

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ОБНАРУЖЕНИЯ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ РСА КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ

А. А. Канатчиков

ПАО «МАК «Вымпел»», 125480, Москва, ул. Героев Панфиловцев, 10-1

Статья поступила в редакцию 19 июня 2020 г.

Аннотация. В статье рассматриваются вопросы обнаружения и определения частотно-временных параметров зондирующих сигналов космических радиолокаторов с синтезированием апертуры (РСА) в интересах системы контроля космического пространства. В качестве модели зондирующих сигналов КА РСА рассмотрена модель сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ). Для создания теоретического задела при разработке комбинированного алгоритма обнаружения зондирующих сигналов КА РСА было выполнено сравнение существующих методов обнаружения и оценки параметров сигналов. Приведено краткое описание энергетического метода, автокорреляционного метода, взаимно-корреляционного метода, а также методов частотно-временного анализа, наиболее подходящих для обнаружения ЛЧМ-сигнала, таких как оконное преобразование Фурье, преобразование Вигнера-Вилля, дробное преобразование Фурье, чирплет-преобразование. Для каждого из рассмотренных методов указаны достоинства и недостатки как с точки зрения характеристик обнаружения и определения параметров, так и точки зрения технической реализации.

Ключевые слова: система контроля космического пространства, обнаружение сигналов, радиолокаторы с синтезированием апертурой.

Abstract. The article presents the detection and time-frequency parameters estimation methods for spaceborne SAR pulse signal in the context of Space Tracking and Surveillance System. Chirp signal is considered as a model of SAR

signals. To create a theoretical basis for the perspective combined algorithm for detecting SAR signals, the paper compares existing detection methods. A brief description of the energy method, the autocorrelation method, the cross-correlation method, is given. The common used methods for chirp analysis, such as the short-time Fourier transform, the Wigner-Wille transform, the fractional Fourier transform, and the chirplet transform, are also discussed. For each method, the advantages and disadvantages are indicated both in terms of detection performance, and in terms of implementation.

Keywords: space monitoring system, signal detection, synthetic aperture radar.

Введение

В настоящее время в космическом пространстве функционирует большое количество иностранных космических аппаратов (КА), оснащенных радиолокаторами с синтезированием апертуры (РСА) антенны. КА РСА используются для радиолокационной съемки земной поверхности, а также определения параметров движущихся и неподвижных наземных объектов в любое время суток и при любых погодных условиях. Анализ планов иностранных государств по развертыванию космических систем показывает тенденции к совершенствованию КА РСА и дальнейшему увеличению их количества. В связи с этим, становится актуальной задача оперативного внесения в каталог системы контроля космического пространства (СККП) координатной и некоординатной информацией об иностранных КА РСА.

Одним из источников некоординатной информации для СККП являются средства радиотехнического контроля (РТК) космического пространства, которые могут применяться для обнаружения и оценки параметров зондирующих сигналов космических РСА. Ввиду относительно короткого времени излучения РСА на видимой траектории движения, многократного наблюдения КА РСА в течении суток, возможности изменения направления бокового обзора РСА относительно траектории движения, а также высокого уровня плотности потока мощности сигнала РСА у земной поверхности,

целесообразно решать задачу РТК КА РСА с помощью сети малогабаритных перебазируемых радиотехнических комплексов.

При создании таких комплексов одной из основных задач является анализ существующих методов обнаружения и оценки параметров зондирующих сигналов КА РСА, с целью разработки на их основе комбинированного алгоритма обнаружения и оценки параметров, а также соответствующей ему аппаратно-программной реализации. Следовательно, задача сравнительного анализа существующих методов обнаружения и оценки параметров зондирующих сигналов космических РСА является актуальной.

Основным видом модуляции, применяемым в зондирующих сигналах РСА, является линейная частотная модуляция (ЛЧМ) [1, 2]. В связи с этим, в данной работе рассматриваются существующие методы обнаружения и оценки параметров ЛЧМ-сигналов.

Методы обнаружения и оценки параметров ЛЧМ-сигналов

Энергетический метод. Наиболее простым с точки зрения технической реализации является энергетический метод обнаружения, рассмотренный в [3, 4]. Данный метод получил широкое практическое распространение и эффективно используется для обнаружения сигналов с неизвестными параметрами. Структурная схема энергетического обнаружителя представлена на рисунке 1.

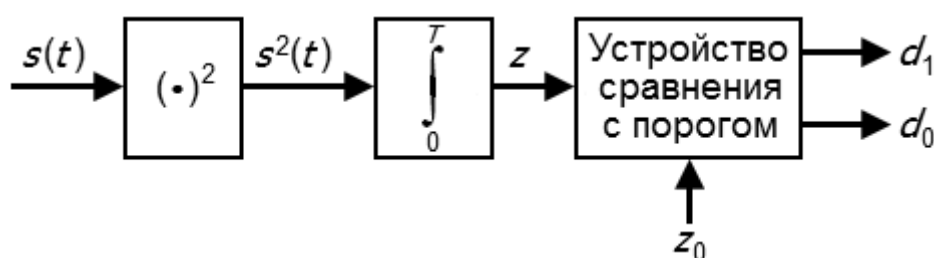


Рис. 1. Структурная схема энергетического обнаружителя.

Схема состоит из устройства возведения в квадрат, интегратора и устройства сравнения с порогом. Суть работы схемы заключается в измерении энергии входного процесса $s(t)$ в пределах заданного времени интегрирования T и сравнении выходного сигнала интегратора (решающей статистики) z с

порогом обнаружения z_0 для принятия решения о наличии сигнала. В случае, когда решающая статистика превышает порог обнаружения, то есть $z \geq z_0$, принимается решение d_1 о наличии сигнала. В противном случае, когда $z < z_0$, принимается решение d_0 об отсутствии сигнала. Выбор величины порога z_0 является отдельной сложной задачей.

Достоинством метода является предельная простота реализации. Недостатками метода являются нелинейность, работа только при сравнительно больших отношениях сигнал/шум, а также невозможность классификации сигналов по видам модуляции.

Автокорреляционный метод. Структурная схема автокорреляционного обнаружителя, рассмотренного в [5, 6], показана на рисунке 2.

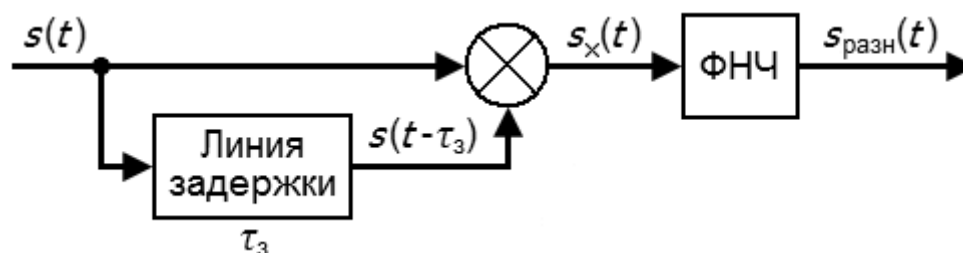


Рис. 2. Структурная схема автокорреляционного обнаружителя.

Данная схема содержит линию задержки с величиной задержки τ_3 , перемножитель сигналов и фильтр нижних частот (ФНЧ). Пусть на вход схемы подается сигнал с линейной частотной модуляцией, определяемый выражениями:

$$s(t) = A \cos\left(2\pi\left(f_0 t + \phi(t)\right)\right), \quad -\frac{\tau_u}{2} < t \leq \frac{\tau_u}{2} \quad (1)$$

$$f_0 = \frac{f_{\max} + f_{\min}}{2}, \quad \phi(t) = \frac{\gamma t^2}{2}, \quad \gamma = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{\tau_u},$$

где A – амплитуда ЛЧМ-сигнала;

f_0 – центральная частота ЛЧМ-сигнала;

$\phi(t)$ – функция модуляции;

f_{\max} – максимальная частота ЛЧМ-сигнала;

f_{\min} – минимальная частота ЛЧМ-сигнала;

$\tau_{и}$ – длительность ЛЧМ-сигнала;

γ – скорость изменения частоты.

ЛЧМ-сигнал, прошедший через линию задержки, определяется выражением:

$$s_3(t) = A \cos(2\pi(f_0(t - \tau_3) + \phi(t - \tau_3))). \quad (2)$$

При перемножении входного и задержанного сигналов будут возникать комбинационные колебания, соответствующие сумме и разности полных фаз:

$$\begin{aligned} s_x(t) &= s_{ex}(t) \cdot s_3(t) = A \cos(2\pi(f_0 t + \phi(t))) \cdot A \cos(2\pi(f_0(t - \tau_3) + \phi(t - \tau_3))) = \\ &= \frac{A^2}{2} \cos(2\pi(2f_0 t + \phi(t) + \phi(t - \tau_3) - f_0 \tau_3)) + \frac{A^2}{2} \cos(2\pi(\phi(t) - \phi(t - \tau_3) + f_0 \tau_3)). \end{aligned} \quad (3)$$

Причем длительность сигнала на выходе перемножителя составляет:

$$\tau_x = \tau_u - \tau_3. \quad (4)$$

Амплитудные спектры сигналов до и после перемножителя показаны на рисунке 3.

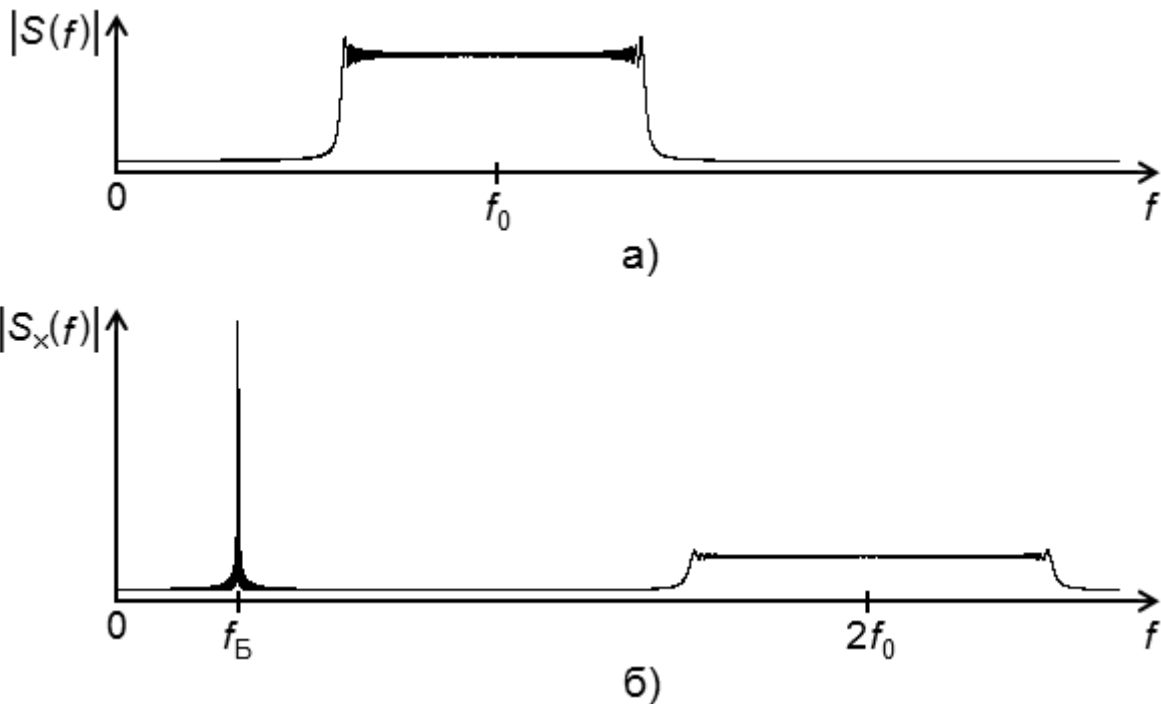


Рис. 3. Амплитудные спектры сигналов в автокорреляционном обнаружителе: а) для входного сигнала; б) на выходе перемножителя.

Комбинационное колебание, соответствующее сумме полных фаз, представляет собой ЛЧМ-сигнал с более высокой центральной частотой, чем у

входного ЛЧМ-сигнала, поэтому не представляет большого практического интереса. Однако комбинационное колебание, соответствующее разности полных фаз, представляет собой простой прямоугольный радиоимпульс без частотной модуляции с более низкой частотой, чем центральная частота входного сигнала. Разностное колебание на выходе перемножителя выделяется с помощью фильтра нижних частот и определяется выражением:

$$s_{\text{разн}}(t) = \frac{A^2}{2} \cos(2\pi(\phi(t) - \phi(t - \tau_3) + f_0\tau_3)) = \frac{A^2}{2} \cos(2\pi(f_0 t + \phi_0)),$$

$$f_0 = \gamma\tau_3, \quad \phi_0 = f_0\tau_3 - \frac{\gamma\tau_3^2}{2},$$
(5)

где f_0 – разностная частота биений;

ϕ_0 – начальная фаза сигнала на разностной частоте.

Ширина спектра разностного колебания по основному лепестку составляет:

$$\Delta f = \frac{2}{\tau_u - \tau_3}.$$
(6)

Как видно из рисунка 3, ширина спектра разностного колебания по основному лепестку значительно меньше, чем ширина спектра входного ЛЧМ-сигнала, а амплитуда спектральных составляющих значительно выше. Следовательно, происходит сжатие спектра входного сигнала.

Таким образом, при прохождении ЛЧМ-сигнала через автокорреляционный обнаружитель происходит частотная демодуляция, преобразование частоты вниз и сжатие спектра. Эти свойства позволяют не только выполнять обнаружение, но и классифицировать входной сигнал по типу модуляции. Также по известной величине задержки и по параметрам выходного сигнала обнаружителя можно определить такие параметры входного ЛЧМ-сигнала, как скорость изменения частоты и длительность импульса.

Достоинством метода является относительная простота реализации. В качестве недостатка следует отметить, что при цифровой реализации схемы частота дискретизации должна быть достаточно высокой для того, чтобы

пропустить составляющие не только на разностной, но и на суммарной комбинационной частотах, чтобы не вызвать наложение спектров на выходе перемножителя и корректно отфильтровать суммарную составляющую с помощью цифрового ФНЧ.

Взаимно-корреляционный метод, рассмотренный в [7], заключается в вычислении взаимной корреляционной функции двух фрагментов входного процесса в предположении, что каждый из фрагментов содержит в себе как минимум один ЛЧМ-импульс. Суть метода поясняется на рисунке 4.

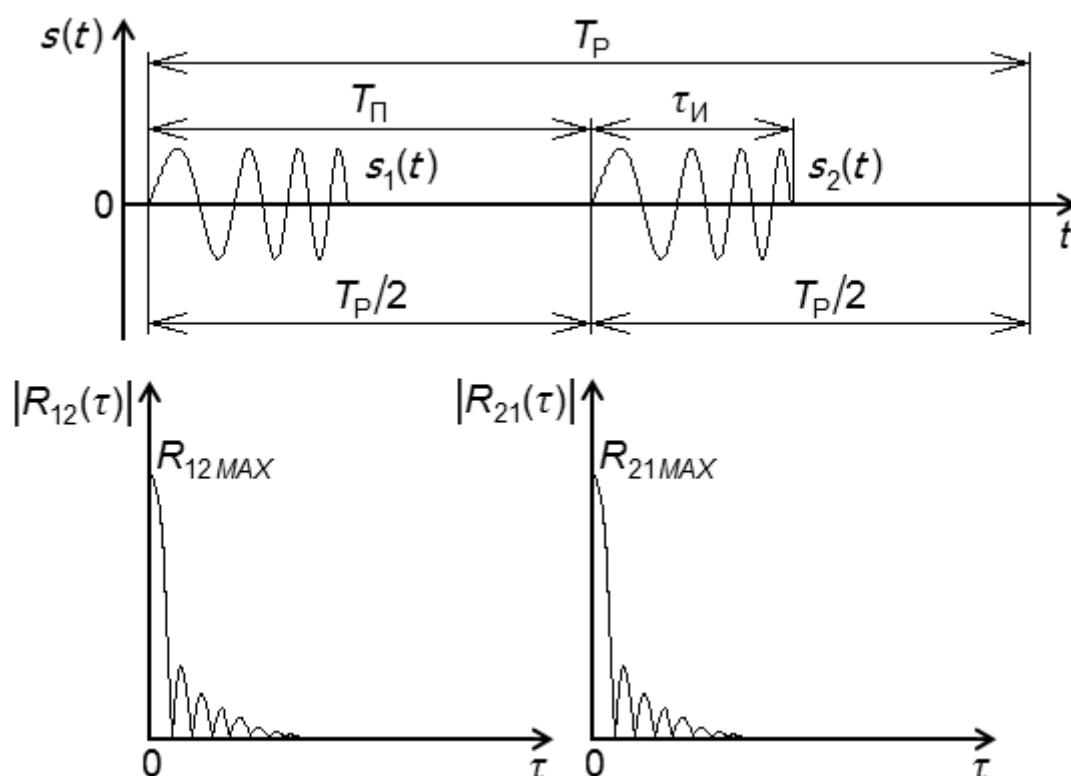


Рис. 4. Принцип работы взаимно-корреляционного обнаружителя.

Пусть имеется входной процесс $s(t)$, причем длительность интервала регистрации T_p , на котором рассматривается $s(t)$, в два раза превышает предполагаемое значение периода повторения T_p зондирующего сигнала РСА. Данный интервал разбивается на два равных фрагмента $s_1(t)$ и $s_2(t)$ длительностью $T_p/2$ каждый, в предположении о том, что в каждом из них содержится по одному зондирующему импульсу РСА.

Для обнаружения сигнала используется результат вычисления взаимных корреляционных функций (ВКФ) фрагментов $s_1(t)$ и $s_2(t)$:

$$R_{12}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t) s_2(t - \tau) dt, \quad (7)$$

$$R_{21}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_2(t) s_1(t - \tau) dt.$$

При наличии зондирующих импульсов модули взаимных корреляционных функций $|R_{12}(\tau)|$ и $|R_{21}(\tau)|$ должны иметь характерные пиковые значения R_{12MAX} и R_{21MAX} , по наличию которых можно судить об обнаружении сигнала РСА.

Достоинством метода является то, что он позволяет обнаруживать только периодически повторяющиеся сигналы, что является важным при обнаружении сигналов РСА на фоне помех.

Недостатком метода является необходимость обработки большого отрезка сигнала, заведомо содержащего как минимум два ЛЧМ-импульса.

Методы частотно-временного анализа. Анализ сигналов только во временной или только в частотной области часто не может дать исчерпывающей информации для их обнаружения и классификации. В связи с этим, широко применяются различные методы частотно-временного анализа (ЧВА), задачей которых является определение концентрации энергии вдоль частотной оси в заданный момент времени. ЧВА базируется на использовании интегральных преобразований сигналов, результатом которых являются проекции сигналов на частотно-временную плоскость. Благодаря применению ЧВА удается более эффективно выполнять обнаружение сигналов, классификацию типов модуляции, а также определять частотно-временные параметры сигналов.

Характерным недостатком всех методов ЧВА с точки зрения их реализации является вычислительная сложность.

Существует большое количество методов ЧВА [8, 9, 10], однако применительно к ЛЧМ-сигналам наиболее часто используется оконное преобразование Фурье, преобразование Вигнера-Вилля, дробное преобразование Фурье и чирплет-преобразование.

Оконное преобразование Фурье [9, 10] является простейшим и наиболее легко реализуемым на практике методом ЧВА, поэтому широко применяется в том числе и для анализа ЛЧМ-сигналов. Оно определяется выражением:

$$S(t, \omega) = \int_{-\infty}^{\infty} s(\tau) W(\tau - t) \exp(-j\omega\tau) d\tau, \quad (8)$$

где $W(t)$ – некоторая оконная функция.

Проекция ОПФ ЛЧМ-сигнала на частотно-временную плоскость представляет собой прямую линию, угол наклона которой определяется скоростью изменения частоты, а размеры по осям определяются девиацией частоты и длительностью импульса. Данные свойства позволяют выполнять обнаружение, классификацию и определение параметров ЛЧМ-сигнала. Вид результата ОПФ ЛЧМ-сигнала приведен на рисунке 5.

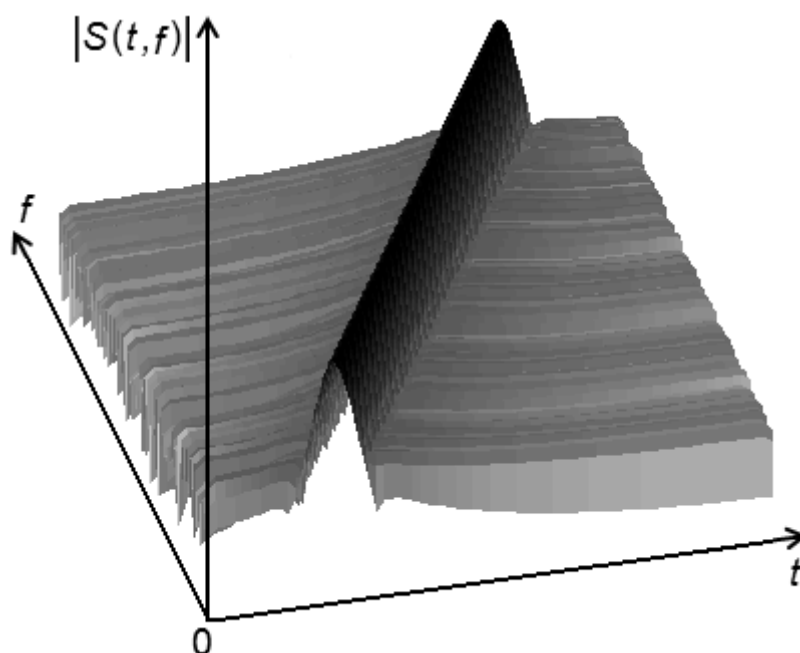


Рис. 5. Результат ОПФ ЛЧМ-сигнала.

Достоинствами ОПФ является его линейность, а также высокое быстродействие, так как на практике его вычисление сводится к разбиению сигнала на короткие отрезки (с взаимным перекрытием или без него), умножению полученных отрезков сигнала на оконную функцию и вычислению быстрого преобразования Фурье от этих отрезков с последующим построением спектрограммы. Основным недостатком метода является то, что невозможно

обеспечить одновременно хорошее разрешение по частоте и по времени. Чем меньше размер окна, тем лучше разрешение по времени и хуже разрешение по частоте.

Преобразование Вигнера-Вилля [11, 12] является одним из основных частотно-временных методов анализа ЛЧМ-сигналов. Пусть $s(t)$ – исходный сигнал. Тогда соответствующий ему аналитический сигнал, спектральная плотность которого тождественно равна нулю для отрицательных частот, определяется выражением:

$$z(t) = s(t) + jH[s(t)], \quad (9)$$

где $H[\cdot]$ – оператор преобразования Гильберта.

Преобразование Вигнера-Вилля (ПВВ) определяется выражением:

$$P_{WV}(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} z\left(t + \frac{\tau}{2}\right) z^*\left(t - \frac{\tau}{2}\right) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau, \quad (10)$$

где символ (*) обозначает операцию комплексного сопряжения; $z(t)$ – аналитический сигнал.

ПВВ является оптимальным для ЛЧМ-сигнала, так как при данном типе модуляции его результат характеризуется высокой степенью сконцентрированности энергии на частотно-временной плоскости, по сравнению с оконным преобразованием Фурье. Результат ПВВ ЛЧМ-сигнала показан на рисунке 6.

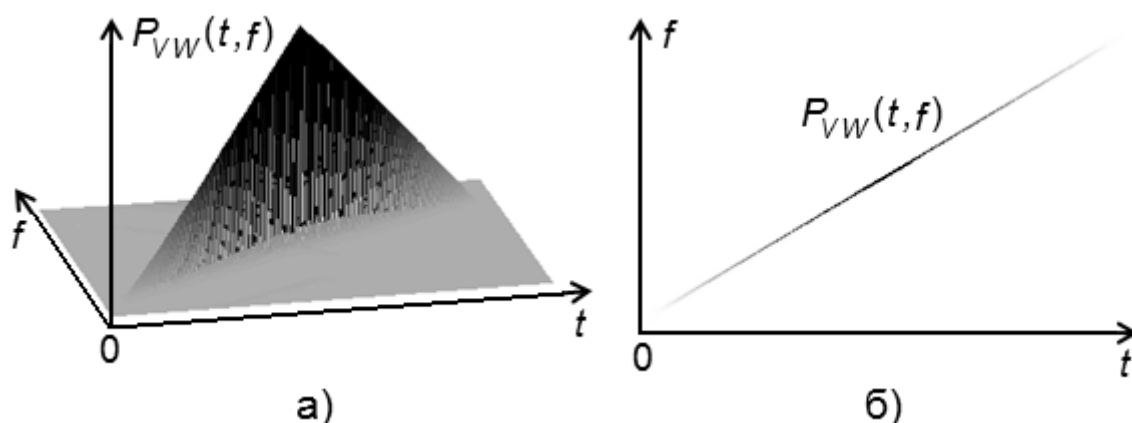


Рис. 6. Результат ПВВ ЛЧМ-сигнала: а) трехмерный график; б) проекция на частотно-временную плоскость.

С целью идентификации ЛЧМ-сигнала, ПВВ часто используют в сочетании с другими преобразованиями, например, преобразованием Радона (так называемое преобразование Радона-Вигнера [13]) или преобразованием Хафа (так называемое преобразование Вигнера-Хафа [14]), позволяющими идентифицировать частотно-временной портрет ЛЧМ-сигнала по результатам ПВВ.

Достоинством ПВВ является высокое разрешение как по частоте, так и по времени, недостатком – нелинейность, приводящая к появлению комбинационных составляющих при обработке суммы нескольких сигналов.

Дробное преобразование Фурье [15] представляет собой линейное интегральное преобразование с ядром $K_\alpha(u,t)$, выполняемое над аналитическим представлением входного сигнала (9) и определяемое выражением:

$$F_\alpha(u) = \int_{-\infty}^{\infty} z(t) K_\alpha(t,u) dt,$$

$$K_\alpha(u,t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1-j \cot \alpha}{2\pi}} \cdot \exp\left(j \frac{t^2+u^2}{2} \cot \alpha - jut \csc \alpha\right), & \alpha \neq n\pi \\ \delta(t-u) & , \quad \alpha = 2\pi n \\ \delta(t+u) & , \quad \alpha + \pi = 2\pi n. \end{cases} \quad (11)$$

Ось переменной u соответствует области дробного преобразования Фурье, которая повернута на угол α относительно временной оси t на частотно-временной плоскости (t,f) . Дробное преобразование Фурье (ДрПФ) является обобщением классического преобразования Фурье, и при $\alpha=\pi/2$ переходит в него. Операция вычисления ДрПФ представляет собой поворот частотно-временной системы координат (t_1, f_1) при неизменном характере распределения энергии сигнала относительно базовой частотно-временной системы координат (t,f) с последующим проецированием энергетического распределения сигнала на ось u . Данный процесс проиллюстрирован на рисунке 7.

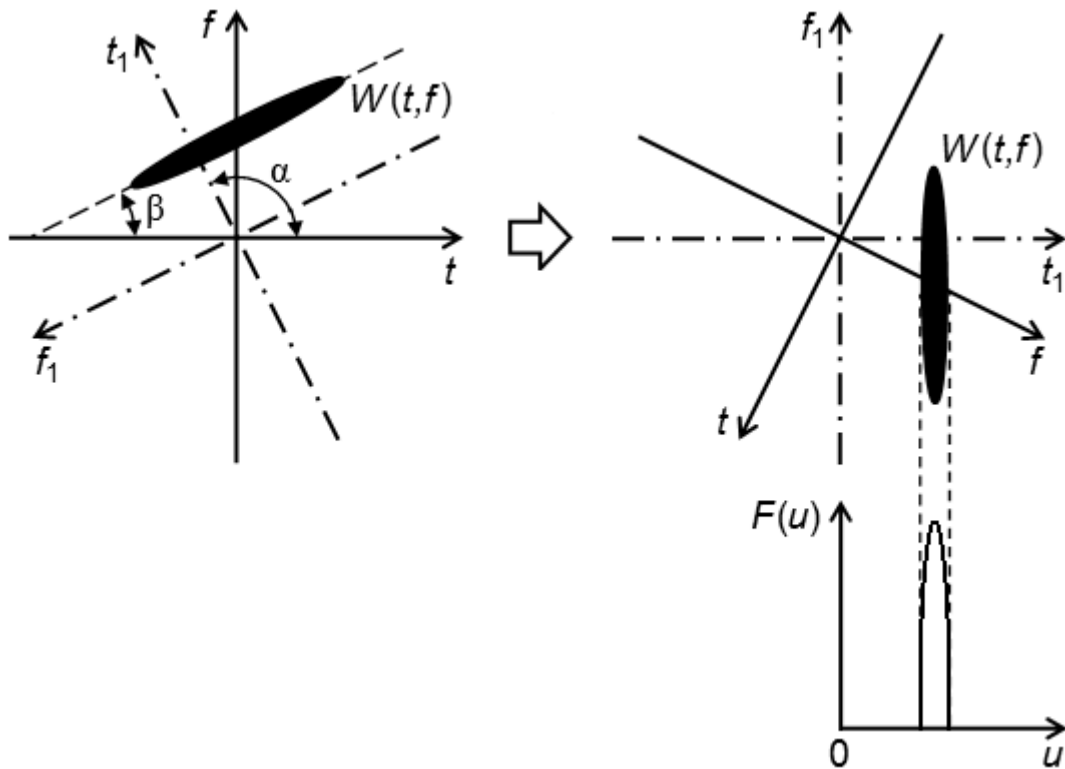


Рис. 7. Принцип вычисления ДрПФ.

На рисунке 7 под $W(t, f)$ понимается контур энергетического распределения ЛЧМ-сигнала, взятого, в соответствии с (9), в аналитическом представлении на базовой частотно-временной плоскости (t, f) . Пусть β – угол наклона прямой, проходящей вдоль $W(t, f)$. При вычислении ДрПФ от ЛЧМ-сигнала с параметром $\alpha = \beta + \pi/2$, в области переменной u получается короткий импульс (в идеале – дельта-функция) с энергией, равной энергии исходного ЛЧМ-сигнала, то есть ДрПФ при $\alpha = \beta + \pi/2$ выполняет сжатие спектра ЛЧМ-сигнала. Обнаружение и классификация ЛЧМ-сигнала с помощью данного метода производится путем перебора значений угла поворота частотно-временной плоскости α и нахождения его значения, дающего максимум ДрПФ.

Достоинством метода является его линейность и высокая степень сжатия спектра в отношении ЛЧМ-сигналов. Недостаток – необходимость многократного выполнения ДрПФ с перебором по углу поворота α .

Чирplet-преобразование [16] является расширением понятия вейвлет-преобразования [17], и заключается в представлении сигнала в системе базисных функций, называемых чирплетами. Чирплеты представляют собой

короткие отрезки ЛЧМ-сигнала в аналитическом представлении (9), хорошо локализованные как во временной, так и в частотной области. Пример временного представления чирплета, а также его спектрограмма, показаны на рисунке 8.

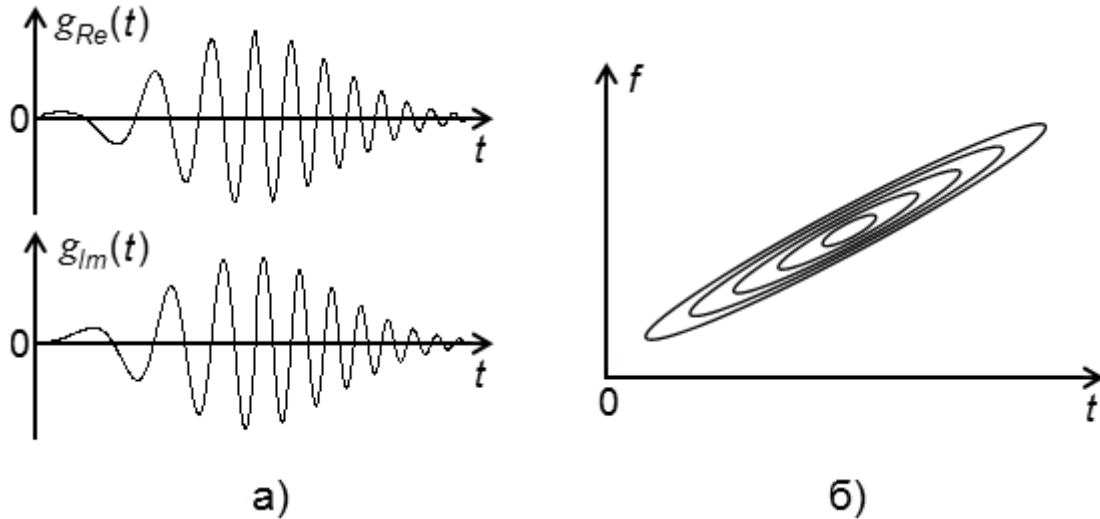


Рис. 8. Пример чирплета: а) временные диаграммы действительной и мнимой части ($g_{Re}(t)$ и $g_{Im}(t)$ соответственно); б) спектрограмма.

Семейство базисных функций для чирplet-преобразования получается из одного единственного материнского чирплета путем применения к нему следующих преобразований:

- 1) масштабирование по оси времени;
- 2) сдвиг по оси времени;
- 3) сдвиг спектра по оси частот;
- 4) изменение индекса частотной модуляции.

В качестве материнского чирплета на практике часто используется функция Гаусса:

$$g(t) = \frac{1}{\sqrt{\sqrt{\pi}}} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right). \quad (12)$$

Тогда параметризуемое семейство базисных чирpletов, порожденное от материнского чирплета путем применения четырех вышеуказанных частотно-временных преобразований, будет определяться выражением:

$$g_{a,b,c,d}(t) = \frac{1}{\sqrt{|a|}\sqrt{\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{t-b}{a}\right)^2\right) \exp\left(j[d(t-b) + 2\pi c](t-b)\right), \quad (13)$$

где a – параметр масштабирования по оси времени;

b – параметр сдвига по оси времени;

c – параметр сдвига спектра по оси частот;

d – параметр, характеризующий скорость изменения частоты.

Чирплет-преобразование определяется как скалярное произведение аналитического представления исходного сигнала (9) на базисный чирплет:

$$S_{a,b,c,d} = \int_{-\infty}^{\infty} z(t) g_{a,b,c,d}^*(t) dt, \quad (14)$$

где символ (*) обозначает операцию комплексного сопряжения.

Полученный в результате чирплет-преобразования коэффициент $S_{a,b,c,d}$ служит мерой оценки количества энергии исходного сигнала $s(t)$, сконцентрированной в частотно-временном регионе, занимаемом базисной чирплет-функцией.

Для обнаружения и оценки параметров ЛЧМ-сигнала в условиях априорной неопределенности необходимо выполнить поиск частотно-временных параметров a , b , c и d , дающих наибольшее значение коэффициента $S_{a,b,c,d}$, что подразумевает построение многомерной зависимости $S_{a,b,c,d}(a,b,c,d)$ и поиска ее максимума. Данная задача характеризуется очень высокой вычислительной сложностью, что является серьезным недостатком данного метода. В связи с этим, на практике метод применяется при наличии некоторых априорных сведений о параметрах искомого ЛЧМ-сигнала, что позволяет ограничить область поиска. Достоинством метода является возможность поиска сразу по всем частотно-временным параметрам ЛЧМ-сигнала – по длительности, временному положению, центральной частоте, скорости изменения частоты.

Заключение

Полученные в ходе проведенного сравнительного анализа результаты будут в дальнейшем использованы при моделировании работы рассмотренных методов, в результате чего будет выполнен отбор методов для создания на их основе комбинированного алгоритма обнаружения. Комбинированный алгоритм позволит выполнять обнаружение и оценку параметров сигналов в зависимости от типа КА, вида излучаемых им сигналов и отношения сигнал/шум. Результирующая комбинированная схема позволит эффективно реализовать обнаружение и оценку параметров сигнала в зависимости от условий наблюдения КА РСА.

Основные результаты данной работы были обсуждены на научно-технической конференции «VII Репинские чтения» в ПАО «Мак «Вымпел»».

Литература

1. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. М.: Радиотехника. 2010. 675 с.
2. Купряшкин И. Ф., Лихачев В. П. Космическая радиолокационная съемка земной поверхности в условиях помех: монография. Воронеж: Издательско-полиграфический центр «Научная книга». 2014. 460 с.
3. Urkowitz H. Energy detection of unknown deterministic signals // Proceedings of the IEEE, 1967. Vol. 55. No. 4. P. 523–531.
4. Сосулин Ю.Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов. М.: Советское радио. 1978. 320 с.
5. Смирнов Ю. А. Радиотехническая разведка. М.: Воениздат. 2001. 456 с.
6. Лихачев В.П., Веселков А.А., Семенов В.В. Результаты экспериментальной проверки алгоритма обнаружения и определения параметров широкополосных сигналов РЛС / Под редакцией Тюкачева Н.А. // Информатика: проблемы, методология, технологии. Материалы XVI Международной научно-методической конференции. 2016. С. 170–175.
7. Ксендзук А.В., Канатчиков А.А., Герасимов П.А. Результаты обнаружения

сигналов космических средств радиолокационной разведки в интересах системы контроля космического пространства // Вопросы радиоэлектроники. 2018. № 3. С. 63–68.

8. Cohen L. Time-frequency distributions – a review // Proceedings of the IEEE. 1989. Vol. 77. No 7. P. 941–981.

9. Hlawatsch F., Boudreaux-Bartels G.F. Linear and quadratic time-frequency signal representations // IEEE Signal Processing Magazine. 1992. Vol. 9. No. 2. P. 21–67.

10. Sejdić E., Djurović I., Jiang J. Time-frequency feature representation using energy concentration: An overview of recent advances // Digital Signal Processing, 2009. Vol. 19. No. 1. P. 153–183.

11. Claasen T.A.C.M., Mecklenbräuer W.F.G. The Wigner distribution – a tool for time-frequency signal analysis; Part I: continuous-time signals // Philips J. Res. 1980. Vol. 35. No. 3. P. 217–250.

12. Boashash B. Note on the use of the Wigner distribution for time-frequency signal analysis // IEEE Transactions on Acoustics, Speech, and Signal Processing, 1988. Vol. 36. No. 9. P. 1518–1521.

13. Wood J.C., Barry D.T. Radon transformation of time-frequency distributions for analysis of multicomponent signals // IEEE Transactions on Signal Processing. 1994. Vol. 42. No. 11. P. 3166–3177.

14. Barbarossa S. Analysis of multicomponent LFM signals by a combined Wigner-Hough transform // IEEE Transactions on Signal Processing. 1995. Vol. 43. No. 6. P. 1511–1515.

15. Almeida L.B. The fractional Fourier transform and time-frequency representations // IEEE Transactions on Signal Processing. 1994. Vol. 42. No. 11. P. 3084–3091.

16. Mann S., Haykin S. The chirplet transform: physical considerations // IEEE Transactions on Signal Processing. 1995. Vol. 43. No. 11. P. 2745–2761.

17. Mallat S. A Wavelet Tour of Signal Processing: The Sparse Way. Academic Press, 3rd edition. 2008. 832 p.

Для цитирования:

Канатчиков А.А. Сравнительный анализ методов обнаружения и определения параметров зондирующих сигналов РСА космического базирования. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. №7. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.7.2>