

# РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ РАДИОЛОКАЦИИ, РАДИОНАВИГАЦИИ, СВЯЗИ И ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ

DOI: <https://doi.org/10.15407/rpra22.02.157>

УДК 528.8

PACS number: 84.40.Xb

В. Г. ГАЛУШКО, Д. М. ВАВРИВ

Радиоастрономический институт НАН Украины,  
ул. Мистецтв, 4, г. Харьков, 61002, Украина  
E-mail: galushko@rian.kharkov.ua

## АНАЛИЗ АЛГОРИТМА ОБНАРУЖЕНИЯ ДВИЖУЩИХСЯ С УСКОРЕНИЕМ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ ЧИРПЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

*Предмет и цель работы: Анализ эффективности оптимального алгоритма обработки ЛЧМ-сигналов на основе чирплет-преобразования применительно к обнаружению радиолокационных объектов, движущихся с постоянным ускорением.*

*Методы и методология: Для исследования функции неопределенности ЛЧМ-сигналов, построенной на основе чирплет-преобразования, используются стандартные методы теории оптимальной фильтрации.*

*Результаты: Получено аналитическое выражение для функции неопределенности ЛЧМ-сигнала и выполнен ее анализ применительно к обнаружению радиолокационных объектов, движущихся с постоянным ускорением. Проведен анализ уровня боковых лепестков и сделаны оценки характерной ширины функции неопределенности по координатам частота и скорость ее изменения. Получены оценки выигрыша в соотношении сигнал/шум, который обеспечивает данный алгоритм по сравнению с применением стандартного преобразования Фурье для обнаружения ЛЧМ-сигналов на фоне “белого” шума. Показано, что уже при сравнительно небольшом ( $< 20$ ) количестве каналов обработки (элементарных фильтров по скорости изменения частоты) выигрыш в соотношении сигнал/шум превышает 10 дБ.*

*Предложена структурная схема реализации рассмотренного алгоритма, основанная на использовании многоканального взвешенного преобразования Фурье. Разработаны рекомендации по выбору параметров алгоритма обнаружения.*

*Заключение: Полученные результаты свидетельствуют об эффективности применения рассмотренного алгоритма для обнаружения радарных объектов, движущихся с постоянным ускорением. Тем не менее представляется целесообразным провести компьютерное моделирование его работоспособности с учетом влияния шумов, а также тестовые измерения в реальных условиях.*

*Ключевые слова: обнаружение целей, оптимальная фильтрация, чирплет-преобразование, функция неопределенности, соотношение сигнал/шум*

### 1. Введение

Задача обнаружения движущихся радиолокационных объектов с помощью когерентных радаров фактически состоит в обнаружении узкополосных сигналов с неизвестной частотой на фоне шумов. Как известно из теории обработки сигналов [1], оптимальный алгоритм решения такой задачи в случае широкополосных стационарных помех сводится к оценке энергетического спектра принимаемого колебания по временной реализации

длительностью  $T$ . При заданной помеховой обстановке параметр  $T$  определяет эффективное соотношение сигнал/шум (чем больше  $T$ , тем оно выше), а следовательно, вероятность правильного обнаружения и ложной тревоги. Максимальная длительность реализации  $T_{\max}$  ограничена интервалом когерентности  $T_{coh}$  отраженного от объекта радиолокационного сигнала, при превышении которого эффективность данного алгоритма существенно снижается. Поэтому при малых  $T_{coh}$  используют так называемый алгоритм некогерентного накопления [2]. В этом случае весь интервал наблюдения  $T$  разбивается на  $M$  отрезков длиной

© В. Г. Галушко, Д. М. Ваврив, 2017

$T_0 < T_{coh}$ , по каждому из которых вычисляется энергетический спектр сигнала, а затем производится усреднение по заданному числу реализаций  $N \leq M$ . Такой алгоритм позволяет легко менять эквивалентный интервал наблюдения,  $T_{eq} = T_0 N$ , и обрабатывать достаточно большие объемы данных с помощью сравнительно маломощных компьютеров. Однако его эффективность существенно ниже эффективности оптимального метода, особенно при малых соотношениях сигнал/шум.

Вместе с тем на практике возможны случаи движения объекта с некоторым ускорением, что приводит к изменению частоты отраженного сигнала во времени. Например, такая ситуация характерна для начального участка траектории движения, т. е. для участка разгона. Из физических соображений можно ожидать, что в этом случае при постоянной скорости изменения круговой частоты сигнала  $\nu_0$  максимальное время когерентного накопления сигнала  $T_{max}$  будет определяться условием

$$|\nu_0| T_{max} \leq \frac{2\pi}{T_{max}}. \quad (1)$$

Таким образом, при больших значениях  $\nu_0$  длительность интервала когерентного накопления может оказаться недостаточной для обеспечения необходимого соотношения сигнал/шум, особенно при обнаружении объектов с малой эффективной площадью рассеяния, т. е. слабоконтрастных целей. Кроме того, дополнительным ограничением на величину  $T_{max}$  является время подлета объекта и необходимость его обнаружения на начальной стадии полета. В этой связи возникает необходимость разработки алгоритмов обнаружения таких объектов, сопоставимых по эффективности с оптимальным алгоритмом обнаружения целей, движущихся с постоянной скоростью. Следует отметить, что частотно-модулированные сигналы широко используются в радиотехнических системах различного назначения. В частности, сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) применяются в радиолокации и радионавигации [3, 4], системах передачи информации и связи [5, 6], устройствах электрического сканирования диаграммы направленности антенных решеток [2], средствах зондирования ионосферы [7],

радиотомографии [8] и т. д. В этой связи разработано огромное количество разнообразных методов обработки ЛЧМ-сигналов [9, 10], которые ориентированы в основном на улучшение пространственного разрешения радаров и уменьшение уровня боковых лепестков. Применение же адаптивных методов обработки потоков мгновенных спектров [10] для обнаружения ЛЧМ-сигналов эффективно только при достаточно больших соотношениях сигнал/шум.

Целью настоящей работы является исследование оптимального алгоритма обнаружения ЛЧМ-сигналов, построенного на основе чирплет-преобразования (chirplet transform) [11], применительно к обнаружению объектов, движущихся с постоянным ускорением, а также анализ его эффективности по сравнению со стандартными методами спектрального анализа.

## 2. Постановка задачи и выбор оптимального фильтра

Сигнал радара, отраженный от движущегося с постоянным ускорением объекта, можно представить в следующем виде:

$$u_s(t) = A_0 e^{-i(\omega_0 + \nu_0 t)t}, \quad (2)$$

где  $A_0$  – его амплитуда,  $\omega_0$  – частота сигнала с учетом доплеровского сдвига, а  $\nu_0$  – скорость ее изменения за счет ускоренного движения объекта.

Пусть сигнал (2) принимается на фоне стационарного “белого” шума  $n(t)$  с нулевым средним и дисперсией  $\sigma_n^2$ . Таким образом, сигнал на входе приемника  $u_r(t)$  представляет собой аддитивную смесь:

$$u_r(t) = u_s(t) + n(t) = A_0 e^{-i(\omega_0 + \nu_0 t)t} + n(t). \quad (3)$$

Несложно показать, что энергетический спектр  $|\dot{S}_r(\omega)|^2$  принимаемого сигнала (3), вычисленный на интервале  $[-T/2, T/2]$ , равен

$$\begin{aligned} |S_r(\omega)|^2 &= \frac{1}{T^2} \int_{-T/2}^{T/2} \int_{-T/2}^{T/2} \langle u_r(t) u_r^*(t') \rangle e^{i\omega(t-t')} dt dt' = \\ &= \frac{\pi A_0^2}{2|\nu_0| T^2} \left\{ [C(B^{(+)}) - C(B^{(-)})]^2 + \right. \end{aligned}$$

$$+ [S(B^{(+)}) - S(B^{(-)})]^2 \Big\} + \frac{\sigma_n^2}{T}, \quad (4)$$

где  $C(x)$  и  $S(x)$  – интегралы Френеля [12],  $B^{(\pm)} = \frac{\omega - \omega_0 \pm |v_0| T}{\sqrt{2\pi|v_0|}}$ , а звездочка означает комплексное сопряжение.

Как видно из (4), шумовая составляющая  $|S_n(\omega)|^2 = \sigma_n^2/T$  уменьшается пропорционально интервалу интегрирования  $T$ . Зависимость же сигнальной составляющей  $|S_s(\omega)|^2$  от  $T$  более сложная,

$$|S_s(\omega)|^2 = \frac{\pi A_0^2}{2|v_0|T^2} \left\{ [C(B^{(+)}) - C(B^{(-)})]^2 + [S(B^{(+)}) - S(B^{(-)})]^2 \right\}. \quad (5)$$

Поэтому ее анализ был выполнен с помощью численных расчетов. (Здесь и далее в расчетах амплитуда полезного сигнала полагалась единичной,  $A_0 = 1$ , что не имеет принципиального значения, т. к. может рассматриваться как обычная нормировка.) На рис. 1 представлены энергетические спектры сигнала (2), рассчитанные по формуле (5) для  $v_0 = 115820 \text{ с}^{-2}$  (при рабочей частоте радара  $f_r = 7.9 \text{ ГГц}$  это значение соответствует ускорению вдоль луча зрения около  $350 \text{ м/с}^2$ ) и трех значений  $T$ , равных 0.003 с (сплошная линия), 0.01 с (штриховая линия) и 0.02 с (штрихпунктирная линия).

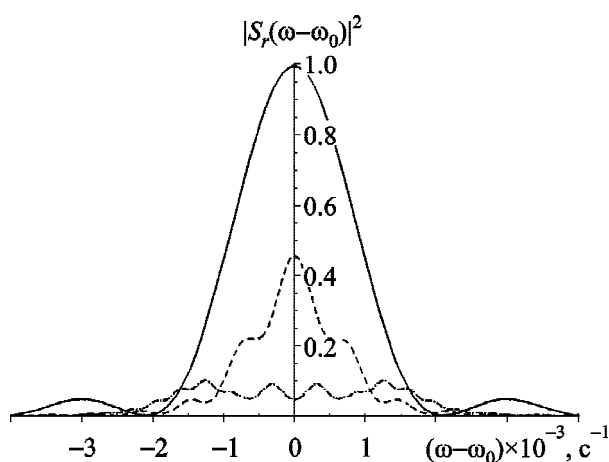


Рис. 1. Энергетические спектры сигнала (2), рассчитанные для  $v_0 = 115820 \text{ с}^{-2}$  и трех значений  $T$ , равных 0.003 с (сплошная линия), 0.01 с (штриховая линия) и 0.02 с (штрихпунктирная линия)

(штрих-пунктирная линия). Заметим, что при заданных параметрах из условия (1) получаем  $T_{\max} \leq \sqrt{2\pi/v_0} \approx 0.0074 \text{ с}$ .

Сравнивая пунктирную и штрих-пунктирную кривые, можно отметить, что при нарушении условия (1) спектральный максимум уменьшается в данном случае быстрее, чем  $T^{-1}$ . Таким образом, применение стандартного спектрального анализа к сигналу (2) может приводить к существенному уменьшению соотношения сигнал/шум вместо его роста, как это происходит в случае узкополосных сигналов. Причиной этого является несогласованность спектра сигнала и передаточной функции Фурье-фильтра, которые в соответствии с теорией оптимальной фильтрации [1] должны быть комплексно-сопряженными функциями. В этой связи представляется естественным использовать в качестве оптимального фильтра чирплет-преобразование [11]

$$K(\omega, \nu) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u_r(t) e^{i(\omega + \nu t)t} dt, \quad (6)$$

которое фактически представляет собой взвешенное преобразование Фурье принимаемого сигнала с весовой функцией  $e^{\nu t^2}$ . Можно ожидать, что в этом случае на выходе приемного устройства будет обеспечено максимальное соотношение сигнал/шум, а следовательно, и максимальная вероятность правильного обнаружения при заданной вероятности ложной тревоги. Для проверки этого предположения необходимо исследовать функцию неопределенности ЛЧМ-сигнала применительно к обнаружению движущихся с ускорением объектов.

### 3. Функция неопределенности ЛЧМ-сигнала при обнаружении радиолокационных объектов

Рассмотрим в качестве выходного сигнала алгоритма фильтрации квадрат модуля чирплет-преобразования (6). Тогда, выделив сигнальную,  $|K_s(\omega, \nu)|^2$ , и шумовую,  $|K_n(\omega, \nu)|^2$ , составляющие, получим

$$|K(\omega, \nu)|^2 = |K_s(\omega, \nu)|^2 + |K_n(\omega, \nu)|^2,$$

где

$$\begin{aligned}
 |K_s(\omega, \nu)|^2 &= \\
 &= \frac{1}{T^2} \int_{-T/2}^{T/2} \int_{-T/2}^{T/2} \langle u_s(t) \cdot u_s^*(t') \rangle e^{i\omega(t-t') + i\nu(t^2-t'^2)} dt dt', \\
 |K_n(\omega, \nu)|^2 &= \\
 &= \frac{1}{T^2} \int_{-T/2}^{T/2} \int_{-T/2}^{T/2} \langle n(t) \cdot n^*(t') \rangle e^{i\omega(t-t') + i\nu(t^2-t'^2)} dt dt'. \quad (7)
 \end{aligned}$$

Поскольку для “белого” шума  $\langle n(t) \cdot n^*(t') \rangle = \sigma_n^2 \delta(t-t')$ , где  $\delta(t-t')$  – дельта-функция, из (7) следует

$$|K_n(\omega, \nu)|^2 = \sigma_n^2 / T.$$

Таким образом, в отношении шума рассматриваемый алгоритм действует так же, как и стандартное преобразование Фурье (см. формулу (4)).

Для анализа эффективности применения преобразования (6) к полезному сигналу (2) рассмотрим следующую функцию:

$$|K_s(\eta, \xi)|^2 = \frac{A_0^2}{T^2} \int_{-T/2}^{T/2} \int_{-T/2}^{T/2} e^{i\eta(t-t') + i\xi(t^2-t'^2)} dt dt', \quad (8)$$

где  $\eta = \omega - \omega_0$  и  $\xi = \nu - \nu_0$  – рассогласование по частоте и скорости ее изменения соответственно.

Выражение (8) представляет собой функцию неопределенности ЛЧМ-сигнала по координатам  $\eta$ ,  $\xi$ , характерная ширина которой по этим координатам определяет соответствующую полосу согласованного фильтра. Вычисление  $|K_s(\eta, \xi)|^2$  не представляет труда, так как полностью аналогично вычислению спектра ЛЧМ-сигнала. Поэтому сразу запишем окончательное выражение:

$$\begin{aligned}
 |K_s(\eta, \xi)|^2 &= \frac{\pi A_0^2}{2|\xi|T^2} = \\
 &= \left\{ \left[ C(Q^{(+)}(\eta, \xi)) - C(Q^{(-)}(\eta, \xi)) \right]^2 + \right. \\
 &\left. + \left[ S(Q^{(+)}(\eta, \xi)) - S(Q^{(-)}(\eta, \xi)) \right]^2 \right\}, \quad (9)
 \end{aligned}$$

$$\text{где } Q^{(\pm)}(\eta, \xi) = \frac{\eta \pm \xi T}{\sqrt{2\pi|\xi|}}.$$

Анализ (9) показывает, что  $|K_s(\eta = 0, \xi = 0)|^2 = A_0^2$ , а при устремлении  $\xi$  и/или  $\eta$  к бесконечности получаем  $|K_s(\eta, \xi)|^2 \rightarrow 0$ . Таким образом, анализируемый алгоритм можно рассматривать как оптимальный фильтр ЛЧМ-сигналов, обеспечивающий при  $\xi, \eta = 0$  такой же выигрыш в соотношении сигнал/шум, как и спектральный анализ в случае узкополосных сигналов с постоянной частотой. Однако для оценки эффективности данного алгоритма надо определить характерную ширину функции неопределенности (9) по координатам  $\eta$  и  $\xi$ , поскольку на основании этих оценок определяется необходимое число каналов обработки (элементарных фильтров).

#### 4. Оценка характерной ширины функции неопределенности

На рис. 2 в координатах  $\eta$  и  $\xi$  приведены нормированные (напомним, что везде в численных расчетах полагалось  $A_0 = 1$ ) функции неопределенности ЛЧМ-сигнала  $|K_s(\eta, \xi)|^2$ , рассчитанные по формуле (9) для  $T = 0.003$  с (а) и  $T = 0.01$  с (б). Видно, что при значении  $T = 0.003$  с, удовлетворяющему условию (1), функция неопределенности практически не зависит от  $\xi$  в интервале значений  $\xi = \pm 115820$  с<sup>-2</sup>, границы которого соответствуют движению объекта вдоль луча зрения радара с ускорением  $\approx \pm 350$  м/с<sup>-2</sup>. Соответственно разрешение по координате  $\eta$  остается практически постоянным в пределах этого интервала и равняется полосе элементарного фильтра Фурье, т. е.  $\approx 2\pi/T$ . В этом можно убедиться, построив сечения функции неопределенности  $|K_s(\eta, \xi)|^2$  плоскостями  $\xi = 0$  и  $\eta = 0$ . Так, при  $\xi = 0$  из (8) получаем

$$|K_s(\eta, \xi = 0)|^2 = A_0^2 \frac{\sin^2(\eta T/2)}{(\eta T/2)^2}. \quad (10)$$

Сечение  $|K_s(\eta, \xi)|^2$  плоскостью  $\eta = 0$  определим из (9):

$$\begin{aligned}
 |K_s(\eta = 0, \xi)|^2 &= \\
 &= \frac{2\pi A_0^2}{|\xi|T^2} \left\{ C^2 \left[ T \sqrt{\frac{|\xi|}{2\pi}} \right] + S^2 \left[ T \sqrt{\frac{|\xi|}{2\pi}} \right] \right\}. \quad (11)
 \end{aligned}$$

Заметим, что, используя разложение интегралов Френеля в ряд [12], выражение (11) можно записать в следующем виде:

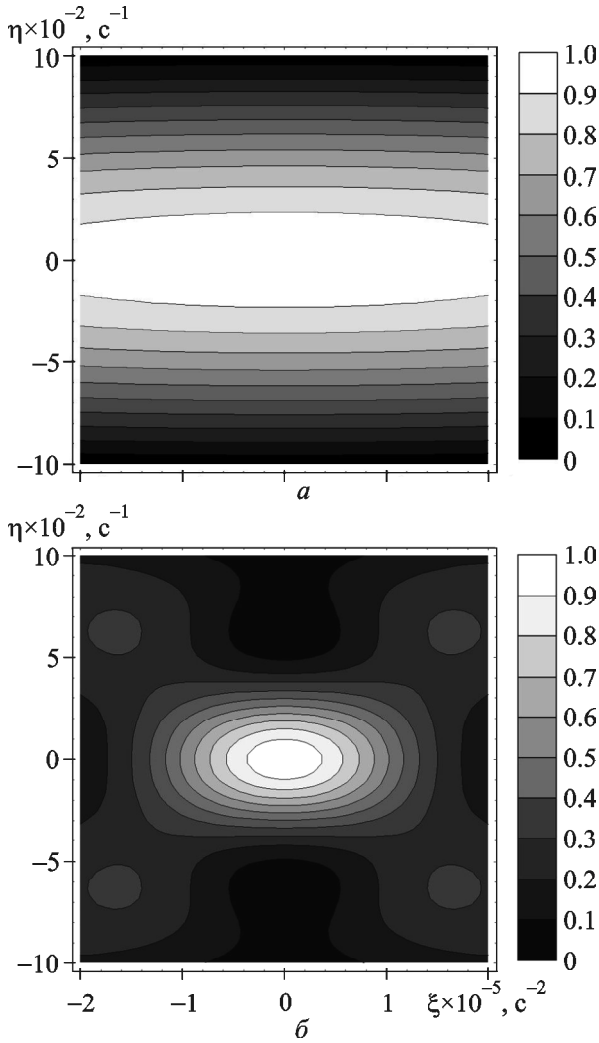


Рис. 2. Нормированная ( $A_0 = 1$ ) функция неопределенности (9), рассчитанная для  $T = 0.003$  с (а) и  $T = 0.01$  с (б)

$$|K_s(\eta = 0, \xi)|^2 = A_0^2 \left\{ \left[ \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{(2n)!(4n+1)} \left( \frac{\xi T^2}{4} \right)^{2n} \right]^2 + \left[ \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{(2n+1)!(4n+3)} \left( \frac{\xi T^2}{4} \right)^{2n+1} \right]^2 \right\}.$$

На рис. 3 и рис. 4 приведены сечения функции неопределенности  $|K_s(\eta, \xi)|^2$  плоскостями  $\xi = 0$  (формула (10)) и  $\eta = 0$  (формула (11)) соответственно, рассчитанные при  $T = 0.003$  с (а) и  $T = 0.01$  с (б).

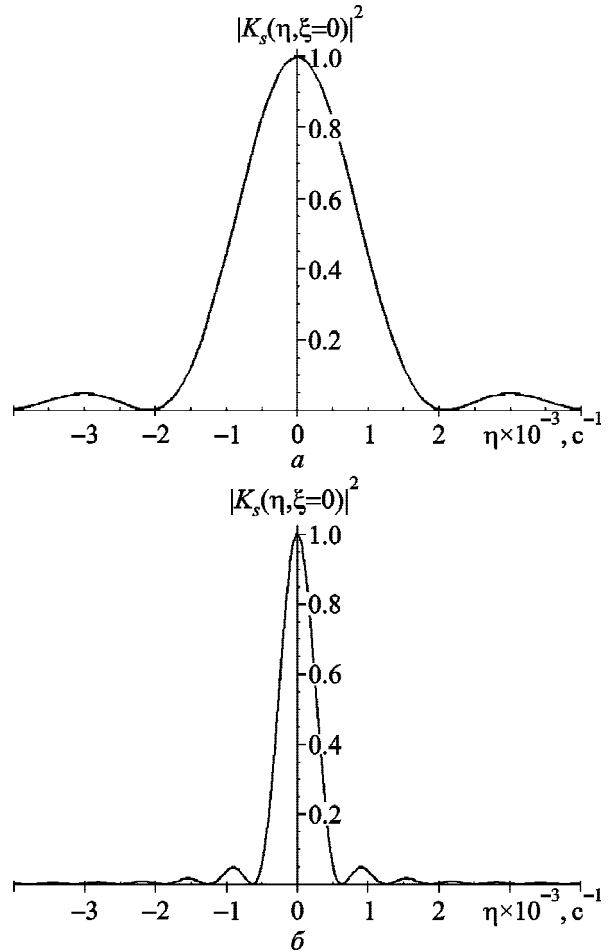


Рис. 3. Сечения нормированной ( $A_0 = 1$ ) функции неопределенности (9) плоскостью  $\xi = 0$ , рассчитанные для  $T = 0.003$  с (а) и  $T = 0.01$  с (б)

Ширина функции неопределенности  $|K_s(\eta, \xi)|^2$  определяет разрешающую способность алгоритма, а следовательно, и необходимое число каналов обработки (фильтров). Поэтому представляется целесообразным оценить ее значение. Для этого разложим  $|K_s(\eta, \xi)|^2$  вблизи точки  $\eta, \xi = 0$  в ряд Тейлора, ограничившись квадратичными членами:

$$\begin{aligned} |K_s(\eta, \xi)|^2 &\approx |K_s(0, 0)|^2 + \\ &+ \eta \frac{\partial |K_s(\eta, \xi)|^2}{\partial \eta} \Big|_{\eta, \xi=0} + \xi \frac{\partial |K_s(\eta, \xi)|^2}{\partial \xi} \Big|_{\eta, \xi=0} + \\ &+ \frac{1}{2} \left( \eta^2 \frac{\partial^2 |K_s(\eta, \xi)|^2}{\partial \eta^2} + \xi^2 \frac{\partial^2 |K_s(\eta, \xi)|^2}{\partial \xi^2} + \right. \\ &\left. + 2\eta\xi \frac{\partial^2 |K_s(\eta, \xi)|^2}{\partial \eta \partial \xi} \right) \Big|_{\eta, \xi=0}. \end{aligned} \quad (12)$$

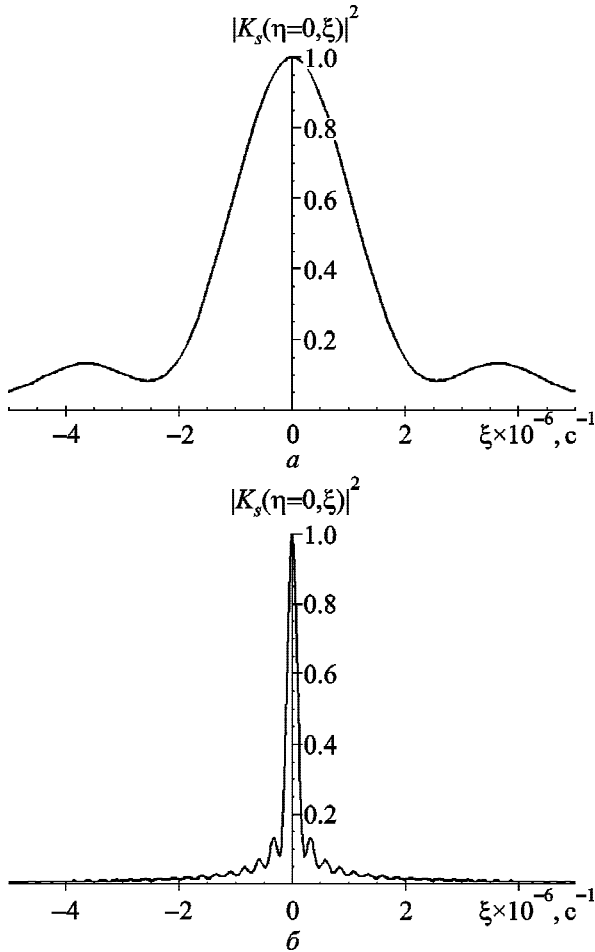


Рис. 4. Сечения нормированной ( $A_0 = 1$ ) функции неопределенности (9) плоскостью  $\eta = 0$ , рассчитанные для  $T = 0.003$  с (а) и  $T = 0.01$  (б)

Как уже было показано,  $|K_s(0, 0)|^2 = A_0^2$ . Вычисление же входящих в (12) производных несложно, но достаточно громоздко. Поэтому приведем сразу окончательные выражения:

$$\left. \frac{\partial |K_s(\eta, \xi)|^2}{\partial \eta} \right|_{\eta, \xi=0} = \left. \frac{\partial |K_s(\eta, \xi)|^2}{\partial \xi} \right|_{\eta, \xi=0} = 0,$$

$$\left. \frac{\partial^2 |K_s(\eta, \xi)|^2}{\partial \eta^2} \right|_{\eta, \xi=0} \approx -\frac{1}{6} A_0^2 T^2,$$

$$\left. \frac{\partial^2 |K_s(\eta, \xi)|^2}{\partial \xi^2} \right|_{\eta, \xi=0} \approx -0.00915 A_0^2 T^4,$$

$$\left. \frac{\partial^2 |K_s(\eta, \xi)|^2}{\partial \eta \partial \xi} \right|_{\eta, \xi=0} \approx \frac{1}{24} A_0^2 T^3.$$

После подстановки этих выражений в (12) получаем

$$|K_s(\eta, \xi)|^2 \approx A_0^2 \left\{ 1 - \frac{T^2}{12} \left[ \left( \eta - \frac{\xi T}{4} \right)^2 - 0.0076 \xi^2 T^2 \right] \right\}. \quad (13)$$

Оценки  $\Delta \eta$  и  $\Delta \xi$ , полученные из (13), достаточно хорошо согласуются с данными, представленными на рис. 2–4. Например, ширина функции неопределенности по координате  $\eta$  на уровне половинной мощности,  $\Delta \eta_{0.5}$ , равна

$$\Delta \eta_{0.5} \approx \pm \sqrt{6}/T,$$

а для  $\Delta \xi_{0.5}$  из (13) имеем

$$\Delta \xi_{0.5} \approx \pm 10.454/T^2.$$

В заключение этого параграфа оценим выигрыш в соотношении сигнал/шум, который обеспечивает рассмотренный алгоритм по сравнению с вычислением энергетического спектра ЛЧМ-сигналов. В соответствии с (5) спектральная мощность ЛЧМ-сигнала на частоте  $\omega = \omega_0$  равна

$$|S_s(\omega = \omega_0)|^2 = \frac{2\pi A_0^2}{|v_0| T^2} \left\{ C^2 \left[ T \sqrt{\frac{|v_0|}{2\pi}} \right] + S^2 \left[ T \sqrt{\frac{|v_0|}{2\pi}} \right] \right\}.$$

Поскольку  $S(x), C(x) \rightarrow 1/2$  при  $x \rightarrow \infty$ , при достаточно больших  $T \sqrt{|v_0|}$ , т. е. при выполнении неравенства  $T \sqrt{|v_0|} \gg \sqrt{2\pi}$ , можно приближенно считать

$$|S_s(\omega = \omega_0)|^2 \approx \frac{\pi A_0^2}{|v_0| T^2},$$

в то время как вычисление  $|K_s(\eta, \xi)|^2$  при  $\eta, \xi = 0$ , т. е.  $\omega = \omega_0$  и  $v = v_0$  дает  $A_0^2$ . Таким образом, выигрыш в соотношении сигнал/шум,  $\gamma = |K_s(0, 0)|^2 / |S_s(\omega = \omega_0)|^2$ , в предельном случае составляет

$$\gamma = \frac{|v_0| T^2}{\pi} \gg 1.$$

Например, при  $v_0 = 115820$  с<sup>-2</sup> и  $T = 0.02$  с выигрыш  $\gamma$  составляет  $\approx 14.75$ , т. е. примерно 11.7 дБ.

Эти оценки достаточно хорошо согласуются с данными, представленными на рис. 1.

### 5. Схема реализации и выбор параметров алгоритма

Как уже отмечалось, чирплет-преобразование [11] можно рассматривать как взвешенное преобразование Фурье принимаемого сигнала с весовой функцией  $e^{ivt^2}$  (см. формулу (6)). Поэтому одна из возможных схем реализации алгоритма обнаружения ЛЧМ-сигналов может быть основана на использовании многоканального быстрого преобразования Фурье (БПФ) (см. рис. 5).

Сигнал  $u_r(t)$ , принятый радаром, поступает в  $M$  каналов, в каждом из которых он умножается на соответствующую весовую функцию  $e^{iv_{0m}t^2}$ ,  $m = 1, 2, \dots, M$ . Значения  $v_{0m}$  соответствуют середине полосы элементарных фильтров по параметру  $\xi$  на заданном уровне,  $v_{0m} = \Delta\xi(m - 0.5)$ . Результат перемножения,  $u_r(t) \cdot e^{iv_{0m}t^2}$ , поступает в блок БПФ для вычисления энергетического спектра входного колебания. Полученные спектры подаются на решающее устройство, где сравниваются с заданным порогом обнаружения, при превышении которого принимается решение о наличии объекта.

Исходными данными для выбора параметров алгоритма является соотношение сигнал/шум, необходимое для обеспечения заданной вероятности ложной тревоги и правильного обнаруже-

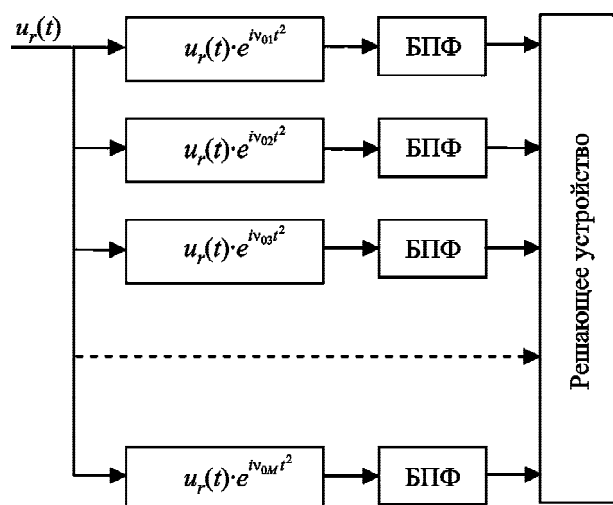


Рис. 5. Возможная схема реализации алгоритма обнаружения ЛЧМ-сигналов

ния, а также интервал возможных значений  $v_0 \in [v_{0min}, v_{0max}]$ . Исходя из этих данных, определяется требуемая длительность интервала интегрирования  $T = N\Delta t$ , где  $N$  – количество отсчетов входного сигнала, а  $\Delta t$  – темп оцифровки, который задается в соответствии со стандартными требованиями к БПФ. Затем по формуле (13) оценивается ширина элементарного фильтра по скорости изменения частоты  $\Delta\xi$  на заданном уровне и определяется необходимое количество каналов обработки (фильтров) по  $v_0$ :

$$M = (v_{0max} - v_{0min}) / \Delta\xi.$$

Следует отметить, что уровень, по которому оценивается ширина элементарного фильтра  $\Delta\xi$ , определяет дополнительные потери в энергии выходного сигнала, связанные с неточной настройкой фильтра по параметру  $v_0$ . Поэтому при его выборе существует некая альтернатива между величиной этих потерь и сложностью реализации алгоритма (количеством каналов) – чем выше уровень, тем меньше потери, но больше число необходимых каналов. Ниже в табл. 1 приведены оценки параметров алгоритма, полученные при  $v_0 \in [0, 115820 \text{ с}^{-2}]$  для  $\Delta\xi_{0.95}$  и  $\Delta\xi_{0.5}$  в зависимости от длительности интервала  $T$ .

Как видно из приведенных в табл. 1 данных, при  $v_0 \in [0, 115820 \text{ с}^{-2}]$  анализируемый алгоритм обеспечивает существенный выигрыш в соотношении сигнал/шум (более 10 дБ) по сравнению с применением стандартного преобразования Фурье уже при  $T \geq 0.02$  и сравнительно небольшом числе каналов обработки.

### 6. Заключение

Таким образом, в работе проведено исследование алгоритма обнаружения движущихся с постоянным ускорением радарных объектов, построенного на основе чирплет-преобразования. Получено аналитическое выражение для функции неопределенности ЛЧМ-сигнала и выполнен ее анализ применительно к обнаружению таких объектов. Приведено приближенное выражение для описания ее поведения в окрестности основного максимума. Проведен анализ уровня боковых лепестков и сделаны оценки характерной ширины функции неопределенности по координатам частота и скорость ее изменения. Получены оценки выигрыша в соотношении сигнал/шум, который

Таблица 1. Параметры алгоритма обнаружения ЛЧМ-сигналов при  $\nu_0 \in [0, 115820 \text{ с}^{-2}]$ 

$T, \text{ с}$	0.01	0.02	0.03	0.04	0.05	0.06	0.07	0.08	0.09	0.1
$\Delta\xi_{0,95}, \text{ с}^{-2}$	66100	16525	7340	4130	2640	1830	1350	1030	815	660
$\Delta\xi_{0,5}, \text{ с}^{-2}$	209080	52270	23230	13070	8360	5800	4270	3270	2580	2090
$M_{0,95}$	2	7	16	28	44	64	86	112	142	176
$M_{0,5}$	1	3	5	9	14	20	28	36	45	56
$\gamma, \text{ дБ}$	5.7	11.7	15.2	17.7	19.6	21.2	22.6	23.7	24.8	25.7

обеспечивает данный алгоритм по сравнению с применением стандартного преобразования Фурье для обнаружения ЛЧМ-сигналов на фоне “белого” шума. Показано, что уже при сравнительно небольшом ( $< 20$ ) количестве каналов обработки (элементарных фильтров по скорости изменения частоты) выигрыш в соотношении сигнал/шум превышает 10 дБ.

Предложена структурная схема реализации рассмотренного алгоритма, основанная на использовании многоканального взвешенного преобразования Фурье. Разработаны рекомендации по выбору параметров алгоритма обнаружения.

Полученные результаты свидетельствуют об эффективности применения рассмотренного алгоритма для обнаружения радарных объектов, движущихся с постоянным ускорением. Тем не менее представляется целесообразным провести компьютерное моделирование его работоспособности с учетом влияния шумов, а также тестовые измерения в реальных условиях. Кроме того, необходимо разработать и исследовать схему цифровой реализации данного алгоритма обнаружения.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Левин Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники. Книга 2. – М.: Сов. радио, 1968. – 504 с.
2. Финкельштейн М. И. Основы радиолокации. – М.: Радио и связь, 1983. – 536 с.
3. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
4. Harmuth H. F. Nonsinusoidal Waves for Radar and Radio Communication. – New York: Academic Press, 1981. – 396 p.
5. Berni A. J. and Greeg W. D. On the Utility of Chirp Modulation for Digital Signaling // IEEE Trans. Commun. – 1973. – Vol. 21, No. 6. – P. 748–751. DOI: 10.1109/TCOM.1973.1091721
6. Meng Fanyu and Gu Xuemai. A Combined Chirp Signal Modulation Technique for Multiple Access Systems // Inform. Technol. J. – Vol. 10, No. 2. – 2011. – P. 416–421. DOI: 10.3923/ijt.2011.416.421

7. Подлесный А. В., Брынько И. Г., Куркин В. И., Березовский В. А., Киселев А. М., Петухов Е. В. Многофункциональный ЛЧМ ионозонд для мониторинга ионосферы // Геогелиофизические исследования [Электронный ресурс]. – 2013. – Вып. 4. – С. 24–31. Режим доступа: <http://vestnik.geospace.ru>
8. Суханов Д. Я., Якубов В. П. Применение сигналов с линейной частотной модуляцией в трехмерной радиотомографии // Журнал технической физики. – 2010. – Т. 80, Вып. 4. – С. 115–119.
9. Cook C. E. and Bernfeld M. Radar Signals: An Introduction to Theory and Application. – New York - London: Academic Press, 1967. – 552 p.
10. Тутыгин В. С., Шедов С. В., Южаков А. В. Новые адаптивные алгоритмы обнаружения и определения параметров ЛЧМ-сигналов // Цифровая обработка сигналов. – 2011. – № 1. – С. 16–23.
11. Mann S. and Haykin S. The Chirplet transform: A generalization of Gabor’s logon transform // Vision Interface 91 Conference: Proc. conf. – Calgary, Alberta, Canada. – 1991. – P. 205–212.
12. Abramowitz M. and Stegun I. A. (eds.). Handbook of mathematical functions with formulas, graphs and mathematical tables. – U. S. Department of Commerce, National Bureau of Standards, 1964. – 1046 p.

## REFERENCES

1. LEVIN, B. R., 1968. *Theoretical fundamentals of statistical radio engineering, Volume 2*. Moscow, USSR: Sov. radio Publ. (in Russian).
2. FINKELSTEIN, M. I., 1983, *Fundamentals of radiolocation*. Moscow, USSR: Radio i Svyaz’ Publ. (in Russian).
3. SHIRMAN, Y. D. and MANZHOS, V. N., 1981. *Theory and technique of processing radar information against a noise background*. Moscow, USSR: Radio i Svyaz’ Publ. (in Russian).
4. HARMUTH, H. F., 1981. *Nonsinusoidal Waves for Radar and Radio Communication*. New York: Academic Press.
5. BERNI, A. J. and GREEG, W. D., 1973, On the Utility of Chirp Modulation for Digital Signaling. *IEEE Trans. Commun.* vol. 21, no. 6, pp. 748–751. DOI: 10.1109/TCOM.1973.1091721
6. MENG FANYU and GU XUEMAI, 2011. A Combined Chirp Signal Modulation Technique for Multiple Access Systems. *Inform. Technol. J.* vol. 10, no. 2, pp. 416–421. DOI: 10.3923/ijt.2011.416.421
7. PODLESNY, A. V., BRYNKO, I. G., KURKIN, V. I., BEREZOVSKY, V. A., KISELYEV, A. M., and PETU-



- KHOV, E. V., 2013. A multifunctional chirp ionosonde for monitoring of the ionosphere *Heliogeophys. Res.* [online]. is. 4, pp. 24–31 [viewed 16 May 2017] (in Russian). Available from: <http://vestnik.geospace.ru>
8. SUKHANOV, D. YA. and YAKUBOV, V. P., 2010. Application of linear frequency modulated signals in three-dimensional radio tomography. *Tech. Phys.* vol. 55, is. 4, pp. 546–550. DOI: 10.1134/S1063784210040195
  9. COOK, C. E. and BERNFELD, M., 1967. *Radar Signals: An Introduction to Theory and Application*. New York - London: Academic Press.
  10. TUTYGIN, V. S., SHEDOV, S. V. and YUZHAVKOV, A. V., 2011. New adaptive algorithms for detection and parameter estimation of chirp signals. *Digital signal rprocessing*. no. 1, pp. 16–23 (in Russian).
  11. MANN, S. and HAYKIN, S., 1991. The Chirplet transform: A generalization of Gabor's logon transform. In: *Vision Interface 91 International Conference Proceedings*. Calgary, Alberta, Canada, pp. 205–212.
  12. ABRAMOWITZ, M. and STEGUN, I. A., eds. 1964. *Handbook of mathematical functions with formulas, graphs and mathematical tables*. U. S. Department of Commerce, National Bureau of Standards.

V. G. Galushko and D. M. Vavriv

Institute of Radio Astronomy,  
National Academy of Sciences of Ukraine,  
4, Mystetstv St., Kharkiv, 61002, Ukraine

#### ANALYSIS OF THE CHIRPLET TRANSFORM-BASED ALGORITHM FOR RADAR DETECTION OF ACCELERATED TARGETS

*Purpose:* Efficiency analysis of an optimal algorithm of chirp signal processing based on the chirplet transform as applied to detection of radar targets in uniformly accelerated motion.

*Design/methodology/approach:* Standard methods of the optimal filtration theory are used to investigate the ambiguity function of chirp signals.

*Findings:* An analytical expression has been derived for the ambiguity function of chirp signals that is analyzed with respect to detection of radar targets moving at a constant acceleration. Side-lobe level and characteristic width of the ambiguity function with respect to the coordinates frequency and rate of its change have been estimated. The gain in the signal-to-noise ratio has been assessed that is provided by the algorithm under consideration as compared with application of the standard Fourier transform to detection of chirp signals against a "white" noise background. It is shown that already with a comparatively small (< 20) number of processing channels (elementary filters with respect to the frequency change rate) the gain in the signal-to-noise ratio exceeds 10 dB.

A block diagram of implementation of the algorithm under consideration is suggested on the basis of a multichannel weighted Fourier transform. Recommendations as for selection of the detection algorithm parameters have been developed.

*Conclusions:* The obtained results testify to efficiency of application of the algorithm under consideration to detection of radar targets moving at a constant acceleration. Nevertheless, it seems expedient to perform computer simulations of its operability with account for the noise impact along with trial measurements in real conditions.

*Key words:* target detection, optimal filtering, chirplet transform, ambiguity function, signal-to-noise ratio

V. G. Galushko, D. M. Vavriv

Радіоастрономічний інститут НАН України,  
вул. Мистецтв, 4, м. Харків, 61002, Україна

#### АНАЛІЗ АЛГОРИТМУ ВИЯВЛЕННЯ РАДІОЛОКАЦІЙНИХ ОБ'ЄКТІВ, ЩО РУХАЮТЬСЯ З ПРИСКОРЕННЯМ, НА ОСНОВІ ЧІРПЛЕТ-ПЕРЕТВОРЕННЯ

*Предмет і мета роботи:* Аналіз ефективності оптимального алгоритму обробки ЛЧМ-сигналів на основі чірплет-перетворення стосовно виявлення радіолокаційних об'єктів, що рухаються з постійним прискоренням.

*Методи і методологія:* Для дослідження функції невизначеності ЛЧМ-сигналів, побудованої на основі чірплет-перетворення, використовуються стандартні методи теорії оптимальної фільтрації.

*Результати:* Отримано аналітичний вираз функції невизначеності ЛЧМ-сигналу та виконано її аналіз стосовно виявлення радіолокаційних об'єктів, що рухаються з постійним прискоренням. Виконано аналіз рівня бокових пелюсток та зроблено оцінки характерної ширини функції невизначеності за координатами частота та швидкість її змінення. Отримано оцінки виграшу в співвідношенні сигнал/шум, що забезпечує даний алгоритм в порівнянні з використанням стандартного перетворення Фур'є для виявлення ЛЧМ-сигналів на фоні "білого" шуму. Показано, що вже при порівняно невеликій (< 20) кількості каналів обробки (елементарних фільтрів за швидкістю змінення частоти) виграш у співвідношенні сигнал/шум перевищує 10 дБ.

Запропоновано структурну схему реалізації розглянутого алгоритму, що ґрунтується на використанні багатоканального зваженого перетворення Фур'є. Розроблено рекомендації щодо вибору параметрів алгоритму виявлення.

*Висновки:* Отримані результати свідчать про ефективність застосування розглянутого алгоритму для виявлення радарних об'єктів, що рухаються з постійним прискоренням. Проте здається доцільним виконати комп'ютерне моделювання його працездатності з урахуванням впливу шумів. А також тестові вимірювання в реальних умовах.

*Ключові слова:* виявлення цілей, оптимальна фільтрація, чірплет-перетворення, функція невизначеності, співвідношення сигнал/шум

Статья поступила в редакцию 17.05.2017