

Идентификация объектов сверхкороткоимпульсной радиолокации с использованием статистик высокого порядка

Доцент, к.т.н. Кузнецов Ю.В., ассистент Баев А.Б., инженер Александров А.В.

Московский Государственный авиационный институт (Технический университет)
125993, Москва, Волоколамское шоссе, 4
Кафедра теоретической радиотехники
Тел.: (095) 158-40-47
E-mail: mai_k405@mtu-net.ru

Введение

Традиционные радиолокационные системы используют узкополосные (полоса частот менее 10% от средней частоты диапазона) сигналы. В результате отражения таких сигналов от цели они изменяют свои параметры (задержка, доплеровский сдвиг, и т.д.), но практически сохраняют свою форму, поэтому можно проводить их оптимальную обработку в корреляторе или в согласованном фильтре.

Современная тенденция развития радиолокационных систем обнаружения, измерения параметров и распознавания целей заключается в расширении полосы частот в спектре зондирующего сигнала и полосы частот анализа принятого отклика от цели. Это связано с тем, что расширение полосы приводит к увеличению информации о цели, что позволяет повысить вероятность обнаружения, точность измерения параметров, достоверность распознавания.

С расширением спектра сигнала его форма все более отличается от гармонического колебания. В сверхширокополосной (сверхкороткоимпульсной) радиолокации используются эхо-сигналы с длительностью огибающей порядка единиц наносекунд, при этом полоса частот составляет сотни мегагерц. Протяженность импульса в пространстве становится соизмеримой с длиной волны несущего колебания.

В результате электромагнитного взаимодействия зондирующего сигнала с поверхностью радиолокационной цели формируется рассеянное электромагнитное поле, часть которого распространяется в направлении приемной антенны. При этом форма отклика существенно отличается от зондирующего импульса. На форму отраженного импульса существенное влияние оказывают резонансные свойства той части поверхности цели, от которой отразился эхо-сигнал. Эти резонансные свойства определяются импульсной характеристикой цели. Таким образом, в процессе локации у сверхкороткого сигнала изменяются не только его параметры, но и первоначальная форма. Такой сигнал называется «портретом цели», поскольку он несет в себе информацию не только о наличии цели и ее координатах, но и о геометрической форме. Соответствующая обработка указанного эхо-сигнала позволит произвести распознавание типа цели или ее идентификацию.

Вопросам анализа временных и частотных характеристик рассеяния электромагнитных полей телами различной формы посвящено большое количество научных работ как отечественных, так и зарубежных ученых [1, 2]. Под временной характеристикой рассеяния объекта будем понимать так называемую импульсную характеристику объекта, являющуюся реакцией на электромагнитное возбуждение, имеющее форму и свойства δ -функции. На практике воздействие имеет конечную длительность и определенную форму, поэтому временная зависимость реакции объекта несет в себе не только информацию об импульсной характеристике, но и о форме возбуждающего сигнала.

В случае частотного анализа производится исследование передаточной функции (ПФ) радиолокационного объекта, которая несет в себе всю информацию о форме и геометрических размерах цели. Анализ тонкой структуры передаточной функции и выявление ее особенностей может значительно повысить точность определения параметров обнаруживаемого радиолокационного объекта.

Особый интерес вызывает применение результатов анализа собственных электромагнитных излучений для решения задач радиолокации. Открывается возможность распознавания летательных аппаратов, представляющих собой групповую цель и неразрешимых обычным способом, обнаружения объектов заданного типа и классификации объектов по параметрам, связанным непосредственно с типом объекта.

При этом необходимо организовать наилучшую обработку принимаемого сигнала с тем, чтобы выделить полезный сигнал с требуемыми параметрами на фоне шумов и других мешающих сигналов. Обнаружение сигнала может быть совмещено с оценкой его параметров. Математически модель рассеиваемого сигнала может описываться положением нулей и полюсов на комплексной плоскости, причем положение последних практически инвариантно по отношению к ракурсу объекта, что дает возможность идентифицировать объект по результатам оценки полюсов сигнала.

Для обработки сигналов сверхширокополосной радиолокации могут использоваться как параметрические, так и непараметрические цифровые алгоритмы. К классу непараметрических линейных методов цифровой обработки сигналов относятся методы поиска полюсов на основе алгоритма дискретного преобразования Фурье, позволяющего последовательно находить все резонансные частоты последовательности данных.

Среди параметрических методов обработки сигналов наиболее широкое распространение нашел метод Прони, осуществляющий аппроксимацию данных с использованием детерминированной экспоненциальной модели [3]. В настоящее время показана связь этого метода с другими известными процедурами обработки – методом линейного предсказания, теорией фильтрации, методами ковариации и автокорреляции и многими другими.

К классу нелинейных методов обработки сигналов можно отнести алгоритмы оценивания параметров сигналов, основанные на анализе собственных значений автокорреляционной матрицы или матрицы данных. Ключевой операцией в этих методах является разделение информации на два векторных подпространства – подпространство сигнала и подпространство шума. Отметим основных представителей этого класса – метод классификации множественных сигналов (MUSIC, DMUSIC) и метод расщепления функции [4].

Для повышения работоспособности методов оценивания параметров резонансной модели объектов могут быть использованы статистики высокого порядка (СВП). Основными предпосылками для использования СВП при оценивании параметров резонансной модели являются:

- кумулянты (выше второго порядка) для окрашенных гауссовских процессов равны нулю;
- кумулянты от негауссовских процессов несут информацию в виде статистик высокого порядка рассматриваемого сигнала;
- кумулянты являются статистиками, чувствительными к фазе.

Использование кумулянтов, а не моментов предпочтительней, так как кумулянты гауссовского процесса тождественно равны нулю. Поскольку кумулянты третьего и четвертого порядка гауссовского процесса равны нулю, окрашенный гауссовский шум может быть значительно подавлен при использовании кумулянтной обработки, что приведет к увеличению помехоустойчивости, а значит и дальности обнаружения физических объектов с помощью методов оценивания параметров резонансной модели. Основные результаты по применению статистик высокого порядка для идентификации объектов сверхширокополосной радиолокации представлены в [7-12].

Целью данной работы является исследование цифрового метода оценивания параметров резонансной модели объектов, основанного на использовании статистик высокого порядка, в присутствии гауссовского шума и выработке рекомендаций по его использованию.

1. Резонансная модель рассеяния

Одной из важнейших задач при синтезе алгоритмов идентификации является задача представления исходных данных или образов в виде некоторой модели. В рассматриваемом случае анализа сверхкоротких эхо-сигналов это сигналы, излученные объектам сложной конфигурации. Выбор конкретного метода формирования модели объекта и сигнала с одной стороны должен обеспечивать компромисс между точностью воспроизведения рассеянных полей и простотой вычислительных операций, а с другой – отвечать требованиям создания таких математических моделей, которые отражают наиболее существенные для распознавания свойства сигналов и соответствуют возможностям последующей аппаратной реализации.

Вид модели рассеяния, связывающей возбуждающее и рассеянное поле, также определяется частотным диапазоном приемного тракта радиолокационной системы, априорной информацией о размерах цели и свойствах ее материала, формой описания сигналов и целями построения модели. Представление модели должно включать подлежащие определению неизвестные параметры или характеристики.

Математическая модель радиолокационной цели должна соответствовать реальным сигналам, используемым как при измерении радиолокационных характеристик (РЛХ) объектов, так и при их последующем применении. Так, при использовании сигналов с большой абсолютной полосой спектра и сверхширокополосных (СШП) сигналов с большой относительной полосой в моделях целей должен учитываться режим рассеяния электромагнитных волн. Вместе с моделями, описываемыми с помощью традиционных РЛХ – ЭПР, поляризационных матриц рассеяния и производных от них, возможно использование модели в виде линейных пространственно-временных систем, описываемых с помощью системных характеристик. Такие модели позволяют решать широкий круг прикладных и исследовательских задач: изучать особенности рассеяния на телах сложной формы, синтезировать оптимальные алгоритмы распознавания и селекции, создавать каталоги целей [2].

Рассмотрим резонансную модель рассеяния, основанную на методе сингулярных разложений Баума [5]. Она содержит в себе параметры двух типов: зависящие от параметров возбуждающего сигнала (поляризации, формы, направления облучения) и независящие от них. Использование параметров первого типа позволяет решать задачи определения ракурса цели, селекции геометрически подобных целей и другие. В то же время, применение для описания цели параметров второго типа, – собственных комплексных резонансных частот рассеяния (полюсов), – позволяет существенно уменьшить число используемых признаков распознавания и тем самым частично решить проблему снижения размерности каталогов характеристик целей. Для распознавания целей в условиях недостаточной априорной информации об их геометрической форме и материале могут быть использованы данные о резонансных частотах рассеяния отдельных элементов конструкции.

В том случае, если объекты имеют различную геометрическую форму и/или выполнены из различных материалов, они имеют различные системные передаточные функции. Согласно методу сингулярного разложения системная передаточная функция полностью характеризуется набором собственных резонансных частот на комплексной p -плоскости. На рис. 1 показана взаимосвязь характерных размеров радиолокационных объектов с частотой и длиной волны излучения радиолокатора [6].

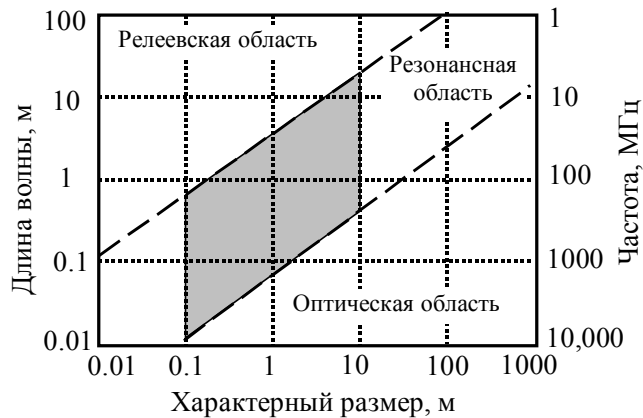


Рис. 1. Взаимосвязь трех областей рассеяния радиолокационных объектов

Собственные частоты объектов сосредоточены в резонансной области частот и соответствуют объектам с характерными размерами от 0,1 до 10 метров. Таким образом, идеальным облучающим сигналом будет электромагнитное излучение, перекрывающее всю резонансную область частот. Например, резонансные частоты объекта с характерными размерами от 1 до 10 метров лежат в диапазоне от единиц мегагерц до единиц гигагерц.

Для проведения сравнительного анализа методов цифровой обработки сверхширокополосных сигналов с использованием статистик высокого порядка нами были выбраны резонансные частоты [6], соответствующие резонансам масштабных моделей самолетов. На рис. 2 показаны полюса на p -плоскости для этих моделей самолетов. На рисунке показаны относительные значения полюсов $p_k = (\sigma_k + j\omega_k)L/c\pi$, где L – характерный размер объекта; $c = 3 \cdot 10^8$ м/сек – скорость света.

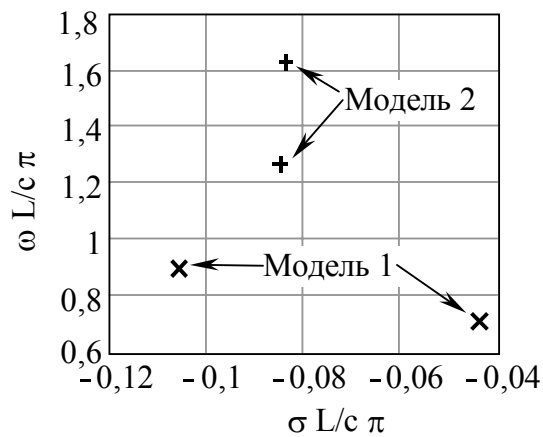


Рис. 2. Комплексные полюса на p -плоскости для моделей самолетов

С использованием полюсов моделей самолетов сформируем отклики объектов:

$$y_n = x_n + w_n = \sum_{k=1}^K A_k e^{-\sigma_k n T_0} \cos(2\pi f_k n T_0 + \varphi_k) + w_n, \quad (1)$$

где $n = 0, 1, \dots, N-1$ – номера отсчетов сигнала y_n ; N – число отсчетов данных; K – число гармонических составляющих сигнала; w_n – отсчеты шума; A_k , σ_k , f_k и φ_k – значения амплитуд, коэффициентов затухания, частот и начальных фаз компонент сигнала соответственно; T_0 – период дискретизации. Ясно, что полюса z_k и вычеты b_k

$$z_k = \exp(\sigma_k + j2\pi f_k), \quad b_k = A_k \exp(\varphi_k) \quad (2)$$

существуют комплексно-сопряженными парами, поскольку значения отсчетов сигнала – действительные числа. На рис. 3 показаны частотные характеристики моделей самолетов.

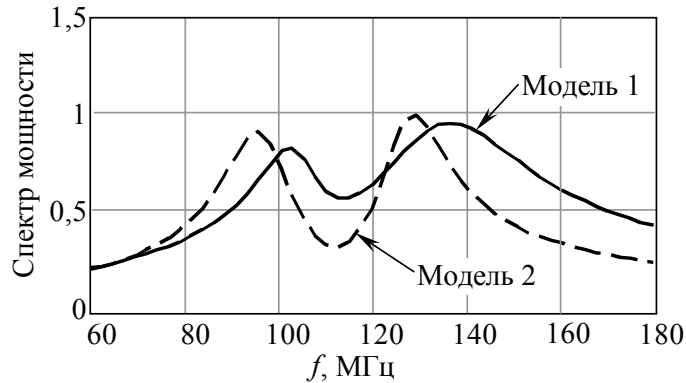


Рис. 3. Частотные характеристики для моделей самолетов

Различие в спектре этих моделей позволяет сделать предположение о возможности проведения процесса идентификации с использованием набора из двух полюсов различных моделей.

2. Моменты и кумулянты высокого порядка случайных процессов

Зададимся вещественным стационарным случайным процессом (ССП) с нулевым средним $\{x(k)\}$, $k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$. В том случае, если его моменты до n -го порядка включительно существуют, тогда [13-15]

$$m_1\{x(k), x(k + \tau_1), \dots, x(k + \tau_{n-1})\} = M\{x(k) \cdot x(k + \tau_1) \cdot \dots \cdot x(k + \tau_{n-1})\} = m_n^x(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{n-1}), \quad (3)$$

где $M\{\}$ обозначает математическое ожидание, будут зависеть только от временных сдвигов $\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{n-1}$, $\tau_i = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ для всех i . Таким образом, (3) описывает последовательность моментов n -го порядка $m_n^x\{\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{n-1}\}$ ССП $\{x(k)\}$.

Аналогично, кумулянтная последовательность стационарного случайного процесса $\{x(k)\}$ n -го порядка является $(n - 1)$ -мерной функцией, которая записывается как

$$c_n^x(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{n-1}) = c\{x(k), x(k + \tau_1), \dots, x(k + \tau_{n-1})\}. \quad (4)$$

Теперь определим соотношения между моментами и кумулянтами ССП $\{x(k)\}$. Кумулянты первого порядка (среднее значение) СП определяются как

$$c_1^x = m_1^x = M\{x(k)\}. \quad (5)$$

Кумулянты второго порядка (ковариационная последовательность) СП определяется как

$$c_2^x(\tau_1) = m_2^x(\tau_1) - (m_1^x)^2 = m_2^x(-\tau_1) - (m_1^x)^2 = c_2^x(-\tau_1). \quad (6)$$

Кумулянты третьего порядка СП определяются как

$$c_3^x(\tau_1, \tau_2) = m_3^x(\tau_1, \tau_2) - m_1^x[m_2^x(\tau_2 - \tau_1) + m_2^x(\tau_1) + m_2^x(\tau_2)] + 2(m_1^x)^3, \quad (7)$$

где $m_3^x(\tau_1, \tau_2)$ – последовательность моментов третьего порядка.

Кумулянты четвертого порядка случайного процесса определяются как

$$\begin{aligned}
 c_4^x(\tau_1, \tau_2, \tau_3) = & m_4^x(\tau_1, \tau_2, \tau_3) - \\
 & - m_1^x [m_3^x(\tau_2 - \tau_1, \tau_3 - \tau_1) + m_3^x(\tau_2, \tau_3) + m_3^x(\tau_1, \tau_3) + m_3^x(\tau_1, \tau_2)] - \\
 & - m_2^x(\tau_1) m_2^x(\tau_3 - \tau_2) - m_2^x(\tau_2) m_2^x(\tau_3 - \tau_1) - m_2^x(\tau_3) m_2^x(\tau_2 - \tau_1) + \\
 & + 2(m_1^x)^2 [m_2^x(\tau_3 - \tau_2) + m_2^x(\tau_3 - \tau_1) + m_2^x(\tau_2 - \tau_1) + m_2^x(\tau_3) + m_2^x(\tau_2) + m_2^x(\tau_1)] - 6(m_1^x)^4.
 \end{aligned} \tag{8}$$

Если случайный процесс $\{x(k)\}$ имеет нулевое среднее, т.е. $m_1^x = 0$, тогда

$$\begin{aligned}
 c_2^x(\tau_1) &= m_2^x(\tau_1); \\
 c_3^x(\tau_1, \tau_2) &= m_3^x(\tau_1, \tau_2); \\
 c_4^x(\tau_1, \tau_2, \tau_3) &= m_4^x(\tau_1, \tau_2, \tau_3) - m_2^x(\tau_1) m_2^x(\tau_3 - \tau_2) - \\
 & - m_2^x(\tau_2) m_2^x(\tau_3 - \tau_1) - m_2^x(\tau_3) m_2^x(\tau_2 - \tau_1).
 \end{aligned} \tag{9}$$

Положим $\tau_1 = \tau_2 = \tau_3 = 0$ и $m_1^x = 0$, тогда стационарный случайный процесс характеризуется следующими параметрами:

дисперсия: $\gamma_2^x = M\{x^2(k)\} = c_2^x(0)$;

асимметрия: $\gamma_3^x = M\{x^3(k)\} = c_3^x(0, 0)$;

эксцесс: $\gamma_4^x = M\{x^4(k)\} = c_4^x(0, 0, 0)$.

Нормализованный эксцесс может быть определен как $\gamma_4^x / (\gamma_2^x)^2$.

Из формулы моментов и кумулянтов третьего порядка случайного процесса $\{x(k)\}$ с нулевым средним следует, что двумерная последовательность кумулянтов третьего порядка $R(\tau_1, \tau_2)$ обладает следующими свойствами симметрии:

$$\begin{aligned}
 c_3^x(\tau_1, \tau_2) &= c_3^x(\tau_2, \tau_1) = c_3^x(-\tau_2, \tau_1 - \tau_2) = \\
 &= c_3^x(\tau_2 - \tau_1, -\tau_1) = c_3^x(\tau_1 - \tau_2, -\tau_2) = c_3^x(-\tau_1, \tau_2 - \tau_1).
 \end{aligned} \tag{10}$$

Из соотношения $c_3^x(\tau_1, \tau_2) = c_3^x(\tau_2, \tau_1)$ следует симметрия последовательности кумулянтов третьего порядка относительно прямой $\tau_1 = \tau_2$ в плоскости $\{\tau_1, \tau_2\}$. Если аналогично провести исследование симметрии, то легко убедиться в том, что плоскость $\{\tau_1, \tau_2\}$ может быть разбита на шесть секторов. Причем, определив $c_3^x(\tau_1, \tau_2)$ в любом из этих шести секторов, можно найти все остальные члены последовательности кумулянтов третьего порядка. Области симметрии последовательности кумулянтов третьего порядка показаны на рис. 4.

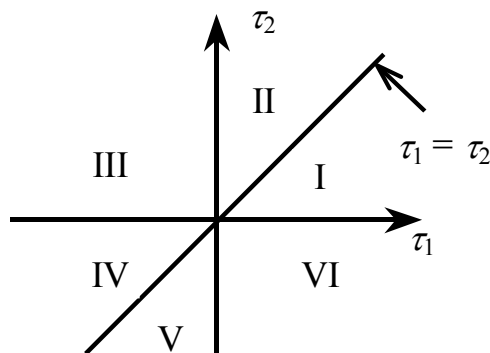


Рис. 4. Области симметрии последовательности кумулянтов третьего порядка ССП

Сектор I включает в себя линии $\tau_1 = \tau_2$, $\tau_2 = 0$, а также удовлетворяет условиям $\tau_1 \geq 0$, $\tau_2 \geq 0$, $\tau_1 \geq \tau_2$.

3. Результаты обработки сверхкоротких эхо-сигналов с использованием статистик высокого порядка

Для проведения анализа сверхкоротких эхо-сигналов с использованием статистик высокого порядка воспользуемся резонансной моделью радиолокационных объектов, описанной выше. Согласно (1) отклик самолета на сверхширокополосное воздействие представляет собой аддитивную смесь полезного сигнала и «белого» гауссовского шума. Уровень шума будем задавать величиной дисперсии, при этом отношение сигнал/шум для нашей модели сигнала будем оценивать по формуле:

$$q = 10 \lg \left\{ \frac{1}{N \cdot \sigma_w^2} \sum_{n=0}^{N-1} x_n^2 \right\}, \quad (11)$$

где σ_w^2 – дисперсия шума; N – число отсчетов сигнала. На рис. 5 представлен отклик первой модели на возбуждающий импульс с эффективной длительностью 5 наносекунд при отношении сигнал/шум $q = 0$ дБ.

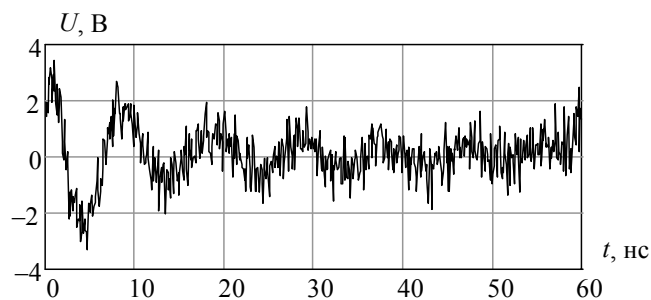


Рис. 5. Отклик первой модели при отношении сигнал/шум $q = 0$ дБ

Полюса резонансной модели, найденные с помощью метода расщепления функции, для этой реализации сигнала показаны на рис. 6. Кружочками показаны истинные положения полюсов резонансной модели, а точками – оценки полюсов для 50 различных реализациях шума. Ясно видно, что даже при достаточно высоком порядке метода (порядка 50) полюса резонансной модели при малых отношения сигнал/шум не определяются и необходимо проведение дополнительной обработки анализируемого сигнала для подавления шума, присутствующего в данных.

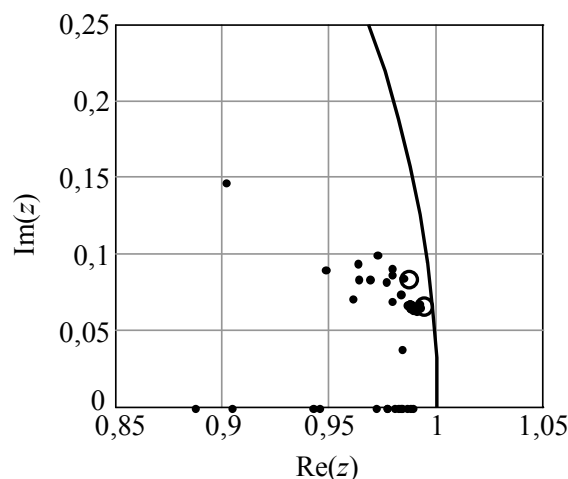


Рис. 6. Полюса на z -плоскости для модели 1 при $q = 0$ дБ, порядок метода $K = 50$

Одним из возможных способов уменьшить уровень шума является использование статистик второго порядка: автокорреляционной функции и его преобразования Фурье – энергетический спектр. Реализации автокорреляционной функции и энергетического спектра для приведенного выше сигнала показаны на рис. 7 и 8 соответственно.

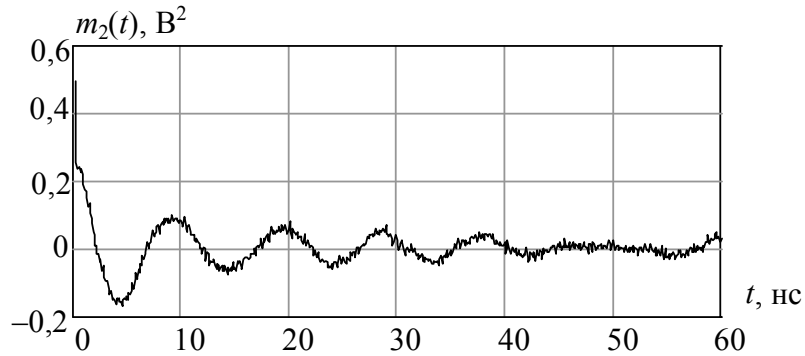


Рис. 7. Автокорреляционная последовательность для модели 1, $q = 0$ дБ

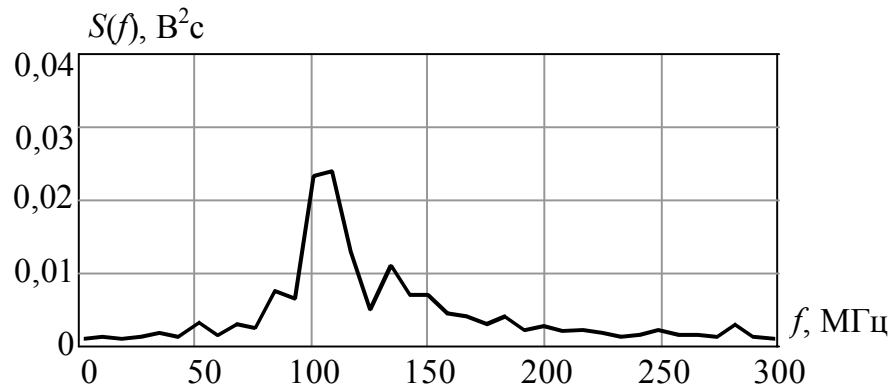


Рис. 8. Энергетический спектр первой модели, отношение сигнал/шум $q = 0$ дБ

Видно, что по сравнению с сигналом уровень шума значительно уменьшился. Полюса автокорреляционной функции первой модели показаны на рис. 9.

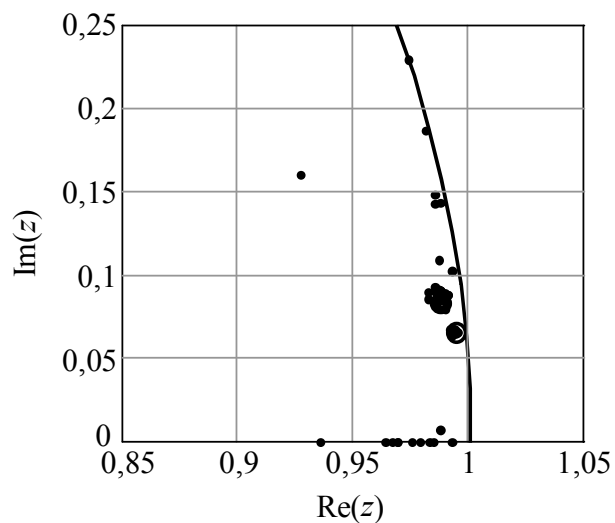


Рис. 9. Полюса на z -плоскости для автокорреляционной функции первой модели, отношение сигнал/шум $q = 0$ дБ, порядок метода $K = 7$

Как было показано ранее, кумулянты третьего порядка обладают шестью областями симметрии. Для проведения анализа необходимо взять одно из двух одномерных сечений двумерной кумулянтной последовательности, показанных на рис. 10 и 11.

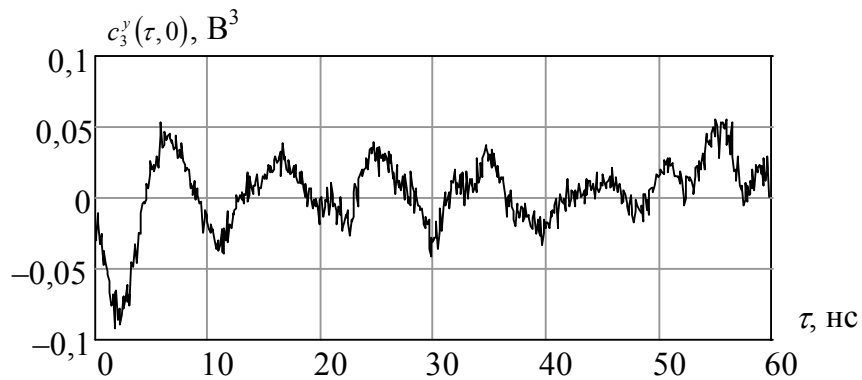


Рис. 10. Сечение $c_3^y(\tau, 0)$ кумулянтов третьего порядка

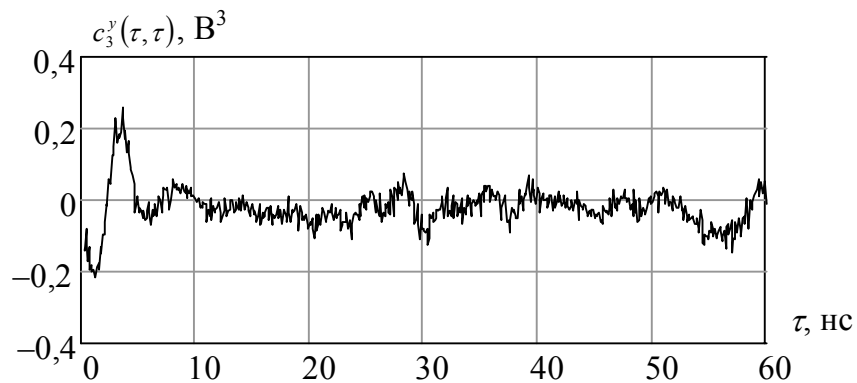


Рис. 11. Сечение $c_3^y(\tau, \tau)$ кумулянтов третьего порядка

Из рисунков видно, что наиболее информативным сечением является сечение $c_3^x(\tau, 0)$, которое и будем использовать для дальнейшей обработки. Полюса резонансной модели, полученные с помощью сечения $c_3^x(\tau, 0)$ кумулянтов третьего порядка, показаны на рис. 12.

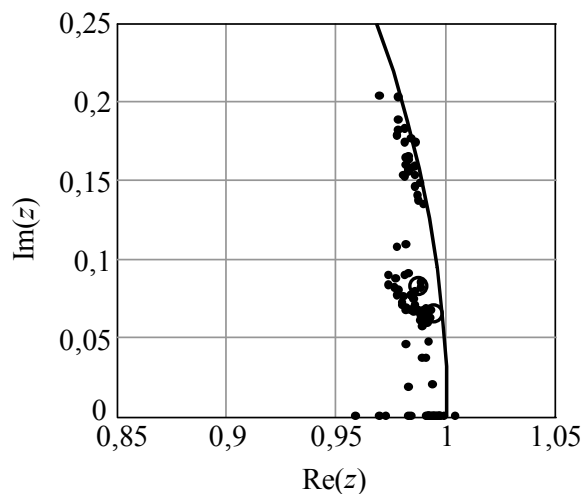


Рис. 12. Полюса на z -плоскости сечения кумулянтов третьего порядка $c_3^x(\tau, 0)$, отношение сигнал/шум $q = 10$ дБ, порядок метода $K = 7$

Видно, что эти полюса имеют больший разброс по сравнению с полюсами автокорреляционной модели. Ввиду этого целесообразно использовать статистики четвертого порядка. Сечение $c_4^x(\tau, 0, 0)$ кумулянтов четвертого порядка показано на рис. 13, а полюса для этого сечения показаны на рис. 14.

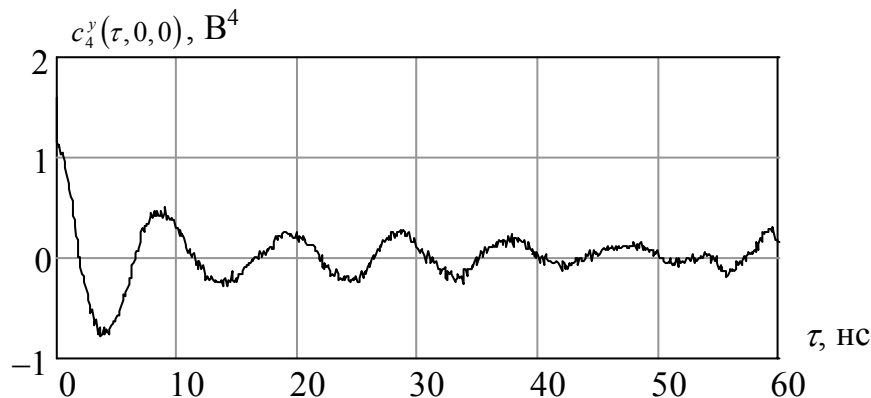


Рис. 13. Сечение $c_4^x(\tau, 0, 0)$ кумулянтов четвертого порядка

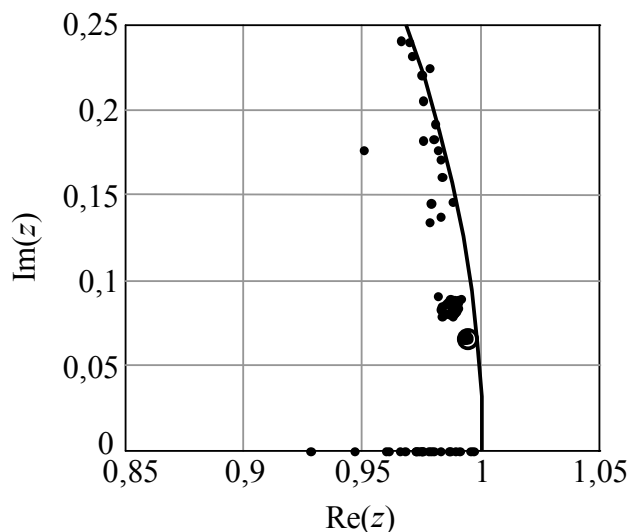


Рис. 14. Полюса на z -плоскости сечения кумулянтов четвертого порядка $c_4^x(\tau, 0, 0)$, отношение сигнал/шум $q = 0$ дБ, порядок метода $K = 7$

С целью количественного сравнения точности оценки полюсов резонансной модели с использованием статистик высокого порядка будем использовать суммарную дисперсию полюсов

$$\Phi_z = \sum_{n=1}^{50} -10 \cdot \lg D_z = \sum_{n=1}^{50} -10 \cdot \lg \left\{ \sum_{i=1}^K \left| \frac{z_{i,n} - z_i}{\alpha_i} \right|^2 \right\}, \quad (12)$$

где z_i – i -й полюс сигнала, $z_{i,n}$ – оценка i -го полюс сигнала, определенная в результате n -го опыта, α_i – коэффициент затухания i -го полюса.

По величине суммарной дисперсии полюсов можно судить о точности оценки полюсов резонансной модели. Чем больше по своему абсолютному значению величина Φ_z , тем выше точность. Значение параметра $\Phi_z = 0$ дБ соответствует случаю, когда суммарная дисперсия полюсов равна квадрату расстояний от истинных положений полюсов резо-

нансной модели на z -плоскости до окружности единичного радиуса. Это минимальное значение дисперсии, при котором возможна правильная идентификация цели.

На рис. 15 и 16 представлены зависимости дисперсии полюсов резонансных моделей от отношения сигнал/шум для статистик высокого порядка от сверхкоротких эхосигналов сверхширокополосного радиолокатора. Из рисунков видно, что при всех отношениях сигнал/шум полюса резонансной модели лучше всего определяются с помощью одномерного сечения $c_4^x(\tau, 0, 0)$ кумулянтов четвертого порядка от исходного сигнала. Это подтверждает утверждение о том, что статистики высокого порядка от гауссовских процессов тождественно равны нулю и что они могут использоваться для значительного подавления шума. При этом информация о полюсах резонансной модели в этом сечении не искажается.

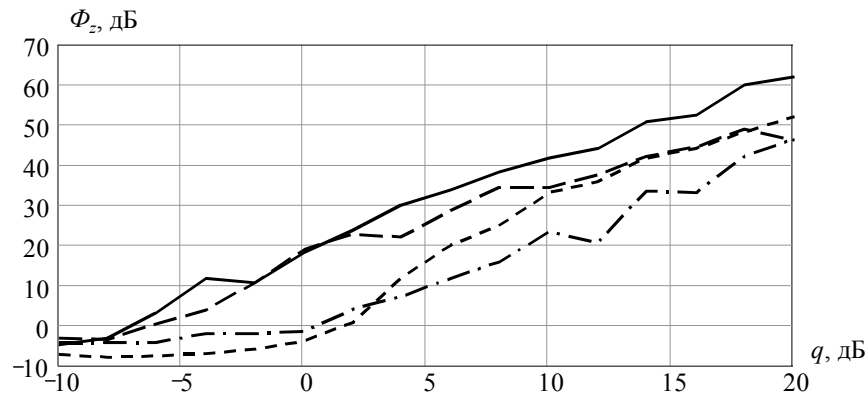


Рис. 15. Зависимость дисперсии полюсов модели 1 от отношения сигнал/шум.
«- - -» – исходный сигнал; «- - -» – АКФ; «- - -» – кумулянты третьего порядка;
«—» – кумулянты четвертого порядка

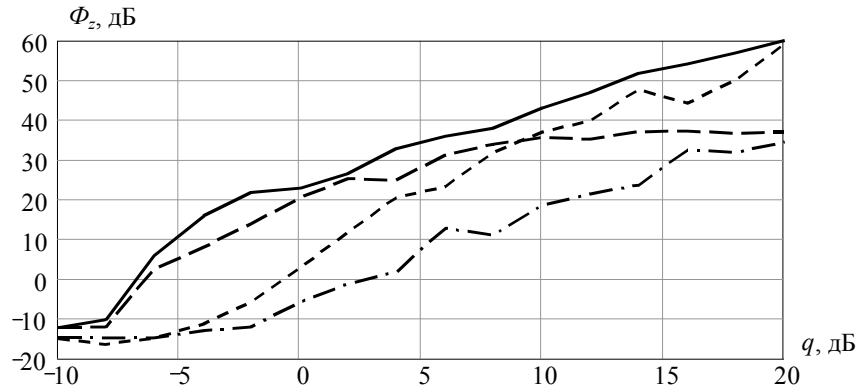


Рис. 16. Зависимость дисперсии полюсов модели 2 от отношения сигнал/шум.
«- - -» – исходный сигнал; «- - -» – АКФ; «- - -» – кумулянты третьего порядка;
«—» – кумулянты четвертого порядка

Как видно из графиков, худшей точностью оценки полюсов резонансной модели обладают методы с использованием статистик третьего порядка и непосредственно исходного сигнала. Плохие результаты для одномерного сечения кумулянтной последовательности третьего порядка можно объяснить тем фактом, что эти статистики для гармонических сигналов также тождественно равны нулю.

Хорошо видно, что если за граничную точность оценки полюсов принять $\Phi_z = 0$ дБ, то граничное значение отношения сигнал/шум, при котором еще возможна идентификация объектов составляет величину порядка $q = -5$ дБ. При этом точность оценки полюсов с использованием статистик высокого порядка на 15-20 дБ выше по сравнению с традиционным методом расщепления функции.

Заключение

В данной работе рассматривались вопросы идентификации объектов сверхкороткоимпульсной радиолокации с использованием статистик высокого порядка. С этой целью была приведена и обосновано применение резонансной модели рассеяния радиолокационных объектов, основанной на методе сингулярного разложения Баума. Показано, что собственные резонансные частоты радиолокационных объектов, таких как самолеты, ракеты и других лежат в диапазоне частот от единиц до сотен мегагерц.

Приведены основы теории статистик высокого порядка. Показано, что все кумулянты выше второго порядка для случайных величин с гауссовской плотностью вероятности тождественно равны нулю.

В качестве модели исследуемого сверхкороткого эхо-сигнала нами использовалась аддитивная смесь двух затухающих синусоид и белого гауссовского шума. С целью получения наилучших результатов при определении полюсов сигнала нами было выбрано наиболее информативное сечение моментов третьего и четвертого порядка.

В результате проведенного сравнительного анализа можно сделать вывод о том, что при выбранных моделях полезного сигнала и шума наиболее перспективным методом, обеспечивающим наивысшую точность при одинаковых аппаратно-временных затратах, является метод, основанный на использовании одномерного сечения кумулянтов четвертого порядка.

По результатам проведенных исследований можно сделать вывод о том, что использование статистик четвертого порядка совместно с традиционными методами оценивания параметров резонансной модели приводит к увеличению точности оценивания полюсов на 15-20 дБ по сравнению с традиционным алгоритмом расщепления функции. При этом шумовая граница работоспособности методов уменьшается до величины отношения сигнал/шум $q = -5$ дБ.

Список используемой литературы

1. Стрэттон Дж.А., Теория электромагнетизма. Пер. с англ. Под ред. С.М. Рытова.– Л.: Госиздат технико-теоретической литературы, 1948.– 540 с.
2. C.L. Bennett, G.F. Ross, "Time-Domain Electromagnetics and its Applications," *Proc. of the IEEE*, vol. 66, No 3, March, 1978, pp. 299-318.
3. С.Л. Марпл-мл., «Цифровой спектральный анализ и его приложения», М.: Мир, 1990.
4. A. J. Mackay and A. McCowen, "An Improved Pencil-of-Functions Method and Comparisons with Traditional Methods of Pole Extraction," *IEEE Trans. On Antennas and Propagat.*, vol. AP-35, No. 4, pp. 435-441, April 1987.
5. Баум К.Э., Новые методы нестационарного (широкополосного) анализа и синтеза антенн и рассеивателей, ТИИЭР.- 1976, т. 64, № 11.- с. 5-31.
6. *Introduction to Ultra-Wideband Radar Systems*, CRC Press, 1995.
7. Andrey Baev, Yury Kuznetsov, "Parameter Estimation of Exponentially Damped Sinusoids by Prony's Method Using Higher Order Statistics," in *Sixth Scientific Exchange Seminar*, Moscow: MAI, pp. 52-57, Apr. 1999.
8. Баев А.Б., Ю.В. Кузнецов, «Разработка и исследование метода оценки параметров резонансной модели объектов, основанного на статистиках высокого порядка», *Будущее авиации и космонавтики*, М.: МАИ, стр. 47-49, 1999 г.
9. Andrey Baev, Yury Kuznetsov, "Using Higher Order Statistics for the Digital Processing of Superwide-Band Radar Signals," in *2nd International Conference and Exhibition "Digital Signal Processing and its Applications"*, pp. 599-607, Sept. 1999.
10. Andrey Baev, Vitali Chtchekatourov, Yury Kuznetsov, "Parameter Estimation of the Resonant Model in Passive and Active Radar Systems by Using Third-Order Statistics," in *29th European Microwave Conference*, pp. 395-398, Oct. 1999.

11. Andrey Baev, Yury Kuznetsov, "Digital Processing of the Super-Wide Band Radar Signals by Using Higher-Order Statistics," in *Seventh Scientific Exchange Seminar*, Munich: MTU, pp. 35-40, Oct. 2000.
12. Александров А.В., Баев А.Б., Ю.В. Кузнецов, «Кумулянтная обработка сигналов сверхширокополосной радиолокации», *Цифровая обработка сигналов и ее применения*, М.: МЦНТИ, февраль 2002 г.
13. Х.Л. Никиас и М.Р. Рагувер, «Биспектральное оценивание применительно к цифровой обработке сигналов», *ТИИЭР*, т. 75, № 7, 1987.
14. Mendel, J.M., "Tutorial on Higher-Order Statistics (Spectra) in Signal Processing and System Theory: Theoretical Results and Some Applications," *Proceedings IEEE*, 79(3), pp. 278-305, March, 1991.
15. С.К. Papadopoulos, С.Л. Nikias, "Parameter Estimation of Exponentially Damped Sinusoids Using Higher Order Statistics," *IEEE Trans. on Acoust., Speech, Signal Processing*, vol. 38, pp. 1424-1436, August, 1990.