

УДК 621.396.96

КОРРЕЛЯЦИОННО-ФИЛЬТРОВОЙ МЕТОД ОБРАБОТКИ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ЛЧМ СИГНАЛОВ

В. С. Щербаков

АО «НПО «Правдинский радиозавод»,
606408, Нижегородская обл., г. Балахна, ул. Горького, д. 34

Статья поступила в редакцию 16 февраля 2018 г.

Аннотация Рассмотрены принципы обработки суперпозиции отраженных сверхширокополосных ЛЧМ сигналов корреляционно-фильтровым методом, в результате чего происходит трансформация в пространственном "окне" по дистанции сжатых ЛЧМ сигналов и пропорциональное их смещение по частоте. При этом полоса частот отраженных сигналов сужается пропорционально коэффициенту трансформации, поэтому дальнейшая их обработка может быть выполнена в цифровом виде, благодаря чему обеспечивается высокая стабильность и идентичность обрабатываемых сигналов, необходимые для более достоверного распознавания радиолокационных целей с учетом сверхразрешения по дальности. Предложен способ компенсации частотных расстройек, сжатых и смещенных по частоте суперпозиции отраженных ЛЧМ сигналов, что делает возможным стандартными методами выполнить их весовую обработку и ограничить спектральную полосу. Таким образом, повышается отношение сигнал/шум, а корреляционно-фильтровой метод обработки с учетом компенсации частотных расстройек трансформированных и сжатых ЛЧМ сигналов, приближается к оптимальному способу. Это позволяет обеспечить распознавание целей на больших дальностях, порядка 0,8 от максимального обнаружения, и при необходимости принять соответствующие меры. Показано, что независимо от размеров пространственного "окна" энергетические потери остаются минимальными, а частота дискретных выборок сжатых импульсов снижается пропорционально коэффициенту трансформации, при этом обеспечивается высокое разрешение и сохраняется фазовая информация о "блестящих" точках в пространственном "портрете". Кроме этого определена зависимость характери-

стик корреляционно-фильтрового тракта: девиации и длительности основного и вспомогательного гетеродинов, а также спектральных характеристик сжимающего фильтра от параметров пространственного "окна" разрешения по дальности и коэффициента трансформации.

Ключевые слова: радиолокация, распознавание, корреляционно-фильтровой метод, частотно-временная трансформация, весовая обработка.

Abstract. The principles of processing superposition of reflected super-wide-band LFM signals by a correlation-filtering method are considered. As a result, the compressed over the distance chirp signals are transformed in a spatial «window» and their frequencies are shifted proportionally. In this case, the frequency band of the reflected signals narrows in proportion to the transformation coefficient, so that further processing can be performed in digital form. This ensure high stability and identity of the processed signals necessary for more reliable recognition of radar targets with allowance for over-resolution by distance. A method for compensating frequency detunings, compressed and frequency-shifted superpositions of reflected chirp signals, is proposed, which makes it possible to carry out their weight processing by standard methods and to limit the spectral band. Thus, the signal-to-noise ratio is increased, and the correlation-filtering method, taking into account the compensation of frequency detunings of the transformed and compressed chirp signals, approaches the optimal modus. This makes it possible to provide detection at longer distances, about 0.8 times the maximum detection, and, if necessary, take appropriate measures. It is shown that, regardless of the spatial "window" size, energy losses remain minimal, and the frequency of discrete samples of compressed pulses decreases in proportion to the transformation coefficient, while providing high resolution and maintaining phase information about the "brilliant" points in the spatial "portrait". In addition, the correlation-filter path characteristics dependence is determined: the deviation and duration of the main and auxiliary heterodynes, as well as the compressing filter spectral characteristics from the parameters of the spatial "window", the distance resolution and the coefficient of transformation.

Keywords: radar, recognition, correlation-filtering method, frequency-time transformation, weight processing.

1. Введение

В условиях быстро изменяющейся радиолокационной обстановки и при наличии у противника большого количества беспилотных летательных аппаратов (БЛА), а также ограниченного боекомплекта зенитно-ракетных комплексов (ЗРК) перед радиолокацией ставятся качественно новые задачи. Наряду с традиционными характеристиками, такими как: обнаружение цели, определение ее координат и траектории, необходимо знать к какому классу данная цель принадлежит. Наличие такой информации позволяет вычлениить из большого объема данных наиболее важные цели, на которых следует сосредоточить максимальное внимание, а в случае необходимости принимать решение на уничтожение самых опасных из них [1].

Для определения класса цели необходимо задать ряд отличительных особенностей, по которым осуществляется распознавание. Для распознавания могут быть использованы: временные, спектральные, корреляционные, энергетические, пространственные, поляризационные характеристики отраженных сигналов, а также особенности траектории целей [2]. Информативность отдельных признаков распознавания неодинакова, но увеличение их числа уменьшает вероятность ошибки. Методы распознавания, как правило, используют информацию, содержащуюся в структуре отраженных сигналов или всего объекта в целом. В отличие от двух и многочастотных [3, 4] методов распознавания, наилучшие качественные показатели достигаются при использовании широкополосных зондирующих сигналов [5, 6], обеспечивающих получение радиолокационных "портретов" воздушных объектов (ВО). При этом наличие трассовой информации о ВО, которая фиксируется в каждой РЛС, позволяет выполнить максимально приближенное к оптимальному накопление чтобы повысить отношение сигнал/шум и сравнивать накопленную информацию с эталонными

"портретами" учитывая их ракурс, направление движения и скорость, повышая таким образом вероятность правильного распознавания.

В этом случае зондирующие сигналы должны обладать высокой разрешающей способностью позволяющей разрешать отдельные "блестящие" точки зондируемой цели по дальности. При этом обработка широкополосных сигналов сопряжена с некоторыми трудностями, такими как сложность реализации широкополосного тракта и работа со сжатыми сигналами малой длительности, что в свою очередь требует высокого быстродействия обрабатывающей аппаратуры и большого объема памяти. Из всех известных наиболее эффективным способом обработки широкополосных эхо-сигналов является корреляционно-фильтровой метод [7, 8]. Данный метод предполагает в интервале ожидания отраженного сверхширокополосного ЛЧМ сигнала менять опорную частоту гетеродина на частоту, изменяющуюся по линейному закону. После чего результат гетеродинирования обрабатывать в сжимающем фильтре. Это позволяет снизить требование к аппаратуре дальнейшей обработки и сохранить высокую разрешающую способность по дальности.

2. Постановка задачи

Наряду с перечисленными преимуществами, по сравнению с другими методами обработки сверхширокополосных ЛЧМ сигналов, корреляционно-фильтровой метод также имеет ряд недостатков. Так, например, при обработке сверхширокополосных сигналов от протяженных объектов с целью выделения амплитудно-фазовой зависимости по дальности, т.е. собственно "портретов" этих объектов, полоса тракта должна быть несколько больше оптимальной, поэтому ухудшается отношение сигнал/шум. Кроме этого чтобы минимизировать данные потери необходимо максимально точно согласовать время переключения опорной частоты гетеродина на частоту, изменяющуюся по линейному закону, с моментом приема отраженного сигнала, т.е. повысить точность целеуказания, чтобы дополнительно не расширять полосу тракта. И наконец, уровень боковых лепестков ЛЧМ сигналов после операции сжатия составляет порядка минус 13 дБ [9], что для идентификации "портретов" целей явно недостаточно,

т.к. высокий их уровень маскирует "портретные" особенности и делает эти "портреты" неразличимыми. А известные способы снижения боковых лепестков в данном случае из-за наличия частотных расстройек не применимы.

Целью настоящей работы является разработка рабочих моделей с использованием весового фильтра и вспомогательного гетеродина, который работает синхронно с основным гетеродином, что позволяет оперативно менять ширину полосы корреляционно-фильтрового канала по входу, обеспечивая при этом на выходе тракта низкий уровень боковых лепестков и максимально приближенное отношение сигнал/шум к оптимальному значению.

3. Теория

Принцип корреляционно-фильтрового метода обработки ЛЧМ радиоимпульсов заключается в снижении девиации частоты обрабатываемых сверхширокополосных сигналов за счет использования гетеродина с линейной модуляцией и последующего их сжатия. Это приводит к трансформации временных интервалов между сжатыми импульсами пропорционально сужению полосы отраженных ЛЧМ сигналов. Что позволяет значительно ослабить требования к такому основному параметру как полоса прозрачности частот канала дальнейшей обработки, не ухудшая при этом разрешающую способность системы. Таким образом, корреляционно-фильтровой метод обработки сверхширокополосных радиоимпульсов имеет существенное преимущество перед другими известными методами, но он еще не достаточно исследован.

3.1 Трансформация сигнала при корреляционно-фильтровом методе обработки

Из литературы известно [10], что спектральная плотность ЛЧМ сигнала определяется тождеством

$$S(\omega) \cong V_0 \sqrt{\frac{\pi}{2\mu}} \cdot \exp\left\{-j\left[\frac{(\omega - \omega_0)^2}{2\mu} - \frac{\pi}{4}\right]\right\} \quad -\frac{\Delta\omega}{2} \leq \omega \leq \frac{\Delta\omega}{2}, \quad (1)$$

где: V_0 – амплитуда радиоимпульса;

ω_0 – средняя частота;

$\mu = (\Delta\omega/T)$ – девиация частоты, равная отношению полосы к длительности радиоимпульса.

Причем модуль спектральной плотности близок к прямоугольной форме для больших значений базы ЛЧМ сигнала $D = (T \times \Delta\omega) \gg 1$, которая как раз и необходима для реализации очень высокого разрешения по дальности.

Но при обработке суперпозиции перекрывающихся во времени сигналов, кроме снижения девиации в каждом из этих сигналов они будут отличаться друг от друга центральными частотами. Из геометрических соображений, представленных на рисунке 1, не трудно определить зависимость отстройки частоты каждого ЛЧМ сигнала, отраженного от соответствующей "блестящей" точки, учитывая степень снижения девиации и время их смещения относительно центра гетеродинного ЛЧМ сигнала.

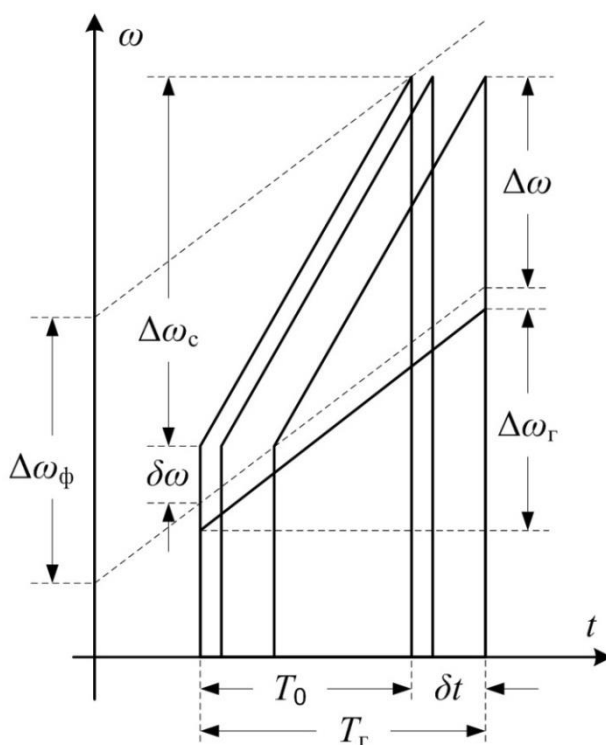


Рис. 1 Отраженные ЛЧМ сигналы от трех "блестящих" точек в стробе ЛЧМ сигнала основного гетеродина.

Так, например, учитывая конечную длительность (T_T) гетеродинного ЛЧМ сигнала, его полосу ($\Delta\omega_T$), а также длительность (T_0) и полосу ($\Delta\omega_c$) зондирующего сигнала, максимальное изменение центральной частоты преобразованного

i -го отраженного сигнала от положения относительно гетеродинного в крайних его точках определяется тождеством

$$\delta\omega_i = (1 - m) \cdot \mu_{\text{пр}} \cdot \delta t_i, \quad (2)$$

где: $m = (\Delta\omega_c/\Delta\omega)$ – коэффициент трансформации, равный отношению полосы отраженного зондирующего сигнала от одной "блестящей" точки к преобразованной полосе;

δt_i – временное смещение отраженного сигнала от "блестящей" точки относительно центра гетеродинного сигнала;

$\mu_{\text{пр}} = (\Delta\omega/T_0)$ – девиация частоты преобразованного сигнала, равная отношению его полосы к длительности.

Соответственно спектральная плотность преобразованного ЛЧМ сигнала отраженного от произвольной i -й "блестящей" точки, которых в протяженном по дальности "портрете" может быть большое количество, будет иметь следующий вид

$$S_i(\omega) = V_0 \sqrt{\frac{\pi}{2\mu_{\text{пр}}}} \exp \left\{ -j \cdot \left[\frac{(\omega - \omega_0 - \delta\omega_i)^2}{2 \cdot \mu_{\text{пр}}} - \frac{\pi}{4} \right] \right\}. \quad (3)$$

А результат сжатия в фильтре i -го отраженного и преобразованного ЛЧМ сигнала, можно представить тождеством,

$$V_i(t) = V_0 \sqrt{D} \frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} (t - t_0 - m \cdot \delta t_i)}{\frac{\Delta\omega}{2} (t - t_0 - m \cdot \delta t_i)} \cdot \cos \left[(\omega_0 + \delta\omega_i) \cdot (t - t_0 - \delta t_i) + \frac{\delta\omega_i^2}{2 \cdot \mu_{\text{пр}}} \right]. \quad (4)$$

В этом равенстве параметр t_0 описывает постоянную задержку в фильтре сжатия, который при дальнейших рассмотренных можно учесть простым смещением координат по оси времени. При этом энергия сжатого i -го ЛЧМ сигнала сосредоточена в точке $t_i = m \cdot \delta t_i$, а время действия отклика, включая переходный колебательный процесс формирования боковых лепестков сжимающего фильтра на каждый отраженный и преобразованный i -й ЛЧМ сигнал, будет находиться в пределах

$$m \cdot \delta t_i - (T_0 + T_\Phi)/2 \leq t \leq m \cdot \delta t_i + (T_0 + T_\Phi)/2, \quad (5)$$

где: T_0 – длительность зондирующего ЛЧМ сигнала;

T_Φ – длительность отклика фильтра сжатия на дельта возмущение.

3.2 Компенсация отстроек частот сжатых ЛЧМ сигналов отраженных от "блестящих" точек при корреляционно-фильтровом методе обработки

Определенная тождеством (2) зависимость отстроек частоты в результате снижения девиации и трансформации временных откликов в фильтре сжатия, которая имеет линейный характер, позволяет надеяться на компенсацию данных отстроек с последующим сужением полосы прозрачности тракта обработки сверхширокополосных ЛЧМ сигналов корреляционно-фильтровым методом и приближение его к оптимальному виду с сохранением вышеизложенных преимуществ.

Для переноса центральных частот сжатых ЛЧМ сигналов к определенной частоте, соответствующей центральной частоте весового фильтра, достаточно воспользоваться вспомогательным гетеродином, который работает синхронно с основным, скорость изменения частоты его опорного сигнала изменяется по линейному закону, а знак девиация противоположен линейно изменяющимся отстройкам частот сжатых ЛЧМ сигналов, отраженных от "блестящих" точек. Девиация частоты вспомогательного гетеродина при этом может быть выражена через девиацию частоты преобразованных сигналов в соответствии с соотношением.

$$\mu_{\text{ВГ}} = \left(1 - \frac{1}{m}\right) \mu_{\text{ГР}}. \quad (6)$$

Линейная зависимость отстроек центральных частот (ω_{i1} , ω_{i2} , ω_{i3}) и трансформация сжатых сигналов по времени (τ_{i1} , τ_{i2} , τ_{i3}) поясняется на рисунке 2.

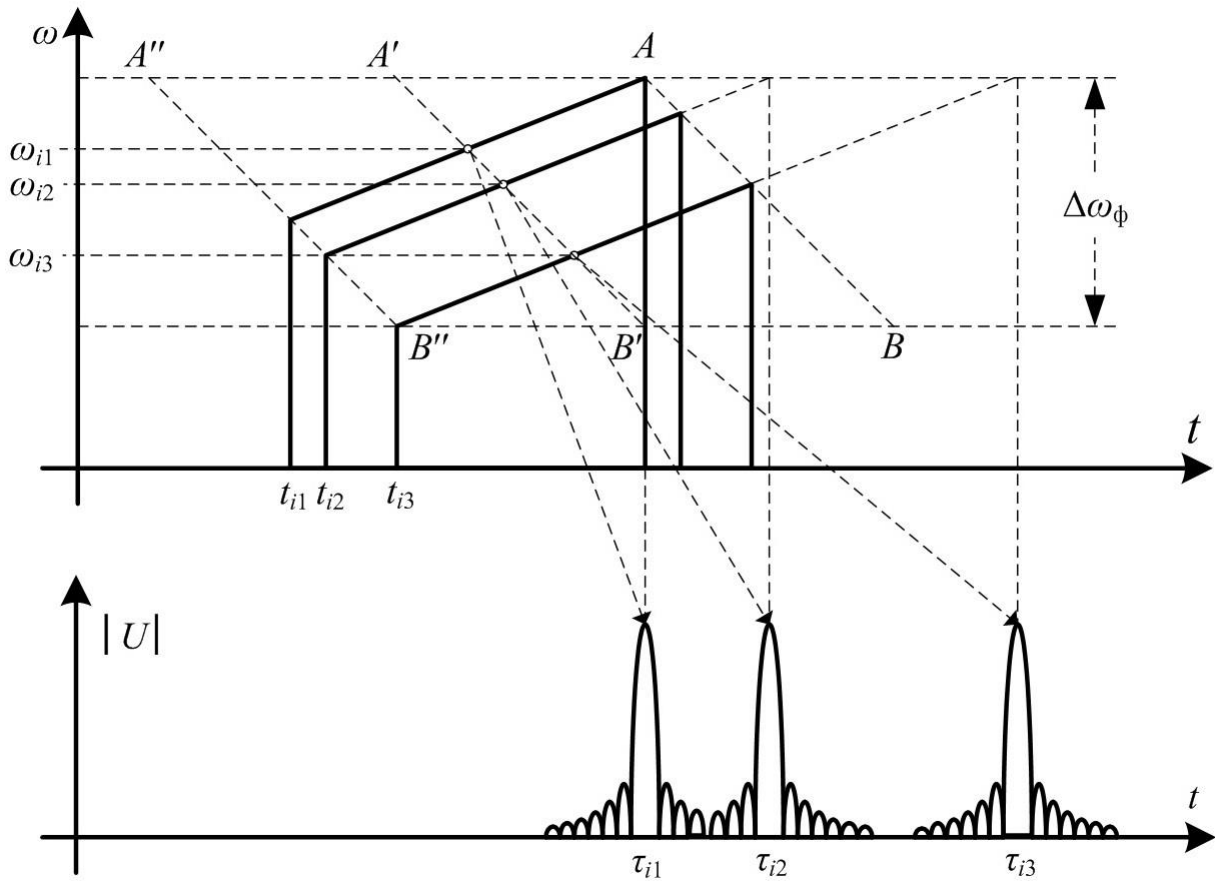


Рис. 2 Отраженные и преобразованные ЛЧМ сигналы в результате гетеродинирования (*вверху*) и модуль их после квазисогласованной фильтрации (*внизу*).

Убедимся в правильности сделанного предположения, для этого выполним данную операцию, т.е. преобразованный и сжатый ЛЧМ сигнал с произвольной отстройкой частоты от значения ω_0 умножим на сигнал вспомогательного гетеродина, центральная частота которого равна ω_1 , а девиация определена выражением (6). После чего выделим полезную часть сигнала в спектральной области суммы частот $\omega_0 + \omega_1$. В результате такой операции сигнал будет иметь следующий аналитический вид,

$$V_i(t) = \frac{A_0 \cdot V_0}{2} \sqrt{D} \frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} (t - m \cdot \delta t_i)}{\frac{\Delta\omega}{2} (t - m \cdot \delta t_i)} \cdot \cos \left\{ \left[\omega_1 + \omega_0 + (1-m) \cdot \mu_{\text{пр}} \cdot \delta t_i \right] \cdot t + \frac{\mu_{\text{пр}} \cdot t^2}{2} \left(1 - \frac{1}{m} \right) + \left[\frac{\delta\omega_i^2}{2\mu_{\text{пр}}} - (\omega_0 + \delta\omega_i) \cdot \delta t_i \right] \right\}, \quad (7)$$

где: A_0 – амплитудное значение вспомогательного гетеродина.

Чтобы определить центральную частоту сжатого ЛЧМ сигнала с произвольной отстройкой частоты после описанной операции достаточно вычислить частную производную его фазы по времени и выполнить анализ в области центрального лепестка, где сосредоточена основная энергия отраженного сигнала. В результате этого будем иметь,

$$\left. \frac{\partial \varphi(t)}{\partial t} \right|_{t_i=m \cdot \delta t_i} = \omega_1 + \omega_0 + (1-m) \cdot \mu_{np} \cdot \delta t_i + \mu_{np} \cdot \left(1 - \frac{1}{m}\right) \cdot t \Big|_{t_i=m \cdot \delta t_i} = \omega_1 + \omega_0. \quad (8)$$

Ввиду того, что аналитическая проверка выполнялась для произвольного значения отстройки частоты от номинального значения, данное утверждение справедливо для всех значений, удовлетворяющих условию, при котором отраженный ЛЧМ сигнал полностью перекрывается сигналом основного гетеродина. В противном случае будет наблюдаться краевой эффект, при котором увеличивается скорость отстройки частоты, а разрешающая способность снижается.

3.3 Снижение уровня боковых лепестков сжатых ЛЧМ сигналов отраженных от "блестящих" точек при корреляционно-фильтровом методе обработки

Для снижения уровня боковых лепестков можно выполнить весовую обработку. При этом любая весовая обработка приводит к расширению центрального лепестка и энергетическим потерям. В данном случае наиболее приемлемым является весовое "окно" Хемминга [9], которое в идеальном случае позволяет снизить уровень боковых лепестков до уровня минус 42,8 дБ с расширением центрального лепестка в 1,47 раза, при этом потери составляют минус 1,34 дБ. Если в данном случае воспользоваться прямоугольным окном, ширина которого соответствует полосе одиночного отраженного и преобразованного ЛЧМ сигнала, то уровень боковых лепестков останется прежним, но отношение сигнал/шум увеличится и такая обработка будет оптимальной.

Учитывая, что на форму сжатого взвешенного импульса сильное влияние оказывает спектр ЛЧМ сигнала [7], который в результате корреляционно-

фильтровой обработки и вспомогательного гетеродинамирования мог исказиться, определим его из соотношения,

$$S(\omega) = \frac{A_0 V_0}{2} \sqrt{D} \int_{m\delta t_i - T_3/2}^{m\delta t_i + T_3/2} \frac{\sin \frac{\Delta\omega}{2} (t - m\delta t_i)}{\frac{\Delta\omega}{2} (t - m\delta t_i)} \times \\ \times \cos \left\{ \frac{\mu_{\text{ип}}(1-m)}{2m} \cdot t^2 + (\Omega + \delta\omega_i) \cdot t + \left[\frac{\delta\omega_i^2}{2\mu_{\text{ип}}} - (\omega_0 + \delta\omega_i)\delta t_i \right] \right\} e^{-j\omega t} dt = \quad (9) \\ = A_{0i} \int_{-T_3/2}^{T_3/2} \frac{\sin\left(\frac{\Delta\omega}{2} \cdot X\right)}{\frac{\Delta\omega}{2} \cdot X} \exp j \cdot \left[\frac{\mu_{\text{БГ}}}{2} \cdot X^2 + (\Omega - \omega) \cdot X \right] dX.$$

где: $A_{0i} = \frac{A_0 V_0}{4} \sqrt{D} \cdot \exp j \cdot \left[(\Omega - \omega) \cdot m \cdot \delta t_i - \left(\omega_0 + \frac{\delta\omega_i}{2} \right) \cdot \delta t_i \right]$; $T_3 = T_0 + T_\Phi$,

$X = t - m\delta t_i$ и $\Omega = \omega_1 + \omega_0$.

Чтобы решить равенство (9) его можно преобразовать к следующему виду,

$$I = A_{0i} \int_{-T_3/2}^{T_3/2} \frac{\sin\left(\frac{\Delta\omega}{2} \cdot X\right)}{\frac{\Delta\omega}{2} \cdot X} \exp j \cdot \left[\frac{\mu_{\text{БГ}}}{2} \cdot X^2 + (\Omega - \omega) \cdot X \right] dX = \\ = \frac{A_{0i}}{j\Delta\omega} \left\{ \int_{-T_3/2}^{T_3/2} \exp j \cdot \left[\frac{\mu_{\text{БГ}}}{2} \cdot X^2 + \left(\Omega - \omega + \frac{\Delta\omega}{2} \right) X \right] \frac{dX}{X} - \right. \quad (10) \\ \left. - \int_{-T_3/2}^{T_3/2} \exp j \cdot \left[\frac{\mu_{\text{БГ}}}{2} \cdot X^2 + \left(\Omega - \omega - \frac{\Delta\omega}{2} \right) X \right] \frac{dX}{X} \right\} = \frac{A_{0i}}{\Delta\omega} \{I_1(B) - I_2(B)\}$$

где: $I_{1,2}(B) = \frac{1}{j} \int_{-T_3/2}^{T_3/2} \frac{\exp j \cdot (\mu_{\text{БГ}} \cdot X^2 / 2 + BX \pm \Delta\omega \cdot X / 2)}{X} dX$, $B = \omega - \Omega$.

После чего продифференцировать тождество (10) по параметру B

$$\frac{\partial I(B)}{\partial B} = \frac{A_{0i}}{\Delta\omega} \left\{ \int_{-T_3/2}^{T_3/2} \exp j \cdot \left[\frac{\mu_{\text{БГ}}}{2} \cdot X^2 + \left(B + \frac{\Delta\omega}{2} \right) X \right] dX - \right. \quad (11) \\ \left. - \int_{-T_3/2}^{T_3/2} \exp j \cdot \left[\frac{\mu_{\text{БГ}}}{2} \cdot X^2 + \left(B - \frac{\Delta\omega}{2} \right) X \right] dX \right\} ,$$

затем, полагая в первом интеграле $Y = \sqrt{\frac{\mu_{\text{ВГ}}}{2}} \cdot \left(X + \frac{B + \Delta\omega/2}{\mu_{\text{ВГ}}} \right)$, а во втором

интеграле $Z = \sqrt{\frac{\mu_{\text{ВГ}}}{2}} \cdot \left(X + \frac{B - \Delta\omega/2}{\mu_{\text{ВГ}}} \right)$, тогда выражение (11) преобразуется к

известному виду

$$\frac{\partial I(B)}{\partial B} = \frac{A_{0i}}{\Delta\omega} \cdot \sqrt{\frac{2}{\mu_{\text{ВГ}}}} \cdot \left\{ \exp\left[-j \cdot \frac{(B + \Delta\omega/2)^2}{2 \cdot \mu_{\text{ВГ}}}\right] \cdot \int_{-Y_1}^{Y_2} \exp\left[j \cdot \frac{\pi}{2} Y^2\right] dY - \right. \\ \left. - \exp\left[-j \cdot \frac{(B - \Delta\omega/2)^2}{2 \cdot \mu_{\text{ВГ}}}\right] \cdot \int_{-Z_1}^{Z_2} \exp\left[j \cdot \frac{\pi}{2} Z^2\right] dZ \right\} \quad (12)$$

В этом равенстве каждое слагаемое представлено произведением экспоненциальной функции на комплексный интеграл Френеля [11], значение этих интегралов на определенном интервале близко единице, а за его пределами нулю. В данном случае эти интервалы ограничены полосой вспомогательного гетеродина, которая определяется из условия $\Delta\omega_{\text{ВГ}} = T_{\text{Э}} \cdot \mu_{\text{ВГ}}$ и смещены друг относительно друга на величину $\Delta\omega$.

С учетом выше изложенного после интегрирования по параметру B , опять получим разницу интегралов Френеля, аргументы которых отличаются на величину $\Delta\omega$, поэтому на данном интервале их разница близка единице, а за пределами этого интервала нулю.

Из этого следует, что модуль спектральной плотности ЛЧМ сигнала с базой $D \gg 1$ после трансформирования и вспомогательного гетеродинирования имеет прямоугольную форму. Поэтому операция снижения уровня боковых лепестков может быть реализована с помощью хорошо изученного "окна" Хемминга без дополнительной его коррекции.

Структурная схема корреляционно-фильтрового метода обработки ЛЧМ сигналов с вспомогательным гетеродином и весовым фильтром представлена на рисунке 3.

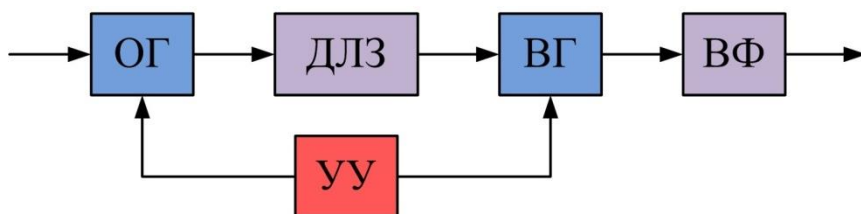


Рис. 3 Структурная схема:

ОГ – основной гетеродин; ДЛЗ – дисперсионная линия задержки (согласованная с ЛЧМ сигналом); ВГ – вспомогательный гетеродин; ВФ – весовой фильтр; УУ – устройство управления.

4. Результаты моделирования

Моделирование обработки отраженных сверхширокополосных сигналов в приемном корреляционно-фильтровом тракте с вспомогательным гетеродином и весовым фильтром выполнялось в среде **Mathcad** с обязательным синтезом отраженного сверхширокополосного ЛЧМ сигнала от четырех "блестящих" точек, трансформированного в результате гетеродинирования и сжатия. Характеристики зондирующего сигнала и параметры корреляционно-фильтрового тракта задавались из условий максимально приближенными к реальным, которые достаточно просто могут быть реализованы в РЛС сантиметрового диапазона.

Так например длительность зондирующего ЛЧМ сигнала задана $T_0 = 30$ мкс, а полоса $\Delta f_c = 75$ МГц. Длительность основного ЛЧМ гетеродина $T_T = 30,61$ мкс, что позволяет в пространственном "окне" $\Delta L = 92$ м, с разрешением менее 3 м, фиксировать большое количество разрешаемых "блестящих" точек и корреляционно сравнивать их амплитудно-фазовые характеристики с радиолокационными "портретами" выделенных классов целей, соответствующих данному ракурсу и скорости с учетом фазовых соотношений между "блестящими" точками. При этом линейное изменение частоты гетеродина на длительности 30 мкс составляет 73,5 МГц, что и определяет коэффициент трансформации, который в данном случае равен $m = 50$, а полная его девиация на длительности гетеродинного сигнала будет $\Delta f_T = 75$ МГц. При этом характеристики сжимающего фильтра выбраны таким образом, чтобы отраженный сигнал после трансформации, независимо от его временного положения на длительности гетеродинного

ЛЧМ сигнала, сжимался без искажений, тогда длительность отклика фильтра на дельта возмущение должна быть $T_{\phi} = 60$ мкс, а полоса $\Delta f_{\phi} = 3$ МГц.

Пространственному анализу подвергалась протяженная по дальности цель с ярко выраженными четырьмя "блестящими" точками. Причем расстояние между первой и второй точками 18,6 м, между второй и третьей 2,4 м, а между третьей и четвертой 6 м, при этом мощности отраженных сигналов заданы одинаковыми, а центр отраженного ЛЧМ сигнала от третьей точки совпадает с центром ЛЧМ основного гетеродина.

В результате корреляционно-фильтровой обработки перекрывающихся во времени суперпозиции ЛЧМ сигналов, отраженных от четырех "блестящих" точек осуществляется сжатие с трансформацией, модуль этого сигнала на выходе фильтра сжатия представлен на рисунке 4.

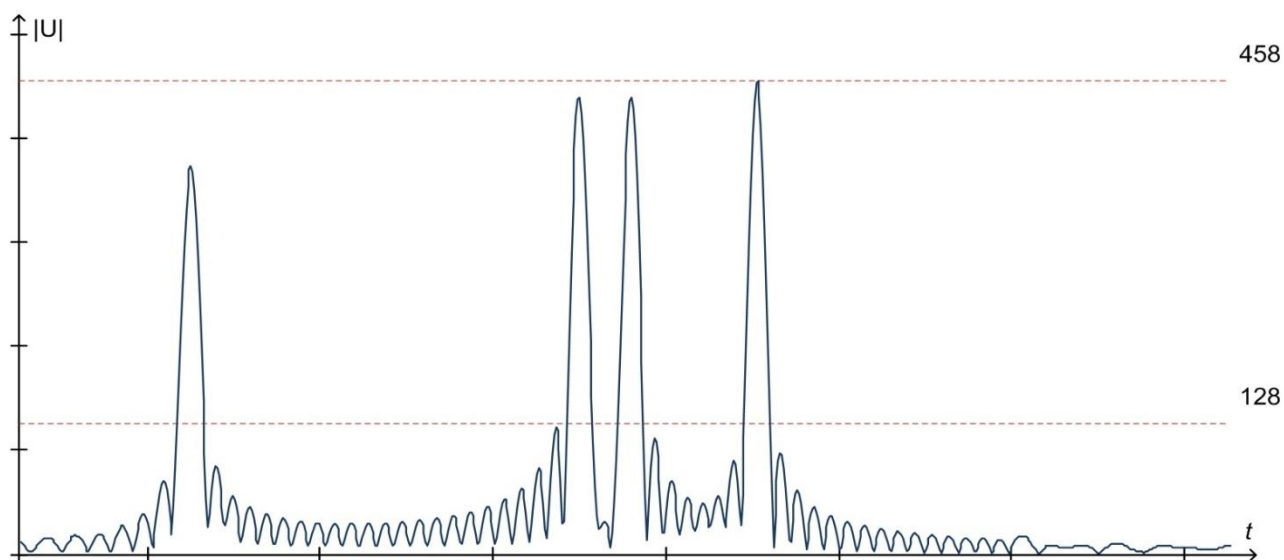


Рис. 4 Модуль сжатого ЛЧМ сигнала, отраженного от четырех "блестящих" точек.

Из этого рисунка видно, что уровень боковых лепестков составляет порядка минус 11 дБ, который в идеальном случае должен быть минус 13,2 дБ [9]. Но в результате близко расположенного соседнего импульса их боковые лепестки интерферируют и поэтому этот уровень, может изменяться как в ту, так и другую сторону, причем амплитуда этой неопределенности в суммарном сигнале зависит от уровня боковых лепестков каждого.

С целью снижения уровня боковых лепестков и улучшения отношения сигнал/шум сжатые сигналы, разнесенные по частоте в результате трансформации

ции, умножаются на ЛЧМ сигнал вспомогательного гетеродина, после чего выполняется весовая обработка. Амплитудное значение сигнала на выходе весового фильтра представлено на рисунке 5.

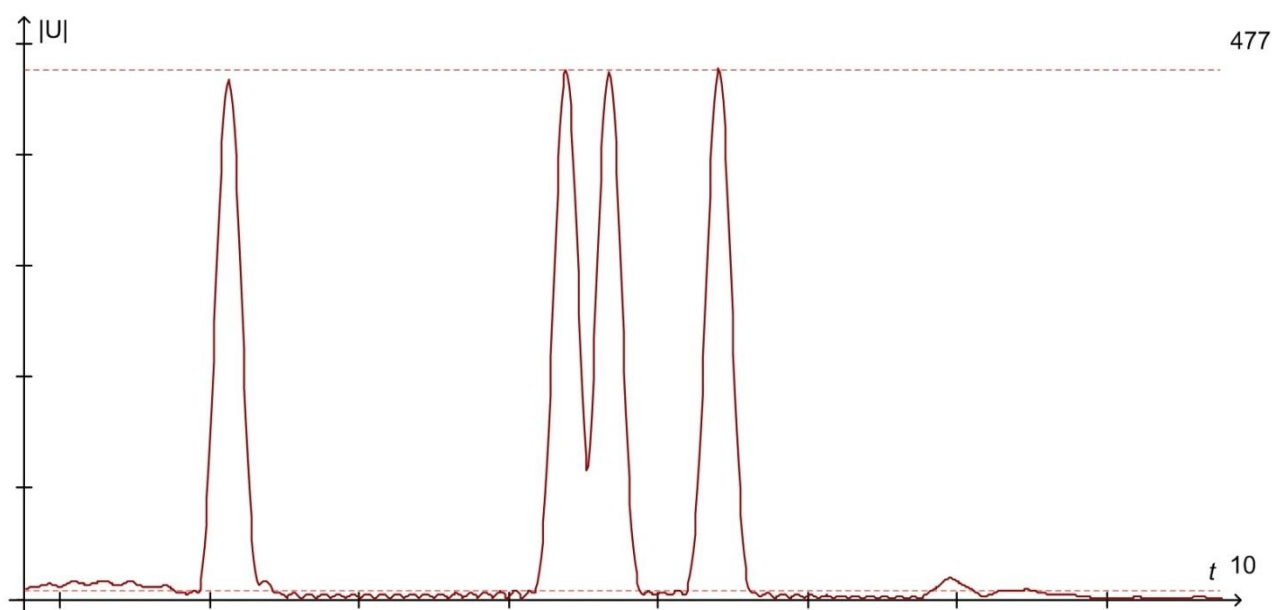


Рис. 5 Амплитуда четырех сжатых ЛЧМ сигналов после весовой обработки.

На этом рисунке ярко выражены четыре пика, которые соответствуют пространственному положению четырех "блестящих" точек, расположенных на протяженной по дальности цели. Уровень боковых лепестков при этом не более минус 33 дБ, а полоса тракта ограничена весовым фильтром. При этом уровень отношения сигнал/шум (20 дБ) после вспомогательного гетеродинирования и весовой обработки для данного пространственного "окна", больше, чем до гетеродинирования с весовой обработкой, как показано на рисунке 6.

Из этого рисунка видно, что максимальные значения всех четырех пиков после весовой обработки превышают эти же пики до вспомогательного гетеродинирования с весовой обработкой при равных значениях шума. Это объясняется тем, что в данной модели полоса дисперсионной линии задержки в корреляционно-фильтровом тракте вдвое шире полосы одиночного отраженного и преобразованного сигнала от отдельной "блестяще" точки, т.е. потери на рассогласование составляют минус 3 дБ. После компенсации частотных расстройек и ограничения полосы шумов с учетом потерь на весовую обработку общие потери составляют 1,66 дБ, которые независимо от протяженности пространствен-

ного "окна" будут оставаться неизменными.

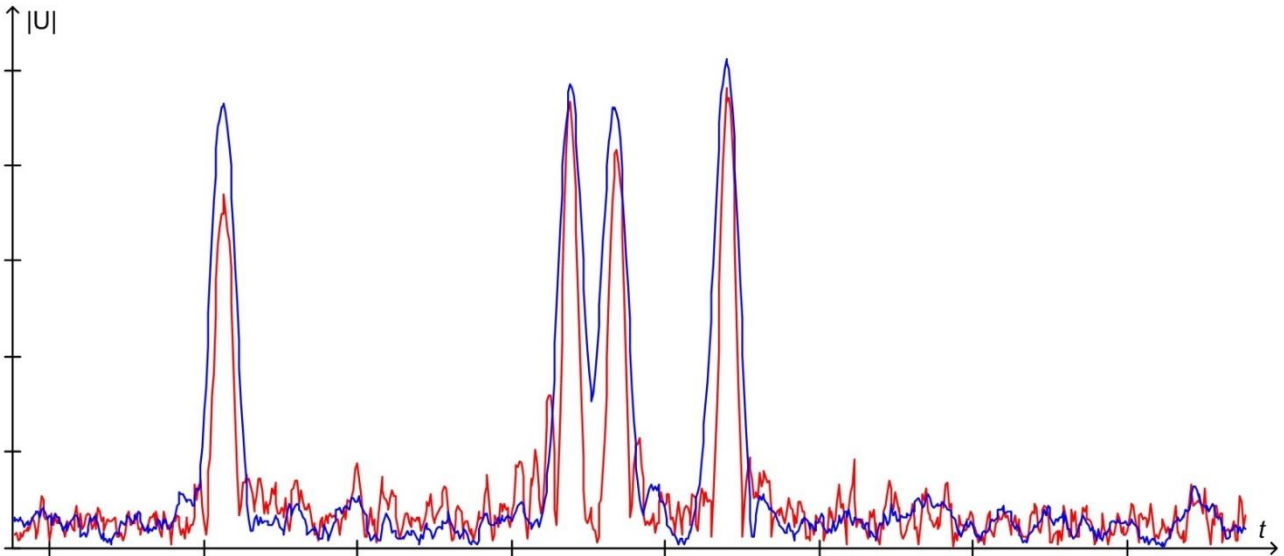


Рис. 6 Амплитудные значения нормированных к шумам сигналов: после квазисогласованной фильтрации (красная) и вспомогательного гетеродирования с весовой обработкой (синяя).

Следует также отметить, что кроме высокого разрешения отдельных "блестящих" точек с низким уровнем боковых лепестков и минимальных энергетических потерях при корреляционно-фильтровой обработке сохраняется фазовая информация. Это также можно использовать при идентификации портретов целей, сравнивая отраженную информацию с амплитудно-фазовыми эталонами. Квадратурные составляющие сигнала, в которых присутствует как амплитудная, так и фазовая информация, представлены на рисунке 7.

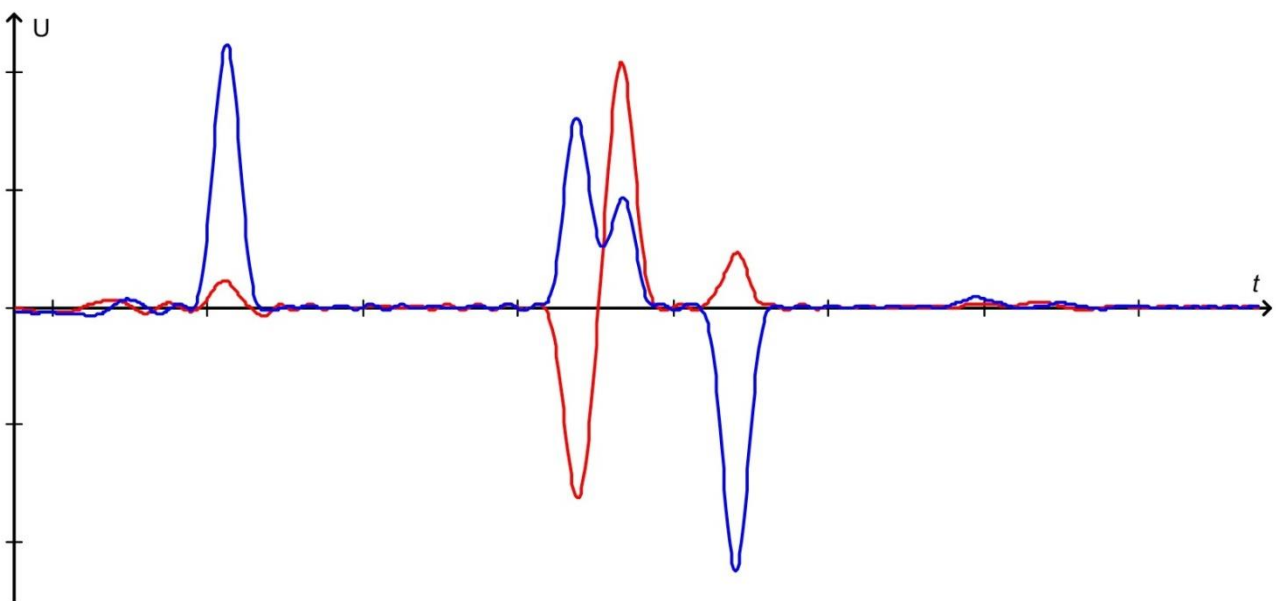


Рис. 7 Квадратурные составляющие четырех сжатых ЛЧМ сигналов после весовой обработки.

5. Выводы

Определена зависимость характеристик корреляционно-фильтрового тракта: девиации и длительности основного и вспомогательного гетеродинов, а также спектральных характеристик сжимающего фильтра от параметров пространственного "окна", разрешения по дальности и коэффициента трансформации.

Показана независимость энергетических потерь от линейных размеров пространственного "окна" по дальности, которые в данном случае в основном определяются только характеристиками весового фильтра.

Результаты моделирования при использовании исследуемого корреляционно-фильтрового тракта с вспомогательным гетеродином и весовым фильтром демонстрируют значительное снижение уровня боковых лепестков сжатых ЛЧМ сигналов.

Частота дискретных выборок сжатых ЛЧМ импульсов при этом снижена пропорционально коэффициенту трансформации, а разрешающая способность системы соответствует спектру широкополосного зондирующего импульса.

Литература

1. Я.Д. Ширман, П.В. Потелешенко, И.И. Сачук, В.М. Орленко Использование широкополосных зондирующих сигналов в задаче наведения зенитных управляемых ракет / Сб. науч. трудов Харьковского университета Воздушных Сил им. И. Кожедуба 2008, выпуск 2 (17).

2. Радиолокационные системы [Электронный ресурс]: учебник / В. П. Бердышев, Е. Н. Гарин, А. Н. Фомин [и др.]; под общ. ред. В. П. Бердышева ; разработ. : Центр обучающих систем ИнТК СФУ. – Версия 1.0. – Электрон. дан. (4 Мб). – Красноярск: СФУ, 2012.

3. Патент РФ №2407033 (2009 г.) Устройство распознавания воздушных целей двухчастотным способом.

4. Патент РФ №2083993 (1995 г.) Радиолокационное устройство распознавания воздушных целей.

5. С.П. Лещенко Развитие теории и техники радиолокационного распознавания воздушных целей / Прикладная радиоэлектроника, 2009, том 8, №4.
6. Кочемасов В.Н., Белов Л.А., Оконечников В.С. Формирование сигналов с линейной частотной модуляцией, – М.: Радио и связь, 1983. – 192 с., ил.
7. Ширман Я.Д. Разрешение и сжатие сигналов. – М.: Сов. Радио, 1974. – 359 с.
8. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
9. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы /Пер. с англ. Под ред. В.С. Кельзона. – М.: Сов. Радио, 1971. – 566 с.
10. Теоретические основы радиолокации. Под ред. Ширмана Я.Д. Учебное пособие для вузов. – М.: Сов. Радио, 1970. – 560 с.
11. Справочник по специальным функциям с формулами, графиками и математическими таблицами. Под ред. М. Абрамовича и Н. Стинга /Пер. с англ. под ред. В.А. Диткина и Л.Н. Карамзиной. – М.: Наука, 1973. – 832 с.

Ссылка на статью:

В. С. Щербаков. Корреляционно-фильтровой метод обработки сверхширокополосных ЛЧМ сигналов. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. №2. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/feb18/11/text.pdf>