

РАДИОФИЗИКА

УДК 621.396.965.21

DOI: 10.34680/2076-8052.2023.5(134).708-715

ГРНТИ 47.49.29

Специальность ВАК 1.3.4

Научная статья

СПЕЦИФИКА ПРИМЕНЕНИЯ ОКОННЫХ ФУНКЦИЙ ПРИ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ С ПСЕВДОСЛУЧАЙНЫМ ЗАКОНОМ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИИ

Жукова И. Н., Быстров Н. Е.

*Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого
(Великий Новгород, Россия)*

Аннотация Оконные функции применяются при обработке радиолокационных сигналов с целью снизить нежелательный эффект маскирования слабого сигнала движущейся цели мощными отражениями от неподвижных или медленно движущихся объектов. В радиолокационных системах с излучением и приемом на одну антенну сигналов с псевдослучайным законом амплитудно-фазовой манипуляции эффективность оконных функций ослабевает. В статье показано, что псевдослучайные паузы между фазоманипулированными импульсами псевдослучайной длительности влияют на результат взвешивания обрабатываемого сигнала оконной функцией. Определены параметры зондирующего сигнала и его сегментной обработки, при которых процедура взвешивания становится эффективной. Предложен алгоритм нормализации и интерполяции сжатых сегментов амплитудно-фазоманипулированного сигнала. Полученные результаты подтверждены моделированием обработки аддитивной смеси эхо-сигналов с разными доплеровскими частотами.

Ключевые слова: радиолокационная система, амплитудно-фазоманипулированные сигналы, сегментная обработка, оконные функции, селекция движущихся целей

Для цитирования: Жукова И. Н., Быстров Н. Е. Специфика применения оконных функций при обработке сигналов с псевдослучайным законом амплитудно-фазовой манипуляции // Вестник НовГУ. 2023. 5(134). 708-715. DOI: 10.34680/2076-8052.2023.5(134).708-715

Research Article

WINDOW FUNCTION USE SPECIFICS IN THE PROCESSING OF THE PSEUDO RANDOM AMPLITUDE-PHASE-SHIFT KEYED SIGNALS

Zhukova I. N., Bystrov N. E.

Yaroslav-the-Wise Novgorod State University (Veliky Novgorod, Russia)

Abstract Window functions are used in the radar signal processing to reduce the undesirable effect of masking a weak signal of a moving target with powerful reflections from stationary or slow-moving objects. The effectiveness of window functions weakens in radars which transmit and receive signals with pseudo random amplitude and phase-shift keying on common aerial. The article shows that pseudorandom pauses between phase-manipulated pulses of pseudo random duration affect the result of window weighted processing. The best parameters of the probing signal for weighing them by window functions during fast-time and slow-time processing are determined. An algorithm for normalization and interpolation of compressed segments of the signal with pseudorandom amplitude and phase-shift keying is proposed. The results obtained are confirmed by modeling the processing of an additive mixture of echo signals with different Doppler frequencies.

Keywords: radar, amplitude and phase-shift keying signals, fast and slow time processing, window functions, selection of moving targets

For citation: Zhukova I. N., Bystrov N. E. Window function use specifics in the processing of the pseudo random amplitude-phase-shift keyed signals // Vestnik NovSU. 2023. 5(134). 708-715. DOI: 10.34680/2076-8052.2023.5(134).708-715

Введение

Известно, что во время обработки радиолокационных сигналов взвешивание оконной функцией опорного сигнала позволяет снизить нежелательный эффект маскирования слабого сигнала движущейся цели мощными отражениями от неподвижных или медленно движущихся объектов, расположенных на одной с ней дальности [1, 2].

Разнообразие оконных функций довольно велико, их свойства подробно описаны в литературе [3, 4]. Хорошо известные весовые функции, такие как Ханны, Хэмминга, Блэкмана и другие, рассчитаны на то, что взвешиваемые данные следуют друг за другом с постоянным шагом (без пропусков). Если это условие не выполняется, эффективность применения оконных функций снижается. В радиолокационных системах (РЛС) с квазинепрерывным режимом излучения и приема на общую антенну сигналов с псевдослучайной амплитудой и фазовой манипуляцией (АФМ сигналов) паузы в обрабатываемом сигнале неизбежны. Их появление связано, с одной стороны, с псевдослучайным законом амплитудной манипуляции зондирующего сигнала, а, с другой стороны, с необходимостью кратковременного, на время излучения очередного фазоманипулированного импульса, бланкирования приемного тракта [5]. В результате актуально исследование специфики применения стандартных оконных функций при обработке АФМ сигналов. В статье предложен алгоритм взвешивания, учитывающий структурные свойства АФМ сигнала. Произведена оценка его эффективности.

Проблема весовой обработки АФМ сигналов

Зондирующий АФМ сигнал состоит из фазоманипулированных импульсов длительностью, кратной $t_x = k_x \cdot t_b$, где t_b – длительность элементарного импульса $u_0(t)$. Распределение импульсов на интервале наблюдения длительностью $T = N \cdot t_b$, случайно и описывается двоичной дискретной последовательностью $x(i) \in \{1, 0\}$ $i = 0..N_x - 1$, $N = N_x \cdot k_x$. Бинарная последовательность $z(n)$, $z(n) \in \{\pm 1\}$, $n = 0, 1..N - 1$, определяет закон манипуляции фазы зондирующего сигнала. Тогда с АФМ сигналом может быть ассоциирована дискретная троичная последовательность $w(n) = x(\lfloor n/k_x \rfloor) \cdot z(n)$, $w(n) \in \{0, \pm 1\}$, $\lfloor \cdot \rfloor$ – оператор целочисленного деления. Средняя на интервале наблюдения скважность АФМ сигнала определяется $Q = \frac{N}{\sum_{n=0}^{N-1} |w(n)|}$, а параметр $C = 1/Q$ определяет вероятность того, что n -ый импульс сигнала отличен от нуля.

Комплексная огибающая $u(t)$ АФМ сигнала описывается выражением

$$u(t) = \sum_{n=0}^{N-1} w(n) \cdot u_0(t - n \cdot t_b) \quad (1)$$

Энергия АФМ сигнала может быть описана выражением $E = CNE_b$, где E_b – энергия элементарного импульса.

На рисунке 1 представлен фрагмент модулирующей последовательности $w(n)$.

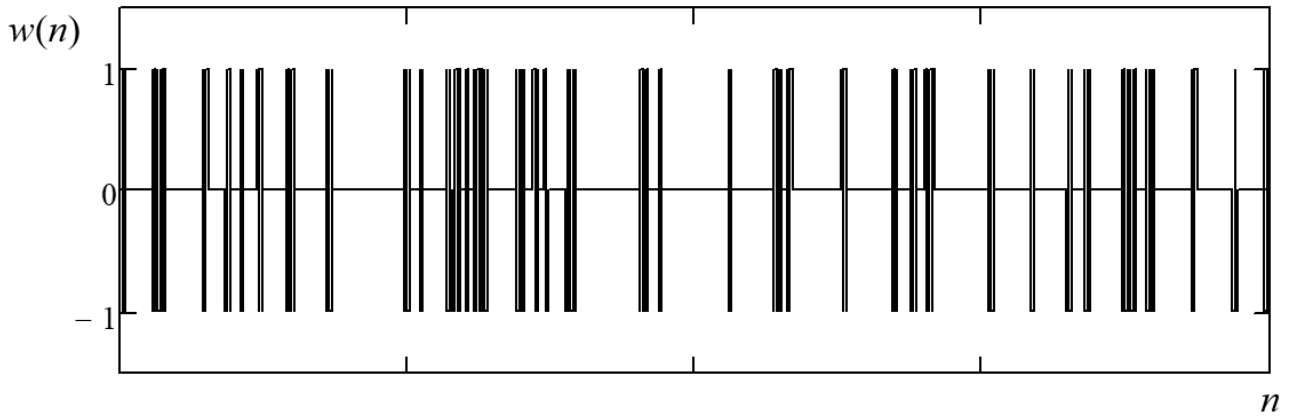


Рисунок 1. Фрагмент кодовой последовательности $w(n)$ АФМ сигнала

Обработка АФМ сигнала ведется многоканальным по задержке $\tau_m = m \cdot t_b$, $m=1,2,3,.. m_{max}$ и доплеровскому сдвигу частоты $F_v = v/T$, $v=0, \pm 1, \pm 2, .. \pm v_{max}$ корреляционным устройством. Поскольку $m_{max} \cdot t_b \ll T$, а $v_{max}/T < 1/2t_b$, корреляционную обработку целесообразно реализовать с предварительным сжатием сегментов. Длительность сегментов T_s определяется максимальным значением доплеровского сдвига частоты F_{max} обнаруживаемого сигнала, $T_s = 1/2F_{max}$. Набег фазы эхо-сигнала с максимальным доплеровским сдвигом частоты не превышает π на длительности сегмента. Тогда на интервале когерентного накопления длительностью T содержится $K_s = T/T_s$ сегментов длительностью $T_s = N_s t_b$, N_s – длина сегмента в элементарных импульсах.

Сегментная обработка АФМ сигналов описывается двумя выражениями

$$r(m, k) = \int_{k \cdot T_s}^{(k+1)T_s-1} s(t) u_B(t) u^*(t - \tau_m) dt \quad (2)$$

$$R(m, v) = \sum_{k=0}^{K_s-1} H(r(m, k)) \cdot \exp[-j2\pi F_v k T_s] \quad (3)$$

где $s(t)$ – обрабатываемый сигнал, $u_B(t) = \sum_{n=0}^{N-1} (1 - |w(n)|) \cdot u_0(t - n \cdot t_b)$ – сигнал бланкирования приемника на время излучения очередного фазоманипулированного импульса, $H(\cdot)$ – функция взвешивания сжатых сегментов, $*$ – знак комплексного сопряжения.

Выражение (2) описывает сжатие сегментов сигнала $s(t)$. Отметим, что изменение фазы отраженного сигнала на длительности сегмента не учитывается. Выражение (3) описывает спектральную обработку взвешенных сжатых сегментов.

Обычно алгоритм взвешивания состоит в умножении на оконную функцию, $H(r(m,k))=r(m,k) \cdot h(kT_s)$, где $h(t)$ – оконная функция, определенная на интервале $t=0..T-1$.

Рассмотрим аддитивную сумму $s(t)$ двух АФМ сигналов с одинаковой задержкой $\tau_s=m_{\Pi}t_b=160t_b$ и разными доплеровскими частотами. Доплеровская частота первого сигнала равна $5.5/T$. Доплеровская частота второго сигнала равна $10/T$. Мощности сигналов отличаются на 20дБ. Рисунок 2 демонстрирует квадратурные составляющие сжатых сегментов $r(m,k)$ и результат их спектральной обработки сигнала $s(t)$.

В отсутствии взвешивания, $h(t)=1$, (кривая 1 на рисунке 2), уровень нормированного к E отклика в частотных каналах пропорционален $\chi_F = \sqrt{\frac{k_x}{NC(1-C)}}$ [6]. Слабый сигнал не выделяется, поскольку его маскируют боковые лепестки мощного сигнала.

Взвешивание окном Хемминга, (кривая 2 на рисунке 2), устраняет «растекание» отклика мощного сигнала. Уровень боковых лепестков снижается до χ_F . Отклик на слабый сигнал выделяется. С увеличением базы АФМ сигнала достоверность обнаружения движущегося объекта повышается, что видно из сопоставления кривых 2 на рисунке 2 а и 2 б.

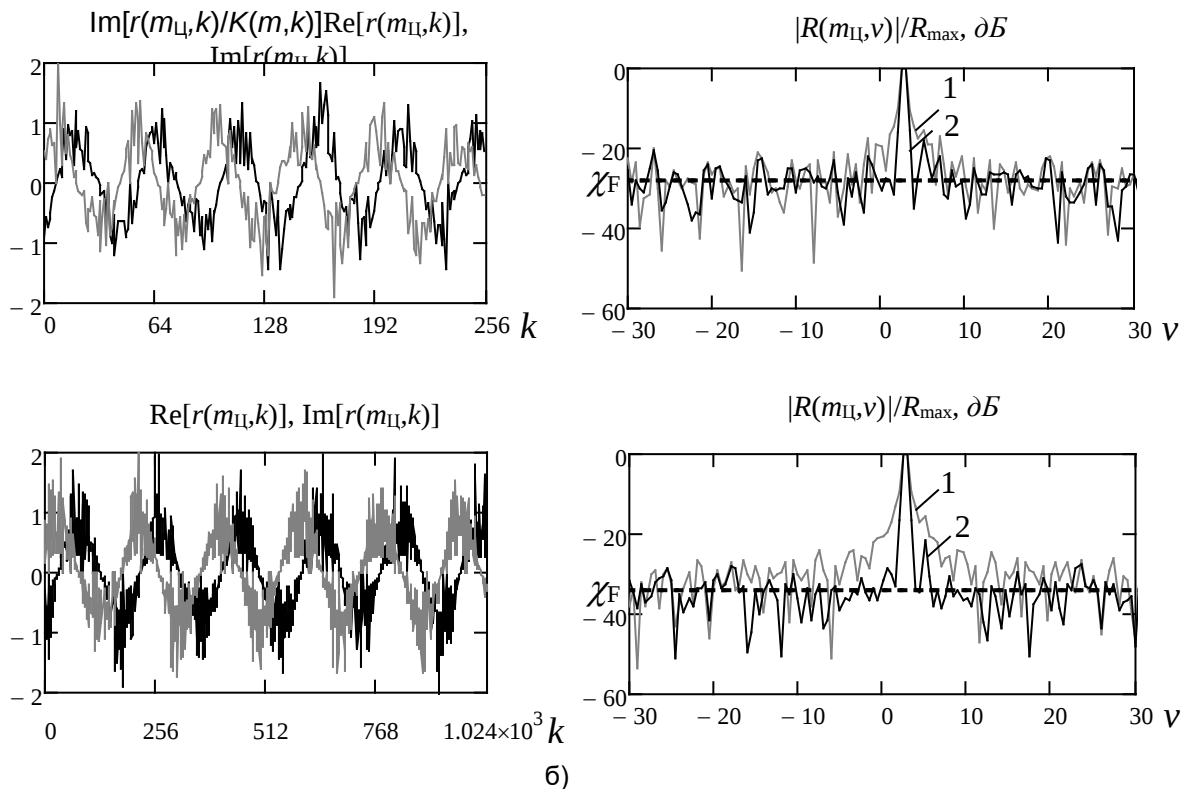


Рисунок 2. Квадратурные составляющие $r(m,k)$ и доплеровское сечение функции отклика $|R(m,v)|$.

а) $N=N1$; б) $N=4 \cdot N1$

Флуктуация значений квадратурных составляющих $r(m, k)$ свидетельствует о разном количестве фазоманипулированных импульсов мощного сигнала на длительности сегмента. Разброс энергии сегментов не позволяет снизить уровень помех по боковым лепесткам мощного сигнала до уровня боковых лепестков сектора оконной функции Хемминга в -43 дБ, ограничивая их уровнем χ_F , определяемым параметрами АФМ сигнала.

Энергия сегментов АФМ сигнала с m -ым временным сдвигом после коммутации в приемном тракте описывается выражением

$$E_S(m, k) = E_b \sum_{i=0}^{N_S-1} (1 - |w(kN_S + i)|) \cdot |w(kN_S + i - m)|, \quad (4)$$

Важно отметить, что значения $E_S(m, k)$ зависят от параметров АФМ сигнала. Среднее значение $\overline{E_S}$ энергии сегментов АФМ сигнала определяется выражением

$$\overline{E_S} = \frac{E_b}{K_S N} \sum_{k=0}^{K_S-1} \sum_{m=0}^{N-1} E_S(m, k) = (1 - C) C N_S E_b \quad (5)$$

Значение $\overline{E_S}$ зависит от длины сегмента N_S и параметра C .

Энергии сегментов длиной N_S , нормированные к $\overline{E_S}$, АФМ сигналов с m_s -ым временным сдвигом представлены на рисунке 3. Увеличение k_x (рисунки 3 а и 3 б) и Q (рисунки 3 а и 3 в) и приводит к увеличению разброса значений $E_S(m, k)$. Увеличение N_S снижает разброс энергии сегментов, степень разброса значений которой определяется коэффициентом $\mu = k_x / ((1 - C) C N_S)$. При $\mu > 0.3$ в АФМ сигнале могут встречаться «пустые» сегменты с энергией, равной нулю (отмечены точками на графиках рисунка 3 б и 3 в). Их число растет с увеличением Q и/или k_x .

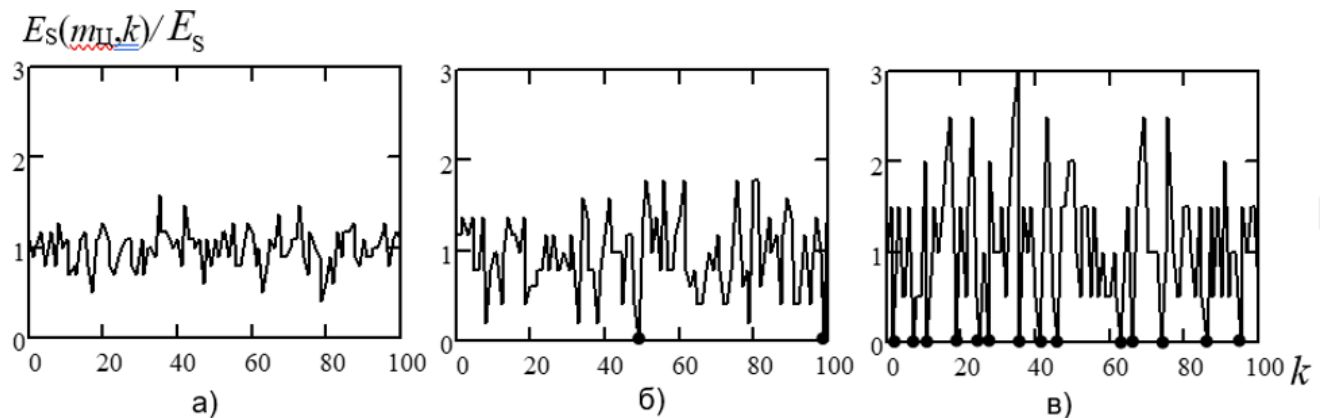


Рисунок 3. Относительное значение энергии сегментов АФМ сигнала.
а) $\mu=0.099$; б) $\mu=0.393$; в) $\mu=0.472$

Для повышения эффективности применения оконных функций при корреляционной обработке АФМ сигнала необходимо уравнивания энергии сегментов.

Обработка АФМ сигналов с нормализацией и интерполяцией сжатых сегментов

Разброс значений энергии сегментов можно устранить, если ввести нормировку $r(m,k)$ к $K(m,k)=E_s(m,k)/E_b$. Когда $K(m,k)=0$ для некоторого k -го сегмента, можно, например, принять $r(m,k)=0$. В результате предварительной нормализации сжатых сегментов уровень боковых лепестков функции отклика стал ниже χ_F , но еще не достиг уровня боковых лепестков, ожидаемых при использовании оконной функции Хемминга (см. рисунок 4 а).

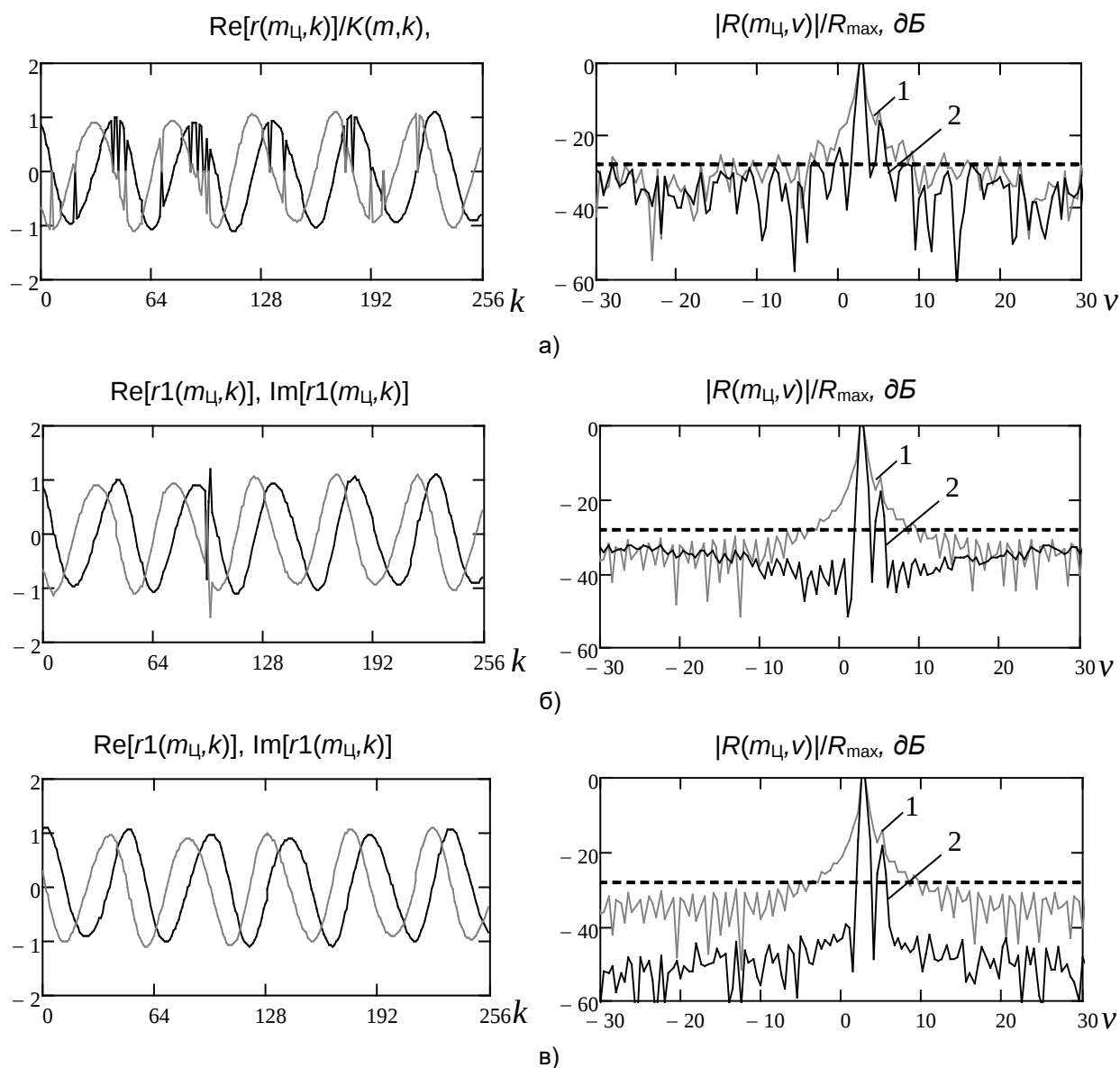


Рисунок 4. Квадратурные составляющие $r(m,k)$ и доплеровское сечение функции отклика $|R(m,\nu)|$.
а) С нормализацией сжатых сегментов; б) С нормализацией и интерполяцией сжатых сегментов;
в) С нормализацией и рекурсивной интерполяцией сжатых сегментов

Аппроксимация, например, интерполяционным полиномом Лагранжа, позволяет значительно сократить число отсчетов $r(m,k)=0$. При этом алгоритм взвешивания описывается выражениями

$$H(r(m, k)) = h(k \cdot t_b) \cdot r1(m, k)$$

$$r1(m, k) = \begin{cases} h(k \cdot t_b) \cdot \frac{r(m, k)}{K(m, k)}, & K(m, k) \neq 0 \\ h(k \cdot t_b) \sum_{l=0}^L \frac{r(m, k-l)}{K(m, k-l)} \prod_{\substack{j=0 \\ j \neq l}}^L \frac{k-j}{k-l-j}, & K(m, k) = 0 \end{cases} \quad (6)$$

где L – степень полинома Лагранжа.

В результате совместной аппроксимации и нормализации сжатых сегментов уровень боковых лепестков функции отклика приблизился к уровню боковых лепестков, характерных для оконной функции Хемминга (см. рисунок 4 б). Как следует из представленного примера, аппроксимация значений $r(m,k)=0$ дает значительные всплески, когда несколько соседних сегментов обладают нулевой энергией. Целесообразен переход к рекурсивному алгоритму аппроксимации:

$$r1(m, k) = \begin{cases} \frac{r(m, k)}{K(m, k)}, & K(m, k) \neq 0 \\ \sum_{l=0}^L r1(m, k-l) \prod_{\substack{j=0 \\ j \neq l}}^L \frac{k-j}{k-l-j}, & K(m, k) = 0 \end{cases} \quad (7)$$

В результате нормализации и интерполяции сегментов в соответствии с (7) позволяет снизить уровень помех, создаваемых мощным сигналом обнаружению слабого сигнала, до уровня боковых лепестков оконной функции Хемминга (см. рисунок 4 в).

Предлагаемый алгоритм взвешивания также работает, когда слабый сигнал движущейся цели должен быть выделен из аддитивной смеси отражений от подстилающей поверхности или протяженного неподвижного объекта. Такие отражения распределены на множестве элементов разрешения по дальности. Очевидно, что они создают дополнительный фон помех обнаружению слабого сигнала. Эффективность взвешивания в зависимости от протяженности источника помех, а также мощности создаваемых им отражений требует дополнительных исследований.

Заключение

Предлагаемый алгоритм формирования весовой функции учитывает изменение энергии сегментов АФМ сигнала на длительности когерентного накопления. Сегментная обработка с интерполяцией взвешенных сегментов позволяет улучшить выделение сигнала движущейся цели на фоне мощного отражения от неподвижной или медленно движущейся цели.

Список литературы

1. Richards M. A., Seheer J. A., Holm W. A. Principles of Modern Radar. Vol. 1: Basic Principles. Raleigh, NC: Scitech Publishing, 2010. 924 p.
2. Levanon N., Mozeson E. Radar Signals. New York, USA: Wiley, 2004. 432 p.
3. Prabhu K. M. M. Window Functions and Their Applications in Signal Processing. CRC Press. Boca Raton, FL, USA: CRC Press, 2014. 404 p.
4. Harris F. J. On the use of Windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform // Proceedings of the IEEE. 1978. 68(1). 51-83. DOI: 10.1109/PROC.1978.10837
5. Гантмахер В. Е., Быстров Н. Е., Чеботарев Д. В. Шумоподобные сигналы: анализ, синтез, обработка. Санкт-Петербург: Наука и Техника, 2005. 396 с.
6. Zhukova I. N., Bystrov N. E., Reganov V. M., Chebotarev S. D. Time-frequency cross-correlation function estimation in radars with common aerial for transmission and reception of quasicontinuous signals // Journal of Engineering and Applied Sciences. 2018. 13(11SI). 8826-8835. DOI: 10.36478/jeasci.2018.8826.8835

References

1. Richards M. A., Seheer J. A., Holm W. A. Principles of Modern Radar. Vol. 1: Basic Principles. Raleigh, NC: Scitech Publishing, 2010. 924 p.
2. Levanon N., Mozeson E. Radar Signals. New York, USA, Wiley, 2004. 432 p.
3. Prabhu K. M. M. Window Functions and Their Applications in Signal Processing. CRC Press. Boca Raton, FL, USA, CRC Press, 2014. 404 p.
4. Harris F. J. On the use of Windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform // Proceedings of the IEEE. 1978. 68(1). 51-83. DOI: 10.1109/PROC.1978.10837
5. Gantmakher V. E., Bystrov N. E., Chebotarev D. V. Shumopodobnye signaly: analiz, sintez, obrabotka [Noise-like signals: analysis, synthesis, and processing]. Saint Petersburg, Nauka i Tekhnika Publ., 2005. 396 p.
6. Zhukova I. N., Bystrov N. E., Reganov V. M., Chebotarev S. D. Time-frequency cross-correlation function estimation in radars with common aerial for transmission and reception of quasicontinuous signals // Journal of Engineering and Applied Sciences. 2018. 13(11SI). 8826-8835. DOI: 10.36478/jeasci.2018.8826.8835

Информация об авторах

Жукова Ирина Николаевна – кандидат технических наук, доцент, заведующий кафедрой, Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого (Великий Новгород, Россия), ORCID: 0000-0003-0283-3711, Irina.Zhukova@novsu.ru

Быстров Николай Егорович – доктор технических наук, доцент, главный научный сотрудник, профессор, Новгородский государственный университет имени Ярослава Мудрого (Великий Новгород, Россия), ORCID: 0009-0009-1998-8868, Nikolay.Bystrov@novsu.ru