

УДК 621.396

П.А. Полянских, В.П. Денисов, А.А. Мещеряков

## Кепстральная обработка сигналов в пассивной однопозиционной системе местоопределения источников радиоизлучения

Исследуется возможность применения кепстрального анализа для измерения задержек сигналов сканирующей импульсной РЛС, отраженных от элементов рельефа местности, относительно прямого сигнала в однопозиционной пассивной системе местоопределения источников радиоизлучения. Исходным материалом служат записи прямых и отраженных сигналов в приемном пункте системы, полученные на пересеченных наземных трассах. Приведены теория кепстрального метода и результаты численных расчетов для случая нескольких отраженных сигналов. Для выделения составляющих кепстра, соответствующих задержкам отраженных сигналов, необходимо, чтобы амплитуды этих сигналов значительно превосходили фон, обусловленный рассеянием прямого сигнала элементами окружающей местности.

**Ключевые слова:** отражения, элемент рельефа местности, наземная трасса распространения, задержка сигнала, обработка.

**DOI:** 10.21293/1818-0442-2023-26-1-34-40

### Экспериментальное обоснование постановки задачи

Прогресс в области повышения чувствительности радиоприемных устройств и реализация возможностей цифровой обработки сигналов приводят к тому, что искажения сигналов на трассе распространения радиоволн становятся решающим фактором в задачах оптимизации радиоэлектронных систем, предназначенных для обнаружения источников радиоизлучения, дальномерных и угломерных измерений.

Разработанный в НИИ РТС ТУСУРа пассивный однопозиционный метод определения местоположения на местности работающей импульсной радиолокационной станции (РЛС) [1, 2] предполагает моноимпульсное определение направления как на РЛС (по прямому сигналу, прошедшему трассу распространения радиоволн по кратчайшему пути), так и на источники переотражений (по принятым от них сигналам), а также измерение временных задержек сигналов РЛС, переизлученных элементами рельефа местности, относительно прямого. Для определения положения РЛС на местности достаточно выяснить расстояние до нее (дальность), которая вычисляется по совокупности измеренных задержек между отражениями и прямым сигналом, а также пеленгов по каждому импульсу, по которому измеряется задержка. Предложенный однопозиционный метод определения координат РЛС опробован на наземных трассах протяженностью до 20 км и показал свою состоятельность. Алгоритм обработки сигналов приведен в [1, 2], однако вопросы оптимизации обработки были рассмотрены не в полной мере.

Цель настоящей статьи – выяснить возможность и рациональность применения кепстральной обработки для измерения временных задержек отражений относительно прямого сигнала.

Вопросы пеленгования в статье не анализируются.

Используемые в статье данные о характеристиках пеленгов на источники отражений и задержках

отражений относительно прямого сигнала РЛС были получены в ходе радиофизического эксперимента по изучению распространения радиоволн сантиметрового диапазона на наземных трассах, проводившегося в НИИ РТС ТУСУРа [2]. Составная часть радиофизического комплекса, использованная для получения соответствующих данных, состояла из импульсного радиолокатора трехсантиметрового диапазона и двухбазового фазового пеленгатора, как схематически показано на рис. 1.

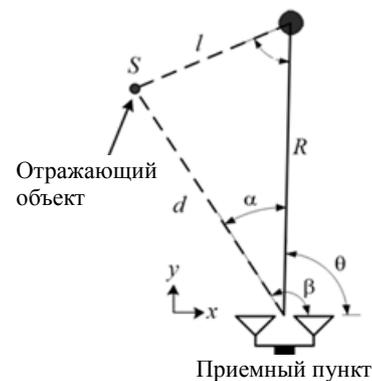


Рис. 1. Геометрия системы

РЛС излучала прямоугольные радиоимпульсы длительностью 0,3 мкс, ее антенна с шириной главного лепестка диаграммы направленности два градуса сканировала в горизонтальной плоскости. В дополнение к аппаратуре, показанной на рис. 1, приемный и передающий пункты были охвачены локальной системой единого времени [2, 4], что позволяло записывать на приемном конце в цифровой форме прямые сигналы РЛС и следующие за ними переотражения в некотором временном интервале, называемом далее окном регистрации. Записывались огибающие сигналов и разности фаз на большой (90 см) и малой (18 см) базах пеленгатора, что позволяло однозначно определять пеленги как на РЛС, так и на источники отражений. Временной дискрет цифровой записи сигналов в окне регистрации (так

АЦП) составлял 11 нс. Аппаратурная погрешность фазовых измерений оценивалась в 8–12°.

Отражающими объектами на трассе распространения были искусственные сооружения, крутые берега водоемов, холмы, группы деревьев, опушки леса и кустарников и т.д., непредсказуемо расположенные на местности. В соответствии с этим и непредсказуема и картина отражений.

Пример записи сигналов в окне регистрации дан на рис. 2 при отвороте антенны РЛС от направления на пеленгатор на 60°. На рис. 2, а показана огибающая сигналов (виден прямой импульс РЛС и ряд отраженных), на рис. 2, б и в – разности фаз на

малой и большой базах пеленгатора. «Начало» прямого импульса в окне регистрации устанавливалось системой синхронизации и соответствовало тридцатому такту АЦП относительно начала окна регистрации. Видно, что в течение как прямого, так и отраженных импульсов разности фаз сигналов на малой и большой базах изменялись не так резко, чтобы их нельзя было измерить в заданный момент времени.

Это позволило пеленговать фазовым методом [5] как РЛС, так и отражающие объекты. Вне интервалов существования импульсов разности фаз хаотично менялись в пределах ±180°.

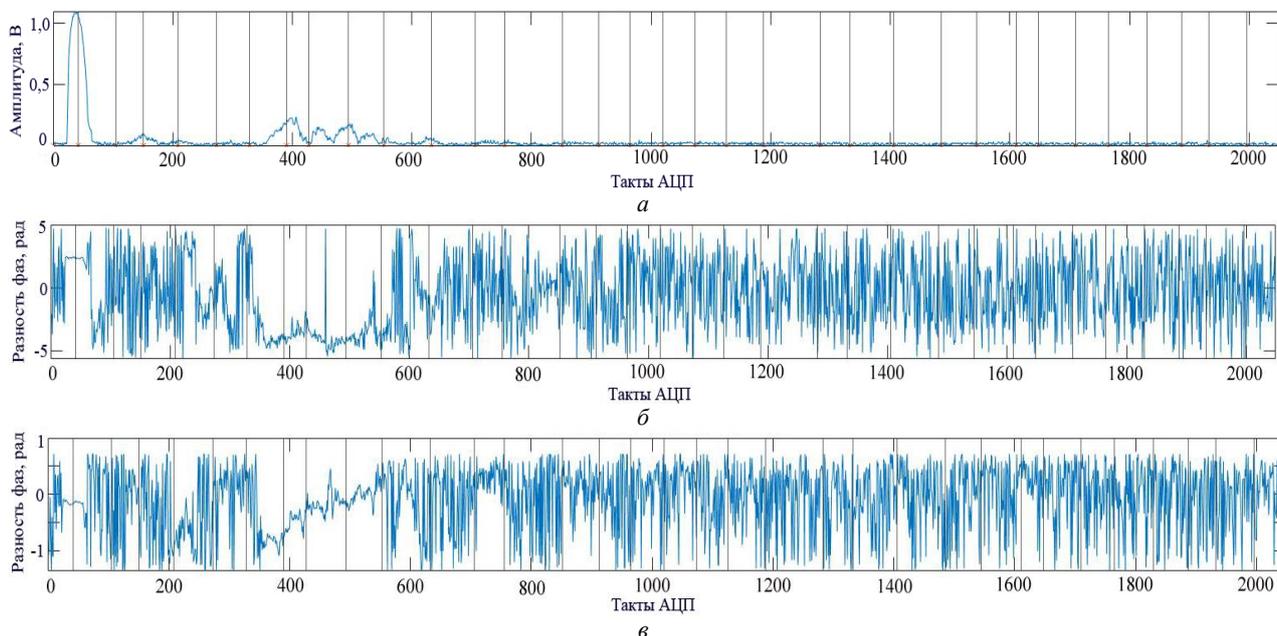


Рис. 2. Пример записи сигналов в окне регистрации: а – огибающая сигналов; б, в – разности фаз на малой и большой базах пеленгатора

Из рис. 2 видно, что в данном случае отраженные импульсы визуально отделены друг от друга, что позволяет измерять задержки между прямым и отраженными сигналами известными методами [6].

В случаях, когда отраженные импульсы сливаются друг с другом и визуально невозможно определить ни их количество, ни задержки относительно прямого, используют специальные методы измерений, одним из которых является кепстральный.

Пример такой записи сигналов приведен на рис. 3 при отвороте антенны РЛС от направления на пеленгатор на 75°. На рис. 3 длительность записи составила 1 024 такта АЦП (а не 2 048 тактов как на рис. 2), так как визуально при большем времени отраженные импульсы не были обнаружены.

#### Развитие метода кепстральной обработки сигналов

Известно, что кепстральная обработка успешно применяется в областях техники, где наряду с прямыми сигналами присутствуют отражения. Такими областями являются, например, гидроакустика, сейсмология, взрывотехника, анализ и синтез человеческой речи [7–10]. Выясним возможность его применения к нашей задаче.

Из приведенного материала следует, что в нашем случае принимаемый сигнал  $s(t)$  можно представить в виде

$$s(t) = s_1(t) + \sum_{i=1}^n a_i s_1(t - \tau_i), \quad (1)$$

где  $s_1(t)$  – принимаемый прямой сигнал РЛС,  $a_i$  – амплитудный коэффициент, зависящий от рассеивающих свойств соответствующего отражателя,  $\tau_i$  – задержка отраженного сигнала относительно прямого. Ее суть видна из рис. 1

$$\tau_i = \frac{1}{c}(l_i + d_i - R).$$

Из (1) следует, что внутренние шумы аппаратуры не учитываются в принятой модели сигнала, считается, что их влияние пренебрежимо мало. В то же время из рис. 2 и 3 видно, что индицируемые импульсы принимаются на фоне значительно менее мощных отражений, создающих на рисунке сплошную шумовую дорожку. Их наличие укладывается в рамки (1).

По совокупности измеренных пеленгов отражений относительно направления на РЛС  $\alpha_i = |\theta_i - \beta_i|$ ,

(см. рис. 1) и разности расстояний  $\delta_i = \sigma\tau_i$  определяется дальность до РЛС по формуле

$$R = \arg \min_R \sum_{i=1}^N \left[ (x_i(R, \alpha_i, \delta_i) - x_{ni})^2 + (y_i(R, \alpha_i, \delta_i) - y_{ni})^2 \right], \quad (2)$$

где  $x_{ni}$  и  $y_{ni}$  – координаты возможных («потенциальных» [2]) отражателей, нанесенных на карту местности,  $x_i$  и  $y_i$  – координаты отражателей, рассчитанные по измеренным пеленгам и задержкам.

Поясним кратко суть рассматриваемого метода измерения задержек с применением кепстров.

Исходной позицией является модель сигнала, определяемая (1).

Спектр этого сигнала можно в виде произведения двух спектров записать как

$$S(j\omega) = S_1(j\omega) \cdot S_2(j\omega), \quad (3)$$

где  $S_1(j\omega)$  – спектр прямого сигнала, который считается неискаженным;

$$S_2(j\omega) = \left( 1 + \sum_{i=1}^n a_i e^{-j\omega\tau_i} \right). \quad (4)$$

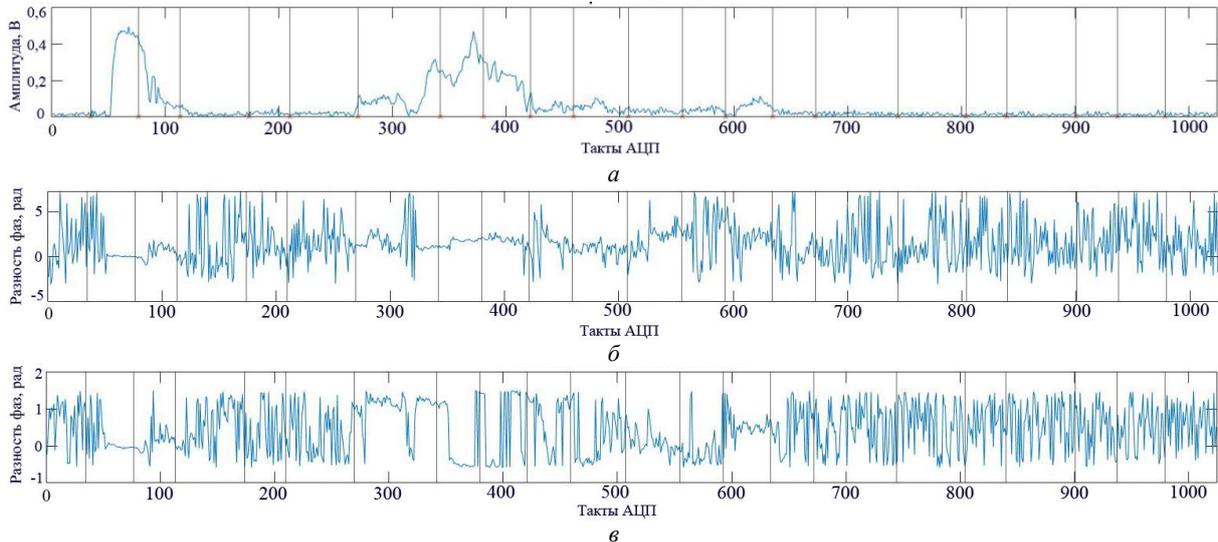


Рис. 3. Пример записи сигналов в окне регистрации: *a* – огибающая сигналов; *б, в* – разности фаз на малой и большой базах пеленгатора

Спектр  $S_2(j\omega)$  зависит от интенсивности и задержек отраженных сигналов относительно прямого и не связан со спектром прямого сигнала.

Идея кепстральной обработки заключается в переходе от произведения двух спектров в формуле (3) к их сумме, что достигается путем логарифмирования.

После логарифмирования квадрата модуля  $S(j\omega)$  и возвращения во временную область путем обратного преобразования Фурье получаем функцию, именуемую кепстром:

$$C(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \ln |S(j\omega)|^2 e^{j\omega t} d\omega. \quad (5)$$

Кепстр  $C(t)$  также можно записать в виде

$$C(t) = C_{s1}(t) + C_{s2}(t), \quad (6)$$

где  $C_{s1}(t)$  – кепстр прямого сигнала,  $C_{s2}(t)$  – кепстр сигнала, спектр которого выражается формулой (4).

Кепстр  $C_{s2}(t)$  содержит всю информацию о задержках отраженных сигналов относительно прямого.

Дальнейший теоретический анализ кепстральных преобразований в известной нам литературе

проводится исходя из двух упрощающих условий, налагаемых на сигнал (1):

- принимаемый сигнал содержит только один отраженный;
- амплитуда прямого сигнала больше, чем амплитуда отраженного,  $a_1 < 1$ .

Продолжим анализ, полагая, что отраженных сигналов больше чем один, воспользовавшись известным подходом [11].

Квадрат спектра полного сигнала в подынтегральном выражении формулы (5) запишем как

$$|S(j\omega)|^2 = |S_1(j\omega)|^2 S_2(j\omega) S_2(-j\omega). \quad (7)$$

Поскольку вся информация о задержках содержится в функции  $S_2(j\omega)$ , далее будем заниматься только ей. Эта функция выражается формулой (4) и перемножение сумм в соответствии с (5) привело бы к очень громоздким выражениям. Поэтому ограничимся случаем, когда отраженных сигналов всего два, полагая, что это позволит выяснить особенности, связанные с наличием более чем одного.

Будем иметь

$$\ln |S_2(j\omega)|^2 = \ln \left( 1 + a_1 e^{j\omega\tau_1} + a_2 e^{j\omega\tau_2} \right) + \ln \left( 1 + a_1 e^{-j\omega\tau_1} + a_2 e^{-j\omega\tau_2} \right). \quad (8)$$

Далее разложим логарифм в степенной ряд, полагая, что сумма второго и третьего членов в простых скобках не превосходит по модулю единицы.

$$\ln(1+x) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \dots$$

В нашем случае  $x = a_1 e^{j\omega\tau_1} + a_2 e^{j\omega\tau_2}$  в первой скобке,  $x = a_1 e^{-j\omega\tau_1} + a_2 e^{-j\omega\tau_2}$  – во второй.

Используя данное разложение, имеем на основании (8)

$$\begin{aligned} \ln|S_2(j\omega)|^2 &= 2a_1 \cos \omega\tau_1 + 2a_2 \cos \omega\tau_2 - \\ &- a_1^2 \cos 2\omega\tau_1 - a_2^2 \cos 2\omega\tau_2 - 2a_1 a_2 \cos \omega(\tau_1 + \tau_2) + \\ &+ \frac{2}{3} a_1^3 \cos 3\omega\tau_1 + \frac{4}{3} a_1^2 a_2 \cos \omega(2\tau_1 + \tau_2) + \\ &+ \frac{4}{3} a_2^2 a_1 \cos \omega(2\tau_2 + \tau_1). \end{aligned} \quad (9)$$

Так как мы имеем дело с дискретными сигналами, обозначим шаг дискретизации по времени  $T$  (в нашем случае это 11 нс). Задержка первого отраженного сигнала относительно прямого будет  $\tau_1 = m_0 T$ , задержка второго –  $\tau_2 = m_0 T$ . Интеграл (5) для принятой модели сигнала (два отраженных) по аналогии с учебником [11] запишется в виде

$$\begin{aligned} C(m) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \ln|S_1(j\omega)|^2 \cos(m\omega T) d(\omega T) + \\ &+ \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \ln|1 + a_1 e^{j\omega\tau_1} + a_2 e^{j\omega\tau_2}|^2 \cos(m\omega T) d(\omega T). \end{aligned} \quad (10)$$

Вычислим второй интеграл из (10), характеризующий задержки, подставив в него  $\ln|S_2(j\omega)|^2$  в цифровой форме. Получим

$$\begin{aligned} C_{S2}(m) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} [2a_1 \cos \omega m_0 T + 2a_2 \cos \omega m_0 T - \\ &- a_1^2 \cos 2\omega m_0 T - a_2^2 \cos 2\omega m_0 T - 2a_1 a_2 \cos \omega(m_0 T + m_0 T) + \\ &+ \frac{2}{3} a_1^3 \cos 3\omega m_0 T + \frac{2}{3} a_2^3 \cos 3\omega m_0 T + \\ &+ \frac{4}{3} a_1^2 a_2 \cos \omega(2m_0 T + m_0 T) + \\ &+ \frac{4}{3} a_2^2 a_1 \cos \omega(2m_0 T + m_0 T)] \times \cos(m\omega T) d(\omega T). \end{aligned} \quad (11)$$

При почленном перемножении содержимого квадратной скобки на  $\cos(m\omega T)$ , использовании формулы  $\cos \alpha \cos \beta = 0,5 [\cos(\alpha + \beta) + \cos(\alpha - \beta)]$  и дальнейшем интегрировании будем иметь для каждого из сомножителей выражение вида

$$\begin{aligned} &\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} [2a_1 a_2 \cos \omega T (m_0 T) + (m_0 T) \cos(\omega m T)] d(\omega T) = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} a_1 a_2 \{ \cos[\omega T (m_0 T + m_0 T) - \omega m T] + \\ &+ \cos[\omega T (m_0 T + m_0 T) - \omega m T] \} d(\omega T). \end{aligned} \quad (12)$$

Интеграл отличен от нуля в тех случаях, когда аргумент косинуса равен нулю, т.е. в точках  $m = \pm(m_0 T + m_0 T)$ , что соответствует кепстральному времени  $mT = \pm T(m_0 T + m_0 T)$ .

Применяя подобные преобразования к остальным слагаемым интеграла (11), получаем, что составляющая кепстра  $C_{S2}(m)$ , содержащая информацию о задержанных сигналах, в области положительного кепстрального времени при наличии в суммарном принимаемом сигнале двух отраженных выглядит следующим образом:

$$\begin{aligned} C_{S2}(m_0 T) &= a_1; C_{S2}(m_0 T) = a_2; C_{S2}(2m_0 T) = -\frac{a_1^2}{2}; \\ C_{S2}(2m_0 T) &= -\frac{a_2^2}{2}; C_{S2}(3m_0 T) = \frac{a_1^3}{3}; C_{S2}(3m_0 T) = \frac{a_2^3}{3}; \\ C_{S2}(m_0 T + m_0 T) &= -a_1 a_2; C_{S2}(2m_0 T + m_0 T) = \frac{2}{3} a_1^2 a_2; \\ C_{S2}(2m_0 T + m_0 T) &= \frac{2}{3} a_2^2 a_1. \end{aligned}$$

Полученный кепстр не зависит от вида входного сигнала. Как видим, в нем появились составляющие, зависящие от суммы задержек первого и второго отраженных сигналов относительно прямого. Графическое представление кепстра  $C_{S2}$  дано на рис. 5. График полностью соответствует теории.

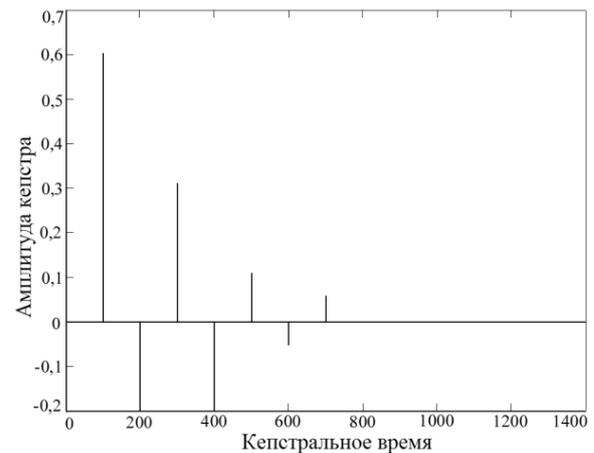


Рис. 4. Кепстр  $C_{S2}$  при регистрации двух отраженных сигналов после прямого с относительными амплитудами  $a_1 = 0,6$ ,  $a_2 = 0,3$  и задержками  $\tau_1 = 200$ ,  $\tau_2 = 300$

Из полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Кепстр  $C_{S2}(m)$  для каждого из отраженных сигналов содержит составляющие такие же, как если бы он был один. Этот вывод сделан из сравнения полученных данных с результатами учебника [11], где рассматривается один отраженный сигнал.

2. В кепстре  $C_{S2}(m)$  появились новые составляющие с кепстральным временем, равным сумме задержек первого и второго отраженных сигналов относительно прямого, взятых с коэффициентом

один или два. Появление в кепстре перечисленных комбинационных составляющих обусловлено ограничением тремя первыми членами разложения в степенной ряд логарифма в формуле (8). Реально их может быть значительно больше, но с меньшими амплитудами.

3. Чтобы выявить более слабый сигнал на фоне более сильного, его амплитуда должна быть достаточно велика. В частности, должно выполняться условие  $a_2 > a_1^3/3$ . Например, если  $a_1 = 0,8$ , должно быть  $a_2 > 0,17$ . При этом для получения теоретического результата сумма коэффициентов  $a_i$  должна быть меньше единицы.

4. Очевидно, если в суммарном сигнале более чем два отраженных, его кепстр будет содержать составляющие такие, как если бы на входе был один из этих сигналов, а также их комбинации на кепстральном времени  $m_0k + m_0j$ , где  $k$  и  $l$  - целые числа. Последнее приводит к трудностям использования кепстров для измерения задержек, когда отраженных сигналов много.

#### Кепстральный анализ экспериментальных данных

На рис. 5 приведены рассчитанные кепстры сигналов, огибающие которых представлены на рис. 2, а и 3, а.

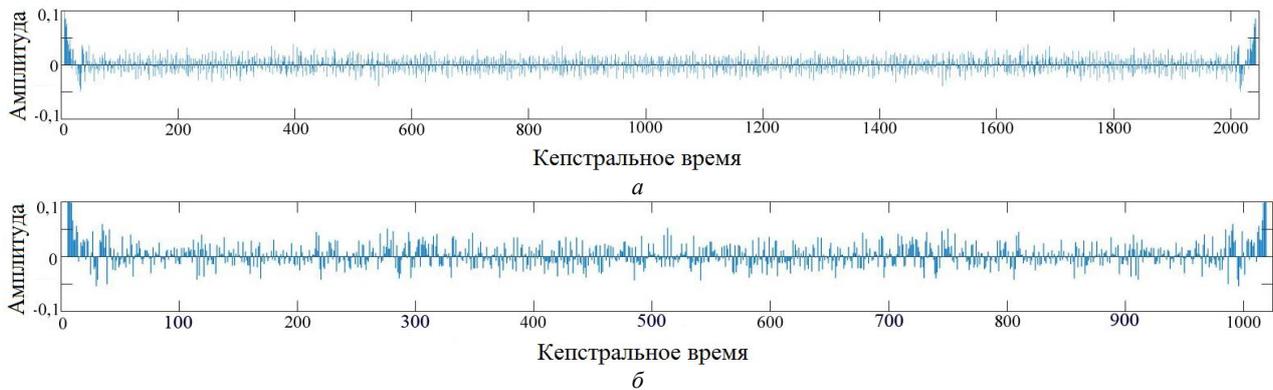


Рис. 5. Рассчитанные кепстры сигналов: а – рис. 2, а; б – рис. 3, а

Как видно из рисунка, по представленным кепстрам визуально сложно оценить время прихода отраженных сигналов. На них можно выделить «пики», соответствующие видимым импульсам на рис. 2 и 3, и измерить по ним задержку отраженных сигналов относительно прямого. Но, кроме того, на рисунках имеется множество «пигов», являющихся комбинациями кепстральных составляющих в соответствии с формулой (12), что чрезвычайно затрудняет выделение последних.

Выделение и оценку времени прихода отраженных сигналов проведем с применением ЭВМ по следующей методике.

Так как в эксперименте известна длительность излучаемого сигнала, сначала определяем область, которую занимает кепстр прямого сигнала, и исключаем ее из определения задержек как не несущую информацию. Далее находим первое по времени максимальное значение кепстра. Соответствующее положение максимума на оси кепстрального времени будет соответствовать истинной задержке первого сигнала. Далее от зафиксированного кепстрального времени отступается интервал, равный длительности прямого сигнала, для обеспечения разрешения импульсов по времени, затем процедура поиска локального максимума и соответствующего ему положения на оси кепстрального времени повторяется для каждого последующего  $i$ -го отраженного сигнала. Поиск осуществляется по всему окну наблюдения. Полученные задержки всех фиксируемых кепстральным способом отраженных сигналов наносят

ся на графики реальных сигналов в виде вертикальных прямых линий (см. рис. 2, а и 3, а).

Как видно из рисунков, часть «пигов» кепстров находится по времени в пределах визуально наблюдаемых импульсов и пригодна для оценки задержек отраженных сигналов. В этих случаях возможна и оценка разностей фаз, по которым рассчитывается угловое положение отражателя. Другая часть «пигов» занимает положение на оси времени, не соответствующее задержкам отражений, и обусловлена комбинационными составляющими кепстров. Доля случайных «пигов» тем больше, чем меньше амплитуда визуально наблюдаемых импульсов по отношению к наблюдаемому фону.

#### Заключение

Кепстральный метод применим для измерения задержек импульсных сигналов, отраженных от элементов рельефа местности, относительно прямого сигнала источника радиоизлучения. Однако для визуального выделения составляющих кепстров, соответствующих задержкам отраженных сигналов, необходимо, чтобы амплитуды этих сигналов значительно превышали фон, обусловленный рассеянием прямого сигнала элементами окружающей местности. Как показали эксперименты, вероятность такой ситуации на пересеченных наземных трассах невелика. В результате в кепстрах появляются составляющие, положение которых не соответствует каким-либо входным сигналам, а является результатом их нелинейного взаимодействия. Положение этих (помеховых) составляющих связано известным образом

с временем прихода отражений, что можно использовать для селекции последних. Мы считаем этот вопрос предметом рассмотрения отдельной статьи.

Работа выполнена при финансовой поддержке проекта № FEWM-2023-0014.

### Литература

1. Патент RU 2 457 505 С2. Устройство для определения местоположения работающей радиолокационной станции / А.А. Гельцер, В.П. Денисов, А.А. Мещеряков. – Опул. 27.07.12. – Бюл. № 21.
2. Пространственно-временные искажения сантиметровых радиосигналов на наземных трассах распространения и их влияние на точность пассивных систем местопределения / В.П. Денисов, Г.С. Шарьгин, М.В. Крутиков, В.Ю. Лебедев, А.А. Мещеряков и др. // под общ. ред. В.П. Денисова. – Томск: ТУСУР, 2014. – 502 с.
3. Корниенко В.Г. Синхронизация пространственно разнесенных пунктов радиотехнической системы с использованием многоточечного измерения взаимной корреляционной функции запросных и ответных сигналов / В.Г. Корниенко, В.Ю. Лебедев, М.В. Крутиков // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. – 2006. – № 6. – С. 44–47.
4. Танцай П.И. Экспериментальные исследования точности синхронизации шкал времени в пространственно разнесенных пунктах методом запросной радиолокации / П.И. Танцай, В.Г. Корниенко // Доклады ТУСУР. – 2008. – № 2 (18), ч. 2. – С. 25–31.
5. Денисов В.П. Фазовые радиопеленгаторы / В.П. Денисов, Д.В. Дубинин. – Томск: ТУСУР, 2002. – 251 с.
6. Вопросы пассивного радиомониторинга / под общ. ред. Г.С. Шарьгина. – Томск: ТУСУР, 2012. – 285 с.
7. Зверев В.А. О возможностях кепстрального анализа в уточнении взаимных задержек и амплитуд сигналов / В.А. Зверев, А.А. Стромков // Акустической журнал. – 2001. – Т. 47, № 5. – С. 657–663.
8. Применение кепстральной обработки эхосигналов при профилировании слоистой структуры с использованием параметрических антенн / И.А. Кириченко, В.Ю. Вишневецкий, И.Б. Старченко, Т.П. Строчан, А.И. Марколия, И.И. Сизов // Акустической журнал. – 2021. – Т. 67, № 3. – С. 286–290.
9. Сытник О.В. Алгоритм гомоморфной обработки сигналов георадара / О.В. Сытник, С.А. Масалов, Г.П. Почанин // Радиофизика и электроника. – 2015. – Т. 6(20), № 4. – С. 39–44.
10. Зверев В.А. Выделение сигналов из помех численными методами / В.А. Зверев, А.А. Стромков. – Нижний Новгород: ИПФ РАН, 2001. – 188 с.
11. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. для вузов. – 4-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1986. – 512 с.
12. Жбанов И.Л. Методика вейвлет-кепстральной обработки дискретных сигналов / И.Л. Жбанов, Н.В. Силаев, Д.Л. Бондаренко // Математическая морфология. Электронный математический и медико-биологический журнал. – 2011. – Т. 10, вып. 2.

### Полянских Петр Андреевич

Ст. преп. каф. радиотехнических систем (РТС)  
Томского государственного ун-та  
систем управления и радиоэлектроники (ТУСУР)  
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050  
ORCID: 0000-0002-0229-2102  
Тел.: +7 (382-2) 70-15-15  
Эл. почта: polyanskix@gmail.com

### Денисов Вадим Прокопьевич

Д-р техн. наук, проф. каф. РТС ТУСУРа  
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050  
Тел.: +7 (382-2) 41-36-70  
Эл. почта: vadimdenisov418@gmail.com

### Мещеряков Александр Алексеевич

Канд. техн. наук, доцент, зав. каф. РТС ТУСУРа  
Ленина пр-т, 40, г. Томск, Россия, 634050  
ORCID: 0000-0001-9566-7905  
Тел.: +7 (382-2) 41-36-70  
Эл. почта: msch@rts.tusur.ru

Polyanskich P.A., Denisov V.P., Mescheryakov A.A.

### Cepstral signal processing in a passive single-position radio source location system

The possibility of using cepstral analysis for signal processing in a passive single-position radio source location system is investigated. The method is applied to the processing of direct and re-reflected signals from terrain elements on terrestrial propagation routes. The theory of the cepstral method and the results of numerical calculations for the case of several reflected signals are presented. The difficulties of using cepstrals for measuring delays when there are many reflected signals are analyzed. It is shown that in order to visually distinguish the reflected pulses, their amplitudes must significantly exceed the background due to scattering of the direct signal by elements of the surrounding terrain.

**Keywords:** reflections, terrain element, terrestrial propagation path, signal delay, processing.

**DOI:** 10.21293/1818-0442-2023-26-1-34-40

### References

1. Gelcer A.A., Denisov V.P., Mescheryakov A.A. *Ustroistvo dlya opredeleniya mestopolojeniya rabotayuschei radiolokacionnoi stancii* [Device for locating a working radar station] Patent RF, no. 2457505, 2012.
2. Denisov V.P., Sharygin G.S., Krutikov M.V., Lebedev V.Yu., Mescheryakov A.A. *Prostranstvenno-vremennye iskazheniya santimetrovikh radiosignalov na nazemnih trassah rasprostraneniya i ih vliyaniye na tochnost passivnih sistem mestoopredeleniya* [Spatial and temporal distortions of centimeter radio signals on ground propagation routes and their impact on the accuracy of passive positioning systems]. Tomsk, TUSUR, 2014. 502 p. (in Russ.).
3. Kornienko V.G., Lebedev V.Yu., Krutikov M.V. *Sinhronizatsiya prostranstvenno raznesennih punktov radio-tehnicheskoi sistemi s ispolzovaniem mnogotochechnogo izmereniya vzaimnoi korrelyacionnoi funktsii zaprosnih i otvetnih signalov* [Synchronization of spatially separated radio system points using multipoint measurement of mutual correlation function of request and response signals]. *Izvestiya Vuzov Rossii. Radioelectronics*, 2006, no. 6, pp. 44–47 (in Russ.).
4. Tancai P.I., Kornienko V.G. *Eksperimentalnie issledovaniya tochnosti sinhronizatsii shkal vremeni v prostranstvenno raznesennih punktah metodom zaprosnoi radiolokatsii* [Experimental investigations of synchronization accuracy of the time scales at spatially separated stations by the radar transponder method]. *Proceedings of TUSUR University*, 2008, no. 2(18), pp. 25–31 (in Russ.).
5. Denisov V.P., Dubinin D.V. *Fazovie radiopelengatori* [Phase direction finders]. Tomsk, TUSUR, 2002. 251 p. (in Russ.).

6. Sharygin G.S. *Voprosi passivnogo radiomonitoringa. monografiya* [Passive radio monitoring questions]. Tomsk, TUSUR, 2012. 285 p. (in Russ.).

7. Zverev V.A., Stromkov A.A. *O vozmozhnykh kvestralnoi analiza v utochnenii vzaimnykh zaderjek i amplitud signalov* [On the Capabilities of Cepstral Analysis in Clarifying the Mutual Delays and Amplitudes of Signals]. *Acoustic Magazine*, 2001, vol. 47, no. 5, pp. 657–663 (in Russ.).

8. Kirichenko I.A., Vishneveckii V.Yu., Starchenko I.B., Strochan T.P., Markoliya A.I., Sizov I.I. *Primenenie kvestralnoi obrabotki ehosignalov pri profilirovanii sloistoi strukturi s ispolzovaniem parametricheskikh anten* [Application of cepstral echo processing in layered structure profiling using parametric antennas]. *Acoustic Magazine*, 2021, vol. 67, no. 3, pp. 286–290 (in Russ.).

9. Sitnik O.V., Masalov S.A., Pochanin G.P. *Algoritm gomomorfnoi obrabotki signalov georadara* [Algorithm of homomorphic processing of GPR signals]. *Radiophysics and Electronics*, 2015, vol. 6(20), no. 4, pp. 39–44 (in Russ.).

10. Zverev V.A., Stromkov A.A. *Videlenie signalov iz pomesh chislennymi metodami* [Signal extraction from interference by numerical methods]. Nizhny Novgorod, IPF RAN, 2001. 188 p. (in Russ.).

11. Gonorovsky I.S. *Radiotekhnicheskie cipi i signali*. [Radio circuits and signals]. Moscow, *Radio and Communications*, 1986. 512 p. (in Russ.).

12. Zhanov I.L., Silaev N.V., Bondarenko D.L. *Metodika veivlet-kvestralnoi obrabotki diskretnykh signalov* [Wavelet Cepstral Methodology for Discrete Signal Processing]. *Math-*

*ematical Morphology. Electronic Mathematical and Biomedical Journal*, 2011, vol. 10, no. 2 (in Russ.).

---

**Petr A. Polyanskich**

Senior Lecturer, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics (TUSUR)  
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050  
ORCID: 0000-0002-0229-2102  
Phone: +7 (382-2) 70-15-15  
Email: polyanskix@gmail.com

**Vadim P. Denisov**

Doctor of Science in Engineering, Professor, Department of Radio Engineering Systems, TUSUR  
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050  
Phone: +7 (382-2) 41-36-70  
Email: vadimdenisov418@gmail.com

**Alexander A. Mescheryakov**

Doctor of Science in Engineering, Assistant Professor, Department of Radio Engineering Systems, TUSUR  
40, Lenin pr., Tomsk, Russia, 634050  
ORCID: 0000-0001-9566-7905  
Phone: +7 (382-2) 41-36-70  
Email: msch@rts.tusur.ru