



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-42-49>

Оригинальная статья  
Original paper

УДК 621.396.96

## СПОСОБ КОГЕРЕНТНОЙ КОМПЕНСАЦИИ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ СПЕКТРА МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ В ЗАДАЧЕ ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛОСКОРОСТНЫХ И МАЛОЗАМЕТНЫХ ОБЪЕКТОВ

С. Р. ГЕЙСТЕР, В. В. КИРИЧЕНКО

ОАО «АЛЕВКУРП» (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 11.05.2023

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2023  
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2023

**Аннотация.** Обнаружение малоскоростных объектов – сложная задача. Малая эффективная отражающая поверхность малоскоростных объектов, составляющая десятые – тысячные доли квадратного метра, практически исключает успешное решение задачи обнаружения их на фоне интенсивных мешающих отражений от местных предметов существующими методами. В статье представлен способ когерентной компенсации мешающих отражений от местных предметов в области боковых лепестков спектра. Способ обеспечивает успешное обнаружение малоскоростных и малозаметных объектов с отражательными характеристиками, создающими сигналы, сопоставимые по мощности с боковыми лепестками спектра отражений от местных предметов. Метод основывается на представлении боковых лепестков спектра мешающих отражений не в виде шума, определяющего предельный уровень «обеливания фона», а в виде когерентной спектральной структуры, поддающейся дальнейшей компенсации. Способ особенно эффективен в сложной ситуации – при выделении сигналов, отраженных от малоскоростных и малозаметных объектов (например, квадрокоптеров), на фоне интенсивных мешающих отражений от металлоконструкций и зданий.

**Ключевые слова:** обнаружение малоскоростных объектов, мешающие отражения, боковые лепестки спектра.

**Конфликт интересов.** Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

**Для цитирования.** Гейстер, С. Р. Способ когерентной компенсации боковых лепестков спектра мешающих отражений в задаче обнаружения малоскоростных и малозаметных объектов / С. Р. Гейстер, В. В. Кириченко // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 5. С. 42–49. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-42-49>.

## A METHOD FOR COHERENT COMPENSATION OF SIDE LOBES OF THE SPECTRUM OF INTERFERING REFLECTIONS IN THE PROBLEM OF DETECTING LOW-SPEED AND INCONSPICUOUS OBJECTS

SERGEY R. HEISTER, VALERY V. KIRYCHENKA

JSC “ALEVKURP” (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 11.05.2023

**Abstract.** The detection of low-speed objects is a challenging task. The small radar cross-section of low-speed objects varying from one-thousandths to one-tens of a square meter practically excludes a successful detection of such objects against intense clutter from static objects by existing methods. In this work we present a method of coherent compensation of clutter from static objects in the sidelobes of the spectrum. The method provides successful detection of low-speed and low-visibility objects with reflective characteristics that create signals with

power comparable to the power of spectral sidelobes of the clutter. The method is based on the representation of the side lobes of the spectrum of interfering reflections not in the form of noise, which determines the limiting level of “background whitening”, but in the form of a coherent spectral structure, amenable to further compensation. The proposed method must be especially effective in complicated situations such as when detecting signals reflected from low-speed and low-visibility objects (e.g., quadcopters) versus intensive clutter reflections from metal structures and buildings.

**Keywords:** detection of slow objects, interfering reflections, side lobes of the spectrum.

**Conflict of interests.** The authors declare no conflict of interests.

**For citation.** Heister S. R., Kirychenka V. V. (2023) A Method for Coherent Compensation of Side Lobes of the Spectrum of Interfering Reflections in the Problem of Detecting Low-Speed and Inconspicuous Objects. *Doklady BGUIR*. 21 (5), 42–49. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-42-49> (in Russian).

## Введение

Задача обнаружения сигналов от движущихся объектов на фоне мешающих отражений решается уже более 80-ти лет, а используемые для этого способы и алгоритмы изложены во множестве публикаций. Представление о состоянии этой задачи дают работы [1–6]. В то же время задача обнаружения малоскоростных объектов на фоне интенсивных мешающих отражений выделяется особой сложностью, а ее успешное решение неочевидно. Один из способов решения этой задачи – анализ изменений отражательных характеристик в элементах разрешения во времени. Реализация данного способа требует формирования в разные моменты времени карты отражений всей зоны обзора, вычитания отражений в этих картах и поиска упорядоченного перемещения локальной области с изменяющейся отражательной характеристикой. Успех практического применения способа возможен только в приложении к обнаружению малоскоростных объектов с относительно большой эффективной отражающей поверхностью, сопоставимой с отражательными характеристиками местных предметов.

Предлагаемый в статье способ реализуется в спектральной области и предполагает выполнение дискретного преобразования Фурье (ДПФ) с формированием спектра принятого сигнала в разрешаемом объеме. Способ направлен на выделение сигнала, отраженного от малоразмерного объекта с малой скоростью, с малой доплеровской частотой на фоне ближних боковых лепестков спектра мешающих отражений от местных предметов. Эффективная отражающая поверхность объекта мала и характеризуется следующим условием – главный лепесток спектра отраженного от объекта сигнала сопоставим с ближними боковыми лепестками спектра мешающих отражений от местных предметов и подстилающей поверхности.

## Математическая модель временной структуры мешающих отражений от местного предмета

В приложении к радиолокации представим местный предмет совокупностью  $Q$  изотропных отражателей, равномерно расположенных на его облучаемой поверхности. Полагаем, что размеры местного предмета меньше (существенно) разрешаемого объема. Тогда временную структуру сигнала, отраженного от поверхности местного предмета, можно представить в виде

$$u_Q(t) = E_Q(t)U_a(t)U_L(t-t_{rQ})\exp(i2\pi f_0 t), \quad (1)$$

где  $E_Q(t)$  – комплексная амплитуда сигнала, отраженного от местного предмета;  $U_a(t)$  – закон модуляции пачки принятого сигнала длительностью, равной времени наблюдения  $T_n$ ;  $U_L(t-t_{rQ})$  – закон модуляции когерентной последовательности из  $L$  зондирующих импульсов с задержкой на величину  $t_{rQ}$ , соответствующую задержке сигнала, отраженного от центра местного предмета;  $f_0$  – несущая частота зондирующего сигнала.

Комплексную огибающую сигнала  $E_Q(t)$  можно представить в виде суммы комплексных огибающих сигналов, отраженных от  $Q$  отражателей:

$$E_Q(t) = \sum_{q=1}^Q E_q(t) = \sum_{q=1}^Q |E_q(t)| \exp\left(i \frac{4\pi}{\lambda} r_q(t)\right), \quad (2)$$

где  $r_q(t)$  – расстояние от фазового центра антенны радиолокационной станции (РЛС) до  $q$ -го отражателя в момент времени  $t$ .

Будем полагать, что все отражатели имеют одинаковую эффективную отражающую поверхность, а расстояние от фазового центра антенны РЛС до центра местного предмета  $r_{CQ}$  значительно больше размеров данного предмета. С учетом этого выражение (2) упрощается

$$E_Q(t) = |E_{0Q}| \sum_{q=1}^Q \exp\left(i \frac{4\pi}{\lambda} r_q(t)\right), \quad (3)$$

где  $|E_{0Q}|$  – модуль комплексной амплитуды сигнала, отраженного от изотропного отражателя в центре местного предмета на расстоянии  $r_{CQ}$ .

Закон модуляции  $U_a(t)$  пачки принятого сигнала формируется под действием механизмов просмотра зоны обзора (например, под действием сканирования антенны РЛС), а также под действием весового «окна», применяемого для снижения боковых лепестков мешающих отражений в спектре принятого сигнала [6]. Закон модуляции когерентной последовательности из  $L$  зондирующих импульсов представляется в виде  $U_L(t) = \sum_{l=1}^L U_0(t - (l-1)T_r)$ , где  $U_0(t)$  – закон модуляции одиночного зондирующего сигнала [3].

Анализ принятого сигнала и, соответственно, обнаружение выполняются в элементе дальности. Поэтому весь дальнейший анализ проводится: в одном разрешаемом объеме или для фиксированного времени задержки  $t_{am}$  принятого сигнала; с использованием междупериодной структуры сигнала (на видеочастоте), представляющей собой комплексную огибающую сигнала после внутрипериодной обработки (ВПО) в элементе разрешения по дальности. С учетом этого междупериодную структуру сигнала, отраженного от поверхности местного предмета, после ВПО с учетом (3) можно представить в виде

$$U_{w0Q}(t) = K_{w0} E_Q(t) U_a(t) = K_{w0} U_a(t) |E_{0Q}| \sum_{q=1}^Q \exp\left(i \frac{4\pi}{\lambda} r_q(t)\right), \quad (4)$$

где  $K_{w0}$  – коэффициент преобразования сигнала по амплитуде в устройстве ВПО.

Сделаем непринципиальное допущение – за время наблюдения  $T_n$  положение фазового центра антенны в пространстве не меняется. Это допущение на практике возможно в следующих случаях:

- выполняется электронное сканирование;
- выполняется механическое сканирование, и фазовый центр антенны находится в центре ее вращения;
- диаграмма направленности антенны в течение времени наблюдения  $T_n$  фиксирована по положению.

Допущение позволяет представить расстояния  $r_q(t)$ ,  $q = \overline{1, Q}$ , не зависящими от времени, и преобразовать выражение (4) к виду

$$U_{w0Q}(t) = K_{w0} U_a(t) |E_{0Q}| \sum_{q=1}^Q \exp\left(i \frac{4\pi}{\lambda} r_q\right) = K_{w0} U_a(t) |E_{0Q}| |E_{\Sigma Q}| \exp(i\varphi_{\Sigma Q}), \quad (5)$$

где  $|E_{\Sigma Q}| = \left| \sum_{q=1}^Q \exp\left(i \frac{4\pi}{\lambda} r_q\right) \right|$ ,  $\varphi_{\Sigma Q} = \arg\left( \sum_{q=1}^Q \exp\left(i \frac{4\pi}{\lambda} r_q\right) \right)$  – модуль и фаза суммы векторов  $\exp\left(i \frac{4\pi}{\lambda} r_q\right)$ ,  $q = \overline{1, Q}$ .

Выражение (5) описывает математическую модель временной структуры мешающих отражений от местного предмета, находящегося в анализируемом элементе разрешения по дальности (разрешаемом объеме), на выходе устройства ВПО.

### Математическая модель спектральной структуры мешающих отражений от местного предмета в анализируемом элементе разрешения

Математическая модель спектральной структуры мешающих отражений от местного предмета в анализируемом элементе разрешения представляет собой прямое преобразование Фурье от временной структуры  $U_{w0Q}(t)$  на интервале, равном времени наблюдения  $T_n$ . Будем полагать,

что закон модуляции пачки принятого сигнала является прямоугольным и записывается следующим образом:

$$U_a(t) = \begin{cases} 1, & \text{если } 0 \leq t \leq T_H; \\ 0, & \text{если } t > T_H \text{ и } t < 0. \end{cases} \quad (6)$$

С учетом особенностей спектра сигнала, смещенного во времени [5], спектр сигнала  $U_{w0Q}(t)$  при прямоугольном законе модуляции  $U_a(t)$  описывается выражением

$$G_{w0Q}(\omega) = G_{Q\max} \frac{\sin \frac{\omega T_H}{2}}{\frac{\omega T_H}{2}} \exp(i\varphi_{\Sigma Q}) \exp\left(-i\omega \frac{T_H}{2}\right), \quad (7)$$

где  $G_{Q\max} = T_H K_{w0} |E_{0Q}| |E_{\Sigma Q}|$  – максимальное значение амплитудно-частотного спектра (АЧС).

Сомножитель  $\exp\left(-i\omega \frac{T_H}{2}\right)$  создает линейный наклон фазы и не является информативным, поэтому выполним его компенсацию в следующем виде:

$$G_{w0QCorr}(\omega) = G_{w0Q}(\omega) \exp\left(i\omega \frac{T_H}{2}\right). \quad (8)$$

С учетом (8) уравнение для спектра  $G_{w0QCorr}(\omega)$  запишется в виде

$$G_{w0QCorr}(\omega) = G_{Q\max} \frac{\sin \frac{\omega T_H}{2}}{\frac{\omega T_H}{2}} \exp(i\varphi_{\Sigma Q}). \quad (9)$$

В качестве примера на рис. 1–3 представлены: АЧС  $|G_{w0Q}(f)|$  (рис. 1); фазочастотный спектр (ФЧС)  $\arg(G_{w0Q}(f))$  (рис. 2); ФЧС  $\arg(G_{w0QCorr}(f))$  (рис. 3). Спектры были получены для следующих условий:  $T_H = 0,35$  с;  $\varphi_{\Sigma Q} = 0$ ;  $T_H K_{w0} |E_{0Q}| |E_{\Sigma Q}| = 1$  [В×с].

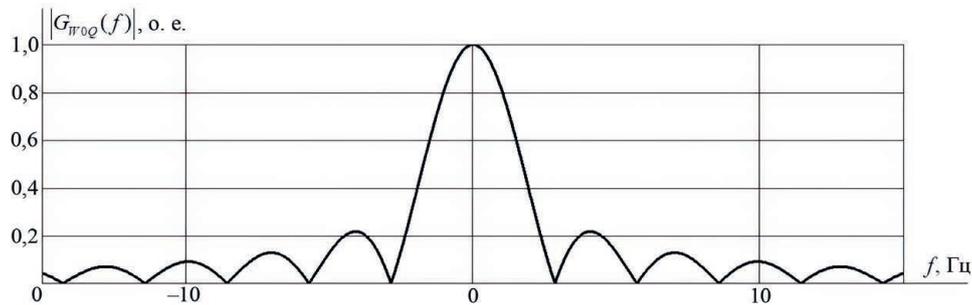


Рис. 1. Амплитудно-частотный спектр  $|G_{w0Q}(f)|$   
Fig. 1. Amplitude frequency spectrum  $|G_{w0Q}(f)|$

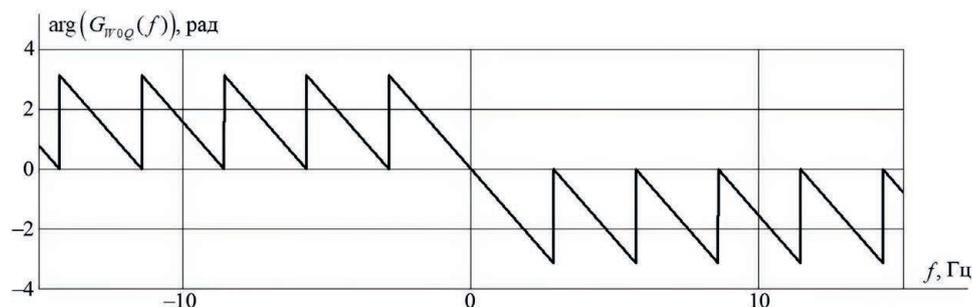


Рис. 2. Фазочастотный спектр  $\arg(G_{w0Q}(f))$   
Fig. 2. Phase frequency spectrum  $\arg(G_{w0Q}(f))$

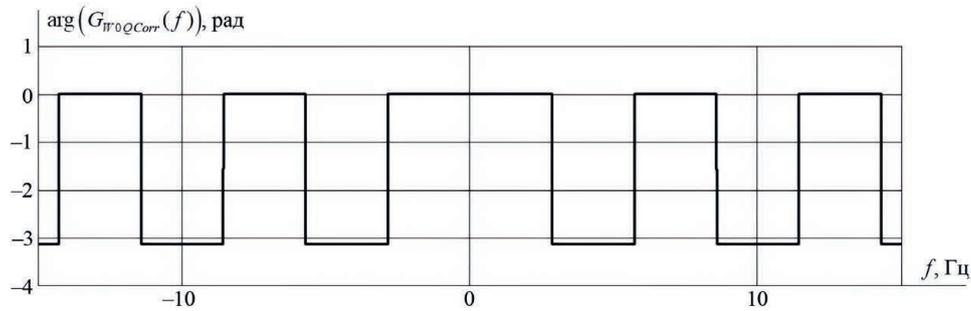


Рис. 3. Фазочастотный спектр  $\arg(G_{W0QCorr}(f))$

Fig. 3. Phase frequency spectrum  $\arg(G_{W0QCorr}(f))$

Анализ выражений (7)–(9) и рис. 1–3 показывает следующее: АЧС комплексной огибающей мешающих отражений от местного предмета является симметричным; фазы спектральных составляющих, расположенных симметрично относительно частоты  $f = 0$  Гц, одинаковы после выполнения корректировки линейного набега фазы в соответствии с (8). Это является основанием для выполнения процедуры когерентной компенсации боковых лепестков спектра мешающих отражений от местных предметов.

### Способ и алгоритм компенсации боковых лепестков спектра мешающих отражений

Способ когерентной компенсации боковых лепестков спектра мешающих отражений от местных предметов может быть изложен в следующем виде: после фазовой коррекции из спектральных составляющих правой части спектра вычитаются спектральные составляющие левой части спектра, находящиеся на частотах, отличающихся противоположным знаком. Алгоритм когерентной компенсации боковых лепестков спектра мешающих отражений от местных предметов выполняется в каждом элементе разрешения по дальности отдельно и включает следующие процедуры.

1. Прямое ДПФ в комплексном виде от принятого сигнала – совокупности сигналов, принятых в элементе разрешения по дальности в результате  $L$  зондирований пространства. Для общности будем полагать, что число точек прямого ДПФ равно значению  $N_{FT}$ . В результате в анализируемом элементе дальности формируется совокупность комплексных амплитуд спектральных составляющих  $G_W(l)$ ,  $l = \overline{0, N_{FT} - 1}$ .

2. Компенсация линейного набега фазы в спектре принятого сигнала и получение совокупности комплексных амплитуд спектральных составляющих  $G_{WCorr}(l)$ ,  $l = \overline{0, N_{FT} - 1}$ . Компенсация линейного набега фазы с учетом того, что  $T_n = T_r L$ , выполняется в соответствии с (8) в следующем виде:

$$G_{WCorr}(l) = G_W(l) \exp\left(i2\pi \frac{F_r}{N_{FT}} l \frac{T_r L}{2}\right) = G_W(l) \exp\left(i\pi \frac{L}{N_{FT}} l\right), l = \overline{0, N_{FT} - 1}. \quad (10)$$

Следует заметить, что если перед процедурой ДПФ выполняется дополнение пачки временных отсчетов сигнала нулевыми отсчетами для повышения разрешения по частоте, то независимо от места размещения нулевых отсчетов середина интервала коррекции всегда соответствует временному положению середины пачки временных отсчетов принятого сигнала. Весовая обработка принятого сигнала с использованием симметричного весового «окна» также не изменяет значения середины интервала коррекции.

3. Компенсация боковых лепестков спектра мешающих отражений от местных предметов с формированием разностного спектра выполняется в соответствии с выражением

$$G_{\Delta MO}(n) = G_{WCorr}(n) - G_{WCorr}(N_{FT} - n), n = \overline{1, N_{\Delta MO}}. \quad (11)$$

Следует отметить, что:

– компенсация выполняется относительно «нулевого» фильтра ДПФ;

– при определении верхней границы  $N_{\Delta MO}$  необходимо руководствоваться реальным диапазоном частот, в котором требуется выполнить компенсацию. В случае, когда  $N_{FT}$  является четным числом, максимальное значение  $N_{\Delta MO} = \frac{N_{FT}}{2} - 1$ ;

– разностный спектр не дает напрямую правильный знак доплеровской частоты принятого сигнала. Однако выполнение специальной обработки позволяет восстановить знак доплеровской частоты сигнала от малоскоростного объекта.

Алгоритм обработки разностного спектра с восстановлением знаков доплеровских частот полезного сигнала разработан авторами данной статьи и будет представлен в отдельной публикации.

### Результаты проверки эффективности компенсации боковых лепестков спектра мешающих отражений и выделения сигналов, отраженных от малоскоростных объектов с малой эффективной отражающей поверхностью

Естественным условием наблюдения сигнала объекта является приемлемое (десятки) отношение сигнал/шум, причем в качестве шума предполагаются внутренний шум (приемника или сумма внутреннего и внешнего шумов). Реализация данного условия реалистична – для этого требуется увеличение мощности зондирующего сигнала и коэффициента усиления антенны.

Проверка эффективности проведена на основе моделирования при следующих общих условиях: частота повторения зондирующих сигналов  $F_r = 5000$  Гц; длительность времени наблюдения  $T_n = 0,5$  с; дискретное преобразование Фурье с числом фильтров  $N_{FT} = 5000$  и интервалом расстановки фильтров  $\Delta F = \frac{F_r}{N_{FT}} = 1,0$  Гц; доплеровская частота мешающих отражений от местного предмета равна нулю, а доплеровская частота отраженного сигнала  $f_{ds} = 5,0$  Гц.

На рис. 4, 5 представлены энергетические спектры сигналов, полученные на выходах фильтров ДПФ, при соотношении амплитуды отраженного сигнала к амплитуде мешающих отражений на входе нормированного ДПФ  $\frac{A_s}{A_{MO}} = 0,1$  и отсутствии весового «окна».

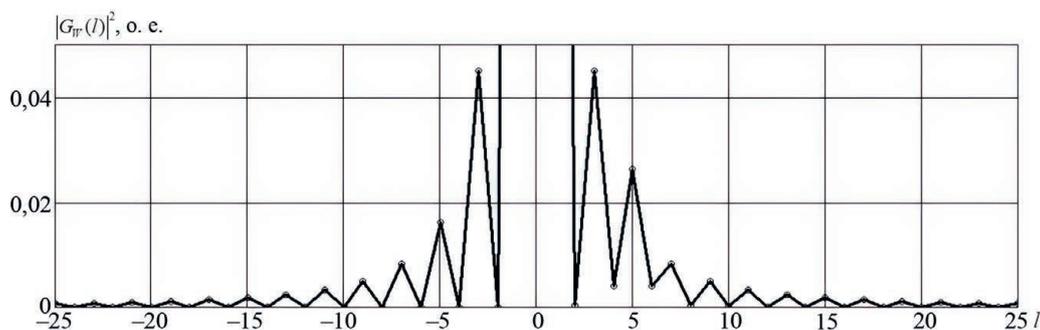


Рис. 4. Спектр принятого сигнала в области боковых лепестков при отсутствии весового «окна» (максимум мешающих отражений 1,0 о. е. в фильтре с  $l = 0$ , отраженный сигнал в фильтре с  $l = 5$ )

Fig. 4. The spectrum of the received signal in the region of the side lobes in the absence of a weight “window” (maximum interfering reflections 1,0 relative units in the filter with  $l = 0$ , reflected signal in the filter with  $l = 5$ )

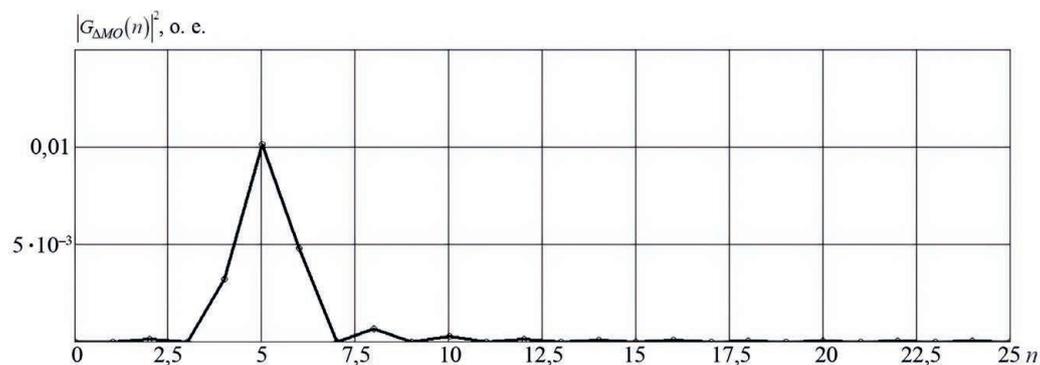


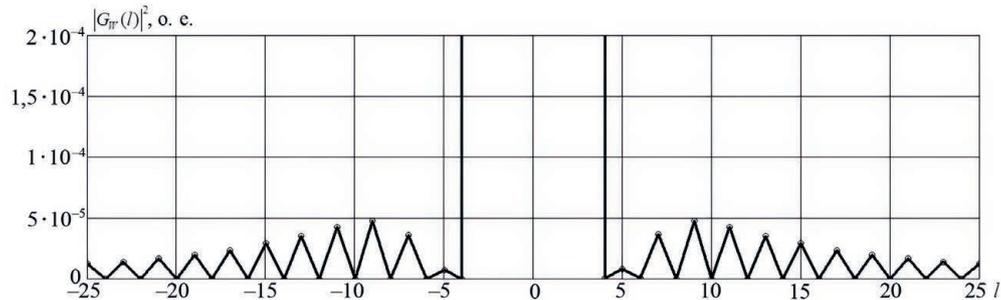
Рис. 5. Квадраты модулей комплексных амплитуд разностного спектра при отсутствии весового «окна»

Fig. 5. Squares of moduli of complex amplitudes of difference spectrum in the absence of a weight “window”

Анализ результатов, представленных на рис. 4, 5, показывает следующее:

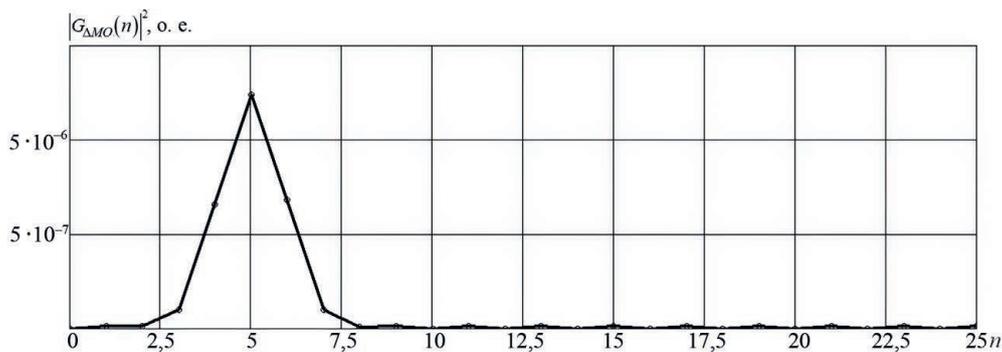
- отношение сигнал/помеха после ДПФ, сформированное по сигналам в фильтрах с номерами  $l = 5$  и  $l = -5$ , составляет  $\rho \cong 0,625$ ;
- отношение сигнал/помеха после компенсации боковых лепестков составляет  $\rho > 10$ , так как боковыми лепестками в разностном спектре являются боковые лепестки отраженного сигнала.

На рис. 6, 7 представлены энергетические спектры сигналов при соотношении амплитуды отраженного сигнала к амплитуде мешающих отражений на входе нормированного ДПФ  $A_s/A_{MO} = 0,001$  и использовании весового «окна» Хэмминга.



**Рис. 6.** Спектр принятого сигнала в области боковых лепестков с использованием весового «окна» (максимум мешающих отражений 1,0 о. е. в фильтре с  $l = 0$ , отраженный сигнал в фильтре с  $l = 5$ )

**Fig. 6.** Received signal spectrum in the side-lobe region using a weighting “window” (maximum interfering reflections 1.0 relative units in the filter with  $l = 0$ , reflected signal in the filter with  $l = 5$ )



**Рис. 7.** Квадраты модулей комплексных амплитуд разностного спектра с использованием весового «окна»

**Fig. 7.** Squares of moduli of complex amplitudes of difference spectrum using a weighting “window”

Анализ результатов, представленных на рис. 6, 7, показывает следующее:

- отношение сигнал/помеха после ДПФ, сформированное по сигналам в фильтрах с номерами  $l = 5$  и  $l = -5$ , составляет  $\rho \ll 1$ . Отраженный сигнал не виден на фоне боковых лепестков;
- отношение сигнал/помеха после компенсации боковых лепестков –  $\rho > 100$ .

## Заключение

1. Математическое описание временной структуры мешающих отражений от местного предмета указывает на упорядоченность и когерентность спектральной структуры мешающих отражений в области боковых лепестков. Это позволяет совершенно по-новому взглянуть на проблему обнаружения малоскоростных и малозаметных объектов, отраженные сигналы которых даже после когерентной междупериодной обработки маскируются боковыми лепестками спектра мешающих отражений. Разработанный способ основывается на рассмотрении боковых лепестков спектра мешающих отражений не в виде шума, традиционно определяющего предельный уровень «обеливания фона», а на когерентной спектральной структуре, поддающейся дальнейшей компенсации с выделением полезных сигналов.

2. Предлагаемый способ основан на формировании спектра принятого сигнала путем дискретного преобразования Фурье, коррекции фазовых сдвигов спектральных составляющих мешающих отражений от местных предметов в соответствии с длительностью пачки принятых сигналов и на вычитании спектральных составляющих левой части спектра из соответствующих спектральных составляющих правой его части. Алгоритм обработки разностного спектра

для восстановления знаков доплеровских частот полезного сигнала разработан авторами данной статьи и будет представлен в отдельной публикации.

3. Способ не требует специального устройства когерентной компенсации мешающих отражений. Наоборот, именно исключение традиционного устройства когерентной компенсации мешающих отражений от местных предметов, формирующего зону режекции, позволяет обеспечить условия для обнаружения объектов, движущихся со сверхмалой скоростью.

4. Предполагается, что способ может быть особенно эффективен в самой сложной ситуации – при выделении сигналов, отраженных от малоскоростных и малозаметных объектов (например, зависающих или медленно летящих квадрокоптеров), на фоне интенсивных мешающих отражений от металлоконструкций и зданий.

5. Важно отметить, что эффективность способа снижается по мере увеличения ширины спектра флуктуаций мешающих отражений, например, от различной растительности (лес, кустарник, трава), при порывистом ветре.

### Список литературы

1. Бакулев, П. А. Радиолокационные методы селекции движущихся целей / П. А. Бакулев. М.: Оборонгиз, 1958.
2. Справочник по радиолокации. В 4-х т. / Пер. с англ.; под общ. ред. К. Н. Трофимова. М.: Сов. радио, 1978. Т. 3. Радиолокационные устройства и системы.
3. Охрименко, А. Е. Основы радиолокации и радиоэлектронной борьбы. Ч. 1. Основы радиолокации / А. Е. Охрименко. М.: Воениздат, 1983.
4. Бакулев, П. А. Методы и устройства селекции движущихся целей / П. А. Бакулев, В. М. Степин. М.: Радио и связь, 1986.
5. Баскаков, С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. Изд. 3-е / С. И. Баскаков. М.: Высш. шк., 2000.
6. Гейстер, С. Р. Весовая обработка принятого сигнала в условиях мешающих отражений / С. Р. Гейстер, М. М. Музычин // Наука и военная безопасность. 2021. Т. 68, № 2. С. 25–30.

### References

1. Bakulev P. A. (1958) *Radar Methods of Moving Target Detection*. Moscow, Oborongiz Publ. (in Russian).
2. *Radar Handbook. Vol 3. Radar Devices and Systems*. (1978) Transl. from eng., ed. K. N. Trophimov. Moscow, Sovetskoe Radio Publ. (in Russian).
3. Okhrimenko A. E. (1983) *Basics of Radar and Electronic Warfare. Part 1. Basics of Radar*. Moscow, Voenizdat Publ. (in Russian).
4. Bakulev P. A., Stepin V. M. (1986) *Methods and Devices for Moving-Target Indication*. Moscow, Radio i Svyaz (in Russian).
5. Baskakov S. I. (2000) *Radio Circuits and Signals, 3<sup>rd</sup> ed*. Moscow, Vysshaya Shkola Publ. (in Russian).
6. Heister S. R., Muzychin M. M. (2021) Weight Processing of the Received Signal Under Interfering Reflections. *Science and Military Security*. 68 (2), 25–30 (in Russian).

### Вклад авторов / Authors' contribution

Авторы внесли равный вклад в написание статьи / The authors contributed equally to the writing of the article.

#### Сведения об авторах

Гейстер С. Р., д. т. н., профессор, г. н. с. ОАО «АЛЕВКУРП»

Кириченко В. В., с. н. с. ОАО «АЛЕВКУРП»

#### Адрес для корреспонденции

223027, Республика Беларусь,  
Минская обл., Минский р-н, Боровлянский с/с,  
д. Королёв Стан, ул. Московская, 1а, ком. 17  
ОАО «АЛЕВКУРП»  
Тел.: +375 29 760-86-71  
E-mail: hsr\_aero1960@mail.ru  
Гейстер Сергей Романович

#### Information about the authors

Heister S. R., Dr. of Sci. (Tech.), Professor, Chief Researcher at JSC “ALEVKURP”

Kirychenka V. V., Senior Researcher at JSC “ALEVKURP”

#### Address for correspondence

223027, Republic of Belarus,  
Minsk Region, Minsk District, Borovlyansky S/S,  
Korolev Stan Village, Moscow St., 1a, room 17  
JSC “ALEVKURP”  
Tel.: +375 29 760-86-71  
E-mail: hsr\_aero1960@mail.ru  
Heister Sergey Romanovich