

Синтез и анализ некооперативного пассивного бистатического радиолокационного измерителя координат при обнаружении слабых объектов

А.Ю. Унгер

МИРЭА - Российский технологический университет, Москва

Аннотация: В этой статье проведен анализ проблем пространственной, временной и фазовой синхронизации в некооперативном пассивном бистатическом радиолокационном измерителе координат, которые затрудняют обнаружение слабых объектов. Исследован метод временной и фазовой синхронизаций, основанный на оценке параметров сигнала прямой волны и способ обнаружения слабых объектов, который состоит из длительного когерентного накопления параметров сигнала. Предложен универсальный алгоритм, который состоит из двух этапов: извлечение импульсов прямой волны и оценки параметров. На основе оценки параметров и формы волны дается алгоритм обнаружения слабых целей, основанный на обобщенном преобразовании Фурье.

Ключевые слова: некооперативный пассивный бистатический радиолокационный измеритель координат, алгоритм, синхронизация, импульс, обобщенное преобразование Фурье.

Введение

В последние годы стремительными темпами развивается область радиолокационных систем, которая основана на технологии бистатической радиолокации [1]. Низкая себестоимость, защита от перехвата, скрытность и другие преимущества стали основой исследования некооперативной пассивной бистатической радиолокационной станции (РЛС). В настоящее время сигналами внешних источников излучения, которые излучает некооперативный пассивный бистатический радиолокационный измеритель координат (НПБРИК), являются в основном – радиосигналы связи, сигналы телевизионного вещания, сигналы мобильного телефона [2]. Независимо от того, на какой вид сигнала внешнего источника излучения направлен (НПБРИК), выделяют три основные проблемы синхронизации, которая включает в себя пространственную синхронизацию, временную синхронизацию и фазовую синхронизацию. Именно эти виды синхронизации всегда являются ключевыми проблемами, которые ограничивают

эффективное обнаружение слабых объектов. При этом пространственная синхронизация относится к приемной и передающей антеннам, которые освещают одну и ту же земную атмосферу в одно и то же время. Она характеризуется тем, как долго хранится информация эха, принятого от объекта обнаружения. Временная синхронизация относится к тому, что приемная антенна должна точно знать время и форму сигнала передачи передающей антенны [3]. Она характеризуется точностью получения параметров движения объекта. Фазовая синхронизация относится к сигналу, принимаемому передающей и приемной антеннами. Она характеризуется строгим контролем характеристик параметров объекта обнаружения в течение длительного времени.

В данной статье рассмотрим модель сигнала внешнего источника излучения с временной и фазовой синхронизацией, проведем оценку параметров передаваемого сигнала, времени прихода прямой волны, а также долговременное когерентное накопление, которое основывается на оценке параметров формы сигнала [4]. При этом, оценка параметров формы сигнала передачи включает в основном анализ параметров быстродействия от импульса к импульсу, ширину импульса, интервал повторения импульсов, несущую частоту и ширину полосы пропускания. Анализируя параметры сигнала, рассмотрим алгоритм длительного когерентного накопления отраженного сигнала, который основывается на обобщенном преобразовании Фурье [5]. Эффективность используемого алгоритма основывается на компьютерном моделировании.

Анализ параметров прямой волны некооперативного пассивного бистатического радиолокационного измерителя координат

На рис. 1 показана принципиальная схема работы пассивной бистатической РЛС. Сигнал, который принимает НПБРИК, в основном состоит из двух частей: непосредственно принятый сигнал источника

излучения – сигнал прямой волны и эхо-сигнал, который рассеян в прямом направлении объекта обнаружения. При правильном расположении НПБРИК отношение сигнал/шум сигнала прямой волны будет намного больше, чем отношение сигнал/шум целевого эхо-сигнала, что очень способствует анализу параметров передаваемой формы волны, поэтому в этой статье будут оценены такие параметры, как форма волны излучения и время прихода волны источника излучения на основе сигнала прямой волны.

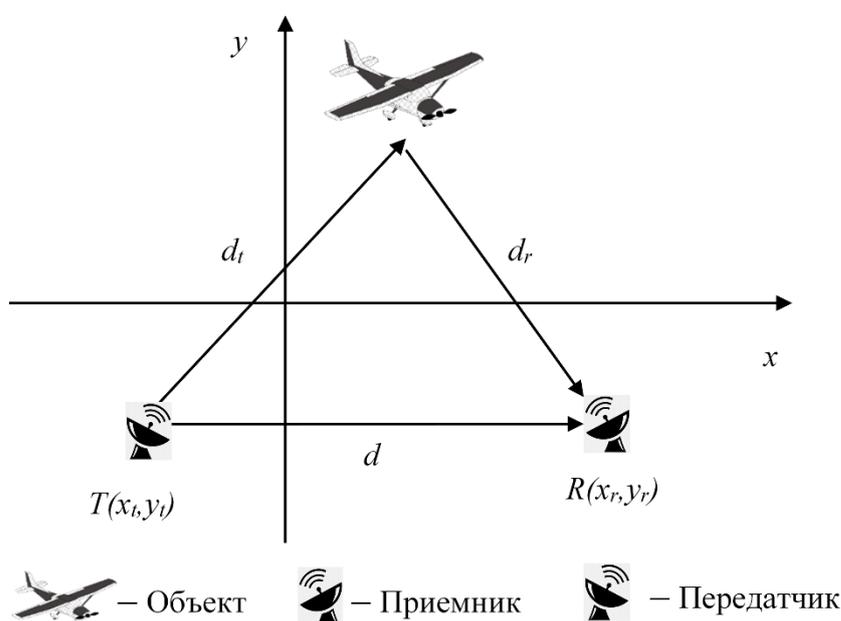


Рис. 1. – Принципиальная схема пассивной бистатической РЛС

Модель сигнала

Рассмотрим случай, когда внешний источник излучения распространяет последовательность линейно частотно-модулированных (ЛЧМ) импульсов [5], которые представлены формулой (1), с интервалом повторения, шириной импульса, несущей частотой и шириной полосы частот между импульсами:

$$s(\tau, n) = A \cdot \text{rect}\left(\frac{\tau}{T_p(n)}\right) e^{j\pi[2f_c(n)\tau + \gamma(n)\tau^2]}, n = 0, 1, \dots, N-1, \quad (1)$$

где, τ – «быстрое» время в пределах одного периода повторения, A – амплитуда, N – количество импульсов, $T_p(n)$ – ширина импульса, $f_c(n)$ – несущая частота, $\gamma(n) = \frac{B_s(n)}{T_p(n)}$ – частота настройки, $B_s(n)$ – полоса пропускания сигнала, n – порядковый номер импульса. Следовательно, модель сигнала прямой волны имеет вид:

$$s_r(\tau, n) = A_1 \cdot \text{rect}\left(\frac{\tau - \tau_0}{T_p(n)}\right) e^{-j2\pi f_c(n)\tau_0} \cdot e^{j\pi[2f_I(n)\tau + \gamma(n)(\tau - \tau_0)^2]}, \quad (2)$$

где $\tau_0 = \frac{2d_0}{c}$ – время прихода прямой волны, d_0 – расстояние между внешним источником излучения и приемной антенной, $f_{ПЧ}(n) = f_c(n) - f_{ОП}$ – промежуточная частота, $f_{ОП}$ – опорная частота понижающего преобразования. При этом следует, что в формуле (2) τ_0 , $T_p(n)$, $\gamma(n)$ и $f_c(n)$ являются неизвестными величинами, которые необходимо оценить.

Для анализа неизвестных параметров прямой волны условно разделим процесс оценки на два этапа: извлечение импульса и оценка параметров импульса. Алгоритм оценки параметров прямой волны представлен на рис. 2.

На *первом этапе* рассматривается извлечение импульсов из сигнала прямой волны, при этом нужно учитывать, что сигнал содержит большое количество радиопомех в той же полосе частот, поэтому ошибка выделения импульса исходного сигнала прямой волны во временной области относительно большая, следовательно, необходимо использовать полосовую фильтрацию на основе начального выделения. Так как промежуточная частота и полоса пропускания сигнала прямой волны неизвестны, невозможно спроектировать полосовой фильтр. Учитывая, что частотная характеристика сигнала имеет приблизительно прямоугольную форму, приходится использовать метод извлечения импульсов, чтобы получить

промежуточную частоту и ширину полосы пропускания сигнала, для того, чтобы разработать полосовой фильтр для фильтрации сигнала помех прямой волны.



Рис. 2. – Блок-схема оценки параметров прямой формы сигнала

Данные о форме импульсного сигнала в основном содержат информацию о восходящем и нисходящем участке импульса, а также информацию о внутриимпульсной модуляции, представленные на рис. 3. Извлечение импульсов прямой волны может быть эквивалентно извлечению восходящего и нисходящего участка импульса прямой волны, показанного на рис. 3(Б). Для этого рассмотрим метод извлечения импульсов, который основан на четырех ступенях:

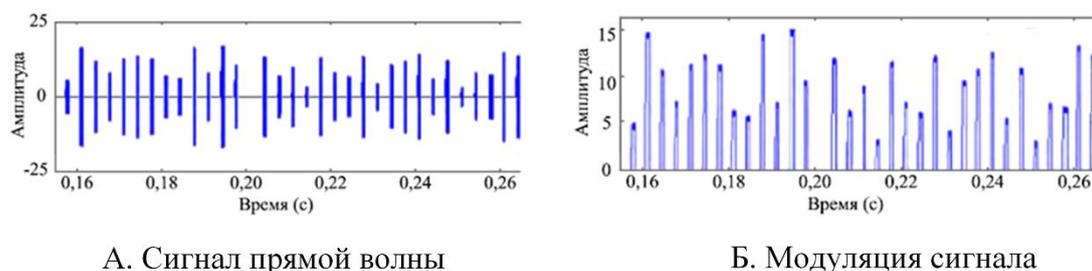


Рис. 3. – Извлечение импульса прямой волны

1. *Первая ступень:* Вычисление порогового значения уровня шума и дифференциальная обработка индексного номера выборки сигнала, который превышает пороговое значение уровня шума;
2. *Вторая ступень:* Извлечение номер индекса, дифференциальное значение которого больше минимального интервала импульсов для предварительно выбранного восходящего участка;
3. *Третья ступень:* Инверсия последовательности сигналов с использованием того же способа дифференциальной обработки. Проверка на соответствие между последовательностью сигналов до и после инверсии, а также анализ предварительно выбранного нисходящего участка импульса. При этом восходящий и нисходящий участок должны соответствовать друг другу и формировать предварительно выбранный импульс;
4. *Четвертая ступень:* Импульсы, которые не соответствуют заданным условиям отсекаются из предварительно выбранных импульсов. Оставшиеся импульсы используются в качестве конечного результата извлечения.

Как правило, амплитуда дискретизации шума не может непрерывно превышать порог шума, поэтому невозможно сформировать импульс с характеристиками, аналогичными ширине импульса и интервалу повторения импульсов прямой волны [6]. По сути, этот метод использует характерную

разницу между шумом и импульсом прямой волны, поэтому он обладает большей надежностью.

Второй этап характеризует оценку параметров импульса и основывается на распространении импульса, который был проанализирован на первом этапе. Можно получить ширину импульса и интервал повторения импульса прямой волны. В этом разделе приводится метод извлечения информации о внутриимпульсной модуляции для любого выделенного импульса. Для более точного анализа рассмотрим каждую стадию второго этапа отдельно.

- Оценка частоты частотной модуляции (ЧМ) и промежуточной частоты:

Для оценки частоты ЧМ и промежуточной частоты ЛЧМ-сигнала используют множество разных способов. За основу оценки возьмем интегральное преобразование Фурье. Рассмотрим случай, когда промежуточный диапазон частот принадлежит области $\tilde{f}_k \in [f_{\min}, f_{\max}]$, а диапазон частоты модуляции $\tilde{\gamma}_k \in [\gamma_{\min}, \gamma_{\max}]$, тогда оценка промежуточной частоты и расчетное значение частоты ЧМ можно вычислить по формуле (3). При этом в формуле (3) L и K являются точками поиска промежуточной частоты и частоты ЧМ соответственно, а также $s_{pulse}(\tau, n)$ представляют собой извлеченный n -й импульсный сигнал.

$$\begin{aligned} [\tilde{f}_{ПЧ}(n), \tilde{\gamma}_{ПЧ}(n)] &= \\ &= \operatorname{argmax}_{\tilde{f}_k, \tilde{\gamma}_l} \left\{ \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K s_{pulse}(\tau, n) e^{-j\pi[2\tilde{f}_k\tau + \tilde{\gamma}_l\tau^2]} \right\} = \quad , \quad (3) \\ &= \operatorname{argmax}_{\tilde{f}_k, \tilde{\gamma}_l} \left\{ \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \tilde{A} \cdot e^{j\pi[2(f_{ПЧ}(n) - \tilde{f}_k)\tau + (\gamma(n) - \tilde{\gamma}_l)\tau^2]} \right\} \end{aligned}$$

где \tilde{A} – комплексная амплитуда, которая не зависит от τ . На практике оценить промежуточную и несущую частоту довольно сложно из-за сильной

погрешности по восходящим и нисходящим участкам импульса. При этом, комплексное значение промежуточной частоты $\tilde{f}_{ПЧ}(n)$ имеет незначительное отклонение от истинной оценки, которое можно записать, как Δf_n , т.е. $\tilde{f}_{ПЧ}(n) = f_{ПЧ}(n) - \Delta f_n$. При этом отклонение от промежуточной частоты приведет к смещению положения пика во всех последующих импульсах.

- Выравнивание импульсов прямой волны:

Используя полученную ширину импульса, промежуточную частоту и частоту ЧМ, можно построить опорный сигнал $s_{ОП}$, который представлен формуле (4), а также можно произвести импульсное сжатие сигнала прямой волны, который был показан в формуле (2). Следовательно, полученный результат сжатия импульса $s_{ПФ}$ показан в формуле (5):

$$s_{ОП}(\tau, n) = \text{rect}\left(\frac{\tau}{\tilde{T}_p(n)}\right) e^{j\pi[2\tilde{f}_{ПЧ}(n)\tau + \tilde{\gamma}(n)\tau^2]}, \quad (4)$$

$$\begin{aligned} s_{ПФ}(\tau, n) &= s_r(\tau, n) \oplus s_{ОП}^*(\tau, n) = \\ &= A_1 e^{-j2\pi\tau_0 f_c(n)} \int_{-\infty}^{\infty} \text{rect}\left(\frac{u - \tau_0}{T_p(n)}\right) \text{rect}\left(\frac{\tau - u}{\tilde{T}_p(n)}\right) e^{j\pi[2f_{ПЧ}(n)u + \gamma(n)(u - \tau_0)^2]} \times \\ &\times e^{-j\pi[2\tilde{f}_{ПЧ}(n)(\tau - u) + \tilde{\gamma}(n)(\tau - u)^2]} du \approx \text{rect}\left(\frac{\tau + \frac{T_p(n)}{2} - \tau_0}{\tilde{T}_p(n)}\right) e^{j\pi[(\tau + \tau_0)\Delta f(n) - 2\tau_0 f_c(n)]} \times \\ &\times \text{sinc}\left\{\left(\tau - \tau_0 + \tilde{T}_p(n)\right)\pi\tilde{\gamma}(n)(\tau - \tau_0 + \Delta\tau_0(n))\right\} \end{aligned}, \quad (5)$$

при этом, в формуле (5):

$$\Delta\tau_0(n) = \frac{\Delta f(n)}{\tilde{\gamma}(n)}, \quad (6)$$

Очевидно, из-за наличия ошибки в оценке промежуточной частоты $\Delta f(n)$ после импульса в пиковом положении появляется смещение, которое связано с порядковым номером импульса $\Delta\tau_0(n)$, то есть, пиковые положения разных импульсов находятся на разных расстояниях. Используя соотношение между смещением положения различных пиков импульса и ошибкой оценки

частоты в уравнении (6), может быть реализована компенсация относительной ошибки оценки частоты между импульсами, а также реализовано выравнивание импульсов [7]. При этом нужно учесть, что пиковое отклонение каждого импульса от первого импульса равно нулю:

$$\Delta\tau_r(n) = \Delta\tau_0(n) - \Delta\tau_0(0) , \quad (7)$$

из уравнения (7) получается, что относительное отклонение частоты определяется, как:

$$\Delta f_r(n) = \Delta\tau_r(n) \tilde{\gamma}_n , \quad (8)$$

следовательно, восстановленную функцию согласования опорного сигнала можно определить, как:

$$\xi_{\text{ОП}}(\tau, n) = \text{rect}\left(\frac{\tau}{\tilde{T}_p(n)}\right) e^{j\pi[2(\tilde{f}_{\text{ПЧ}}(n) - \Delta f_r(n))\tau + \tilde{\gamma}(n)\tau^2]} , \quad (9)$$

затем, восстановим функцию сжатия импульса:

$$\begin{aligned} s'_{\text{ПФ}}(\tau, n) &= s_r(\tau, n) \oplus \xi_{\text{ОП}}^*(\tau, n) \approx \\ &\approx A_0 \cdot \text{rect}\left(\frac{\tau + \frac{T_p(n)}{2} - \tau_0}{\tilde{T}_p(n)}\right) e^{j\pi[(\tau + \tau_0)]\Delta f(0) - 2\tau_0 f_c(n)} \times , \quad (10) \\ &\times \text{sinc}\left\{\left(\tau - \tau_0 + \tilde{T}_p(n)\right)\pi\tilde{\gamma}(n)(\tau - \tau_0 + \Delta\tau_0(0))\right\} \end{aligned}$$

Из формулы (10) видно, что положения пиков импульсов равны:

$$\tau = \tau_{\text{мик}} = \tau_0 - \Delta\tau_0(0) , \quad (11)$$

Очевидно, что выравнивание импульса не зависит от номера импульса.

- Оценка времени прихода и несущей частоты прямой волны:

Из формулы (7) и формулы (8) видно:

$$\Delta f_r(n) = (\Delta\tau_0(n) - \Delta\tau_0(0)) \tilde{\gamma}(n) = \Delta f(n) - \Delta\tau_0(0) \tilde{\gamma}(n) = \Delta f(n) - \Delta f(0) \frac{\tilde{\gamma}(n)}{\tilde{\gamma}(0)} , \quad (12)$$

Представим уравнение (12) через фазу и подставим его в уравнение (10), получим:

$$\begin{aligned} \phi(n, \tau_{\text{мик}}) &= e^{j\pi[(\tau_{\text{мик}} + \tau_0)\Delta f(0) - 2\tau_0 f_c(n)]} = \\ &= e^{j\pi\left[\left(2\tau_{\text{мик}} + \frac{\Delta f(0)}{\tilde{\gamma}(0)}\right)\Delta f(0) - 2\left(\tau_{\text{мик}} + \frac{\Delta f(0)}{\tilde{\gamma}(0)}\right)\left(f_{\text{ОП}} + \tilde{f}_{\text{ПЧ}}(n) - \Delta f_r(n) + \Delta f(0)\frac{\tilde{\gamma}(n)}{\tilde{\gamma}(0)}\right)\right]}, \end{aligned} \quad (13)$$

следовательно, используя формулу (14) получаем оценку промежуточной частоты ошибки первого импульса:

$$\Delta \tilde{f}(0) = \underset{\Delta f_k}{\operatorname{argmax}} \sum_{n=0}^{N-1} s_{\text{СЧ}}(\tau_{\text{мик}}, n) e^{-j\pi\left[\left(2\tau_{\text{мик}} + \frac{\Delta f_k}{\tilde{\gamma}(0)}\right)\Delta f_k + 2\left(\tau_{\text{мик}} + \frac{\Delta f_k}{\tilde{\gamma}(0)}\right)\left(f_{\text{ОП}} + \tilde{f}_{\text{ПЧ}}(n) - \Delta f_r(n) + f_k \frac{\tilde{\gamma}(n)}{\tilde{\gamma}(0)}\right)\right]}, \quad (14)$$

где частота поиска $\Delta f_k \in [\Delta f_{k_{\min}}, \Delta f_{k_{\max}}]$, а $\Delta f_{k_{\min}}$ и $\Delta f_{k_{\max}}$ для поиска минимального и максимального значения средних частот.

Тогда время прихода прямой волны имеет вид:

$$\Delta \tau = \tau_{\text{мик}} + \Delta \tau_0(0) = \tau_{\text{мик}} + \Delta \tau_0(0) + \frac{\Delta \tilde{f}(0)}{\tilde{\gamma}(0)}, \quad (15)$$

следовательно, оценка промежуточной частоты преобразуется и имеет вид:

$$\tilde{f}'_{\text{ПЧ}}(n) = \tilde{f}_{\text{ПЧ}}(n) - \Delta \tilde{f}(n) = \tilde{f}_{\text{ПЧ}}(n) - \left(\frac{\Delta \tilde{f}(0)}{\tilde{\gamma}(0)} + \Delta \tau_r(n)\right) \tilde{\gamma}(n), \quad (16)$$

после оценки промежуточной частоты получаем оценку несущей частоты для каждого импульса, которую найдем по формуле:

$$\tilde{f}_c(n) = f_{\text{ОП}} + \tilde{f}'_{\text{ПЧ}}(n), \quad (17)$$

На этом этапе получены частота повторения импульсов, ширина импульса, частота модуляции, несущая частота и время прихода прямой волны сигнала, излучаемого внешним источником излучения, что создает основу для накопления межимпульсных параметров.

Долгосрочное накопление

Путем обработки прямой волны можно получить параметры сигнала внешнего источника излучения [8], которые после анализа могут быть подставлены в формулу (4) для получения восстановленной опорной функции. Используя эту опорную функцию, вычисляется сжатие импульса эхо-сигнала в определенном стробировании диапазона, чтобы получить

результат размера импульсного расстояния после сжатия. На этой основе осуществляется технология долгосрочного накопления быстрых сигналов по измерению импульса. Целевая задержка эхо-сигнала равна $\tau_d(n) = \frac{2r(n)}{c}$ где c - скорость света, $r(n)$ - дальность до объекта, тогда получаем:

$$r(n) = r_0 + v_0 \sum_{n'=0}^n T_r(n') + \frac{a_0}{2} \left(\sum_{n'=0}^n T_r(n') \right)^2, \quad (18)$$

в формуле r_0 – начальная дальность, v_0 – начальная радиальная скорость, a_0 – начальное радиальное ускорение.

В сочетании с формулой (1) целевой эхо-сигнал можно записать, как:

$$s_{\text{эхо}}(\tau, n) = A_2 \cdot \text{rect} \left(\frac{\tau - \tau_0}{T_p(n)} \right) e^{-j2\pi f_c(n)\tau_d(n)} e^{j\pi [2f_I(n)\tau + \gamma(n)(\tau - \tau_d(n))^2]}, \quad (19)$$

где A_2 - амплитуда эхо-сигнала.

Заменим $\tilde{f}_{\text{ПЧ}}(n)$, которая представлена в формуле (4) на обновленную промежуточную частоту $\tilde{f}'_{\text{ПЧ}}(n)$, найденную в формуле (16), а затем применим ее для вычисления сжатия импульса, используя формулу (19), и получим:

$$\begin{aligned} s_{\text{ПФ-эхо}}(\tau, n) &= s_{\text{эхо}}(\tau, n) \oplus \mathfrak{F}_{\text{ОП}}^*(\tau, n) \approx \\ &\approx A_2 \cdot \text{rect} \left(\frac{\tau - \tau_d(n)}{2\tilde{T}_p(n)} \right) e^{-j2\pi\tau_d(n)f_c(n)} \times \\ &\quad \times \text{sinc} \left\{ \pi \left(\tilde{T}_p(n) - |\tau - \tau_d(n)| \right) \tilde{\gamma}(n) (\tau - \tau_d(n)) \right\} \end{aligned} \quad (20)$$

На основании формулы (20) можно получить параметры движения когерентного накопления в пространстве:

$$G(i, j, k) = \sum_{n=0}^{N-1} s_{\text{ПФ-эхо}}(\tau(r_i, v_j, a_k; n), n) \cdot e^{j2\pi\tau(r_i, v_j, a_k; n)\tilde{f}_c(n)}, \quad (21)$$

где r_i , v_j , a_k - искомые значения дальности, скорости и ускорения, следовательно:

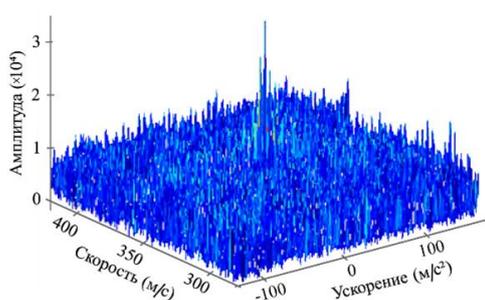
$$\tau(r_i, v_j, a_k; n) = \frac{2}{c} \left[r_i + v_i \sum_{n'=0}^n T_r(n') + \frac{a_i}{2} \left(\sum_{n'=0}^n T_r(n') \right)^2 \right], \quad (22)$$

Уравнение (21) фактически является специальной формой обобщенного преобразования Фурье. Стоит отметить, что форма сжатия выходного эхо-сигнала в уравнении (20) может быть гибкой между импульсами. Следовательно, совокупные характеристики, такие, как радиальная скорость объекта обнаружения [9], будут сильно отличаться от результатов обобщенного преобразования Фурье для небыстрых сигналов.

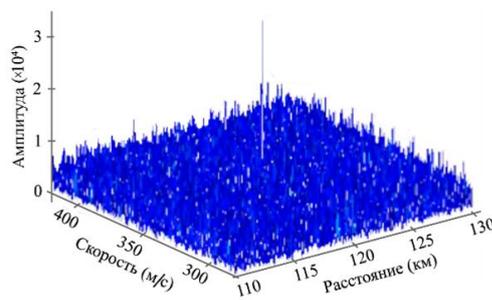
Уравнение (18) имеет пиковые значения при $\tau(r_i, v_j, a_k; n) = \tau_a(n)$, при этом формируется когерентный результат накопления, который показывает, что усиление когерентного накопления увеличивается линейно с увеличением числа импульсов:

$$G(i, j, k)_{\max} = A_2 \cdot N, \quad (22)$$

Сравнивая накопленную амплитуду, которая была получена в формуле (21), с постоянной вероятностью ложных тревог, можно получить окончательный результат обнаружения. Результат когерентного накопления представлен на рис. 4.



А. Измерение скорости-ускорения



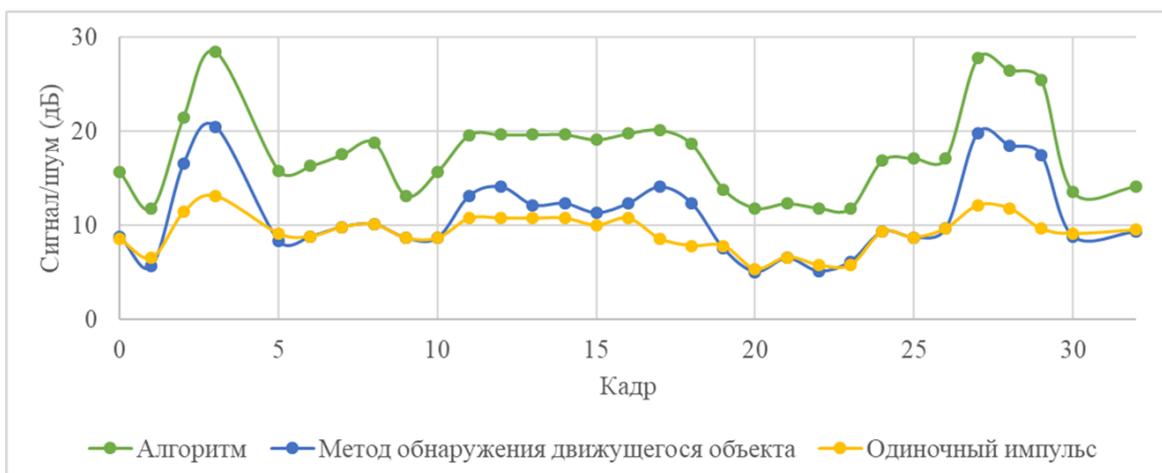
Б. Измерение скорости-расстояния

Рис. 4. – Когерентное накопление

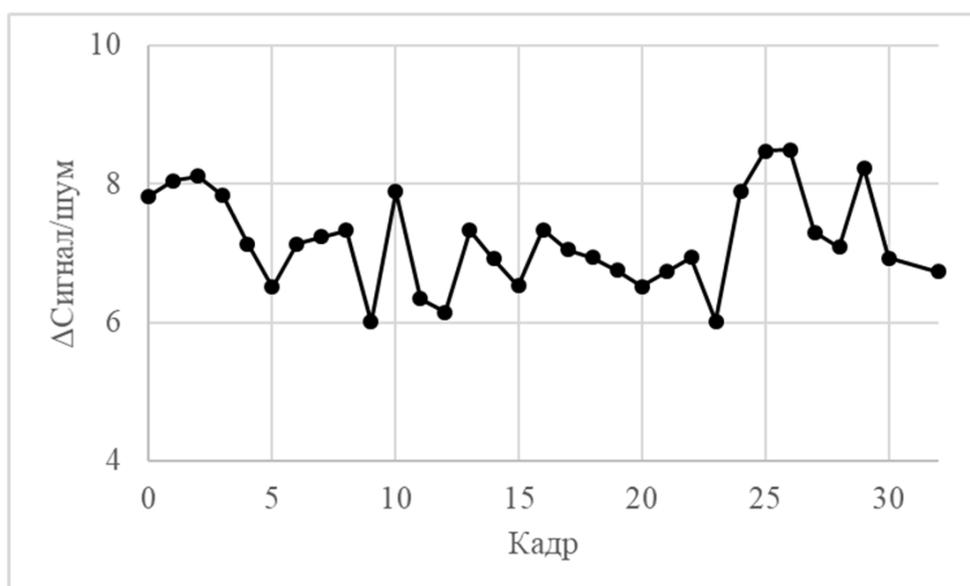
Для гауссовского белого шума с мощностью σ^2 , выходная мощность шума после накопления N параметров импульса равна $N \cdot \sigma^2$, следовательно,



отношение выходного сигнала к шуму при накоплении параметров равно $N \cdot \frac{A_2^2}{\sigma^2}$ что в N раз больше отношения сигнал/шум до накопления. При этом, требование к отношению входного сигнала к шуму связано с количеством накопленных импульсов и порогом обнаружения. При условии определенного порога обнаружения, нужно учесть, что, чем меньше отношение сигнал/шум эхо-сигнала от объекта обнаружения, тем большее требуется количество накопленных импульсов и увеличение времени пребывания луча.



А. Выходное отношение сигнал/шум



Б. Увеличение алгоритма сигнал/шум по сравнению с методом обнаружения движущегося объекта

Рис. 5. – Сравнение накопленных соотношения сигнал/шум

Анализ работоспособности предложенного алгоритма оценивался с помощью метода компьютерного моделирования. На рис. 5 показан сравнительный анализ одиночного импульса и результаты отношения сигнал/шум когерентного накопления, которые основаны на алгоритме, представленном в этой статье и обычном методе обнаружения движущегося объекта. Из-за явления пересечения единиц расстояния объекта,

производительность накопления фазовых параметров в этой статье значительно выше, чем у обычного метода обнаружения движущегося объекта при том же количестве накопленных импульсов.

Экспериментальные результаты показывают, что с помощью метода оценки формы сигнала внешнего источника излучения на основе прямой волны и метода когерентного накопления гибкой формы волны, можно эффективно накапливать энергию целевого эхо-сигнала, которая наблюдается в течение длительного времени.

Выводы

В данной работе исследуются проблема временной и фазовой синхронизации, а также метод долговременного когерентного накопления быстрых сигналов в бистатической радиолокации с некооперативным внешним излучателем. Представлен метод извлечения импульса прямой волны, а временная и фазовая синхронизация реализуется путем оценки параметров прямой волны. На этой основе осуществлен анализ долговременного когерентного накопления обобщенного преобразования Фурье для гибкой формой прямой волны, которая с помощью моделирования проверяет эффективность метода обнаружения слабых целей [10]. Величина отношения сигнал/шум прямой волны влияет на погрешность оценки параметра формы сигнала, и чем меньше это отношение сигнал/шум, тем больше погрешность оценки параметра формы сигнала, и, в свою очередь, тем хуже производительность длительного накопления.

Литература

1. Фомин А.Н., Тяпкин В. Н., Дмитриев Д.Д., Андреев С.Н., Ищук И.Н., Купряшкин И.Ф., Гречкосеев А.К. Теоретические и физические основы радиолокации и специального мониторинга. Красноярск: Сибирский Федеральный Университет, 2016. С.65-72.

2. Griffiths H.D., Baker C.J. An Introduction to Passive Radar. London, Artech House, 2017. PP.71-89.

3. Бархатов А.В., Веремьев В.И., Родионов В.А., Куприянов С.В. Концепция построения коротковолновых радиолокационных станций вынесенным приемом и использованием сигналов собственных и сторонних источников излучения для освещения морской обстановки // Фундаментальная и прикладная гидрофизика, 2015. Т.8, №4. URL: etu.ru/assets/files/nauka/nii/Prognoz/Publikacii/2015-Barhatov-Veremev-FiPG-N4-2015.pdf

4. Mervin C. Budge, Jr. Shawn R. German Basic Radar Analysis Artech House, Norwood, 2015. P.49-63.

5. Козлов С.В., Кьонг Ле Ван Модель и базовый алгоритм длительного когерентного накопления отраженного сигнала при ненулевых высших производных дальности до радиолокационной цели // Доклады БГУИР, 2021, Т. 19, №2, С. 49-57.

6. Xia Weijie, Zhou Ying, Jin Xue, and Zhou Jianjiang A Fast Algorithm of Generalized Radon-Fourier Transform for Weak Maneuvering Target Detection // International Journal of Antennas and Propagation, 2016. № 315616. URL: downloads.hindawi.com/journals/ijap/2016/4315616.pdf

7. Chen Jinyang, Jin Ke, Yu Shangjiang, Lai Tao, Zhao Yongjun Radar Coherent Detection for Maneuvering Target Based on Product-Scaled Integrated Cubic Phase Function // International Journal of Antennas and Propagation, 2019. № 691903. URL: downloads.hindawi.com/journals/ijap/2019/8691903.pdf

8. Шимко О.Е., Глебова Г.М. Моделирование анизотропного шума на векторно-скалярных приемниках // Инженерный вестник Дона, 2007, №2. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n2y2007/36.

9. Манжула В.Г., С.Г. Крутччинский С.Г., Савенко А.В., Воронин В.В. Интерферометрический интерфейс системы определения относительных



координат радиоизлучающих объектов // Инженерный вестник Дона, 2012, №3. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2012/1027.

10. Жуков К.Г. Распознавание типа модуляции сигналов цифровых линий связи // Инженерный вестник Дона, 2009, №2. URL: ivdon.ru/ru/magazine/archive/n2y2009/130.

References

1. Fomin A.N., Tjapkin V.N., Dmitriev D.D., Andreev S.N., Ishhuk I.N., Kuprjashkin I.F., Grechkoseev A.K. Teoreticheskie i fizicheskie osnovy radiolokacii i special'nogo monitoringa [Theoretical and physical foundations of radar and special monitoring]. Krasnojarsk: Sibirskij Federal'nyj Universitet, 2016. PP.65-72.

2. Griffiths H.D., Baker C.J. An Introduction to Passive Radar. London, Artech House, 2017. PP.71-89.

3. Barhatov A.V., Verem'ev V.I., Rodionov V.A., Kuprijanov S.V., Fundamental'naja i prikladnaja gidrofizika. 2015. T.8, №4. URL: etu.ru/assets/files/nauka/nii/Prognoz/Publikacii/2015---Barhatov-Veremev-FiPG-N4-2015.pdf.

4. Mervin C. Budge, Jr. Shawn R. German Basic Radar Analysis Artech House, Norwood, 2015. PP.49-63.

5. Kozlov S.V., Kyong Le Van, Doklady BGUIR, 2021. T. 19, №2, PP. 49-57.

6. Xia Weijie, Zhou Ying, Jin Xue, and Zhou Jianjiang A Fast Algorithm of Generalized Radon-Fourier Transform for Weak Maneuvering Target Detection. International Journal of Antennas and Propagation, 2016. № 315616. URL: downloads.hindawi.com/journals/ijap/2016/4315616.pdf

7. Chen Jinyang, Jin Ke, Yu Shangjiang, Lai Tao, Zhao Yongjun Radar Coherent Detection for Maneuvering Target Based on Product-Scaled Integrated Cubic Phase Function. International Journal of Antennas and Propagation, 2019. № 691903. URL: downloads.hindawi.com/journals/ijap/2019/8691903.pdf



8. Shimko O.E., Glebova G.M., Inzhenernyj vestnik Dona, 2007, №2. URL:
ivdon.ru/ru/magazine/archive/n2y2007/36.

9. Manzhula V.G., S.G. Krutchinskij S.G., Savenko A.V., Voronin V.V.,
Inzhenernyj vestnik Dona, 2012, №3. URL:
ivdon.ru/ru/magazine/archive/n3y2012/1027.

10. Zhukov K.G., Inzhenernyj vestnik Dona, 2009, №2. URL:
ivdon.ru/ru/magazine/archive/n2y2009/130.