

## Согласованная фильтрация сверхширокополосных сигналов

С.Л.Чернышев

МГТУ им. Н.Э.Баумана, chernshv@bmstu.ru

*Рассматривается возможность согласованной фильтрации сверхширокополосных радиолокационных сигналов. В случае СШП сигналов неизвестной формы предлагается осуществлять их обнаружение в два этапа – сначала в преселекторе по известной форме излученного сигнала, а потом с помощью энергетического или черезпериодного обнаружителя*  
*The possibility of matched filtering of ultrawide band radar signals considered. In the case of UWB signals of unknown form is proposed to detect them in two stages- first preselector for a certain form of the radiated signal, and then use the energy detector or trough-period detector*

Сверхширокополосными (Ultra-Wideband, UWB) системами, как следует из определения DARPA (США) называют такие системы передачи или извлечения информации, которые имеют относительную полосу пропускания частот, превышающую 50%.

Такие системы обладают самыми широкими полосами частот среди всех других радиосистем, что придает им уникальные свойства.

Сверхширокополосные системы, в силу своей специфики, не могут опираться на традиционную элементную базу, присущую узкополосным системам. Сверхширокая полоса требует разработки новых устройств, обеспечивающих необходимые характеристики на всех рабочих частотах, начиная от генераторов и заканчивая антеннами. Обработка информации также должна вестись новыми оригинальными методами, поскольку цифровая обработка при столь широкой полосе пока невозможна из-за отсутствия соответствующих АЦП с полосой до десятков ГГц. Кроме этого, перенос сверхширокополосных сигналов на промежуточную частоту невозможен, поэтому обработка таких сигналов должна проводиться во входном тракте радиолокационного приемника.

В настоящее время обработка сигналов в СШП РЛС осуществляется в основном с помощью стробоскопического преобразования. Тем не менее методы прямой обработки остаются более привлекательными. Такая обработка возможна с применением специальных устройств фильтрации, созданных на базе нерегулярных линий передачи (НЛП) с Т-волной, в частности согласованных фильтров (СФ), чему и посвящена настоящая статья.

Если на вход радиолокационного приемника поступает смесь  $y(t)$  финитного во времени известного сверхширокополосного детерминированного полезного сигнала  $x(t)$  длительностью  $T$ , имеющего спектр  $U(\omega)$ , и стационарной помехи  $n(t)$  с неравномерной плотностью мощности  $S_n(\omega)$ :

$$y(t) = x(t) + n(t).$$

Тогда импульсная характеристика СФ  $g(t)$ , обеспечивающего максимальное отношение сигнал / шум на выходе, должна быть согласована с некоторым эквивалентным сигналом  $x_g(t)$  и удовлетворять условию

$$g(t) = x_g(t_0 - t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{U^*(\omega)}{S_n(\omega)} e^{[i\omega(t-t_0)]} d\omega,$$

где  $t_0$  - время наблюдения сигнала.

В приближении белого шума, как известно,  $g(t) = k \cdot x(t_0 - t)$ .

Таким образом, согласованный фильтр на НЛП должен быть синтезирован так, чтобы его импульсная характеристика удовлетворяла упомянутым условиям.

В случаях, когда известны импульсные характеристики целей, СФ может быть настроен на них. В этом случае сразу могут решаться и вопрос обнаружения и вопрос распознавания. Для этого набирается база данных о возможных импульсных характеристиках целей под разными ракурсами. Созданные на основе этих данных СФ предназначены для распознавания различных целей.

Однако, как правило, такой путь трудоемок даже при применении цифровой обработки и требует большого числа каналов по целям, ракурсам и поляризациям. Кроме этого, при крупных целях длина аналогового СФ на НЛП оказывается весьма значительной.

Обнаружение же СШП сигнала без априорной информации о возможной его форме представляет собой сложную задачу. В [2] показано, что возможно обнаружение СШП сигналов при знании периода повторения зондирующих импульсов. Однако кроме этого периода известной является и форма зондирующего сигнала. Поэтому предпочтительным выглядит промежуточный вариант, когда СФ настроен не на отраженный сигнал, а на зондирующий. В этом случае СФ может играть роль преселектора, «очищающего» входную смесь от помехи.

Сигнал, отраженный от цели, представляет собой свертку сверхширокополосного зондирующего сигнала  $s(t)$  (рис.1) длительностью  $\tau_u$  и импульсной характеристики цели  $g_u(t)$ :

$$x(t) = \int_0^{\infty} g_u(\tau) s(t - \tau) d\tau$$

(см. рис.2), а спектр его равен  $U(\omega) = G_u(\omega) \cdot S(\omega)$ .

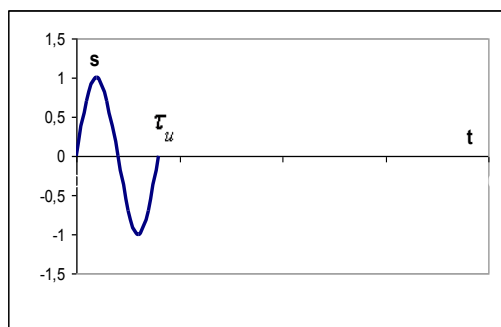


Рис.1. СШП зондирующий сигнал

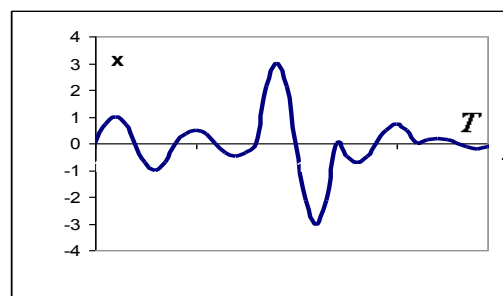


Рис.2. СШП отраженный сигнал

В дискретном виде отраженный сигнал  $\nabla$

$$x(k) = \sum_{i=0}^{\infty} g_u(i) s(k - i)$$

В результате, если СФ согласован с сигналом  $s(t)$ ,  $g(t) = k_0 \cdot s(t_0 - t)$  и сигнал на его выходе будет имеет вид

$$z(t) = k_0 \int_0^{\infty} s(t_0 - \theta) \left[ \int_0^{\infty} g_y(\tau) s(\theta - \tau - t) + n(\theta - t) \right] d\tau d\theta.$$

Для сверхширокополосного зондирующего сигнала длительность  $\tau_u$  много меньше, чем длительность отраженного от цели сигнала  $T$ . Поэтому можно принять приближение, что

$$\text{при } g_y(t) = g_{ym} = \text{const} \quad (m+1) \cdot \frac{\tau_u}{\Delta t} > t > m \frac{\tau_u}{\Delta t}$$

где  $\Delta t$  - период дискретизации по времени, определяемый по теореме Котельникова,  $m \leq M$ ,  $M = T / \tau_u$ . В этом случае отраженный сигнал имеет в дискретной форме вид

$$x(k) = \sum_{m=0}^{M-1} g_{ym} s(k - m \frac{\tau_u}{\Delta t});$$

а сигнал на выходе СФ равен

$$z(k) = k_0 \sum_{l=0}^{\infty} s(\frac{t_0}{\Delta t} - l) \left[ \sum_{m=0}^{M-1} g_{ym} s(l - m \frac{\tau_u}{\Delta t} - k) + n(l - k) \right]$$

При некоррелированных сигнале и помехе

$$z(k) = k_0 \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{m=0}^{M-1} g_{ym} s(l - m \frac{\tau_u}{\Delta t} - k) s(\frac{t_0}{\Delta t} - l)$$

На рис.3 приведен пример такого сигнала на выходе СФ (треугольниками отмечены максимумы корреляционных функций).

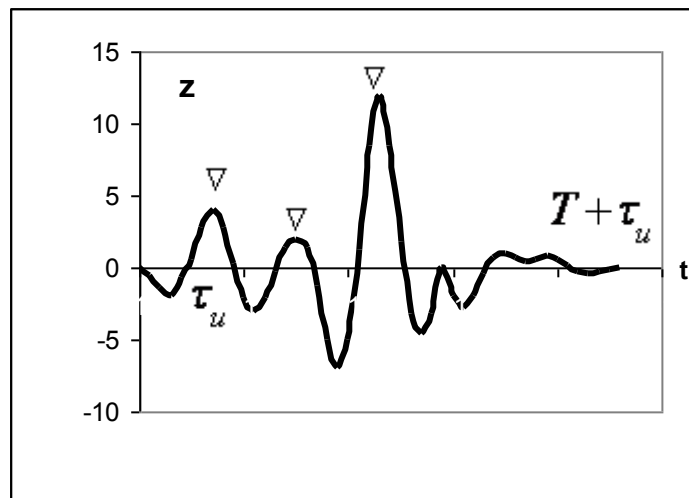


Рис.3. Сигнал на выходе СФ, согласованного с зондирующим сигналом

Каждый дискрет такого сигнала, длительностью  $\tau_u$ , представляет собой корреляционную функцию зондирующего сигнала и отношение сигнал/шум на нем будет максимальным. В целом для отраженного сигнала такая фильтрация, конечно, не будет оптимальной, но это дает возможность применить в последующем через периодическую обработку или с помощью энергетического обнаружителя, что дает более высокое отношение сигнал/шум, нежели без описанного преселектора.

В общем случае шумовая составляющая на выходе СФ все же имеет место. Рассмотрим отраженный сигнал в смеси с шумом. На рис.4 приведен пример «зашумленного» сигнала (сплошная линия) на фоне сигнала без шума (пунктирная линия).

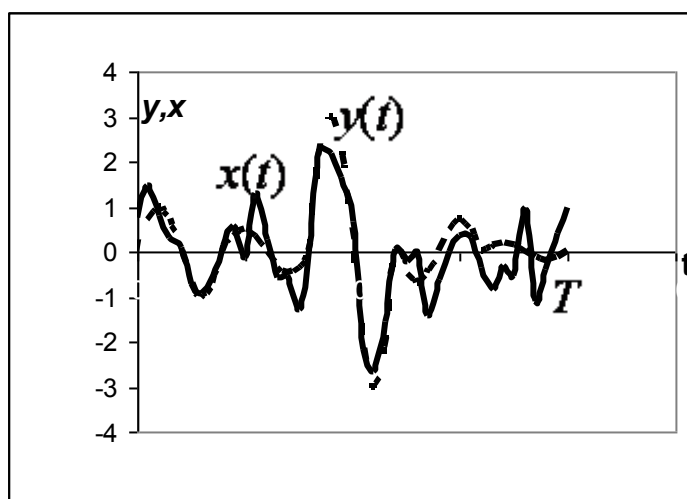


Рис.4. Смесь сигнала с шумом (сплошная линия) и «чистый» сигнал (пунктир).

После пропускания смеси через СФ, согласованный с зондирующим сигналом на выходе СФ сигнал имеет вид, изображенный на рис.5.

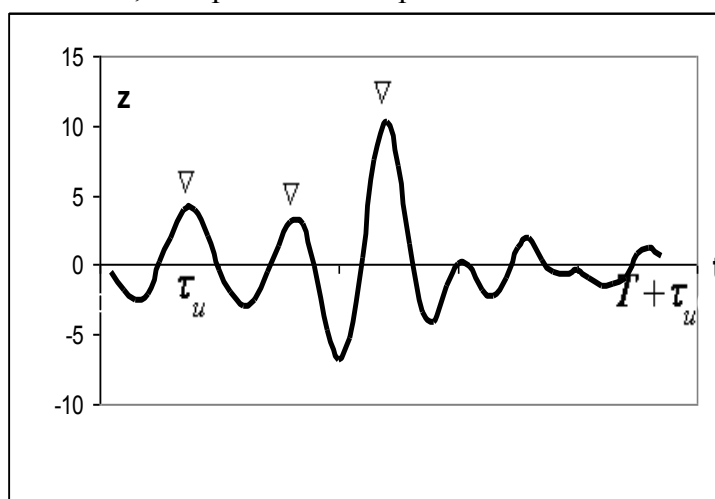


Рис.5. Сигнал на выходе СФ.

Видно, что по сравнению с рис.3 величины максимумов изменились незначительно, а их положения практически не изменились, то есть в таком СФ происходит подавление помехи.

В качестве примера рассмотрим СФ, согласованный с сигналом длительностью 760 пс, представляющим производную от гауссовой функции. Для такого сигнала был

синтезирован микрополосковый СФ на подложке с диэлектрической проницаемостью 9, высотой 1 мм. Изменение ширины  $W$  вдоль НПП показано на рис.1.

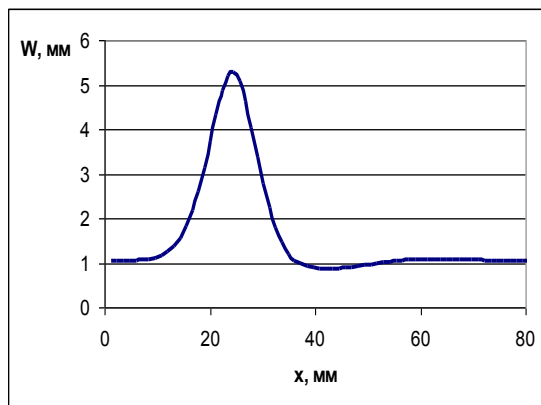


Рис.1.



Рис.2.

Отраженный от СФ сигнал приведен на рис.2, он представляет собой корреляционную функцию падающего.

### Литература

1. Ашихмин А.В. Проектирование и оптимизация сверхширокополосных антенных устройств и систем для аппаратуры радиоконтроля. -М.: Радио и связь, 2005.
2. Иммореев И. Я., Черняк. В. С. Обнаружение сверхширокополосных сигналов, отраженных от сложных целей // Радиотехника, 2008, № 4.