

УДК 621.369.96

УТОЧНЕННАЯ МЕТОДИКА ВЫБОРА ПАРАМЕТРОВ УСТРОЙСТВА КОРРЕЛЯЦИОННОЙ ОБРАБОТКИ ШИРОКОПОЛОСНОГО ЛИНЕЙНО-ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННОГО СИГНАЛА

Е. Н. Буйлов, С. А. Горшков

Учреждение образования «Военная академия Республики Беларусь»,
220137, Республика Беларусь, г. Минск, пр-т Независимости, д.220

Статья поступила в редакцию 26 мая 2019 г., после доработки – 2 июля 2019 г.

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

Ключевые слова: корреляционная обработка, линейно-частотно-модулированный сигнал, полная частотная демодуляция, выбор параметров полосы частотного анализа.

Abstract. The features of correlation-filter processing of a broadband linear frequency modulated (LFM) signal with full frequency demodulation are considered. A technique for calculating the parameters of signals and a spectrum analyzer with a high range resolution in relation to radars tracking targets of different basing at small and medium distances is presented.

Key words: the correlation filtering, the linearly-frequency-modulated signal, full frequency demodulation, selection of frequency analysis band parameters.

1. Введение

Методы и техника цифровой обработки позволяют использовать широкополосные сигналы (ШПС) с высоким разрешением по дальности в РЛС сопровождения целей на малых дальностях различного базирования [1].

Наибольший интерес вызывают ЛЧМ радиоимпульсы ввиду возможности использования одноканальной корреляционной обработки с полной частотной демодуляцией сигнала. Выбор такого сигнала обусловлен следующими достоинствами. Во-первых, простота формирования в современных радиопередающих устройствах. Во-вторых, при корреляционной обработке возможна трансформация (растяжение) времени запаздывания в линейный частотный сдвиг. В-третьих, интегрирование ведется в цифровом спектроанализаторе с помощью дискретного преобразования Фурье (ДПФ) с меньшими аппаратными и вычислительными затратами. В-четвертых, отсутствие разрывов и резких скачков во временной и частотной структуре приводит к уменьшению уровня боковых лепестков функции неопределенности с возможностью дополнительной весовой обработки. В-пятых, энергетические потери при временном рассогласовании минимизируются некоторым увеличением длительности опорного сигнала, по сравнению с зондирующим [2, 3, 4]. Основным недостатком ЛЧМ сигнала является наличие скоростной ошибки измерения дальности, которая проявляется лишь при больших длительностях.

Цель статьи – разработка методики выбора параметров зондирующего и гетеродинного сигналов и спектроанализатора при корреляционной обработке широкополосных ЛЧМ импульсов с полной частотной демодуляцией (компенсацией закона частотной модуляции) [1, стр.425].

2. Особенности корреляционной широкополосного ЛЧМ сигнала с полной частотной демодуляцией

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

В соответствии с полученной ранее экстраполированной оценкой времени задержки \hat{t}_{0_3} вырабатывается ЛЧМ гетеродинный (опорный) сигнал $u_r(t)$, согласованный с ожидаемым, 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):

$$u_r(t) = U_{0_r} [t - \hat{t}_{0_3}] e^{i2\pi f_r t}, \quad (1)$$

где $U_{0_r}(t) = U_a(t) \exp(i\pi \Delta f_{0_r} t^2 / T_{0_r})$ – закон модуляции гетеродинного сигнала; Δf_{0_r} и T_{0_r} – его девиация частоты и длительность; $U_a(t)$ – амплитудный закон модуляции.

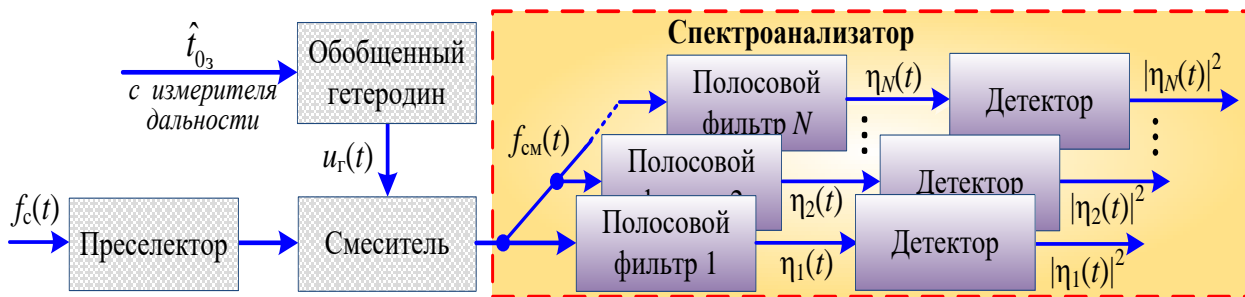


Рис. 1. Структура канала обработки широкополосного ЛЧМ сигнала с полной частотной демодуляцией.

Скорость изменения частоты гетеродинного колебания $\Delta f_{0_r} / T_{0_r}$ равна скорости изменения частоты отраженного от цели сигнала $\Delta f_m / T_0$. Длительность импульса T_0 и ширина спектра Δf_m зондирующего сигнала меньше, чем T_{0_r} и Δf_{0_r} гетеродинного из-за возможного взаимного временного рассогласования $|t_r - t_3| > 0$. На рис. 2 представлены законы изменения частоты опорного $f_{0_r}(t)$ сигнала, со временем запаздывания t_3 , и отраженного $f_m(t)$ от двух блестящих точек (БТ) цели с временами запаздывания t_{r1} и t_{r2} .

Для различных значений времени запаздывания $t_{r\chi}$ частота ожидаемого

колебания на выходе смесителя разная:

$$F_{r_\chi} = \frac{\Delta f_M}{T_0} \frac{2r_\chi}{c}, \quad (2)$$

где r_χ – дальность до χ -й БТ цели; c – скорость света в вакууме.

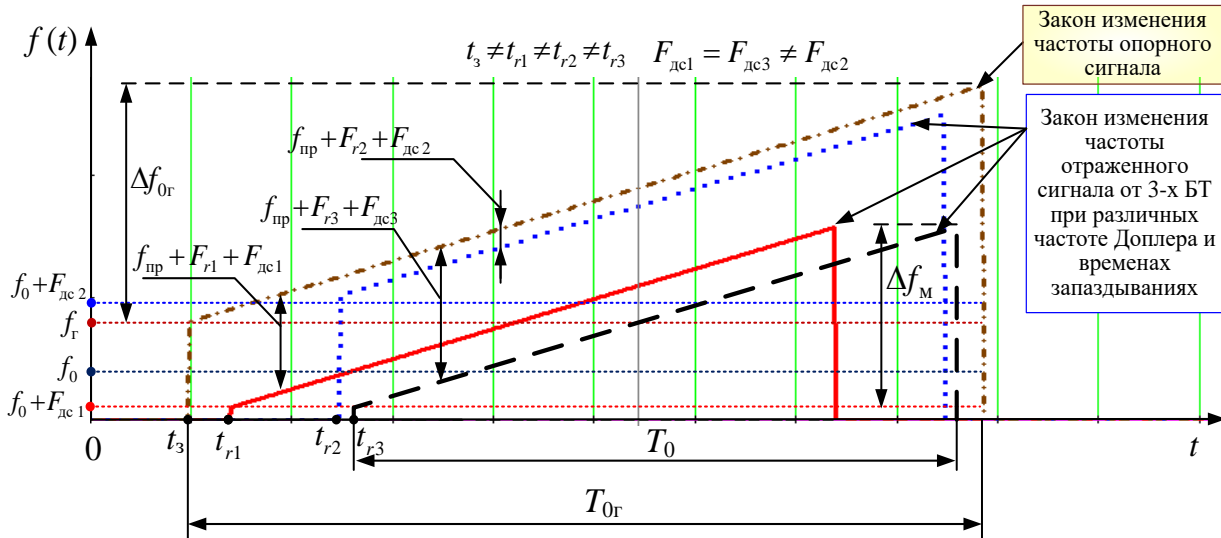


Рис. 2. Закон изменения частоты сигналов от времени при полной демодуляции.

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 ДПФ) и последующим детектированием.

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

$$\Delta\tau_{\text{доп}} = \frac{T_0}{\Delta f_M} (F_{r_2} - F_{r_1}) \Rightarrow \Delta r_{\text{доп}} = (c / 2\Delta f_M) T_0 (F_{r_2} - F_{r_1}). \quad (3)$$

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

3. 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 флюктуационных 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 приводят к росту флюктуационной ошибки следящего измерения координат, которая определяется в соответствии с выражением [9]:

$$\sigma_{\text{фл.}\alpha}^2 = S_{\text{экв}\alpha} \Delta f_{0\alpha}, \quad (4)$$

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], стр. 227). Как видно из рисунка, 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 флюктуациями 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, которые не зависят 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 значения углового «шума» 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].

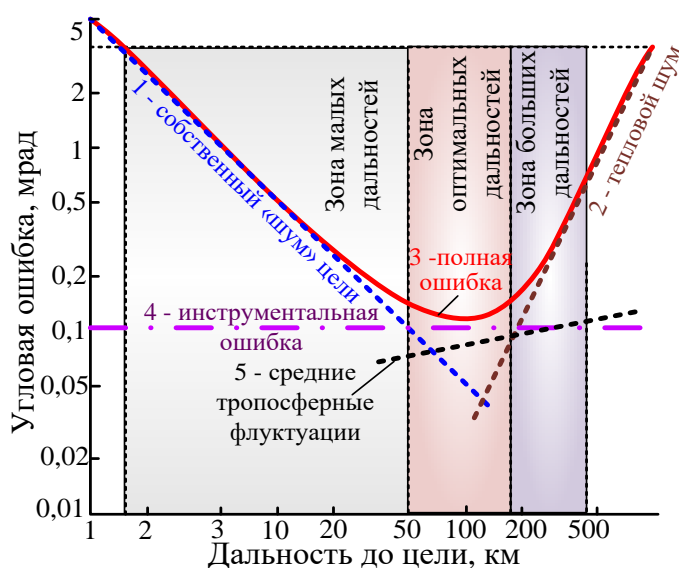


Рис. 3. Зависимость ошибки моноимпульсного сопровождения от дальности ([7], стр. 227).

Граница перехода в область малых дальностей $r_{мд}$ определяется условием, при котором инструментальная ошибка $\sigma_{и}$ эквивалентна ошибке, обусловленной влиянием углового «шума» цели $\sigma_{L_{ц,\theta}}$ (рис. 3) [7]. В этой зоне целесообразно осуществлять сопровождение цели с использованием ШПС [11]:

$$r_{мд}\sigma_{и} < \sigma_{L_{ц,\theta}}, \text{ отсюда } r_{мд} = \frac{\sigma_{L_{ц,\theta}}}{\sigma_{и}} \approx \frac{(0,15...2)l_{ц,\theta}}{\sigma_{и}}. \quad (5)$$

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 период повторения радиоимпульсов T_{Π} выбирается исходя из заданной максимальной дальности обнаружения r_{max} :

$$T_{\Pi 1} = 2r_{max} / c. \quad (6)$$

При использовании современных твердотельных передатчиков длительность зондирующего ЛЧМ импульса может рассчитываться, исходя из требуемого периода повторения $T_{\Pi 1}$ (например, обеспечивающего однозначное измерение времени запаздывания на максимально требуемой дальности) и минимально допустимой скважности q в соответствии с выражением (7).

$$T_{01} = T_{\Pi 1} / q. \quad (7)$$

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

$$T_{02} = 2r_{min} / c, \quad (8)$$

а период повторения выбирать, исходя из допустимой скважности

$$T_{\Pi 2} = T_{02} q. \quad (9)$$

Сравнения с $cT_{\Pi 2} / 2$ 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 (6) и длительность импульса (7) равны:

$$T_{\Pi 1} = \frac{2 \cdot 10000}{3 \cdot 10^8 \cdot 10} \approx 70 \text{ мкс}, \text{ а } T_{01} = 70 \cdot 10^{-6} / 10 = 7 \text{ мкс}. \quad (10)$$

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 (8), а период повторения в соответствии с (9):

$$T_{02} = 2r_{цmin}/c = 2 \cdot 300 / 3 \cdot 10^8 = 2 \text{ мкс}, \text{ а } T_{п2} = T_{02} \cdot q = 20 \text{ мкс}. \quad (11)$$

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 $\Delta\tau_{стр} = 2 \cdot 2L_{rmax} / c$; 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 $\Delta\tau_{Г}$ равно:

$$\Delta\tau_{Г} = \Delta\tau_{ц} + \Delta\tau_{стр} + 2\sqrt{\sigma_{фл.r}^2 + \Delta_{дин.r}^2 + \Delta_{\Sigma r.э/ф}^2} / c. \quad (12)$$

Для целей с максимальным размером $L_{rmax} = 45$ м и значениями ошибок $\sigma_{фл.r} = 0,5$ м, $\Delta_{дин.r} = \Delta_{\Sigma r.э/ф} = 5,3$ м, приращение длительности сигнала гетеродина составит $\Delta\tau_{Г} \approx 1$ мкс.

Тогда длительность импульсов гетеродина $T_{0Г1}$ и $T_{0Г2}$ равна:

$$T_{0Г1} = T_{01} + \Delta\tau_{Г} \approx 8 \text{ мкс} \text{ и } T_{0Г2} = T_{02} + \Delta\tau_{Г} \approx 3 \text{ мкс}. \quad (13)$$

Для полной частотной демодуляции ЛЧМ сигнала, крутизна закона

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 :

$$\Delta f_{0r} = \Delta f_m T_{0r} / T_0. \quad (14)$$

Если предположить, что разрешающая способность по дальности Δr для широкополосной РЛС должна в 5-6 раз превосходить минимальный размер цели, то для цели с $L_{rmin} = 3$ м ширина спектра ЛЧМ сигнала $\Delta f_m = 300$ МГц, что соответствует разрешению по дальности $\Delta r = 0,5$ м. Тогда девиация частоты гетеродинных сигналов Δf_{0r1} и Δf_{0r2} составит:

$$\Delta f_{0r1} \approx 343 \text{ МГц и } \Delta f_{0r2} \approx 450 \text{ МГц.} \quad (15)$$

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 $\Delta r = c/(2\Delta f_m)$ [12]

$$\Delta f_r = 2\Delta f_m \Delta r / (cT_0) = 1/T_0. \quad (16)$$

Для рассматриваемого примера длительности импульсов равны 7 и 2 мкс, что дает значения полосы пропускания одиночных фильтров

$$\Delta f_{r1} = 1/T_{01} = 142,857 \text{ кГц и } \Delta f_{r2} = 1/T_{02} = 500 \text{ кГц.} \quad (17)$$

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, не полная 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 $\Delta F_{дс}$ от цели или ее отдельных блестящих точек. С учетом приращения длительности гетеродинного сигнала $\Delta\tau_r$ полоса анализа $\Delta F_{ан}$ равна:

$$\Delta F_{ан} = \Delta\tau_r \Delta f_m / T_0 + \Delta F_{дс.max} \quad (18)$$

Для девиации частоты $\Delta f_m = 300$ МГц (соответствует $\Delta r = 0,5$ м), длительности импульса T_0 (выражения (10) и (11)), максимально возможного временного разброса $\Delta\tau_r$ сигнала спектроанализатора (выражение (12)) и учитывая небольшое значение доплеровского сдвига частоты для данного примера, полоса анализа $\Delta F_{ан1}$ и $\Delta F_{ан2}$ равна:

$$\Delta F_{ан} = \Delta\tau_r \Delta f_m / T_{01} \approx 42,857 \text{ МГц} \text{ и } \Delta F_{ан} = \Delta\tau_r \Delta f_m / T_{02} \approx 150 \text{ МГц.} \quad (19)$$

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

$$N_{\phi} = \Delta F_{ан} / \Delta f_r \Rightarrow N_{\phi 1(2)} = \Delta F_{ан1(2)} / \Delta f_{r1(2)} = 300. \quad (20)$$

Интервалы дискретизации по времени обратно пропорциональны полосе анализа:

$$\Delta t = 1 / \Delta F_{ан} \Rightarrow \Delta t_1 = 1 / \Delta F_{ан1} = 23,3(3) \text{ нс} \text{ и } \Delta t_2 = 1 / \Delta F_{ан2} = 6,6(6) \text{ нс.} \quad (21)$$

Данный интервал временной дискретизации квадратур характеризует разрешающую способность по времени задержки и обеспечивает однозначное определение частоты в пределах полосы анализа спектроанализатора. Он оказывается больше, чем при фильтровой обработке ЛЧМ-сигнала в число раз, равное $T_0 / \Delta\tau_r$, что снижает требования к быстродействию аналогово-цифрового преобразования.

Число значащих временных отсчетов за длительность гетеродинного импульса, равно:

$$N_r = [T_{0r} / \Delta t] = [T_{0r} F_{ан}] \Rightarrow N_{r1} = [T_{01} F_{ан1}] = 343 \text{ и } N_{r2} = [T_{02} F_{ан2}] = 450, \quad (22)$$

где $[\cdot]$ – операция округления до ближайшего целого числа.

б) 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 не известно, а длительности гетеродинного и зондирующего импульсов отличаются на доли процента [1, (с. 428-430)], то обычно делают спектральный анализ 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 учитывается смещение зондирующего радиоимпульса по времени запаздывания t_r и по частоте F_r [2, с. 133]:

$$F_r = \Delta f_m t_r / T_0. \quad (23)$$

С учетом выбранного временного интервала дискретизации (21) 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 (21):

$$N_{\Delta t_r} = [\Delta t / \Delta t_r] = [\Delta t \cdot \Delta f_m] = [\Delta f_m / \Delta F_{ан}]. \quad (24)$$

Для используемых в предыдущих пунктах примеров

$$N_{\Delta t_{r1}} = [\Delta f_m / \Delta F_{ан1}] = [300 \cdot 10^6 / 42.857 \cdot 10^6] = 7 \text{ и} \quad (25)$$

$$N_{\Delta t_{r2}} = [\Delta f_m / \Delta F_{ан2}] = [300 \cdot 10^6 / 150 \cdot 10^6] = 2.$$

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:

$$\begin{aligned} N_{\text{вп}} &= N_{\text{г}} - N_{\text{ф}} \Rightarrow N_{\text{вп1}} = N_{\text{г1}} - N_{\text{ф}} = 343 - 300 = 43 \text{ и} \\ N_{\text{вп2}} &= N_{\text{г2}} - N_{\text{ф}} = 450 - 300 = 150. \end{aligned} \quad (26)$$

С учетом числа фильтров (ДПФ), получаемых при каждом определенном положении «окна» дальности $N_{\Delta t_r}$ и числа таких временных положений $N_{\text{вп}}$, общее число фильтров $N_{\text{ф}}$ определяется выражением (20). В приводимых примерах $N_{\text{ф}} = 300$.

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 можно использовать весовую обработку значащих отсчетов.

На рис. 4 представлен пример Д РЛП цели отнормированных к единичной мощности, состоящий из десяти 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 – весовой обработке с использованием функции Хэмминга.

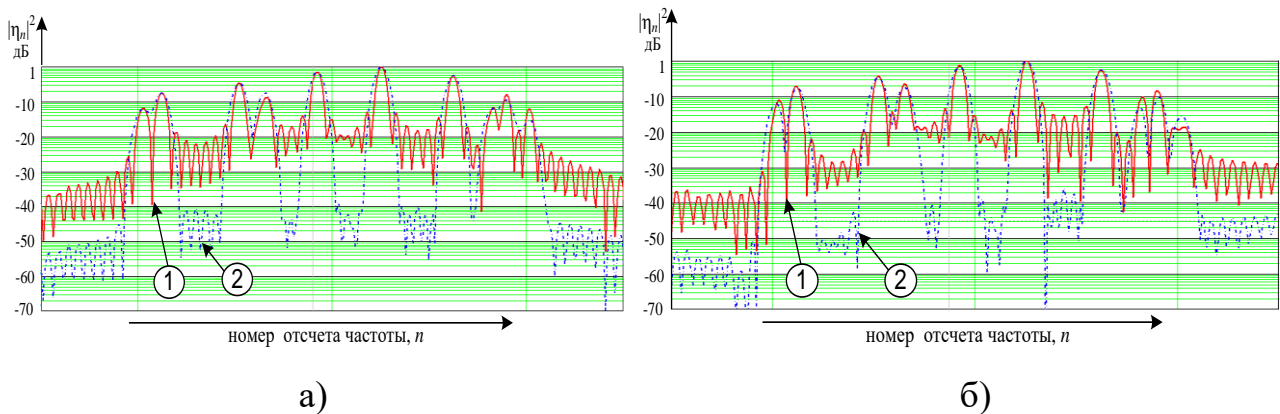


Рис. 3. Д РЛП цели, нормированные к единичной мощности, полученный при спектральном анализе с помощью ДПФ для дальней (а) и ближней (б) зон: кривая 1 – с учетом дополнения нулями временной выборки; кривая 2 – с использованием весовой функции Хэмминга.

ДРЛП цели (рис. 4) содержат по десять максимумов, соответствующих разным БТ, при использовании импульсов различной длительности (T_{01} (рис. 4 а) и T_{02} (рис. 4 б)). Выходной сигнал спектроанализатора в окне анализа в дальней и ближней зон при смене длительности зондирующего импульса не смещается. Как видно из сопоставления рис. 4 а и 4 б, изменяется лишь структура боковых лепестков, вследствие различных баз сигналов. Их весовая обработка, например, функцией Хэмминга позволяет уменьшить уровень боковых лепестков до -40 дБ. В таком случае наблюдается расширение главного лепестка в 1,3 раза при некоторых потерях в отношении сигнал/шум.

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

4. Заключение

Разработана методика выбора параметров сигналов и спектроанализатора при корреляционной обработке широкополосного ЛЧМ сигнала с полной частотной демодуляцией, которая включает в себя следующие этапы:

- определение максимальной дальности перехода на сопровождение с использованием ШПС. Данная граница $r_{\text{мд}}$ определяется условием, при котором инструментальная ошибка $\sigma_{\text{и}}$ эквивалентна ошибке, обусловленной влиянием углового «шума» цели $\sigma_{L_{\text{ц}},\theta}$;

- расчет требуемой длительности и периода повторения радиоимпульсов, позволяющих перекрыть заданный диапазон дальностей ($r_{\text{ц}} = (r_{\text{min}} - r_{\text{max}})$);

- расчет длительности и девиации частоты гетеродинного сигнала (относительно зондирующего), учитывающего влияние различных факторов, приводящих к временному смещению отраженного импульса;

- расчет полосы пропускания одиночного фильтра спектроанализатора, соответствующей заданному разрешению по дальности Δr ;

- расчет ширины полосы анализа спектроанализатора, определяемой временными сдвигами отраженного сигнала относительно гетеродинного и

частотой Доплера;

- цифровой спектральный анализ (ДПФ или иные алгоритмы) при периодическом смещении сигнального «окна» длительностью T_0 внутри гетеродинного. Детализация ДРЛП обеспечивается дополнением временной выборки нулями, а уменьшение уровня боковых лепестков – весовой обработкой отсчетов.

Литература

1. Сколник М.И. Справочник по радиолокации. В 2 книгах. Книга 1 / Под ред. М.И. Сколника / Пер. с англ. Под общей ред. В.С.Вербы – М: Техносфера, 2014. – 672 с.
2. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос – 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 / В.И. Гомозов – Харьков: Издатель Шуст А.И., 2002. – 398 с.
4. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. Теория и применение / Ч. Кук, М. Бернфельд – М.: Сов. Радио, 1971. – 568 с.
5. Ширман Я.Д. Теоретические основы радиолокации / Я.Д. Ширман – М.: Изд-во «ВИРТА», 1984. – 410 с.
6. Охрименко А.Е. Основы извлечения, обработки и передачи информации. Ч.3. Распознавание-различие сигналов / А.Е. Охрименко – Минск: 1995. – 63 с.
7. Бартон Д., Вард Г. Справочник по радиолокационным измерителям. Пер. с англ. Под ред. М.М. Вейсбейна / Д. Бартон, Г. Вард – М.: Сов. радио, 1976. – 392 с.
8. Охрименко А.Е. Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Ч.1 Основы радиолокации / А.Е. Охрименко – М.: Военное издательство, 1983. – 456 с.

9. Охрименко А.Е. Основы обработки и передачи информации / А.Е. Охрименко – Минск: 1990. – 180 с.
10. Бартон Д. Радиолокационные системы. Перевод с английского П.Горохова, О. Казакова, А.Тупицына / Д.Бартон – М.: Военное издательство, 1967. – 480 с.
11. Буйлов Е.Н. Методики синтеза измерителей дальности и угловых координат при использовании широкополосного сигнала / Е.Н.Буйлов // Наука и военная безопасность. – 2019. – №2. – С. 32-36.
12. Бакулев П.А., Сосновский А.А. Радионавигационные системы. Учебник для ВУЗов / П.А. Бакулев, А.А. Сосновский – М.: Радиотехника, 2011. – 272 с.

Для цитирования:

Е. Н. Буйлов, С. А. Горшков. Уточненная методика выбора параметров устройства корреляционной обработки широкополосного линейно-частотно-модулированного сигнала. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. № 7. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jul19/1/text.pdf>
DOI 10.30898/1684-1719.2019.7.1