

УДК 621.396

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ БЫСТРОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ И АДАПТИВНОГО ВЗВЕШИВАНИЯ ПРИ ОБРАБОТКЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Н. М. Одиноченко,

начальник отдела по обеспечению НИР и ОКР

ОАО ЦНПО «КАСКАД»

В. В. Какаев,

канд. техн. наук, доцент

С. В. Алуев,

адъюнкт

Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского

Предлагается алгоритм обработки первичных радиолокационных сигналов при помощи процедуры быстрого преобразования Фурье и адаптивного взвешивания пакета обрабатываемого сигнала. Представлено устройство, реализующее предлагаемый алгоритм обработки и обеспечивающее более высокую эффективность выделения полезного сигнала на фоне пассивной помехи по сравнению с известными неадаптивными способами взвешивания сигнала. Максимальный эффект алгоритма проявляется при незначительной разнице доплеровских частот полезного сигнала цели и помехи.

Ключевые слова — обработка радиолокационных сигналов, адаптивное взвешивание.

Введение

В первичной радиолокации широко распространены устройства обработки, использующие для когерентного накопления пакета отраженных радиолокационных сигналов процедуру быстрого преобразования Фурье (БПФ). Применение процедуры БПФ при обработке пакета импульсных радиолокационных сигналов с конечным числом импульсов приводит к искажению оценок спектральных составляющих сигнала.

Адаптивное взвешивание при обработке радиолокационных сигналов

Искажение БПФ оценок спектральных составляющих вследствие ограниченного объема данных можно представить как результат умножения входного сигнала на весовое окно прямоугольной формы. Так как умножение во времени эквивалентно свертке в частотной области, каждому значению БПФ может быть поставлен в соответствие узкополосный фильтр, настроенный на

частоту $2\pi K/N$ (где N — число обрабатываемых импульсов, K — текущий номер импульса) и амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) вида

$$H_k(\omega) = \sin(\omega N / 2) / \sin(\pi K / N + \omega / 2), \quad (1)$$

где $\omega = 2\pi f/F$, F — частота повторения импульсов.

Наличие боковых лепестков АЧХ приводит к «размыванию» частотных составляющих сигнала в пределах всей ширины анализируемого диапазона частот. Одним из эффективных способов борьбы с «размыванием» частотных составляющих является весовая обработка сигнала.

Из (1) можно определить, что максимальный уровень боковых лепестков в случае прямоугольного окна равен 13,3 дБ. Окно специальной формы уменьшает модуль весовых коэффициентов в начале и в конце выборки сигнала. В таблице приведены наиболее употребительные весовые окна, значение весовых коэффициентов во временной области и показатели формы АЧХ [1–3].

Весовая обработка позволяет существенно снизить уровень боковых лепестков, но одновременно

■ Весовые функции

Весовое окно	Коэффициенты во временной области	Максимальный уровень, дБ	Расширение главного лепестка
Прямоугольное	$\omega_i = \begin{cases} 1, & i = 0 \div N-1 \\ 0, & \text{другие } i \end{cases}$	-13,3	1
Хемминга	$\omega_i = \alpha + (1-\alpha)\cos 2\pi i / N$ ($\alpha = 0,54$)	-42,7	1,52
Кайзера	$\omega_i = \frac{I_0\left(\alpha\sqrt{1-[2i/(N-1)]^2}\right)}{I_0(\alpha)}$ ($\alpha = 3,38$)	-40	2,23
Дольфа-Чебышева	$\omega_i = \frac{\cos\sqrt{(2\pi i / N)^2 - \alpha^2}}{\text{ch}(\alpha)}$ ($\alpha = 5,30$)	-40	1,35

приводит к расширению главного лепестка. Соотношение между шириной главного и уровнем боковых лепестков определяется величиной параметра α весового окна.

Если полезный эхо-сигнал цели и помеха достаточно разнесены по частоте, выигрыш от весовой обработки может достигать 30–40 дБ [1]. Однако если движущиеся помеха и цель имеют близкие радиальные скорости, использование окна с малым уровнем боковых лепестков, но широким главным лепестком может ухудшить обнаружение полезного сигнала.

Для устранения указанного недостатка предлагается способ адаптивной весовой обработки, заключающийся в нахождении такого значения параметра α весового окна, которое бы максимизировало коэффициент улучшения $K_y(K)$ каждого фильтра БПФ:

$$K_y(K) = N /$$

$$\left/ \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \exp[j2\pi K / N(i-n)\omega_i(\alpha)\omega_n(\alpha)r_{in}] \right\}, \quad (2)$$

где r_{in} — элемент корреляционной матрицы помехи \mathbf{R}_n ; $K = 0 \dots N-1$ — номер фильтра БПФ.

Рассмотрим применение этого способа на примере окна Хемминга.

Подстановка вместо $\omega(\alpha)$ в формуле (2) соответствующей функции из таблицы и решение уравнения

$$\partial K_y(K) / \partial \alpha = 0$$

относительно α позволяет получить оптимальное значение параметра окна

$$\alpha(K) = A_1(K) / A_2(K), \quad (3)$$

где

$$A_1(K) = - \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} (\cos 2\pi i / N + \cos 2\pi n / N + 2\cos 2\pi i / N \cdot \cos 2\pi n / N)r_{in} \exp[j2\pi K(i-n) / N]; \quad (4)$$

$$A_2(K) = 2 \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} (1 + \cos 2\pi i / N + \cos 2\pi n / N + \cos 2\pi i \cdot \cos 2\pi n / N)r_{in} \exp[j2\pi K(i-n) / N]. \quad (5)$$

В целях практического применения целесообразно вместо корреляционных параметров использовать спектральные характеристики помехи. Полагая помеху стационарной, из выражений (4) и (5) получим алгоритмы вычисления знаменателя и числителя (3):

$$\hat{A}_1(K) = -N - 2 \sum_{i=0}^{2N-1} \hat{R}'_i \times \times \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^{N-1} \gamma_n \exp[-j\pi n(2K+i) / N] \right\}; \quad (6)$$

$$\hat{A}_2(K) = 15N + 2 \sum_{i=0}^{2N-1} \hat{R}'_i \times \times \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^{N-1} \beta_n \exp[-j\pi n(2K+i) / N] \right\}, \quad (7)$$

где \hat{R}'_i — оценка значений энергетического спектра помехи;

$$\gamma_n = \sum_{m=0}^{N-1-n} [\cos 2\pi m / N + \cos 2\pi(n+m) / N + 2\cos 2\pi m / N \cdot \cos 2\pi(n+m) / N];$$

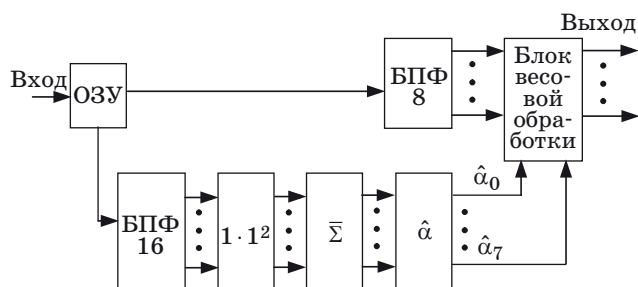
$$\beta_n = \sum_{m=0}^{N-1-n} [1 + \cos 2\pi m / N + \cos 2\pi(n+m) / N + \cos 2\pi m / N \cdot \cos 2\pi(n+m) / N].$$

Оценка параметра весового окна $\alpha(K)$ позволяет с помощью весовой обработки сформировать оптимальную АЧХ для каждого $K = 0 \dots N-1$ фильтра БПФ.

Чтобы не выполнять N раз БПФ для всех значений $\alpha(K)$, можно воспользоваться эквивалентностью умножения во временной области и сверткой в частотной области. Используя свойства АЧХ окна Хемминга, выражение для свертки приводим к виду

$$X_{\omega}(K) = \alpha(K)X(K) - [1 - \alpha(K)] \times \times [X(K-1) + X(K+1)] / 2, \quad (8)$$

где $X(K)$ — выходные значения БПФ, $K = 0 \dots N-1$.



■ Рис. 1. Блок БПФ с адаптивной весовой обработкой

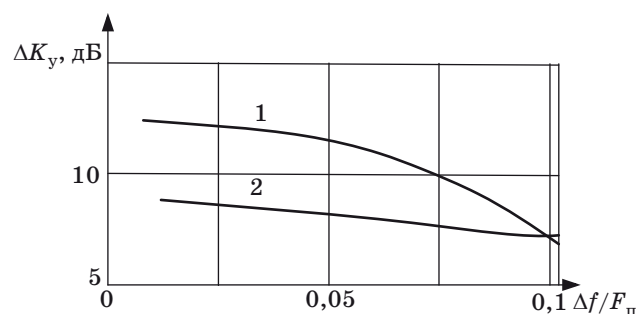
Предлагается структурная схема устройства (рис. 1), реализующего алгоритм адаптивной весовой обработки.

Принцип работы устройства заключается в оценке энергетического спектра помехи, вычислении оптимальных значений $\alpha(K)$, переносе сигнала с помощью восьмиточечного БПФ в частотную область и последующем выполнении весовой обработки.

В оперативном запоминающем устройстве ОЗУ накапливается пять выборок сигнала по 16 отсчетов в каждой, соответствующих пяти соседним элементам дальности. Восемь последовательных отсчетов из третьей выборки, задержанные на четыре точки азимута, обрабатываются восьмиточечным блоком БПФ, а первая, вторая, четвертая и пятая выборки поступают в блок оценки энергетического спектра помехи. Блок оценки содержит последовательно соединенные шестнадцатиточечные БПФ, схему вычисления квадрата модуля и накопитель. Накопитель осуществляет усреднение оценки энергетического спектра, которая подается на схему вычисления параметров окна, последовательно реализующую алгоритмы (6), (7) и (3). В блок весовой обработки, который реализует алгоритм (8), подаются отсчеты с выхода восьмиточечного БПФ и оценки оптимальных значений $\hat{\alpha}(K)$.

Сравнительный анализ работы устройства адаптивной весовой обработки, БПФ с прямоугольным окном и окном Кайзера ($\alpha = 3,38$) проводился в соответствии с формулами (2)–(5). Полагалось, что помеха с нормальным распределением имеет доплеровский сдвиг спектра $\varphi_{\text{п}} = \pi/8$, соответствующий наиболее неблагоприятному для выделения полезного сигнала случаю, когда спектр помехи находится между нулями АЧХ фильтров БПФ.

На рис. 2 показаны зависимости выигрыша в коэффициенте улучшения устройства адаптивной весовой обработки от ширины спектра помехи, если разность доплеровских частот цели и помехи равна $0,19F_{\text{п}}$. Кривая 1 соответствует выигры-



■ Рис. 2. Зависимости выигрыша в коэффициенте улучшения устройства адаптивной весовой обработки от ширины спектра помехи

шу относительно БПФ с прямоугольным окном, а кривая 2 — БПФ с окном Кайзера. Если разность доплеровских частот цели и помехи $\Delta\varphi_{\text{ц,п}} = 0,31F_{\text{п}}$, выигрыш равен соответственно 19,5 и 2,2 дБ, а при наличии $\Delta\varphi_{\text{ц,п}} = 0,44F_{\text{п}}$ выигрыш составляет соответственно 20 и 0,2 дБ.

Заключение

Результаты проведенного сравнительного анализа позволяют сделать следующий основной вывод: предлагаемый алгоритм адаптивной весовой обработки обладает практической полезностью ввиду возможности обеспечить более высокую эффективность выделения сигнала цели на фоне пассивных помех.

Предлагаемое устройство, реализующее рассмотренный алгоритм, повышает коэффициент улучшения блоков БПФ по сравнению с известными неадаптивными способами взвешивания сигнала. Наибольшие преимущества способа проявляются при незначительной разнице доплеровских частот сигнала цели и помехи.

Литература

1. Василенко Н. Т. Радиолокационные системы движущихся целей // Итоги науки и техники. ВИНТИ. Радиотехника. 1980. Т. 23. — 151 с.
2. Чепель Е. В. и др. Когерентная обработка сигналов в первичных радиолокационных станциях. — СПб.: ООО «Эверест Плюс», 2008. — 234 с.
3. Farina A., Studer F., Turco E. Adaptive methods to implement the optimum radar signal processor // Proc. Intern. Radar Symp., India, Bangalore, 9–12 Oct., 1983. P. 42–47.