

УДК 621.396.96

МЕТОДИКА ВЫБОРА ПАРАМЕТРОВ УСТРОЙСТВА КОРРЕЛЯЦИОННО-ФИЛЬТРОВОЙ ОБРАБОТКИ ШИРОКОПОЛОСНОГО ЛИНЕЙНО-ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА

Е.Н. БУЙЛОВ, С.А. ГОРШКОВ

Военная академия Республики Беларусь, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 29 апреля 2019

Аннотация. Рассмотрены особенности корреляционно-фильтровой обработки широкополосного линейно-частотно-модулированного сигнала с полной частотной демодуляцией. Представлена методика расчета параметров сигналов и спектроанализатора при высокой разрешающей способности по дальности применительно к радиолокационным станциям сопровождения целей различного базирования на малых и средних дистанциях.

Ключевые слова: корреляционно-фильтровая обработка, линейно-частотно-модулированный сигнал, полная частотная демодуляция сигнала.

Abstract. The features of correlation-filter processing of broadband linear-frequency-modulated signal with full frequency demodulation are considered. The method of calculation of parameters of signals and the spectroanalyzer at high resolution on range in relation to radar stations of maintenance of the purposes of various basing on small and medium distances is presented.

Keywords: correlation filter processing, the linearly-frequency-modulated signal, full frequency signal demodulation.

Doklady BGUIR. 2019, Vol. 123, No. 5, pp. 101-108

The selection method of parameters of the device

correlation filter processing of wideband linear-frequency-modulated signal

E.N. Builov, S.A. Gorshkov

DOI: <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2019-123-5-101-108>

Введение

Методы и техника цифровой обработки позволяют использовать широкополосные сигналы (ШПС) с высоким разрешением по дальности в радиолокационных станциях (РЛС) сопровождения целей на малых дальностях различного базирования [1]. Наибольший интерес вызывают линейно-частотно-модулированные (ЛЧМ) радиоимпульсы ввиду возможности использования корреляционно-фильтровой обработки с полной частотной демодуляцией сигнала. При корреляционной обработке время запаздывания трансформируется в линейный частотный сдвиг. Фильтровая обработка ведется в цифровом спектроанализаторе с помощью, например, дискретного преобразования Фурье в различных по частоте каналах накопления. Энергетические потери при временном рассогласовании минимизируются некоторым увеличением длительности опорного сигнала по сравнению с зондирующим [2–4].

Цель статьи – разработка методики выбора параметров сигналов и спектроанализатора при корреляционно-фильтровой обработке широкополосных ЛЧМ импульсов с полной частотной демодуляцией.

Особенности корреляционно-фильтровой обработки широкополосного ЛЧМ сигнала с полной частотной демодуляцией

В настоящее время для сжатия широкополосных ЛЧМ сигналов с высоким разрешением по дальности зачастую используют корреляционно-фильтровую обработку [2, 5] (рис. 1), на порядки снижающую вычислительные затраты в выбранном дальностном «окне». Для получения дальностного портрета достаточно иметь результаты сжатия импульсов в дискретных точках данного «окна», превышающего размеры цели.

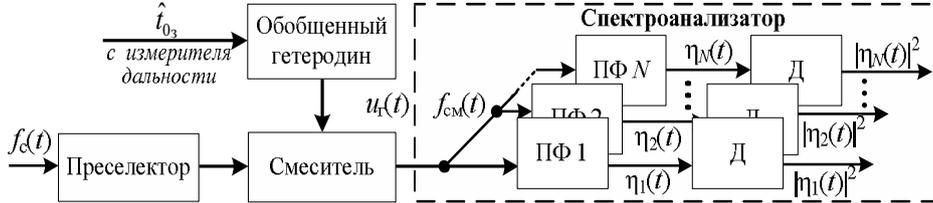


Рис. 1. Структура канала обработки широкополосного ЛЧМ сигнала с полной частотной демодуляцией

В соответствии с полученной экстраполированной оценкой времени задержки \hat{t}_{03} вырабатывается ЛЧМ гетеродинный сигнал $u_r(t)$, обеспечивающий полную частотную демодуляцию принимаемых колебаний на промежуточной частоте ($f_{пч} = f_0 - f_r$, где f_0 и f_r – частота зондирующего и гетеродинного сигналов) $u_r(t) = U_{0r} [t - \hat{t}_{03}] e^{i2\pi f_r t}$, где $U_{0r}(t) = U_a(t) \exp(i\pi \Delta f_{0r} t^2 / T_{0r})$ – закон модуляции гетеродинного сигнала; Δf_{0r} и T_{0r} – его девиация частоты и длительность; $U_a(t)$ – амплитудный закон модуляции.

Скорость изменения частоты гетеродинного колебания $\Delta f_{0r} / T_{0r}$ аналогична этому же параметру для зондирующего сигнала $\Delta f_m / T_0$. Длительность импульса T_0 и ширина спектра Δf_m зондирующего сигнала меньше, чем T_{0r} и Δf_{0r} гетеродинного из-за возможного взаимного временного рассогласования $|t_r - t_3| > 0$. На рис. 2 представлены законы изменения частоты опорного $f_{0r}(t)$ сигнала со временем запаздывания t_3 и отраженного $f_m(t)$ от трех блестящих точек (БТ) цели с временами запаздывания $t_{r1} - t_{r3}$ и частотами Доплера $F_{дс1} - F_{дс3}$.

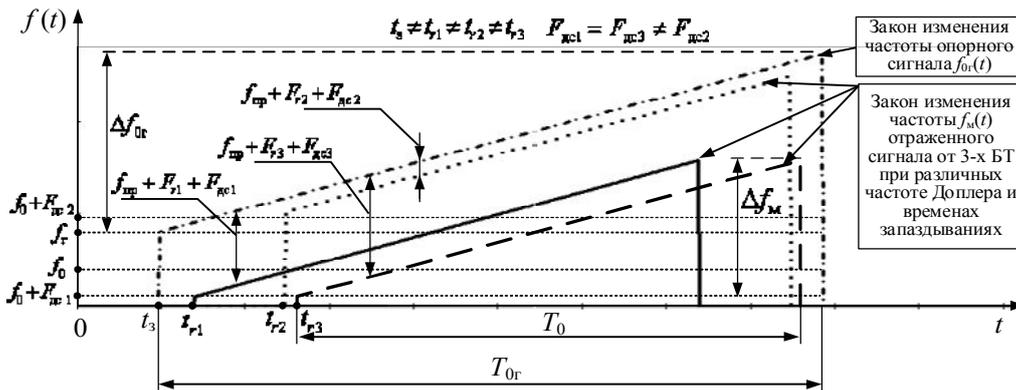


Рис. 2. Закон изменения частоты сигналов от времени при полной демодуляции

Для различных значений $t_{r\chi}$ частота ожидаемого колебания на выходе смесителя $F_{r\chi} = \Delta f_m \cdot 2r_{БТ\chi} / (T_0 c)$ (где $r_{БТ\chi}$ – дальность до χ -й БТ цели, а c – скорость света в вакууме). Выделение колебаний $e^{-i(2\pi F_{r\chi} t - \psi(t))}$ (где $\psi(t)$ – закон фазовой модуляции ЛЧМ сигнала) с различными частотами возможно с помощью спектроанализатора в виде набора полосовых фильтров либо быстрого (дискретного) преобразования Фурье (БПФ или ДПФ).

Расширение сжатых радиоимпульсов по времени вследствие сужения полосы частот после гетеродинирования не ведет к ухудшению разрешающей способности по дальности.

Демодулированные радиоимпульсы приобретают частотный сдвиг, приводящий к дополнительному временному смещению $\Delta\tau_{\text{доп}}$ сигнала спектроанализатора $|\eta(t)|^2$ [2]:

$$\Delta\tau_{\text{доп}} = T_0(F_{r2} - F_{r1})/\Delta f_m \Rightarrow \Delta r_{\text{доп}} = (c/2\Delta f_m)T_0(F_{r2} - F_{r1}).$$

В таком случае полная частотная демодуляция сигнала при одноканальной корреляционно-фильтровой обработке позволяет разрешать элементы цели по дальности. Выходной сигнал спектроанализатора соответствует некоррелированному дальностному радиолокационному портрету (ДРЛП) [2, 6].

Методика выбора параметров радиолокационного спектроанализатора

Методика предусматривает выполнение следующих этапов.

1. *Анализ зависимости ошибок сопровождения целей от дальности.* Известно [7, 8], что в зоне малых дальностей наблюдается рост флуктуационных ошибок измерения координат (дальности и пеленга), вызванного интерференцией отражений от элементов объекта. Кажущийся радиолокационный центр «блуждает» по координатам и параметрам движения цели. Это вызвано влиянием на ее ориентацию турбулентностей атмосферы и изменениями формы объекта, обусловленных наличием отклоняющихся (рули, элероны, закрылки и т. п.) и вращающихся (лопасти винтов или лопатки компрессоров и турбин) поверхностей [9, 10]. Данные ошибки называются собственным «шумом» цели.

«Блуждание» энергетического центра цели приводит к росту флуктуационной ошибки следящего измерения координат, которая определяется в соответствии с выражением $\sigma_{\text{фл.}\alpha}^2 = S_{\text{экв}\alpha} \Delta f_{0\alpha}$, где $\Delta f_{0\alpha}$ – ширина полосы пропускания следящего измерителя; $S_{\text{экв}\alpha}$ – эквивалентная спектральная плотность возмущающего воздействия неточечной цели [9].

На рис. 3 для моноимпульсной РЛС (AN/FPS-16) представлена зависимость угловой ошибки сопровождения объекта от дальности [7, с. 227].

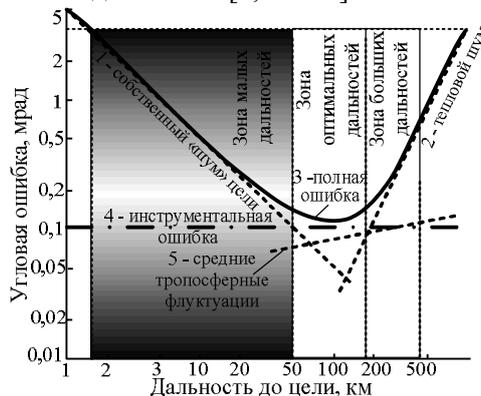


Рис. 3. Зависимость ошибки моноимпульсного сопровождения от дальности ([7], с. 227)

Как видно из рис. 3, только собственный «шум» цели (кривая 1) и тепловые шумы приемника (кривая 2) зависят от дальности. Зависимость полной ошибки автосопровождения (кривая 3) показывает, что преобладающее влияние на точность пеленгации в зоне малых дальностей (от 1 до 50 км) оказывает угловой «шум» цели. На средних (оптимальная зона) дальностях (от 50 до 180 км) угловые ошибки обусловлены флуктуациями амплитуды отраженных сигналов и погрешностями следящей системы. В зоне больших дальностей (от 180 до 450 км) основное влияние на ошибки автосопровождения оказывают внутренние шумы приемника [1, 7]. Инструментальная ошибка (кривая 4) характеризуется суммой составляющих, не зависящих от интенсивности сигнала, динамических характеристик цели, дальности и угла места. Среднее значение тропосферных флуктуаций (кривая 5) зависит от погодных условий.

Теоретические и практические исследования показывают, что угловой «шум» цели может принимать значения $\sigma_{L_{ц,\theta}} = (0,15...2)l_{ц,\theta}$ (где $l_{ц,\theta}$ – видимый поперечный размер объекта) в зависимости от распределения основных отражающих зон [1]. Граница перехода в область малых дальностей $r_{\text{мд}}$ определяется условием, при котором инструментальная ошибка $\sigma_{\text{и}}$

эквивалентна ошибке, обусловленной влиянием углового «шума» цели $\sigma_{L_{ц.0}}$ (рис. 3) [7]. В этой зоне целесообразно осуществлять сопровождение цели с использованием ШПС: $r_{мд} \sigma_{и} < \sigma_{L_{ц.0}}$, отсюда $r_{мд} = \sigma_{L_{ц.0}} / \sigma_{и} \approx (0,15 \dots 2) l_{ц.0} / \sigma_{и}$.

В дальнейшем рассмотрим данную методику применительно к РЛС сопровождения целей наземных комплексов ближнего действия и малой дальности с дальностью стрельбы пушечным вооружением $r_{ц} = (0,3 - 10)$ км.

2. *Выбор и расчет параметров зондирующего сигнала.* В импульсных РЛС максимальный $T_{п1}$ выбирается исходя из заданной максимальной дальности обнаружения r_{max} :

$$T_{п1} = 2r_{max} / c, \quad (1)$$

При использовании современных твердотельных передатчиков длительность зондирующего ЛЧМ импульса может рассчитываться исходя из требуемого периода повторения $T_{п1}$ и минимально допустимой скважности q в соответствии с выражением (2).

$$T_{01} = T_{п1} / q. \quad (2)$$

Если цель приближается к РЛС, то в определенный момент времени ее дальность может оказаться меньше «слепой», обусловленной запираем приемника на время излучения зондирующего импульса. Во избежание такого события длительность зондирующего импульса должна быть уменьшена до минимума: определяться, например, требуемой минимальной дальностью обнаружения цели r_{min} :

$$T_{02} = 2r_{min} / c, \quad (3)$$

а период повторения выбирать, исходя из допустимой скважности:

$$T_{п2} = T_{02} q. \quad (4)$$

Сравнения с $cT_{п2} / 2$ текущее значение дальности цели, можно проверить выполнение условия однозначности. В противном случае период повторения и длительность зондирующего импульса (с учетом требуемой q) корректируются исходя из $T_{02} < T_{03} < T_{01}$.

Например, для скважности $q=10$ и максимальной дальности до цели $r_{max}=10$ км период повторения (1) и длительность импульса (2) равны:

$$T_{п1} = 2 \cdot 10000 / 3 \cdot 10^8 \approx 70 \text{ мкс}, \text{ а } T_{01} = 70 \cdot 10^{-6} / 10 = 7 \text{ мкс}. \quad (5)$$

При этом слепая дальность, без учета переходных процессов передатчика, равна 1050 м.

Для минимальной заданной дальности сопровождения цели $r_{min}=0,3$ км длительность импульса определяется исходя из выражения расчета слепой зоны [8] для импульсов (3), а период повторения в соответствии с (4):

$$T_{02} = 2r_{цmin} / c = 2 \cdot 300 / 3 \cdot 10^8 = 2 \text{ мкс}, \text{ а } T_{п2} = T_{02} \cdot q = 20 \text{ мкс}. \quad (6)$$

Для систем, содержащих РЛС обзора и сопровождения на одной платформе, период повторения и длительность импульсов выбирают одинаковыми. Это позволяет исключить случай проникновения мощных зондирующих сигналов в каналы приемника. Поэтому методика выбора параметров зондирующего сигнала может отличаться от приведенной выше.

Далее, для рассчитанных параметров зондирующего сигнала необходимо произвести выбор параметров гетеродинного колебания.

3. *Выбор и расчет параметров гетеродинного сигнала.* Длительность гетеродинного сигнала $T_{0г}$ определяется: длительностью зондирующего сигнала T_0 ; радиальной протяженностью цели $\Delta\tau_{ц} = 2L_{rmax} / c$ (где L_{rmax} – максимальный размер объекта) и двух стробов (переднего и заднего) защиты от имитирующих помех $\Delta\tau_{ст} = 2 \cdot 2L_{rmax} / c$; флюктуационной $\sigma_{фл.r}$, динамической $\Delta_{дин.r}$ ошибками измерения дальности и ее экстраполяции $\Delta_{\Sigma r.э/ф}$ [8, 9].

Превышение длительности гетеродинного импульса над зондирующим $\Delta\tau_r$ равно:

$$\Delta\tau_r = \Delta\tau_{ц} + \Delta\tau_{ст} + 2\sqrt{\sigma_{фл.r}^2 + \Delta_{дин.r}^2 + \Delta_{\Sigma r.э/ф}^2} / c. \quad (7)$$

Для целей с максимальным размером $L_{r\max} = 45$ м и значениями ошибок $\sigma_{\text{фл.р}} = 0,5$ м, $\Delta_{\text{дин.р}} = \Delta_{\Sigma\text{р.эф}} = 5,3$ м приращение длительности сигнала гетеродина составит $\Delta\tau_r \approx 1$ мкс. Тогда длительность импульсов гетеродина $T_{0r1} = T_{01} + \Delta\tau_r \approx 8$ мкс и $T_{0r2} = T_{02} + \Delta\tau_r \approx 3$ мкс.

Для полной частотной демодуляции ЛЧМ сигнала крутизна законов изменения частоты df/dt гетеродинного и зондирующего импульсов должна совпадать. Так как $T_{0r} > T_0$, то, следовательно, и $\Delta f_{0r} > \Delta f_m$ на величину T_{0r}/T_0 , т. е. $\Delta f_{0r} = \Delta f_m T_{0r}/T_0$.

Если предположить, что разрешающая способность по дальности Δr для широкополосной РЛС должна в 5–6 раз превосходить минимальный размер цели, то для цели с $L_{r\min} = 3$ м ширина спектра ЛЧМ сигнала $\Delta f_m = 300$ МГц, что соответствует разрешению по дальности $\Delta r = 0,5$ м. Тогда для гетеродинных сигналов $\Delta f_{0r1} \approx 343$ МГц и $\Delta f_{0r2} \approx 450$ МГц.

Таким образом, использование импульса гетеродина с увеличенными длительностью и девиацией частоты (относительно зондирующего импульса) позволяет учитывать влияние различных факторов, приводящих к временному смещению отраженных сигналов.

4. *Определение полосы пропускания одиночного фильтра в полосе анализа.* Полоса пропускания фильтра в полосе анализа после полной частотной демодуляции ЛЧМ сигнала соответствует заданному разрешению по дальности $\Delta r = c/(2\Delta f_m)$ [11]: $\Delta f_r = 2\Delta f_m \Delta r / (cT_0) = 1/T_0$.

Тогда для длительности импульсов, равных 7 и 2 мкс, значения полосы пропускания одиночных фильтров $\Delta f_{r1} = 1/T_{01} = 142,857$ кГц, а $\Delta f_{r2} = 1/T_{02} = 500$ кГц.

5. *Выбор ширины полосы спектроанализатора, интервала временной дискретизации, а также числа временных отсчетов за длительность зондирующего и гетеродинного импульсов.* При полной частотной демодуляции отраженного ЛЧМ сигнала (рис. 2) время запаздывания преобразуется в частотное смещение, которое выделяется в линейке фильтров когерентного накопления (спектроанализатора). В то же время неполная компенсация частоты Доплера сигнала приводит к его частотному смещению без изменения времени запаздывания. Это допускает возможность ложного определения дальности из-за доплеровского смещения частоты отраженного сигнала $\Delta F_{\text{дс}}$ от цели или ее отдельных БТ. С учетом приращения длительности гетеродинного сигнала $\Delta\tau_r$ полоса анализа $\Delta F_{\text{ан}} = \Delta\tau_r \Delta f_m / T_0 + \Delta F_{\text{дс,max}}$.

Для девиации частоты $\Delta f_m = 300$ МГц (соответствует $\Delta r = 0,5$ м), длительности импульса T_0 (выражения (5) и (6)), максимально возможного временного разброса $\Delta\tau_r$ сигнала спектроанализатора (выражение (7)), и учитывая небольшое значение доплеровского сдвига частоты, полоса анализа $\Delta F_{\text{ан1}} = \Delta\tau_r \Delta f_m / T_{01} \approx 42,857$ МГц и $\Delta F_{\text{ан2}} = \Delta\tau_r \Delta f_m / T_{02} \approx 150$ МГц.

Число фильтровых каналов в полосе анализа, соответствующее числу значащих временных отсчетов за длительность зондирующего импульса, равно:

$$N_{\text{ф}} = \Delta F_{\text{ан}} / \Delta f_r \Rightarrow N_{\text{ф1(2)}} = \Delta F_{\text{ан1(2)}} / \Delta f_{r1(2)} = 300. \quad (8)$$

Интервалы дискретизации по времени обратно пропорциональны полосе анализа:

$$\Delta t = 1 / \Delta F_{\text{ан}} \Rightarrow \Delta t_1 = 1 / \Delta F_{\text{ан1}} = 23,3(3) \text{ нс и } \Delta t_2 = 1 / \Delta F_{\text{ан2}} = 6,6(6) \text{ нс.} \quad (9)$$

Данный интервал временной дискретизации обеспечивает однозначное определение частоты в пределах полосы анализа.

Число значащих временных отсчетов за длительность гетеродинного импульса равно:

$$N_r = [T_{0r} / \Delta t] = [T_{0r} F_{\text{ан}}] \Rightarrow N_{r1} = [T_{01} F_{\text{ан1}}] = 343 \text{ и } N_{r2} = [T_{02} F_{\text{ан2}}] = 450, \text{ где } [\cdot] \text{ – операция округления до ближайшего целого числа.}$$

6. *Проведение спектрального анализа с учетом несовпадения длительностей гетеродинного и зондирующего импульсов, а также отклонения времени запаздывания отраженного сигнала от времени задержки.* Ввиду того, что положение демодулированного отраженного сигнала в окне дальности неизвестно, а длительности гетеродинного и зондирующего импульсов отличаются на доли процента [1, с. 428–430], спектральный анализ обычно делают в пределах длительности гетеродинного импульса. Энергетическими потерями

в этом случае пренебрегают. Но если длительности зондирующих и гетеродинных сигналов различаются на десятки процентов, то пренебрегать этими потерями нельзя. В этом случае цифровой спектральный анализ должен выполняться в сигнальном «окне» длительностью T_0 . При этом учитываются смещения зондирующего радиоимпульса по времени запаздывания t_r и по частоте $F_r = \Delta f_M t_r / T_0$ [2, с. 133] с учетом выбранного временного интервала дискретизации (9) и целого числа элементов разрешения по времени запаздывания $\Delta t_r = 2\Delta r / c = 1 / \Delta f_M$, укладываемых в одном временном интервале дискретизации Δt (9): $N_{\Delta t_r} = [\Delta t / \Delta t_r] = [\Delta t \cdot \Delta f_M] = [\Delta f_M / \Delta F_{ан}]$.

Для используемых в предыдущих пунктах примеров

$$N_{\Delta t_{r1}} = [\Delta f_M / \Delta F_{ан1}] = [300 \cdot 10^6 / 42,857 \cdot 10^6] = 7 \text{ и } N_{\Delta t_{r2}} = [\Delta f_M / \Delta F_{ан2}] = [300 \cdot 10^6 / 150 \cdot 10^6] = 2.$$

Таким образом, при каждом определенном временном положении «окна» дальности, например, с помощью операции ДПФ, необходимо получать $N_{\Delta t_r}$ выходных сигналов фильтров. Число таких временных положений $N_{вп}$ определяется разностью числа значащих временных отсчетов за длительность гетеродинного и зондирующего импульсов:

$$N_{вп} = N_{г} - N_{ф} \Rightarrow N_{вп1} = N_{г1} - N_{ф} = 343 - 300 = 43 \text{ и } N_{вп2} = N_{г2} - N_{ф} = 450 - 300 = 150.$$

С учетом числа фильтров (ДПФ), получаемых при каждом определенном положении «окна» дальности $N_{\Delta t_r}$ и числа таких временных положений $N_{вп}$, общее число фильтров $N_{ф}$ определяется выражением (8). В приводимых примерах $N_{ф} = 300$.

Для увеличения числа фильтровых каналов в полосе анализа (увеличения «плотности» их расположения) можно дополнять нулями каждую временную выборку при определенном временном положении «окна» дальности. А для уменьшения уровня боковых лепестков (БЛ) можно использовать весовую обработку (ВО) значащих отсчетов.

На рис. 4 представлен пример ДРЛП цели, состоящего из 10-ти разрешающихся по дальности БТ, полученного при спектральном анализе с помощью ДПФ для дальней (рис. 4, а) и ближней (рис. 4, б) зон. Кривая 1 соответствует портрету с учетом дополнения нулями временной выборки, а кривая 2 – ВО с использованием функции Хэмминга.

Из рис. 4 следует, что полученные ДРЛП имеют 10 ярко выраженных максимумов при использовании импульсов различной длительности (T_{01} (рис. 4, а) и T_{02} (рис. 4, б)). ДРЛП в окне анализа дальней и ближней зон при смене длительности зондирующего импульса не смещается. Как видно из сопоставления рис. 4, а, б, изменяется лишь структура БЛ вследствие различных баз сигналов. Их ВО, например, функцией Хэмминга, позволяет уменьшить уровень БЛ до -40 дБ. В таком случае наблюдается расширение главного лепестка в 1,3 раза при некоторых потерях в отношении сигнал / шум.

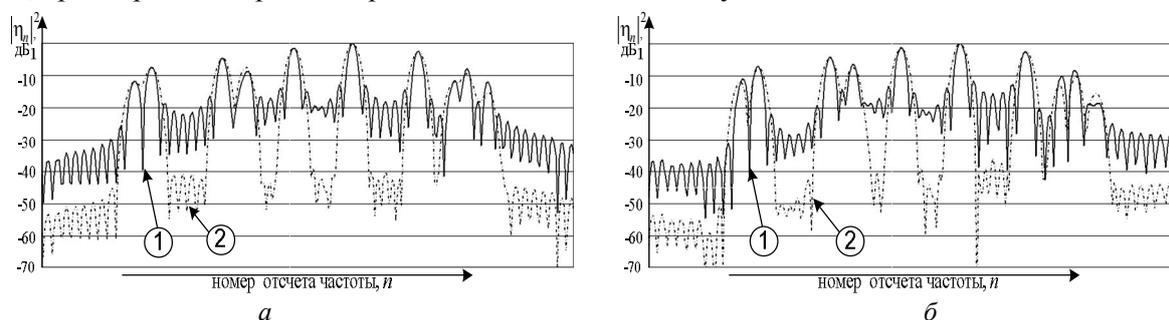


Рис. 4. ДРЛП цели, полученный при спектральном анализе с помощью ДПФ для дальней (а) и ближней (б) зон: кривая 1 – с учетом дополнения нулями временной выборки; кривая 2 – с использованием весовой функции Хэмминга

Таким образом, представленная методика обеспечивает расчет параметров спектроанализатора при корреляционно-фильтровой обработке широкополосного ЛЧМ сигнала произвольной длительности с полной частотной демодуляцией.

Заключение

Разработана методика выбора параметров сигналов и спектроанализатора при корреляционно-фильтровой обработке широкополосного ЛЧМ радиоимпульса с полной частотной демодуляцией при условии, когда $r_{\text{мд}}\sigma_{\text{и}} < \sigma_{L_{\text{ц.о}}}$. Расчет длительности и девиации частоты гетеродинного сигнала (относительно зондирующего) обеспечивается с учетом перекрытия заданного диапазона дальностей и влияния различных факторов, приводящих к временному смещению отраженного импульса.

Цифровой спектральный анализ (ДПФ или иные алгоритмы), выполняемый в сигнальном «окне» длительностью T_0 , позволяет разрешать элементы цели по дальности. Выходной сигнал спектроанализатора соответствует некоррелированному ДРЛП. Детализация портрета обеспечивается дополнением временной выборки нулями, а уменьшение уровня БЛ – ВО отсчетов. Использование быстрого преобразования Фурье исключается, так как оно возможно лишь при равенстве чисел входных и выходных отсчетов.

Список литературы

1. Сколник М.И. Справочник по радиолокации: в 2 кн. / Под ред. М.И. Сколника. М: Техносфера, 2014. Кн. 1. 672 с.
2. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
3. Гомозов В.И. Теория и техника формирования сложных СВЧ сигналов с высокой скоростью угловой модуляции для радиотехнических систем. Харьков: Издатель Шуст А.И., 2002. 398 с.
4. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. Теория и применение. М.: Сов. радио, 1971. 568 с.
5. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации. М.: Изд-во «ВИРТА», 1984. 410 с.
6. Охрименко А.Е. Основы извлечения, обработки и передачи информации. Ч.3. Распознавание-различные сигналов. Минск, 1995. 63 с.
7. Бартон Д., Вард Г. Справочник по радиолокационным измерителям. М.: Сов. радио, 1976. 392 с.
8. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Ч.1 Основы радиолокации. М.: Военное издательство, 1983. 456 с.
9. Охрименко А.Е. Основы обработки и передачи информации. Минск, 1990. 180 с.
10. Бартон Д. Радиолокационные системы. М.: Воен. изд-во, 1967. 480 с.
11. Бакулев П.А., Сосновский А.А. Радионавигационные системы. М.: Радиотехника, 2011. 272 с.

References

1. Skolnik M.I. Spravochnik po radiolokacii: v 2 kn. / Pod red. M.I. Skolnika. M: Tehnosfera, 2014. Kn. 1. 672 s. (in Russ.)
2. Shirman Ja.D., Manzhos V.N. Teorija i tehnika obrabotki radiolokacionnoj informacii na fone pomeh. M.: Radio i svjaz', 1981. 416 s. (in Russ.)
3. Gomozov V.I. Teorija i tehnika formirovanija slozhnyh SVCh signalov s vysokoj skorost'ju uglovoj moduljacii dlja radiotekhnicheskijh sistem. Har'kov: Izdatel' Shust A.I., 2002. 398 s. (in Russ.)
4. Kuk Ch., Bernfel'd M. Radiolokacionnye signaly. Teorija i primenenie. M.: Sov. radio, 1971. 568 s. (in Russ.)
5. Shirman Ja.D. Teoreticheskie osnovy radiolokacii. M.: Izd-vo «VIRTA», 1984. 410 s. (in Russ.)
6. Ohrimenko A.E. Osnovy izvlechenija, obrabotki i peredachi informacii. Ch.3. Raspoznvanie-razlichie signalov. Minsk, 1995. 63 s. (in Russ.)
7. Barton D., Vard G. Spravochnik po radiolokacionnym izmeriteljam. M.: Sov. radio, 1976. 392 s. (in Russ.)
8. Ohrimenko A.E. Osnovy radiolokacii i radiojelektronnaja bor'ba. Ch.1 Osnovy radiolokacii. M.: Voennoe izdatel'stvo, 1983. 456 s. (in Russ.)
9. Ohrimenko A.E. Osnovy obrabotki i peredachi informacii. Minsk, 1990. 180 s. (in Russ.)
10. Barton D. Radiolokacionnye sistemy. M.: Voen. izd-vo, 1967. 480 s. (in Russ.)
11. Bakulev P.A., Sosnovskij A.A. Radionavigacionnye sistemy. M.: Radiotehnika, 2011. 272 s. (in Russ.)

Сведения об авторах

Буйлов Е.Н., научный сотрудник научно-исследовательской лаборатории кафедры автоматики, радиолокации и приемо-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь.

Горшков С.А., к.т.н., доцент, профессор кафедры автоматики, радиолокации и приемо-передающих устройств Военной академии Республики Беларусь.

Адрес для корреспонденции

220057, Республика Беларусь,
г. Минск, пр. Независимости, 220,
Военная академия Республики Беларусь
тел. +375-29-852-99-82;
e-mail: lerka.by@mail
Буйлов Евгений Николаевич

Information about the authors

Builov E.N., The scientific employee of research laboratory the department of automatics, radiolocation and transceivers devices Military academy of the Republic of Belarus.

Gorhkov S.A., PhD, assistant professor, professor of the department of automatics, radiolocation and transceivers devices Military academy of the Republic of Belarus.

Address for correspondence

220057, Republic of Belarus,
Minsk, Nezavisimosti ave., 220,
Military academy of the Republic of Belarus
tel. +375-29-852-99-82;
e-mail: lerka.by@mail
Builov Evgeniy Nicolaevich