

## УСОВЕРШЕНСТВОВАННЫЙ АЛГОРИТМ АНАЛИЗА СИГНАЛОВ МАЛОЗАМЕТНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ НА ОСНОВЕ ОКОННОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ

А.В. Коротков, А.И. Мухин

Рассмотрена задача анализа сигналов малоаметных радиолокационных станций. Предложен усовершенствованный алгоритм, основанный на некогерентной интеграции выходных отсчетов дискретного преобразования Фурье. Применение такого алгоритма позволяет учесть особенности данного класса сигналов, в первую очередь низкое соотношение сигнал/шум.

**Ключевые слова:** спектральный анализ, интеграция, малоаметные радиолокационные станции.

### Введение

В настоящее время широко используются радиолокационные станции с низкой вероятностью перехвата. Сигналы таких станций излучаются на уровне шума в широкой полосе, что затрудняет их обнаружение. Такие радиолокационные станции получили название малоаметных радиолокационных станций (МРЛС).

Основными видами внутриимпульсной модуляции, применяемой в МРЛС, являются частотная модуляция (ЧМ), частотная и фазовая манипуляция, а также их комбинации. Наиболее распространенной является ЧМ с линейно изменяющейся частотой (ЛЧМ). Для кодирования фазы зондирующего сигнала широко используются коды Баркера, многофазные коды Франка P1, P2, P3 и P4, а также многопозиционные коды T1, T2, T3 и T4 [1].

Для таких сигналов, в первую очередь из-за низкого соотношения сигнал/шум, классический метод частотно-временного преобразования на основе дискретного преобразования Фурье (ДПФ) оказывается недостаточно эффективным, поэтому возникает необходимость дополнительной обработки полученных спектрограмм.

### Оконное преобразование Фурье

Пусть  $x(n)$  – последовательность известных отсчетов исследуемого сигнала длиной  $M$ ,  $M$ -точечное ДПФ которой имеет вид [2]

$$X(k) = \sum_{n=0}^{M-1} x(n)e^{-j2\pi nk/M}.$$

Далее рассмотрим разбиение  $x(n)$  на  $P$  субпоследовательностей длиной  $N$  отсчетов каждая. Следовательно,  $PN=M$ . Поэлементное суммирование этих субпоследовательностей дает новую последовательность  $y(n)$  длиной  $N$  отсчетов. ДПФ данной последовательности,  $Y(m)$ , представляет собой версию  $X(m)$ , прореженную в  $P$  раз, причем  $|Y(m)| = |X(Pm)|$ . Таким образом, разделяем взвешенную окном последовательность  $x(n)$ , содержащую  $N$  отсчетов, на  $P$  субпоследовательностей, далее суммируем субпоследовательности поэлементно для получения последовательности с наложениями длиной  $M$  отсчетов. Затем вычисляем модули спектральных отсчетов с помощью ДПФ. Для получения требуемой частотной характеристики рассчитывается  $M$ -точечное окно, которое представляет собой фильтр нижних частот с заданными параметрами. Для реализации такого анализатора длина исходной последовательности должна быть больше  $N$  (количества точек ДПФ) в целое число раз.

Ширина полос пропускания (каналов) анализатора спектра определяется главным образом шириной главного лепестка окна. Центральные частоты полос пропускания определяются как  $f_s / N$ , где  $f_s$  – частота дискретизации. Это значит, что перекрытие полос пропускания анализатора зависит как от ширины главного лепестка окна, так и от  $f_s$  и  $P$ . Динамический диапазон анализатора можно расширить, увеличив  $P$ , что приводит к увеличению  $M$  и длины последовательности  $x(m)$ . С увеличением  $M$  более длинные окна будут давать полосы пропускания анализатора, приближающиеся к прямоугольной форме, с более низким уровнем боковых лепестков и неравномерностью амплитудно-частотной характеристики в полосе пропускания.

### Усовершенствованный алгоритм анализа сигналов

ДПФ имеет фиксированное частотно-временное разрешение, которое зависит от окна. Более того, разрешение по времени и частоте подчиняется принципу неопределенности, а именно, хорошее временное разрешение дает плохое частотное, и наоборот. Этот недостаток оказывает сильное влияние на характеристику обнаружения: если сигнал имеет полосу шире частотного разрешения, то энергия сигнала распределяется по нескольким составляющим (каналам) на частотной оси, так что вероятность обнаружения, зависящая от этих составляющих, уменьшается. Аналогично, сигналы с большей, чем разрешение по времени, длительностью распределяют свою энергию по нескольким составляющим на временной оси. Предлагаемый усовершенствованный анализатор спектра осуществляет более гибкое частотно-

временное представление. Он основывается на некогерентной интеграции выходных отсчетов ДПФ с разными длинами, которую можно представить в виде следующей формулы:

$$I(m) = \sum_1^{l_i} |X_w(m)|,$$

где  $l_i$  – длина интеграции;  $X_w(m)$  – отсчеты ДПФ, взвешенной окном входной последовательности. Величину  $I(m)$  назовем модифицированной спектрограммой. Множество таких спектрограмм с разными значениями  $l_i$  может быть применено для анализа сигналов с низким соотношением сигнал/шум.

Что касается количества интеграторов, то их должно быть, по крайней мере, три. Первый, длиной  $l_1$ , сохраняет наилучшее разрешение по времени, второй ( $l_2$ ), с наибольшей длиной, позволяет получить максимальное превышение уровня сигнала над шумом, третий ( $l_3$ ), с промежуточным значением, призван снизить потери (частотного и временного разрешения) при анализе вторым интегратором. Максимальная возможная длина интегратора равна  $n/N$ , где  $n$  – длина выборки,  $N$  – число каналов ДПФ. На практике целесообразно выбирать данный параметр от  $n/2N$  до  $n/4N$ . При реализации непрерывной обработки выбор длин интеграторов зависит от требуемого частотно-временного разрешения и типа сигнала. Экспериментально выявлено, что такой подход (интеграция) позволяет получить увеличение амплитуды сигнала относительно шума (в  $\Delta$  раз). Величина  $\Delta$  зависит от числа каналов ДПФ, длины интегратора и длины выборки и может быть выражена следующей формулой [3]:

$$\Delta = 5 \lg \frac{A(l_{i+1})}{A(l_i)},$$

где  $A(l_i)$  – среднее значение амплитуды при длине  $i$ -го интегратора. Следует отметить, что для априорно неизвестных сигналов необходим совместный анализ полученных спектрограмм.

#### Применение усовершенствованного алгоритма анализа сигналов

Для примера взяты три широкополосных сигнала со следующими видами модуляции: ЛЧМ, фазовая манипуляция (ФМн), фазо-частотная манипуляция (ФЧМн). Их параметры приведены в табл. 1.

Параметр	Сигнал 1	Сигнал 2	Сигнал 3
Полоса сигнала, МГц	40	10	20
Длительность, мкс	200	168	100
Частота дискретизации, МГц	128	128	128
Длина выборки (число отсчетов)	26500	21504	12800
Вид модуляции	ЛЧМ	ФМн	ФЧМн
Соотношение сигнал/шум, дБ	-6	-6	-6

Таблица 1. Параметры сигналов

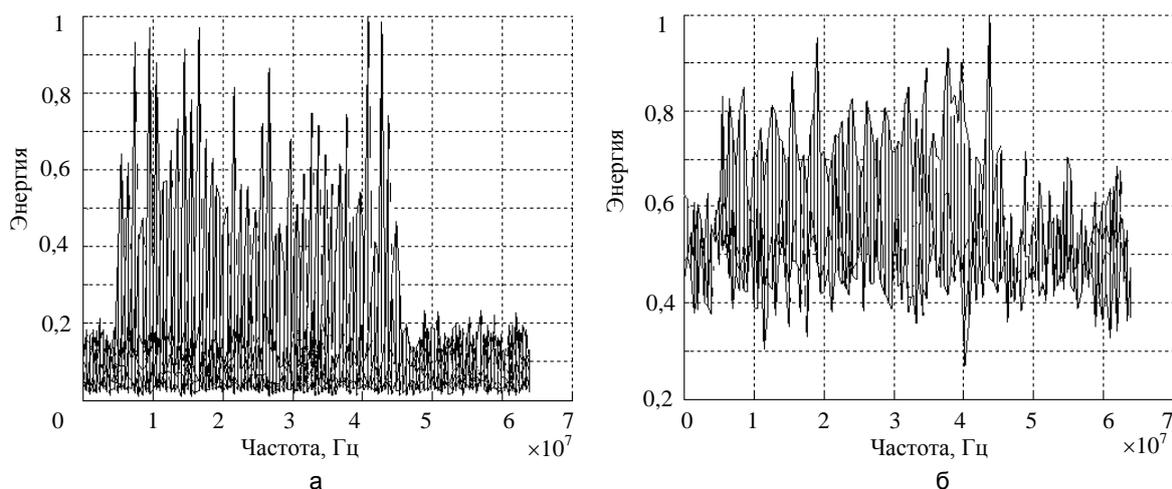


Рис. 1. Спектр ЛЧМ сигнала: длина интегратора  $l_1 = 1$  (а); длина интегратора  $l_3 = 25$  (б)

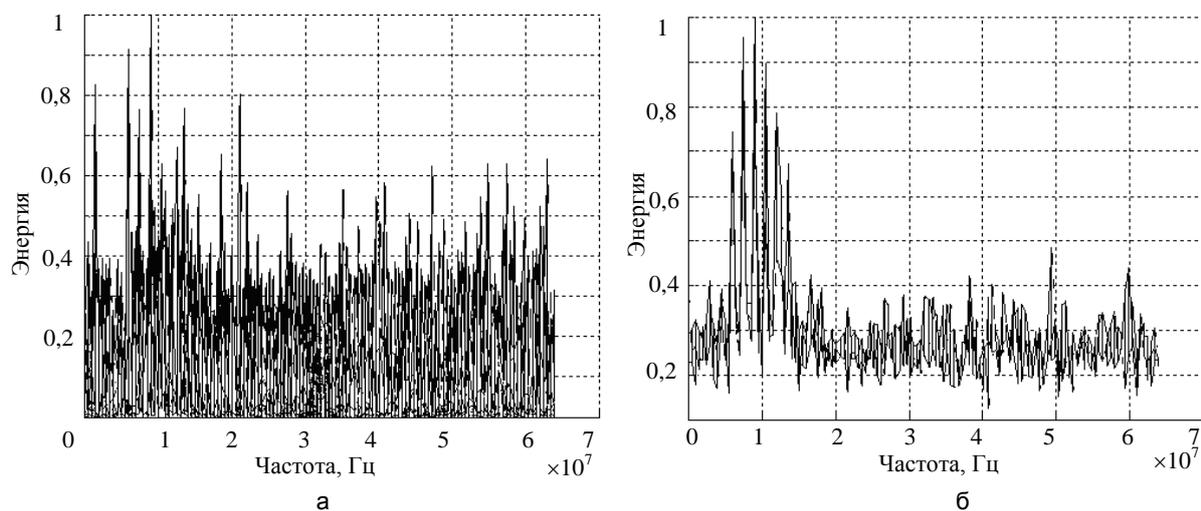


Рис. 2. Спектр ФМн сигнала: длина интегратора  $l_1=1$  (а); длина интегратора  $l_3=24$  (б)

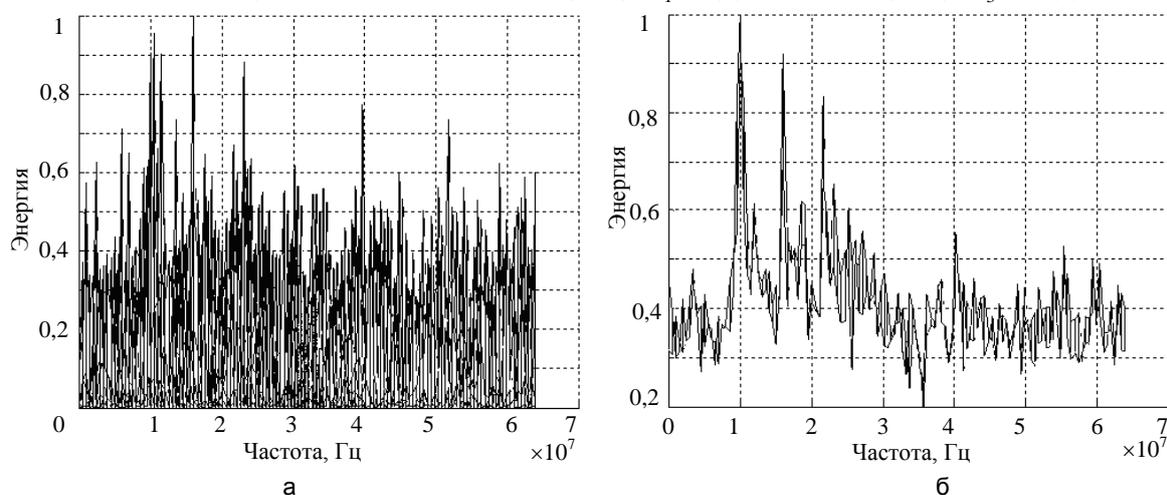


Рис. 3. Спектр ФЧМн сигнала: длина интегратора  $l_1=1$  (а); длина интегратора  $l_3=50$  (б)

Вид модуляции	Длины интеграторов $l_1; l_2; l_3$	Средние значения амплитуд $A(l_1); A(l_2); A(l_3)$	Значение $\Delta$ (дБ) для длин интеграторов		
			$l_2$ и $l_1$	$l_3$ и $l_2$	$l_3$ и $l_1$
ЛЧМ	1; 5; 25	29; 146; 733	3,4	3,4	6,8
ФМн	1; 4; 24	30; 119; 710	3,0	3,9	6,9
ФЧМн	1; 25; 50	29; 741; 1400	6,9	1,6	8,4

Таблица 2. Результаты моделирования

Рассмотрены три варианта частотно-временного анализатора с различными длинами интеграции. Результаты, полученные при помощи имитационного моделирования, представлены в табл. 2 и на рис. 1–3. В качестве ФМн сигнала рассмотрен сигнал, содержащий код Баркера (длина кода 7) [4], ФЧМн – код Франка (длина кода 16).

Проведенный анализ позволяет сделать следующие выводы.

1. Применение усовершенствованного алгоритма позволяет получить выигрыш в соотношении сигнал/шум до 8 дБ (табл. 2), причем, чем больше длина интеграции ( $l$ ), тем больше значение  $\Delta$ .
2. Предложенный алгоритм наиболее эффективен для выделения из шума ФМн и ФЧМн сигналов.
3. Для ЛЧМ сигналов целесообразно применение интеграции с параметром  $l=1$ .
4. Усовершенствованный алгоритм анализа позволяет обнаруживать и производить предварительную оценку параметров ФМн и ФЧМн сигналов при соотношениях сигнал/шум вплоть до  $-6$  дБ, что является важным преимуществом при анализе излучений МРЛС.
5. С увеличением длины интеграции ухудшается частотно-временное разрешение, поэтому необходим совместный анализ полученных спектрограмм с разными длинами интеграции.

### Заключение

Рассмотрена задача анализа сигналов малозаметных радиолокационных станций, с помощью усовершенствованного алгоритма на основе оконного дискретного преобразования Фурье. Продемонстрировано, что применение данного алгоритма позволяет получить выигрыш в соотношении сигнал/шум до 8 дБ, а также эффективно выделять из шума и анализировать ФМн и ФЧМн сигналы малозаметных радиолокационных станций. Для получения более полной картины об исследуемом сигнале необходим совместный анализ полученных данных с разными длинами интеграции.

#### Литература

1. Pace Phillip E. Detecting and Classifying Low Probability of Intercept Radar. – Artech House, 2009. – 857 p.
2. Айфичер Эммануил С., Джервис Барри У. Цифровая обработка сигналов: Пер. с англ. – М.: Вильямс, 2004. – 992 с.
3. Лайонс Ричард. Цифровая обработка сигналов: Пер. с англ. – 2-е изд. – М.: Бинوم пресс, 2006. – 656 с.
4. Коротков А.В. Частотно-временной анализ сигналов малозаметных радиолокационных станций с использованием вейвлет-преобразования // Научно-технический вестник СПбГУ ИТМО. – 2011. – № 5. – С. 44–48.

*Коротков Андрей Владимирович* – ОАО «НИИ Вектор», инженер, Andrey.k0206516@mail.ru  
*Мухин Анатолий Иванович* – Военно-космическая академия им. А.Ф. Можайского, адъюнкт, tolik516@yandex.ru