ПАРАМЕТРИЧЕСКОЕ ОЦЕНИВАНИЕ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ КОРОТКИХ РАДИОСИГНАЛОВ

Лукьянов И.В.
аспирант,
Рыбинский государственный авиационный
технический университета имени П. А. Соловьева
il-lukyanov@yandex.ru

Аннотация. *Проведен обзор методов оценки несущих частот коротких радиосигналов. Рассмотрен комплексный параметрический алгоритм оценки. Предложено частотно-временное распределение на основе параметрической АР-модели. Даны рекомендации и ограничения на применение предлагаемых алгоритмов.*

Ключевые слова: *параметрические методы, оценка частоты, короткие сигналы, спектральные оценки, модифицированный ковариационный метод.*

PARAMETRIC ESTIMATION OF SHORT-TIME RADIO SIGNALS CARRIER FREQUENCY

I. Lukyanov
Post-graduate student,
P.A. Solovyov Rybinsk State Aviation
Technical University

Abstract. *A review of methods for short signals carrier frequencies estimation. A complex parametric estimation algorithm. Proposed parametric AR-models time–frequency representation. Recommendations and restrictions on the use of the proposed algorithms.*

Key words: *parametric methods, frequency estimation, short signals, spectral estimation, Modified Covariance Method.*

Введение

При проектировании контрольно-проверочной аппаратуры, обеспечивающей полный цикл испытаний радиолокационной аппаратуры (далее РА) целесообразно применение квадратурных схем обработки сигнала в концепции программно-определяемых систем (*SDR*) [1]. При таком подходе оценка параметров радиосигналов в основном определяется программными средствами. Одной из важнейших задач при контроле современной РА является оценивание спектрального состава и несущих частот коротких радиоимпульсов. В статье проводится анализ существующих алгоритмов и показывается целесообразность использования параметрических моделей при оценке несущих частот.

Анализ известных алгоритмов

Для оценки усредненной несущей частоты, излучаемой в радиоимпульсе длительностью T, могут использоваться периодограммные методы, основанные на быстром преобразовании Фурье (БПФ) [2, 4], алгоритм Герцеля, разложение автокорреляционной матрицы на сингулярные числа [2, 4], различные параметрические методы [2, 3, 4], методы, основанные на анализе фазовой функции сигнала [5]. Экспериментальные исследования показывают, что в случае длинных выборок периодограммные оценки демонстрируют хорошие результаты по точности. Однако, для коротких выборок оценки оказываются смещенными, поскольку их точность не лучше величины $1/T$, где T – интервал наблюдения [6]. Точность можно улучшить, воспользовавшись известной процедурой дополнения выборки нулями, которая обеспечивает расширение ортонормированного базиса и позволяет получить интерполированное преобразование более сглаженной формы [2]. Однако, дополнение нулями приводит к росту вычислительных затрат. Альтернативным методом может служить сплайновая интерполяция исходной оценки спектральной плотности мощности (СПМ). Однако, оценка, получаемая таким способом, может оказаться смещенной (рисунок 1). На рисунке 1 представлены спектральные оценки, полученные периодограммным методом, истинная нормированная частота сигнала равна минус 0,15.

[7] при меньших вычислительных затратах. Однако, можно показать, что незначительные фазовые и амплитудные неравномерности в квадратурных каналах демодулятора, а также наличие паразитных гармонических составляющих вносят ошибки в измерения. Использование таких методов требует тщательной калибровки аппаратных средств. Для устранения влияния паразитных составляющих в условиях априорной неопределенно требуется предварительная процедура оценки несущей частоты и последующая узкополосная фильтрация.

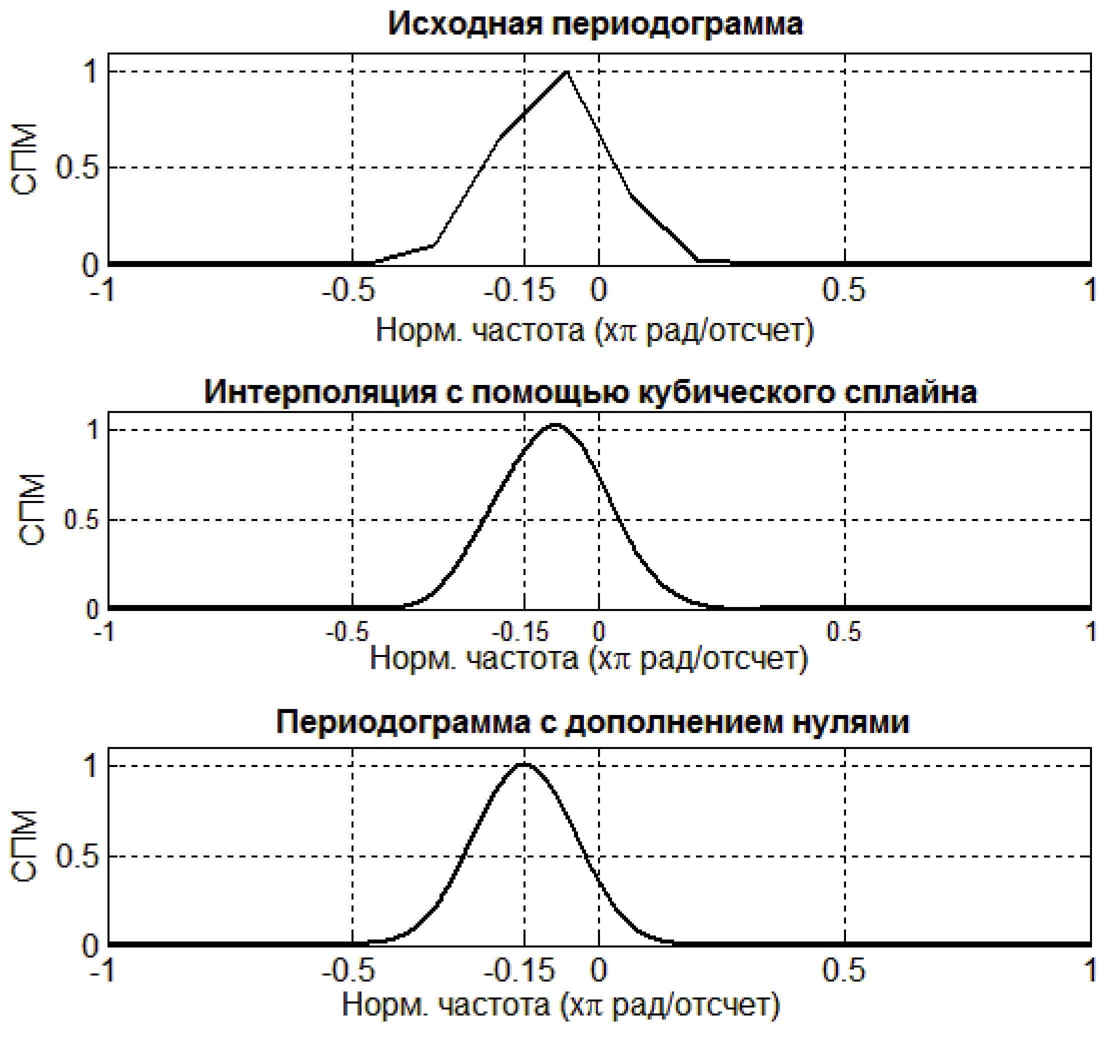

Рис. 1. Периодограммные оценки частоты

Методы, основанные на анализе мгновенной фазы [5] теоретически позволяют провести оценку несущей частоты в коротких радиоимпульсах с точностью лучшей точности периодограммных оценок

Применение параметрических методов для оценки несущих частот

Для параметрических авторегрессионных (далее АР) методов базис разложения заранее не задан, а точность оценки частоты при заданном порядке модели инвариантна к объему используемых вычислительных ресурсов. Это связано с тем, что методы этой группы основаны на решении оптимизационной задачи по приближению параметров некоторой априорной модели к экспериментальным данным. Это обстоятельство позволяет предположить о возможности построения вычислительно эффективных алгоритмов оценки несущих частот коротких сигналов.

Отметим, что использование АР-методов дает адекватный результат только в том случае, когда оцениваемый сигнал согласуется с АР-моделью данных. В действительности, задача оценки несущих частот радиоимпульсов сводится к оценке частот полигармонических составляющих сигнала. В статье рассматривается случай, когда исследуемый радиоимпульс не содержит внутриимпульсной модуляции. Обширный класс радиосигналов, применяемых на практике, можно свести к полигармоническим сигналам путем линейных и (или) нелинейных преобразований (например, возведение в степень сигналов с фазовой манипуляцией).

Модель полигармонического сигнала описывается выражением

$$x[n] = s[n] + u[n], \tag{1}$$

где $x[n]$ – комплексный цифровой отсчет сигнала;

$s[n]$ – полигармоническая составляющая сигнала;

$u[n]$ – некоторый шумовой процесс с нормальным законом распределения.

$$s(n) = \sum_{k=1}^{p} A_k \exp\left(j\omega_k n + \varphi_k\right), \tag{2}$$

гдеp – количество комплексных экспонент в процессе;

k – номер комплексной экспоненты;

A_k – амплитуда k-комплексной экспоненты;

ω_k – нормированная угловая частота k-комплексной экспоненты;

φ_k – начальная фаза k– комплексной экспоненты;

Полигармоническая составляющая может быть описана как цифровой формирующий фильтр p-порядка с нулями передаточной функции $\beta_k = A_k\exp(j\varphi_k)$ и полюсами $\alpha_k = \exp(j\omega_k)$.

$$s(n) = -\sum_{k=1}^{p} a[k]s[n-k] + \sum_{k=0}^{p-1} b[k]\delta_0[n-k], \tag{3}$$

где $a[k]$ – АР-коэффициенты;

$b[k]$ – коэффициенты скользящего среднего.

Если с помощью некоторого метода получены оценки АР-параметров $\{\hat{a}[1], \hat{a}[2], \ldots, \hat{a}[p]\}$, оценка частотных компонент может быть найдена из корней $\{\theta_1, \theta_2, \ldots, \theta_p\}$ характеристического полинома

$$A(z) = 1 + \sum_{k=1}^{p} \hat{a}_k z^{-k}, \tag{4}$$

а частоты, присутствующих в сигнале комплексных экспонент вычислены по формуле [2]

$$\hat{\omega}_k = \operatorname{arctg}\left[\frac{\operatorname{Im}\{\theta_k\}}{\operatorname{Re}\{\theta_k\}}\right]. \tag{5}$$

Одним из наилучших методов оценки АР-параметров является модифицированный ковариационный [2, 4]. Существует быстрый алгоритм, разработанный Марплом, требующий $Np+6p^2$ вычислительных операций (сложений и умножений) и памяти объемом $N+4p$, где p – порядок используемой модели, N – число отчетов в анализируемом сигнале [2]. В то же время относительная сложность алгоритма БПФ составляет $O(N\log_2 N)$. Очевидно, что при малых порядках модели модифицированный ковариационный метод дает значительный выигрыш по быстродействию и объему используемой памяти. Для подтверждения этого было проведено экспериментальное исследование ошибки вычисления частоты комплексной экспоненты на фоне белого шума с помощью модифицированного ковариационного и периодограммного методов. В качестве модельного сигнала использовался процесс, содержащий одну комплексную экспоненту. Количество исходных отсчетов N=64, N=32. Оценка частоты $\widehat{\omega}$ осуществлялась с помощью модифицированного ковариационного метода по формуле (5) и по максимуму периодограммной оценки. При этом исходная выборка итерационно дополнялось нулями до N_{FFT} так, чтобы точность периодограммной оценки была не хуже точности АР-оценки.

Проведенные исследования показали, что применение АР-оценки частоты при заданной точности при большом соотношении сигнал/шум значительно сокращает объем вычислительных операций по сравнению с алгоритмами, основанными на БПФ в случае коротких выборок данных. Данную оценку можно рекомендовать для систем, чувствительных ко времени обработки. Однако, при уменьшении соотношения сигнал/шум точность оценки частоты значительно ухудшается. Поскольку в алгоритм оценки АР-параметров входит процедура оценки дисперсии шума, существует возможность построения адаптивного алгоритма, уточняющего частоту в окрестности оцененной точки с помощью вычислительно эффективного алгоритма Герцеля при низких соотношениях сигнал/шум. Так же стоит отметить, что исходный алгоритм, описанный в книге Марпла [2] предполагает обработку исходных данных, однако экспериментальные исследования показывают, что использование в качестве входного сигнала оценки автокорреляционной функции обеспечивает меньшее смещение оценки частоты при низких соотношениях сигнал/шум.

Таблица 1

Сравнение используемых ресурсов при оценке частоты

Метод оценки	Соотношение С/Ш, дБ	N	N_{FFT}	Число операций	Оценка необходимой памяти
Периодограммный	40	64	2048	22528	2048
АР	40	64	–	70	68
Периодограммный	30	64	2048	22528	2048
АР	30	64	–	70	68
Периодограммный	20	64	1024	10240	1024
АР	20	64	–	70	68
Периодограммный	10	64	128	896	128
АР	10	64	–	70	68
Периодограммный	0	64	64	384	64
АР	0	64	–	70	68
Периодограммный	40	32	8192	106496	8192
АР	40	32	–	38	36
Периодограммный	30	32	1024	10240	1024
АР	30	32	–	38	36

Метод оценки	Соотношение С/Ш, дБ	N	N_{FFT}	Число операций	Оценка необходимой памяти
Периодограммный	20	32	512	4608	512
АР	20	32		38	36
Периодограммный	10	32	128	896	128
АР	10	32	–	38	36
Периодограммный	0	32	32	160	32
АР	0	32	–	38	36

Этапы алгоритма:

1) Сбор цифровых отсчетов комплексного сигнала $x \in \{x_1, x_2, \ldots, x_n\}$;

2) Предварительная фильтрация данных (необязательный этап, который может быть полезен для увеличения соотношения сигнал/шум);

3) Вычисление автокорреляционной функции сигнала;

4) Оценка АР параметров автокорреляционной функции с помощью модифицированного ковариационного метода;

5) Поиск корней характеристического полинома (4);

6) Оценка частот по корням характеристического полинома (5);

7) Уточнение частот алгоритмом Герцеля (при необходимости).

Для вычисления частот используется процедура нахождения корней комплексного полинома. Известно, что корни полинома степени выше четвертой не имеют аналитических решений [8], поэтому должны использоваться численные процедуры факторизации полиномов. Это обстоятельство значительно снижает вычислительную эффективность рассматриваемых оценок. По этой причине предлагаемый алгоритм рекомендуется применять для оценок частот с порядком АР-модели не выше четвертой.

Частотно-временное распределение

Описанные выше методы дают информацию о вкладе отдельных частотных составляющих в сигнал. Однако, они не обеспечивают временной локализации этих составляющих. При испытаниях РА важной задачей является отслеживание мгновенных кратковременных отклонений несущих частот от номинального значения, как внутри импульсов так и от импульса к импульсу, поскольку нестабильность несущей частоты может привести к неисправностям в функционировании радиолокационных средств. По этой причине при разработке контрольно-проверочной аппаратуры требуется построение эффективных частотно-временных распределений (как с точки зрения вычислительной эффективности, так и с точки зрения получаемой точности).

Частотно-временные оценки могут быть получены известными методами: оконное преобразование Фурье (ОПФ), вейвлет-анализ, распределение Вигнера-Вилля [9]. Однако, каждый из этих методов обладает рядом особенностей. Так, ОПФ обладает всеми недостатками БПФ – спектральными утечками, смещением оценок при уменьшении длинны выборки. Вейвлеты позволяют получить хорошую время-частотную локализацию для многих важных приложений в обработке сигналов, однако, базисные вейвлет-функции адекватно отражающие частоты гармонических составляющих сходны с базисны-

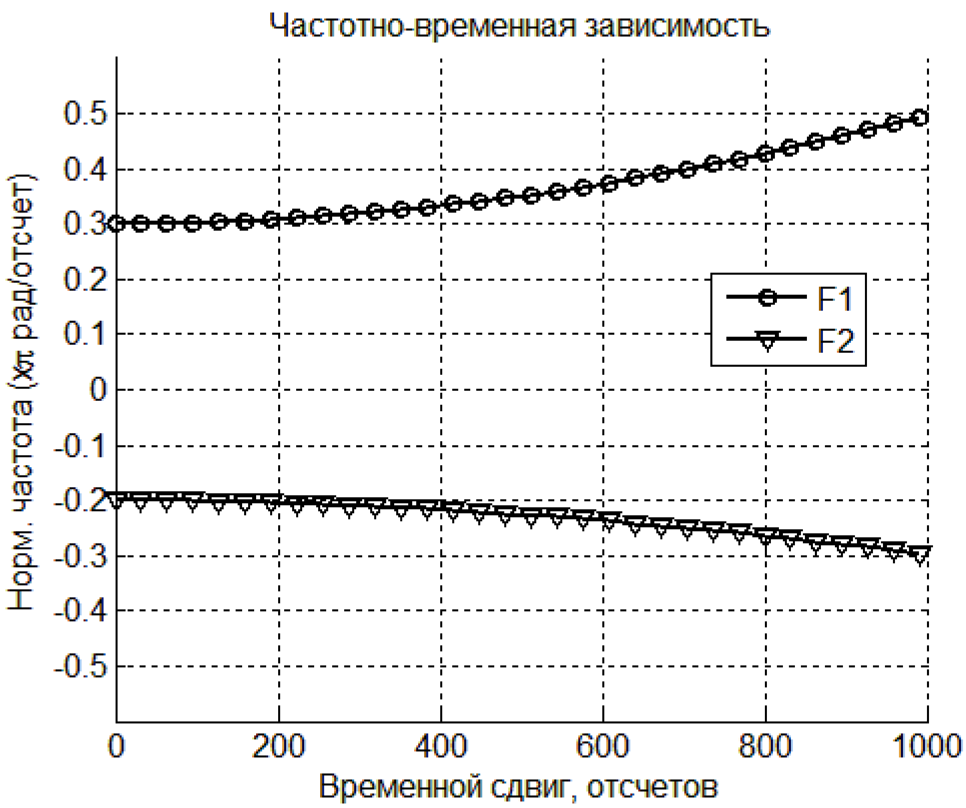

Рисунок 2

ми функциями ОПФ и не дают существенного преимущества в части точности оценки частоты. Кроме того, для анализа несущих частот и Фурье и вейвлет базисы избыточны, требуют большого объема памяти и вычислительных затрат. Преобразование Вигнера-Вилля не содержит избыточного базиса, однако к его недостаткам можно отнести интерференции, обусловленные квадратичными свойствами этого преобразования, появление ложных пиков на частотно-временной плоскости без принятия дополнительных мер, ухудшение разрешения при применении процедур сглаживания [9].

Для анализа частотно-временных распределений предлагается использовать параметрическое распределение или параметрическую спектрограмму

$$X[m,K,f]= \\ = AP(\{x[m],x[m+1],...,[m+K-1]\},f),$$

где m – сдвиг во временной области;

K – длительность скользящего временного окна;

f – частота.

Идея параметрической спектрограммы аналогична идее оконного преобразования Фурье: исходная выборка обрабатывается скользящим окном шириной K-отсчетов, в пределах этого окна вычисляются АР-параметры и частоты в соответствии с алгоритмом описанным выше. Каждому сдвигу m скользящего окна ставится в соответствие множество картежей $I = \{I_1, I_2, \dots, I_n\}$, где $I_i = \{F_i, A_i\}$, F_i – частота i-комплексной экспоненты, A_i – оценка мощности i-комплексной экспоненты. Параметрическая спектрограмма может быть представлена в виде двумерного изображения: по оси абсцисс откладываются значения временных сдвигов m, а по оси ординат – значения частот. Оценка мощности на заданной частоте в момент времени m отображается с помощью цветовой шкалы.

Так же частотный профиль может быть представлен семейством графиков (рисунок 2). Такое представление удобно, когда при анализе важно номинальное значение частоты, а уровень гармоники интереса не представляет.

Заключение

В статье с практической точки зрения рассмотрены алгоритмы параметрического оценивания несущих частот в коротких радиоимпульсах и алгоритм построения частотно-временного распределения на основе параметрической АР-модели.

Характерной особенностью представленных алгоритмов является полное исключение процедуры БПФ, малый объем используемой памяти и вычислительная эффективность. Представленные в статье алгоритмы могут быть эффективно реализованы в системах анализа сигналов в реальном времени. Однако, применение описанных методов в системах реального времени не рекомендуется для анализа сигналов, содержащих более четырех комплексных экспонент. Дальнейшее развитие описанных алгоритмов подразумевает поиск эффективных адаптивных процедур полосовой фильтрации для снижения соотношения сигнал/шум в интересуемой полосе и уменьшения смещения частотных оценок.

Список литературы:

1. Tony J. Rouphael. RF and Digital Signal Processing for Software-Defi
2. ned Radio: A Multi-Standard Multi-Mode Approach. Elsevier In, 2009. – ISBN 978-0-7506-8210-7.
3. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. М.: Мир, 1990. 604 с.
4. Чижов А. А. Сверхрелеевское разрешение. Т. 1: Классический взгляд на проблему. М.: Красанд, 2010. 96 с.
5. Шахтарин Б. И., Ковригин В. А. Методы спектрального оценивания случайных процессов: Учеб. Пособие. 2-е изд, исправ. М.: Горячая линия–Телеком, 2011. 256 с.
6. M. Ronkin, E. Khrestina, A. Kalmikov. Frequency Estimation for Short Realization of Radar Signals: The New Algorithm Presentation [Электронный ресурс] // Hikari Ltd [сайт]. URL: http://www.m-hikari.com/ces/ces2014/ces33-36-2014/khrestinaCES33-36-2014-1.pdf (дата обращения 10.04.2015).
7. В. Г. Волков, В. М. Комаров, И. В. Лукьянов, Н. П. Чернецкий. Оценка эффективности современных методов спектрального оценивания для разрешения близкорасположенных спектральных линий // Вестник РГАТУ имени П.А. Соловьева. 2014. №1(28). С. 77 – 82.
8. Spectrum Analysis Basics [Электронный ресурс]: Application Note 150. URL: http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5952-0292.pdf (дата обращения: 10.04.2015).
9. Макаров И. М., Менский Б. М. Линейные автоматические системы (элементы теории, методы расчета и справочный материал).: 2-е изд., перераб. и доп. М.: Машиностроение, 1982. 504 с.
10. Малла С. Вэйвлеты в обработке сигналов: Пер. с англ. М.: Мир, 2005. 671 с.