6] для получения оптимальных последовательностей оценок также не всегда приемлемо, поскольку устойчивая работа алгоритма и степень достоверности оценок параметров информационного процесса зависит от адекватности модели, априорно включенной в алгоритм. Например, если объект перемещается относительно сенсоров, а отдельные части этого объекта совершают хаотические движения относительно его центра масс что, в свою очередь, является информационным процессом, необходимым для идентификации объекта, то построить аналитическую модель движения объекта для реализации калмановских методов будет затруднительно. Кроме того, чем

выше точность модели, тем больше объем вычислений, приходящихся на каждую выборку наблюдаемого процесса, что для портативных радиолокационных систем, применяемых в задачах ближней локации, может стать непреодолимой технической трудностью.

В настоящей работе предлагается подход к синтезу статистически оптимальных алгоритмов оценивания параметров отраженных от подвижных целей сигналов, основанный на линейно-кусочной аппроксимации плоскости “доплеровский сдвиг частоты – задержка”. При этом в соответствующем частотно-временном канале вычисляется оптимальная в смысле максимума правдоподобия совместная оценка доплеровского смещения частоты и задержки, которая затем сравнивается с соответствующими оценками соседних каналов. Эта информация используется для определения закона движения объекта. За основу взята двухпозиционная приемная система.

Постановка задачи

Рассмотрим разнесенную в пространстве приемную систему из двух идентичных антенных элементов. Сигнал, отраженный от цели, поступает на приемную систему в смеси с нормальным гауссовым шумом с дисперсией σ_0^2 и нулевым средним:

$$r_1(t) = s(t) + n_1(t), \quad (2)$$

$$r_2(t) = s(t - \Delta\tau(t)) + n_2(t), \quad (3)$$

где $\Delta\tau(t)$ – переменная во времени задержка сигнала, обусловленная перемещением объекта относительно приемных элементов; $s(t)$ – отраженный от цели полезный сигнал, модулированный по фазе псевдослучайной последовательностью (кодом Мерсена) [6]; $n_1(t)$, $n_2(t)$ – некоррелированные друг с другом и полезным сигналом флуктуационные процессы с нулевыми средними значениями и дисперсиями σ_0^2 в соответствующих приемных элементах.

Интервал времени $[-T/2, T/2]$, на котором наблюдаются реализации процессов (2), (3) разобьем на m временных отрезков, в пределах которых можно считать зависимость $\Delta\tau(t)$ линейной. Это предположение, в свою очередь, предопределяет постоянство доплеровского сдвига в пределах элементарного интервала. Другими словами, в этом случае справедливо следующее соотношение:

$$\Delta\tau(t) = \Delta\tau_n + \Delta\dot{\tau}_n(t - t_n), \quad (4)$$

где $t_{n-1} \leq t \leq t_n$, $t_n = nT/m$, $n = 1, 2, \dots, m$; $\Delta\tau_n$ – приращение относительной задержки сигнала на n -ом интервале времени; $\Delta\dot{\tau}_n$ – скорость изменения задержки на элементарном интервале наблюдения.

В общем случае, вектор информационных параметров \vec{X}_n наблюдаемой на интервале реализации процесса есть функция не только задержки (4), но и большого числа неизвестных параметров:

$$\vec{X}_n = (\Delta\tau_n, \Delta\dot{\tau}_n, \vec{z}^T)^T, \quad (5)$$

где \vec{z}^T – вектор неизвестных параметров, например, неточно известная центральная частота спектра сигнала, амплитудный множитель и т. п.; верхним символом T обозначена операция транспонирования.

Таким образом, необходимо получить совокупность оптимальных в смысле максимума правдоподобия оценок $\{\hat{\vec{X}}_n\}$ вектора $\{\vec{X}_n\}$ в предположении кусочно-линейной аппроксимации доплеровского смещения частоты между соседними интервалами наблюдения с целью использования их в последующем для построения правила идентификации цели на всем интервале наблюдения.

Вывод основных соотношений

Последовательность наблюдаемых реализаций процессов на выходах антенн приемной системы представим в виде набора гауссовых

векторов $\vec{R}_n(\vec{X}_n)$ с нулевым средним. Многомерная плотность вероятности вектора $\vec{R}_n(\vec{X}_n)$ будет зависеть от неизвестных параметров \vec{X}_n . Оптимальная в смысле максимума правдоподобия оценка $\hat{\vec{X}}_n$ вектора \vec{X}_n в (5) на каждом n -м интервале времени $[t_{n-1}, t_n]$ характеризуется ковариационной матрицей:

$$E\{\hat{\vec{X}}_n \hat{\vec{X}}_n^*\} = G_{nn}^{-1} G_{nm} G_{mm}^{-1}, \quad (6)$$

где G – информационная матрица Фишера [7]; $E\{\}$ – символ операции вычисления математического ожидания. Поэтому $\text{var}(\hat{\vec{X}}_n) = G_{nn}^{-1}$. Если предположить, что величина интервала наблюдения T существенно больше интервала корреляции сигнала и шума, то справедливо представление реализации наблюдаемого сигнала набором гармоник в виде:

$$\vec{r}_n = (r_n^1(\omega_1), r_n^2(\omega_1), r_n^1(\omega_2), r_n^2(\omega_2), \dots)^T. \quad (7)$$

Используя (7), найдем корреляционную связь между отдельными компонентами сигналов приемных элементов:

$$E\{r_n^i(\omega_k) r_m^{*j}(\omega_l)\} = \frac{e^{-j\omega_k t_n + j\omega_l t_m}}{T} \times \int \int_T r_{i,j}(t + t_n, \tau + t_m) e^{-j\omega_k t_n + j\omega_l t_m} dt d\tau, \quad (8)$$

где $r_{i,j}(t, \tau) = E\{r_i(t), r_j(\tau)\}$.

Рассмотрим случай, когда $i = 1, j = 2$. Из соотношений (2), (3) следует, что

$$r_{1,2}(t, \tau) = R_S(t - \tau + \Delta\tau(\tau)), \quad (9)$$

где $R_S(\bullet)$ – корреляционная функция сигнала.

В общем случае, компоненты $R_S(\bullet)$ зависят не только от разности $(t - \tau)$, но и от са-

мих значений t и τ' . Однако для частного случая $\Delta\tau = 0$ можно записать:

$$r_{i,j}(t, \tau') = R_S(t - \tau') + R_{ni}(t - \tau')\delta_{ij}, \quad (10)$$

где R_{ni} – корреляционная функция шума на выходе i -ой антенны, δ_{ij} – символ Кронекера. В дальнейшем полагаем, что $r_{i,j}(\tau')$ на выбранном интервале всегда можно представить в виде

$$r_{i,j}(\tau') = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{ij}(\omega) e^{j\omega\tau'} d\omega, \quad (11)$$

где $S_{ij}(\omega)$ – взаимный спектр между i -м и j -м приемными элементами.

Подставив (10) и (11) в (8) и осуществив очевидные преобразования, получим:

$$\begin{aligned} E\{r_n^i(\omega_k) r_m^{*j}(\omega_l)\} &= \\ &= \frac{T}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{ij}(\omega) F_n^*(\omega - \omega_k) F_m(\omega - \omega_l) d\omega, \quad (12) \end{aligned}$$

где $F_m(\omega - \omega_k) = \frac{\sin((\omega - \omega_k)T/2)}{(\omega - \omega_k)T/2} e^{-j(\omega - \omega_k)t_k}$.

Поскольку изменения спектральной плотности сигнала и шума в пределах выбранного интервала времени происходят плавно, без скачков, интеграл в выражении (12) может быть вычислен упрощенно:

$$\begin{aligned} E\{r_n^i(\omega_k) r_m^{*j}(\omega_l)\} &= TS_{ij} \left(\frac{\omega_k + \omega_l}{2} \right) \times \\ &\times \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_n^*(\omega - \omega_k) F_m(\omega - \omega_l) d\omega = \\ &= TS_{ij} \left(\frac{\omega_k + \omega_l}{2} \right) \int_{-\infty}^{\infty} F_T(t - t_n) F(t - t_m) e^{-j(\omega_k + \omega_l)t} dt, \quad (13) \end{aligned}$$

где

$$F_T(t) = \begin{cases} 1, & \text{при } |t| \leq T/2, \\ 0, & \text{при } |t| \geq T/2. \end{cases} \quad (14)$$

Используя теорему Парсеваля [8], подставим (14) в (13) и выполним интегрирование. В результате получим:

$$\begin{aligned} E\{r_n^i(\omega_k) r_m^{*j}(\omega_l)\} &= S_{ij} \left(\frac{\omega_k + \omega_l}{2} \right) \times \\ &\times \frac{\sin[(\omega_k - \omega_l)(T - |t_n - t_m|)/2]}{(\omega_k - \omega_l)T/2} e^{-j(\omega_k + \omega_l)(t_n - t_m)/2} \quad (15) \end{aligned}$$

для $|t_n - t_m| \leq T$; и

$$E\{r_n^i(\omega_k) r_m^{*j}(\omega_l)\} = 0 \quad (16)$$

для $|t_n - t_m| \geq T$.

Смысл условия (16) состоит в том, что r_n и r_m получены из неперекрывающихся отсчетов принятых сигналов. Из условия (16) следует также, что для индексов $n \neq m$ корреляционная функция $E\{\hat{X}_n \hat{X}_m^*\}$ оценок вектора \vec{X} будет равна нулю. Поэтому соотношение (15), для случая $n = m$ упростится и примет вид:

$$\begin{aligned} E\{r_n^i(\omega_k) r_m^{*j}(\omega_l)\} &= S_{ij} \left(\frac{\omega_k + \omega_l}{2} \right) \times \\ &\times \frac{\sin[(\omega_k - \omega_l)T/2]}{(\omega_k - \omega_l)T/2} e^{-j(\omega_k + \omega_l)t_n}. \quad (17) \end{aligned}$$

Обозначим $\omega_k = (2\pi/T)k$, тогда второй сомножитель в формуле (17) сведется к следующему выражению:

$$\frac{\sin[(\omega_k - \omega_l)T/2]}{(\omega_k - \omega_l)T/2} = \frac{\sin((k-l)\pi)}{(k-l)\pi} = \delta_{kl}. \quad (18)$$

Подставляя (18) в (17), получим:

$$E\{r_n^i(\omega_k)r_m^{*j}(\omega_l)\} = S_{ij}(\omega_k)\delta_{kl}. \quad (19)$$

Искомые значения оценок параметров $\Delta\tau_n$, $\Delta\hat{t}_n$, которые удовлетворяют критерию максимума правдоподобия, можно найти используя аппарат вариационного исчисления [9]:

$$\left. \frac{\delta}{\delta\Delta\tau_n} E\{r_n^i(\omega_k)r_m^{*j}(\omega_l)\} \right|_{\Delta\tau(t)=0} = (j)^{i-j}\omega_k S(\omega_k)\delta_{kl}(1-\delta_{ij}), \quad (20)$$

$$\begin{aligned} & \left. \frac{\delta}{\delta\Delta\hat{t}_n} E\{r_n^i(\omega_k)r_m^{*j}(\omega_l)\} \right|_{\Delta\hat{t}(t)=0} = \\ & = \frac{(-1)^{k-i}}{4\pi(k-l)} [\omega_k S(\omega_k) + \omega_l S(\omega_l)](1-\delta_{kl})(1-\delta_{ij}), \end{aligned} \quad (21)$$

где символ (j) в формуле (20) означает мнимую единицу.

Решение системы уравнений (20), (21) с учетом (19) позволяет получить выражение для дисперсий оценок $\Delta\hat{\tau}_n$, $\Delta\hat{t}_n$ искомых параметров $\Delta\tau_n$, $\Delta\hat{t}_n$. Причем, как показывает анализ, значения дисперсий оценок задержки и ее производной совпадают со значениями, которые определяются границей Крамера-Рао [7], и являются диагональными элементами матрицы G_{nn} в выражении (6). Аналитическое выражение для соответствующей оценки дисперсии параметров $\Delta\tau_n$, $\Delta\hat{t}_n$ с точностью до постоянного множителя C_x определяется как

$$\sigma_x^2 = C_x \int_0^\infty \frac{\omega^2 \chi_i \chi_j}{1 + \chi_i + \chi_j} d\omega,$$

где $C_x = T/\pi$ при $x = \Delta\hat{t}_n$, $C_x = T^3/12\pi$ при $x = \Delta\hat{\tau}_n$; $\chi_{i(j)} = S(\omega)/N_{i(j)}(\omega)$.

Техническая реализация и характеристики

Упрощенная структурная схема устройства, реализующего алгоритм обработки сигналов для двухпозиционной приемной системы, представлена на рис. 1.

Сигналы, отраженные от цели, расположенной на расстоянии x_1 от приемной антенны A_1 и x_2 – от приемной антенны A_2 , усиливаются идентичными линейными усилителями r_1 и r_2 приемной системы. Затем в каждом канале на основе алгоритма быстрого преобразования Фурье вычисляются спектральные функции принятых сигналов, которые после перемножения в корреляторе поступают в блок вычисления обратного преобразования Фурье и интегратор, тем самым реализуя процедуру вычисления взаимокорреляционной функции. Величина максимума взаимокорреляционной функции при сравнении с порогом позволяет принять решение о наличии или отсутствии цели в данном импульсном объеме. Одновременно оценка положения максимума этой функции на плоскости “задержка – частота” позволяет локализовать местоположение цели в пространстве. В дальнейшем для отбраковки ложных откликов и откликов от помех доплеровские спектры сигналов каждого канала обрабатываются отдельно путем сравнения их модулирующих функций. Это важно, например, при идентификации объектов, которые не имеют линейной компоненты вектора скорости, а совершают периодические колебания или вращательные движения относительно некоторой точки.

На рис. 2 показана взаимокорреляционная функция сигналов, отраженных от одиночной цели с гармонической доплеровской модуляцией 0.5 Гц на несущей частоте 1 ГГц. Аналитическое выражение, аппроксимирующее этот процесс, можно упрощенно записать в следующем виде:

$$R(t_1, t_2) = a \exp(-\alpha|t_2 - t_1|) \times \left[\cos(\Omega(t_2 - t_1)) + \frac{\alpha}{\Omega} \sin(\Omega|t_2 - t_1|) \right],$$

где a , α – постоянные коэффициенты.

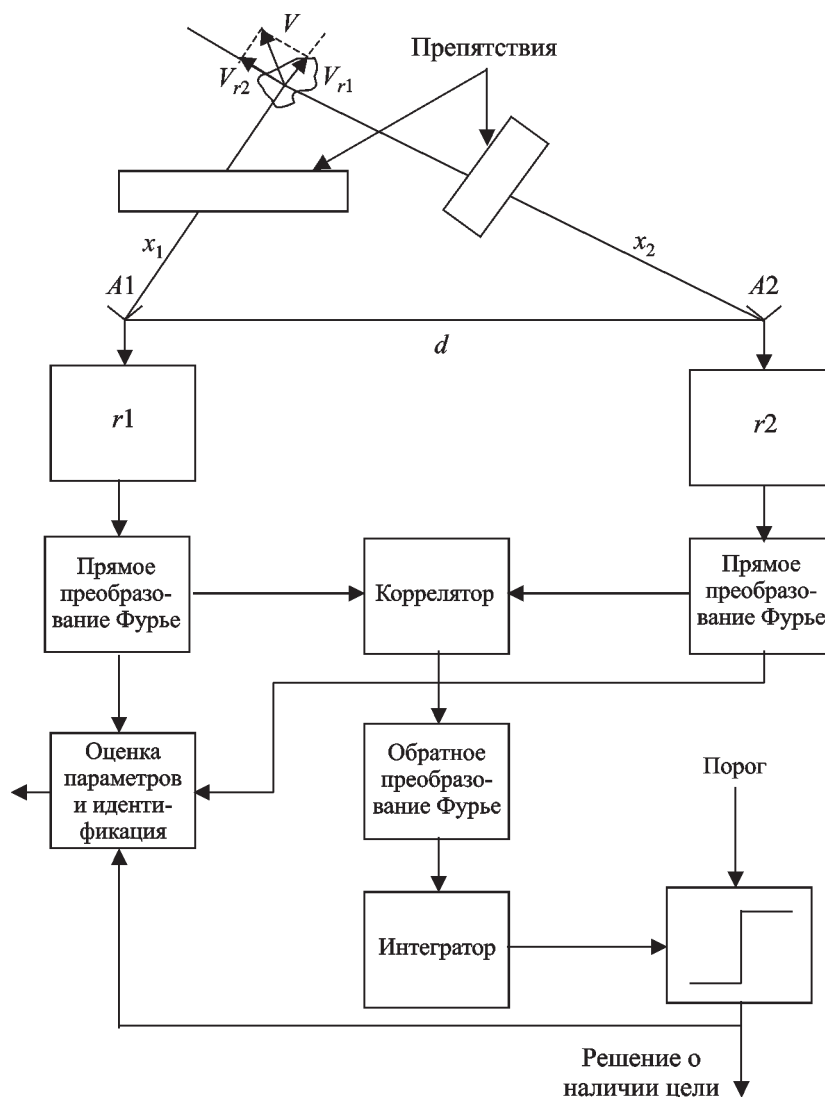


Рис. 1. Структурная схема устройства, реализующего алгоритм обработки сигналов для двухпозиционной приемной системы

На рис. 3 показан вид взаимнокорреляционной функции сигналов, но при доплеровской модуляции 2 Гц. Как видно из сравнения рис. 2 и рис. 3 вид взаимнокорреляционной функции изменяется при изменении параметров движения цели, что может быть использовано для идентификации цели.

Эффективность работы алгоритма в значительной мере зависит от соотношения сигнал/шум. В частности, вероятность правильного обнаружения P_D объекта при заданном уровне ложных тревог P_F рассчитывалась в

предположении слабого сигнала, что, как правило, имеет место на практике. В этом случае логарифм отношения правдоподобия распределен по нормальному закону [7], а мощность решения при амплитудном обнаружении хорошо аппроксимируется аналитическим выражением вида:

$$P_D = 1 - \Phi \left(\frac{\ln(c)}{\sqrt{q}} - \sqrt{q} \right),$$

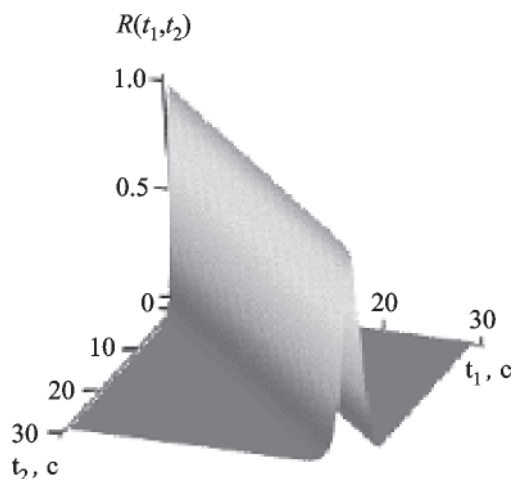


Рис. 2. Взаимокорреляционная функция сигналов, отраженных от одиночной цели с гармонической доплеровской модуляцией 0.5 Гц

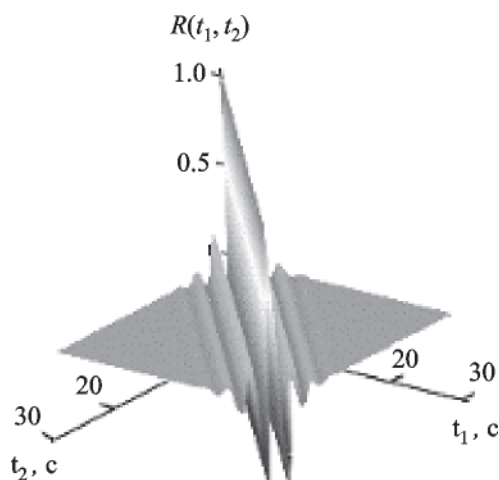


Рис. 3. Взаимокорреляционная функция сигналов, отраженных от одиночной цели с гармонической доплеровской модуляцией 2 Гц

где $\Phi(z) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^z e^{-\frac{1}{2}x^2} dx$ – интеграл вероятности, а $q = 2S(\Omega)/N(\Omega)$ – отношение сигнал/шум. Результаты расчета приведены на рис. 4. При расчете характеристик обнаружения учитывалось, что зондирующий сигнал представляет собой фазоманипулированную кодом Мерсе-на последовательность длиной 1023 элемен-

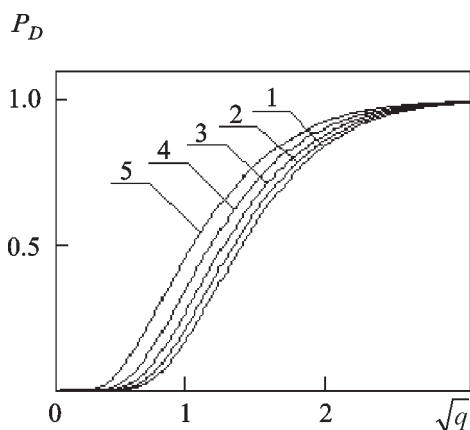


Рис. 4. Характеристики обнаружения

та. Кроме того, был осуществлен переход от частоты сигнала ω к частоте информационного процесса Ω . Это не снижает общности результата, поскольку при амплитудном последетекторном методе обнаружения слабого сигнала в алгоритме используются только отсчеты огибающей, что значительно упрощает моделирование.

Анализ этих характеристик показывает, что рассмотренный алгоритм нельзя считать строго оптимальным, так как сумма оптимальных решений по всем элементарным площадкам “задержка – доплеровское смещение частоты” не является оптимальным решением для всей области существования сигнала. Тем не менее алгоритм обладает достаточно высокими характеристиками по обнаружению и идентификации целей. Причем в частном случае, когда $\Delta\tau_n = 0$ решения совпадают с оптимальными на плоскости $[\Delta\tau, \Omega]$.

Заключение

Таким образом, рассмотренный подход, основой которого является корреляционно-спектральный анализ отсчетов сигналов пространственно разнесенной двухпозиционной приемной системы, позволяет найти квазиоптимальное решающее правило относительно гипотезы о наличии отражений от цели с одновременной оценкой пространственного положения и параметров ее дви-

жения. Последующая идентификация цели осуществляется путем исследования формы и характера изменения двумерной взаимно-корреляционной функции сигналов во всей области ее существования. Характер движения, прецессии или флуктуационных смещений исследуемого объекта определяет индивидуальную окраску информационного процесса и является основой для принятия решения о принадлежности объекта к определенному классу.

Использование метода максимума правдоподобия обусловлено отсутствием априорной информации о характере исходных информационных процессов, что делает алгоритм более универсальным, но в то же время и более громоздким в вычислительном плане. В случае, когда объект не имеет линейной компоненты вектора скорости, т. е. центр масс объекта не перемещается относительно антенн приемной системы, а лишь совершает колебательные или вращательные движения, алгоритм идентификации можно модифицировать и сделать его адаптивным. Например, на основе последовательности оптимальных оценок построить оценку закона доплеровской модуляции информационного процесса, который затем использовать в процедуре динамической калмановской фильтрации для получения уточненных оценок.

Литература

1. Chen Kun-Mu, Huang Yong, Zhang Jianping, Norman Adam. IEEE Trans. Biomed. 2000, **47**, No. 1, pp. 105-114.
2. Доплеровская РЛС для разведки на местности. Сер. Техн. средства развед. служб кап. гос. ВИНТИ, 1997, №10, с. 46-47.
3. В. С. Черняк. Радиотехника и электроника. 1973, **18**, №5, с. 59-969.
4. V. H. MacDonald and P. M. Schultheiss. J. Acoust. Soc. Amer. 1969, **46**, pp. 37-43.
5. Е. Е. Колтышев, В. В. Петров, В. Г. Янковский. Радиотехника. 2002, №5, с. 15-21.
6. Р. К. Диксон. Широкополосные системы. Москва, Радио и связь, 1979, 302 с.
7. Б. Р. Левин. Теоретические основы статистической радиотехники. Москва, Сов. Радио, 1975, 392 с.
8. А. Анго. Математика для электро- и радиоинженеров. Москва, Наука, 1965, 780 с.
9. Г. Корн, Т. Корн. Справочник по математике. Москва, Наука, 1980, 720 с.

Algorithm for Detection and Identification of Slow Targets

O. V. Sytnik

In the work the approach to the decision of a problem of detection and identification of slow targets in conditions of intensive noisy jammers is considered. The calculation algorithm of estimation of spatial position of the purpose and Doppler displacement of frequency of the signal reflected from targets is offered. The algorithm is optimal in sense of a maximum of likelihood. The principle of joint processing signals from spatially separated sensor controls is put in a basis of algorithm with the purpose of reception of optimum estimations of signal parameters. The analysis is carried out both in spectral and time areas, which at various character of jammers and their levels allows to obtain the maximum quantity of information on the object under research. The results of modelling of the algorithm are given, the features of its working in real jammer conditions are discussed.