

EDN: VZWTTT

УДК 621.3.019.3

Synthesis of a Filter of Phase-Domanipulated Signals with a Minimum Side-Lobe Level

Aleksei Yu. Kolupaev, Valerii N. Tyapkin,
Dmitii D. Dmitriev, Vasilii N. Ratushniak,
Igor V. Tyapkin* and Ivan A. Smolev
*Siberian Federal University
Krasnoyarsk, Russian Federation*

Received 16.05.2023, received in revised form 29.05.2023, accepted 31.05.2023

Abstract. The article shows the possibility of detecting airborne objects using a model of a vertical sounding radar cluster (VZ radar) with field tests and an assessment of the achievable detection characteristics. In the layout, a 13-element Barker code was used as a probing signal. The received signal is compressed in the receiver's matched filter, resulting in sidelobes around the main response. The number of side lobes is $N - 1$, where N is the number of discretized samples of the PCM signal. The side lobes have the same amplitude and triangular shape, and their level is N times less than the level of the main response [1, 2]. The presence of side lobes is undesirable due to the possible masking of a signal reflected from a target with a small effective scattering area (ESR) by side lobes of signals reflected from a target with a large ESR, which is often observed in the area of reflections from local objects. Thus, there is a risk that a target with a low RCS will not be detected by the receiver. In addition, side lobes contribute to an increase in the noise level when a target is detected in the area of reflections from local objects, hydrometeorological formations, etc. With this in mind, in the layout, to significantly reduce the level of side lobes, a side-lobe suppression device (SBSL) was developed and used using inverse filters [3]. The proposed UPBL uses inverse filtering with digital filters, due to which the side lobes of the radar pulse compressed in the receiver can theoretically be completely eliminated, and in the practical case there is a significant suppression of the side lobes.

Keywords: sidelobe suppressor, 13 element barker code, detection of air objects, vertical sounding radar.

Citation: Kolupaev, A. Yu., Tyapkin, V.N., Dmitriev, D.D., Ratushniak, V.N., Tyapkin, I.V., Smolev, I. A. Synthesis of a filter of phase-domanipulated signals with a minimum side-lobe level. J. Sib. Fed. Univ. Eng. & Technol., 2023, 16(4), 497–508. EDN: VZWTTT



Синтез фильтра фазокодоманипулированных сигналов с минимальным уровнем боковых лепестков

А. Ю. Колупаев, В. Н. Тяпкин, Д. Д. Дмитриев,
В. Н. Ратушняк, И. В. Тяпкин, И. А. Смолев
*Сибирский федеральный университет
Российская Федерация, Красноярск*

Аннотация. В статье показана возможность обнаружения воздушных объектов с помощью макета кластера радиолокационной станции вертикального зондирования (РЛС ВЗ) с проведением натурных испытаний и оценкой достижимых характеристик обнаружения. В макете в качестве зондирующего сигнала применялся 13-элементный код Баркера. Принятый сигнал сжимается в согласованном фильтре приемного устройства, в результате чего вокруг основного отклика формируются боковые лепестки. Количество боковых лепестков $N - 1$, где N – число дискрет ФКМ-сигнала. Боковые лепестки имеют одинаковую амплитуду и треугольную форму, а их уровень в N раз меньше уровня основного отклика [1, 2]. Наличие боковых лепестков нежелательно по причине возможного маскирования сигнала, отраженного от цели с малой эффективной площадью рассеяния (ЭПР), боковыми лепестками сигналов, отраженных от цели с большой ЭПР, что зачастую наблюдается в зоне отражений от местных предметов. Таким образом, существует риск, что цель с малой ЭПР не будет обнаружена приемником. Кроме того, боковые лепестки вносят вклад в увеличение уровня шумов при обнаружении цели в области отражений от местных предметов, гидрометеорообразований и т.п. Учитывая это, в макете для значительного уменьшения уровня боковых лепестков было разработано и применено устройство подавления боковых лепестков (УПБЛ) с использованием инверсных фильтров [3]. В предлагаемом УПБЛ используется обратная фильтрация с помощью цифровых фильтров, благодаря чему боковые лепестки сжатого в приемнике радиолокационного импульса теоретически могут быть полностью устранены, а в практическом случае происходит значительное подавление боковых лепестков.

Ключевые слова: устройство подавления боковых лепестков, 13-элементный код Баркера, обнаружение воздушных объектов, радиолокационная станция вертикального зондирования.

Цитирование: Колупаев А. Ю. Синтез фильтра фазокодоманипулированных сигналов с минимальным уровнем боковых лепестков / А. Ю. Колупаев, В. Н. Тяпкин, Д. Д. Дмитриев, В. Н. Ратушняк, И. В. Тяпкин, И. А. Смолев // Журн. Сиб. федер. ун-та. Техника и технологии, 2023, 16(4). С. 497–508. EDN: VZWTTTR

Введение

Для решения задач определения скорости и направления ветра на различных высотах Сибирским федеральным университетом совместно с ООО «Научно-производственное предприятие «Электрон» был разработан и изготовлен макет кластера радиолокационной станции вертикального зондирования (РЛС ВЗ). В ходе проведения его натурных испытаний проводились измерения характеристик неоднородностей атмосферы, обнаружение воздушных объектов (самолетов, вертолетов), изучалось влияние отражений от местных предметов на обнаружение слабых радиолокационных сигналов. Испытания проводились на полигоне в окрестностях г. Красноярска с записью реальных эхо-сигналов от объектов на дальностях до 40 км. В ходе работ с помощью быстродействующего регистратора был записан огромный объем данных для дальнейшего исследования в постобработке. Одной из основных целей испытаний являлось сравнение характеристик обнаружения при использовании различных зондирующих сигналов и методов их обработки.

1. Синтез весовых фильтров устройства подавления боковых лепестков

Так как длина кодов Баркера ограничена, то радиосигналы, манипулированные данным кодом, имеют автокорреляционные функции (АКФ) с довольно большим уровнем боковых лепестков. Для уменьшения их уровня применено устройство подавления боковых лепестков (УПБЛ), представляющее собой фильтр с конечной импульсной характеристикой с общей задержкой, большей, чем длительность сигнала [3]. Чем больше задержка превышает длительность сигнала, тем больше эффект от его применения. Общий вид такого фильтра представлен на рис. 1.

Пусть на вход УПБЛ поступает дискретный сигнал с выхода согласованного фильтра $\mathbf{S} = |s_1, \dots, s_N|$. Линия задержки имеет K отводов, сигнал в которых следует через время τ_0 . Так как общая задержка в устройстве больше длительности выходного сигнала согласованного фильтра, то на входе устройства будут наблюдаться M компонент выходного сигнала $\mathbf{Y}_{\text{вых}} = |y_1, \dots, y_M|$, $M=N+K-1$.

$$y_j = \begin{cases} \sum_{i=1}^j x_i \beta_{j-i+1}, & 1 \leq j \leq N, \\ \sum_{i=1}^N x_i \beta_{j-i+1}, & N \leq j \leq K, \\ \sum_{i=1+j-K}^N x_i \beta_{j-i+1}, & K \leq j \leq M. \end{cases} \quad (1)$$

Синтез такого фильтра в общем случае основывается на поиске коэффициентов β_i , максимизирующих главный лепесток выходного сигнала $y_m = L_m(\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_k) \rightarrow \max$ при заданных ограничениях на боковые лепестки $|y_j = L_m(\beta_1, \beta_2, \dots, \beta_k)| \leq 1, j = 1, \dots, M; j \neq m$ [5].

Для оценки эффективности рассчитываемого УПБЛ используем кодовую последовательность (код Баркера) длиной 13 $\{1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1\}$. Уровень боковых лепестков после прохождения согласованного фильтра обратно пропорционален количеству компонент (дискрет) кода и составляет минус 22.27 дБ. В общем случае фазокодоманипулированный сигнал по коду Баркера может быть записан в следующем виде:

$$s(t) = A_0 \cos(\omega_0 t + \pi\gamma(t) + \varphi_0), \quad (2)$$

где A_0 – амплитуда сигнала; ω_0 – круговая частота; φ_0 – начальная фаза; $\gamma(t)$ – функция фазовой манипуляции.

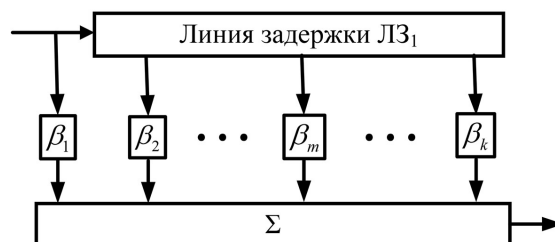


Рис. 1. Устройство подавления боковых лепестков

Fig. 1. Side lobe suppression device

При бинарной фазовой манипуляции изменение фазы сигнала на π эквивалентно умножению амплитуды на минус 1. Учитывая это, сигнал (2) будет определяться следующим выражением.

$$s_0(t) = A_0 B(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (3)$$

где $B(t)$ – функция амплитудной модуляции.

Комплексную огибающую сигнала (3) можно представить выражением $\dot{U}_s(t) = A_0 B(t) e^{i\varphi_0}$, а огибающую сигнала – выражением $U(t) = A_0 B(t)$. Огибающая сигнала $U(t)$ описывается функцией амплитудной модуляции $B = \{b_i\}$, $i = 0, \dots, N-1$, которые принимают значения $B = \{b_i\}$, $i = 0, \dots, N-1$. Функция $B(t)$ представляет собой непериодическую последовательность цифровых символов ± 1 , следующих с частотой $f_c = 1 / \tau_0$.

Если обозначить длительность кода T_c , то количество дискрет в импульсе будет равно $N = T_c / \tau_0$, где τ_0 – длительность одного дискрета радиоимпульса, тогда огибающая сигнала будет иметь вид

$$U(t) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i u_0(t - i\tau_0), \quad (4)$$

где $u_0(t - i\tau_0) = \begin{cases} 1, & \text{если } i\tau_0 \leq t \leq (i+1)\tau_0 \\ 0, & \text{если } t < 0, t > (i+1)\tau_0 \end{cases}$ – прямоугольный видеоимпульс длительностью τ_0 .

Нормированная АКФ такой последовательности – сложная функция времени и в общем виде может быть описана следующим выражением:

$$R(k\tau_0 + \varepsilon) = \left(1 - \frac{|\varepsilon|}{\tau_0} \right) \sum_{i=0}^{N-k} b_i b_{i+k} + \frac{|\varepsilon|}{\tau_0} \sum_{i=0}^{N-k-1} b_i b_{i+k+1}, \quad (5)$$

где $0 \leq k \leq (N-1)$, $0 \leq \varepsilon \leq \tau_0$, $b_i \in \{1, -1\}$.

АКФ имеет симметричную форму, состоящую из треугольных импульсов длительностью $2\tau_0$, имеющих амплитуды $N U_0^2 \tau_0$ (главный максимум) и $U_0^2 \tau_0$ (боковые лепестки).

Для синтеза УПБЛ была применена методика на основе использования инверсных фильтров с малым числом различных весовых коэффициентов [3].

Спектральная плотность мощности сигнала определяется как преобразование Фурье от АКФ комплексной огибающей и описывается выражением

$$\begin{aligned} G(\omega) &= G_{\Delta}(\omega) \left[N \pm \sum_{i=\frac{N-1}{2}}^{-1} \exp(-j\omega i 2\tau_0) \pm \sum_{i=1}^{\frac{N-1}{2}} \exp(-j\omega i 2\tau_0) \right] = \\ &= G_{\Delta}(\omega) \left[N \pm \left(\frac{\sin N\omega\tau_0}{\sin \omega\tau_0} - 1 \right) \right], \end{aligned} \quad (6)$$

где $G_{\Delta}(\omega)$ – преобразование Фурье треугольного импульса длительностью $2\tau_0$ и амплитудой $U_0^2 \tau_0$.

$$G_{\Delta}(\omega) = U_0^2 \tau_0^2 \left(\frac{\sin N \frac{\omega \tau_0}{2}}{\sin \frac{\omega}{2}} \right)^2, \quad (7)$$

а второй сомножитель обусловлен фазовой манипуляцией и для 13-элементного кода имеет вид

$$W(\omega) = N + \left(\frac{\sin N \omega \tau_0}{\sin \omega \tau_0} - 1 \right). \quad (8)$$

Сомножитель $W(\omega)$ является функцией $\sin Nx / \sin x$ и имеет в своем составе постоянную составляющую. Это обстоятельство позволяет синтезировать инверсный весовой фильтр для сигнала со спектральной плотностью $W(\omega)$. Передаточная функция такого инверсного фильтра $K(\omega)$ будет определяться следующим выражением:

$$K(\omega) = \begin{cases} [N + \varphi(\omega)]^{-1}, & N = 5, 13, \\ [N - \varphi(\omega)]^{-1}, & N = 3, 7, 11, \end{cases} \quad (9)$$

где $\varphi(\omega) = \frac{\sin N \omega \tau_0}{\sin \omega \tau_0} - 1$.

Как показано в [3], выражение (9) можно представить суммой членов геометрической прогрессии:

$$K(\omega) = \sum_{i=0}^{\infty} \beta_i \varphi^i(\omega), \quad (10)$$

где $\beta_i = \text{const}$.

Ограничивая верхний предел суммирования до L в выражении (10), получим

$$K(\omega) = \sum_{i=0}^L \beta_i \varphi^i(\omega), \quad (11)$$

Величина L определяет количество фильтров приближения и выбирается из соображений физической реализации фильтров и приемлемого уменьшения отношения сигнал/шум.

Как показано в [3], выражение (11) можно представить следующим выражением

$$K^L(\omega) = \alpha_L + \varphi(\omega) \times [\alpha_{L-1} + \dots + \varphi(\omega) [\alpha_1 + \varphi(\omega)] \dots], \quad (12)$$

где α_L – единственный коэффициент, отличный от 1 в фильтрах приближения.

Выполнив преобразование Фурье, можно определить импульсную характеристику данного фильтра:

$$h^L(t) = \alpha_L \delta(t - t_L) + h(t) \otimes [\alpha_{L-1} \delta(t - t_{L-1}) + \dots + \dots + h(t) \otimes [\alpha_1 \delta(t - t_1) + h(t)] \dots], \quad (13)$$

где $\delta(t)$ – функция Дирака; $t_i = i(N - 1) \tau_0$, $i \in [1, L]$ – характеризует задержку на отводах линии задержки; $h(t) = \sum_{i=0}^{N-1} \delta(t - 2i\tau_0) - \delta(t - t_1)$ – импульсная характеристика функции $\varphi(\omega)$; \otimes – знак свертки.

Структурная схема УПБЛ, разработанная на основе синтезированных инверсных фильтров, представлена на рис. 2.

Исходя из анализа выражения (13), УПБЛ состоит из L одинаковых фильтров с импульсной характеристикой $h(t)$ и линии задержки ЛЗ₀. В состав каждого фильтра входит ЛЗ_{*i*} с $N - 1$ отводами и сумматор. Весовому суммированию подвергается только центральный отвод ЛЗ_{*i*} с коэффициентом α_i . Центральные отводы в ЛЗ_{*i*} расположены с задержкой $t_i = (N - 1) L\tau_0$ относительно входа УПБЛ, время задержки между отводами составляет $2\tau_0$.

В качестве примера рассмотрим методику определения α_1 на примере первого фильтра. Импульсная характеристика данного фильтра определяется следующим выражением:

$$h^{(1)}(t) = \alpha_1 \delta(t - t_1) + h(t), \tag{14}$$

где $t_1 = (N - 1) \tau_0$ – задержка центрального отвода первого фильтра относительно входа

На рис. 3 приведена схема такого фильтра для 13-элементного кода Баркера, представляющего собой ЛЗ, отводы которой поступают на сумматор.

Выходной эффект $y(t)$ линейного фильтра первого приближения УПБЛ однозначно определяется сверткой его импульсной характеристики $h(t)$ с ФКМ-сигналом $x(t)$, прошедшим согласованный фильтр. Сигнал $x(t)$ на входе УПБЛ в дискретные моменты времени $t_i = i\tau_0$ для

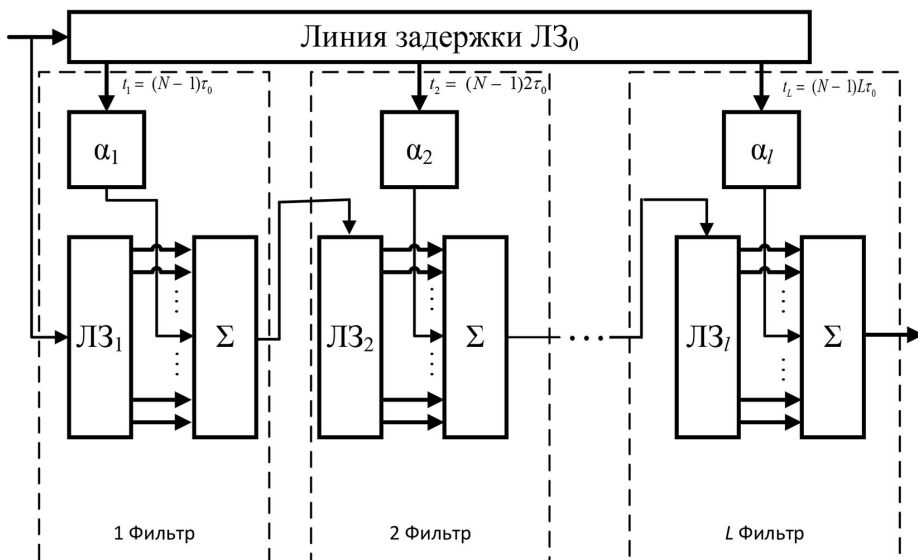


Рис. 2. Структурная схема УПБЛ

Fig. 2. Block scheme of the side lobe suppression device

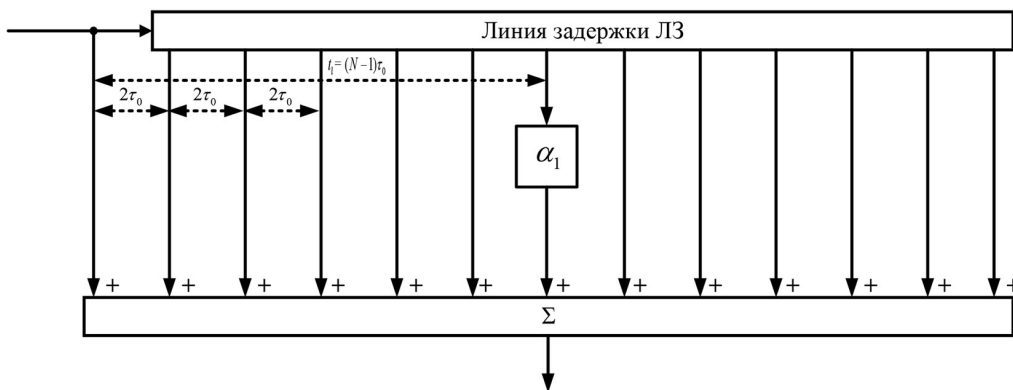


Рис. 3. Структурная схема первого фильтра

Fig. 3. Block scheme of the first filter

13-элементного кода Баркера и импульсную характеристику первого фильтра можно представить в следующем виде:

$$\mathbf{X}_{13} = (x_{13i}) = (1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1), \quad i = 1 \dots 29. \quad (15)$$

$$h_{13}^1 = (1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, \alpha_1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1).$$

Процесс прохождения сигнала через первый фильтр УПБЛ представлен в табл. 1.

Сигналы на отводах линии задержки приведены в 0...24 строках таблицы соответственно каждому j -му члену импульсной характеристики. В предпоследней строке даны значения сигнала на выходе фильтра в дискретные моменты времени $t_i = i\tau_0$. Прочерки в таблице обозначают отсутствие сигнала на данном отводе ЛЗ в заданные моменты времени.

Задача оптимизации заключается в отыскании такого значения коэффициента α_i , при котором центральная компонента максимальна, а боковые лепестки не превышают по абсолютной величине значения заданной величины максимальных боковых лепестков, не зависящих от α_i .

Таблица 1. Результат обработки сигнала в первом фильтре

Table 1. Signal processing result in the first filter

j	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	
0	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	13	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
2	1	-	-	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	13	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
4	1	-	-	-	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	13	0	1	0	1	0	1	0	1	0
6	1	-	-	-	-	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	13	0	1	0	1	0	1	0	1
8	1	-	-	-	-	-	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	13	0	1	0	1	0
10	1	-	-	-	-	-	-	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	13	0	1
12	α_1	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	α_1	0	α_1	0	α_1	0	α_1	0	α_1	0	α_1	0	α_1	0
14	1	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
16	1	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
18	1	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
20	1	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	1	0	1	0	1	0	1	0
22	1	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	1	0	1	0
24	1	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	1
Σ	1	0	2	0	3	0	4	0	5	0	6	0	$18+\alpha_1$	0	$19+\alpha_1$	0	$20+\alpha_1$	0	$21+\alpha_1$	0	$22+\alpha_1$	0	$23+\alpha_1$	0	$24+13\alpha_1$	0
	1	0	2	0	3	0	4	0	5	0	6	0	-6	0	-5	0	-4	0	-3	0	-2	0	-1	0	-288	0

Исходя из этого, условие оптимизации для первого фильтра может быть записано в следующем виде:

$$\begin{cases} (24+13a_1) \rightarrow \max \\ |18+a_1| \leq 6 \\ |19+a_1| \leq 6 \\ \vdots \\ |23+a_1| \leq 6 \end{cases} \quad (16)$$

Коэффициент a_1 определялся переборным методом целых значений от минус 1000 до 1000 специально написанной программой на языке программирования MATLAB, решающей систему (16). Лучшее решение достигается при значении $a_1 =$ минус 24. При этом максимальное значение сигнала в главном лепестке будет составлять 288, максимальное значение боковых лепестков – 6, а относительный уровень боковых лепестков составит $6/288 = 1/48$ против $1/13$ на выходе согласованного фильтра, т.е. уровень боковых лепестков после прохождения первого фильтра уменьшится приблизительно в 3,7 раза. Аналогично рассчитывались коэффициенты для второго и третьего фильтра, которые составили соответственно $a_2 = 308$ и $a_3 =$ минус 4010.

2. Оценка эффективности устройства подавления боковых лепестков

Эффективность УПБЛ оценивалась математическими расчетами, проведением моделирования с использованием пакета визуального программирования Simulink в среде MATLAB и проведением экспериментов на макете РЛС ВЗ. В качестве показателя эффективности использовались [5]:

- параметр μ , характеризующий относительный уровень боковых лепестков;
- параметр ρ^2 , показывающий, насколько ухудшается отношение сигнал/шум на выходе рассматриваемого фильтра по сравнению с согласованным.

Известно, что отношение сигнал /шум на выходе согласованного фильтра определяется следующим выражением:

$$q = \sqrt{\frac{E}{W_0}} \quad \text{или} \quad q^2 = \frac{E}{W_0}, \quad (17)$$

где E – энергия полезного сигнала; W_0 – спектральная мощность белого шума.

Отношение сигнал/шум на выходе УПБЛ в точке максимума сигнала можно привести к следующему соотношению [5]:

$$q_{\text{вых}}^2 = \frac{E}{W_0} \sum_{i=1}^N s_i s_i^* \sum_{i=1}^K h_i h_i^*, \quad (18)$$

где $R_i = \sum_{i=1}^N s_i s_i^*$ – решетчатая функция АКФ дискретного сигнала, которая для кода Баркера

имеет вид $R_l = \sum_{i=1}^l s_i s_{N-l+i}^*$ $l = 1, \dots, N$; $H = \sum_{i=1}^K h_i h_i^*$ – решетчатая функция АКФ импульсной ха-

рактеристики фильтра УПБЛ.

Если провести нормировку уровня сигнала на входе согласованного фильтра, т.е. считать амплитуду сигнала равной 1, то максимальное значение АКФ на выходе согласованного филь-

тра будет равно $R_l = \sum_{i=1}^l s_i s_{N-l+i} = N$. Тогда с учетом этого параметр ρ^2 будет определяться следующим выражением:

$$\rho^2 = \frac{q_{\text{ВЫХ}}^2}{q_{\text{ВХ}}^2} = \frac{q_{\text{ВЫХ}}^2}{E/W_0} = \frac{|\lambda_{\text{max}}|^2}{N \sum_{i=1}^K h_i h_i^*} \leq 1, \quad (19)$$

Параметр μ определяется следующим выражением:

$$\mu = \frac{\max(|\lambda_1|, \dots, |\lambda_M|)}{|\lambda_{\text{max}}|}, \quad (20)$$

где λ_{max} – модуль значения главного лепестка отклика сигнала после прохождения фильтра УПБЛ; $|\lambda_1|, \dots, |\lambda_M|$ – значение компонент боковых лепестков.

Рассчитанные значения параметров для трех фильтров приближения для различных кодов Баркера сведены в табл. 2.

Проведенное имитационное моделирование с использованием пакета визуального программирования Simulink в среде MATLAB показало высокую эффективность устройства УПБЛ. На рис. 4 показан результат сжатия двух сигналов от целей, находящихся на одном азимуте, на выходе согласованного фильтра для 13-элементного кода Баркера. Амплитуда второго сигнала в 13 раз меньше первого, время задержки между сигналами составляло $2\tau_0$.

Как видно из рис. 4, слабый сигнал фактически не виден на фоне более мощного ответного сигнала, т.е. боковые лепестки более сильного сигнала оказали маскирующее действие на слабый сигнал.

На рис. 5 показан сигнал на выходе УПБЛ, состоящего из трех инверсных фильтров. Боковые лепестки в выходном сигнале подавлены практически до нуля, слабая отметка цели хорошо разрешается на фоне более мощной отметки.

В натурных испытаниях макета кластера РЛС ВЗ проводилось исследование эффективности зондирующих сигналов в виде обыкновенных радиопульсов, 7- и 13-разрядных кодов Баркера с изменением несущей частоты от 48 МГц до 55 МГц, длительности сигнала от 1 до 10 мкс и периода повторения от 10 до 300 мкс. Использование сигналов с кодом Баркера,

Таблица 2. Значения параметров фильтров приближения для кодов Баркера

Table 2. Values of approximation filter parameters for Barker codes

Параметр, дБ	Код Баркера				
	3	5	7	11	13
ρ^2_1	минус 0,56	минус 0,36	минус 0,42	минус 0,31	минус 0,14
ρ^2_2	минус 0,98	минус 0,56	минус 0,66	минус 0,46	минус 0,21
ρ^2_3	минус 1,06	минус 0,65	минус 0,84	минус 0,6	минус 0,21
μ_1	минус 20	минус 25	минус 21,5	минус 24	минус 33,6
μ_2	минус 29	минус 35,5	минус 27,7	минус 29,4	минус 45,5
μ_3	минус 32,5	минус 43	минус 30,6	минус 31,7	минус 54,8

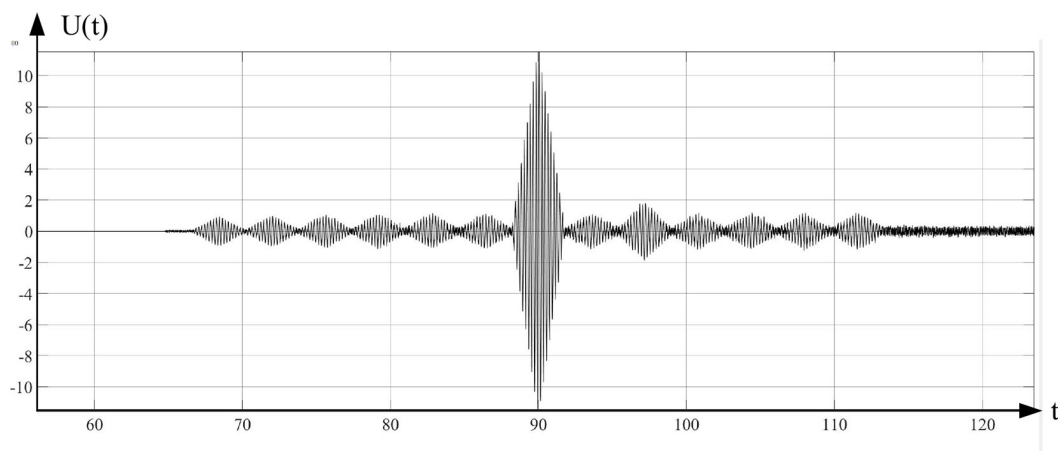


Рис. 4. Сигнал на выходе согласованного фильтра

Fig. 4. Output signal of the matched filter

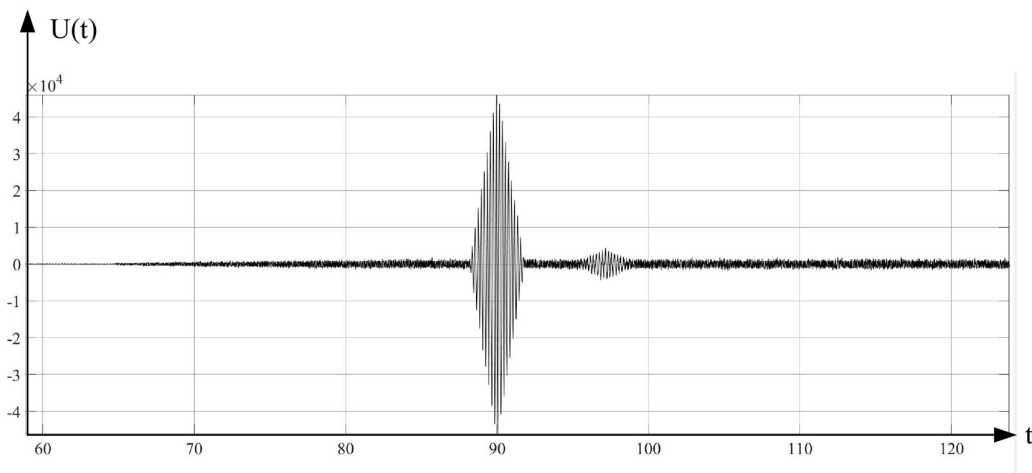


Рис. 5. Сигнал на выходе УПБЛ

Fig. 5. Output signal of the side lobe suppression device

по сравнению с простым радиоимпульсом, позволило обнаружить более слабые по мощности отраженные сигналы и произвести компенсацию мешающих сигналов от подстилающей поверхности с большим коэффициентом подавления.

Применение сигнальных процессоров и мощных ПЛИС в приемном устройстве позволяет производить огромное количество операций по цифровой обработке сигналов и реализовывать современные методы приема и обработки сигналов, в том числе и УПБЛ. Для повышения чувствительности и подавления помех использовался режим когерентного накопления сигналов. Этот режим осуществлялся в постобработке сигналов при анализе файлов, записанных в массив данных. Программа выполняла преобразование входного сигнала к комплексной огибающей, низкочастотную фильтрацию, понижение частоты дискретизации, согласованную

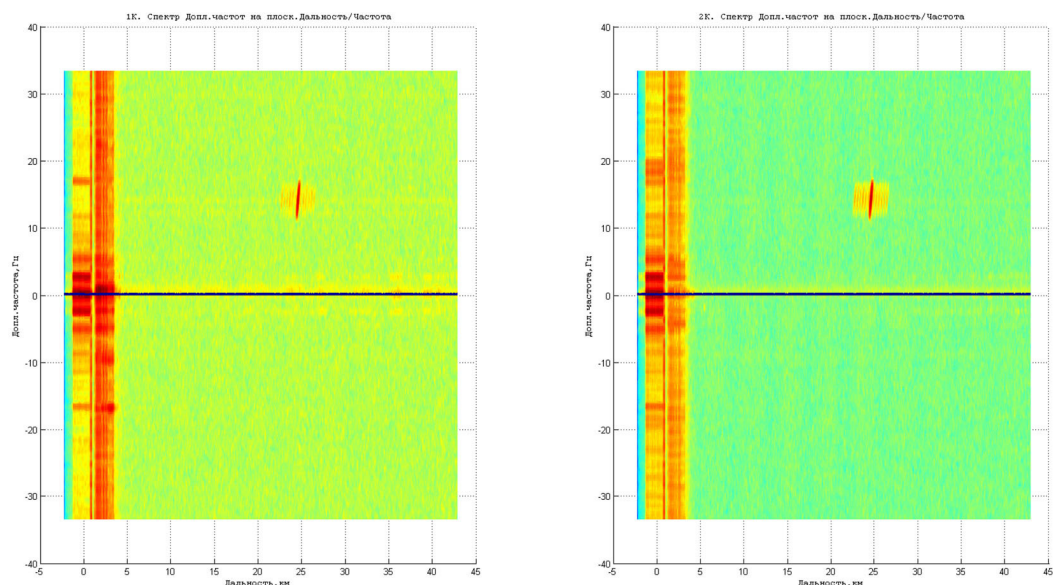


Рис. 6. Доплеровские спектры 1 и 2 каналов на 4-ой секунде от начала измерения (градиентом цвета от синего до красного показана амплитуда сигналов)

Fig. 6. Doppler spectra of channels 1 and 2 at 4 seconds from the beginning of the measurement (the color gradient from blue to red shows the amplitude of the signals)

фильтрацию сигнала и накопление сигнала по выборкам периодов повторения импульсов зондирующего сигнала.

В ходе проведения натурных испытаний макета кластера РЛС ВЗ была проведена проверка работоспособности его основных систем, и с использованием разработанных методов формирования и обработки радиолокационных сигналов оценены достижимые характеристики по их обнаружению. Кроме того, была проведена оценка возможностей по измерению наклонной дальности, скорости воздушных объектов, управления угловым положением главного лепестка диаграммы направленности.

Интересный результат проведения натурных испытаний макета кластера РЛС ВЗ заключается в выявлении возможности обнаружения воздушных целей, в том числе и маловысотных. На рис. 6 представлены осциллограммы и доплеровские спектры отраженных эхо-сигналов от пролетающего самолета. Два графика на рис. 6 соответствуют двум разным каналам приема. На графиках хорошо видны эхо-сигналы от самолета, удаленного от антенн (в момент измерения) на расстоянии 23 км и приближающегося к месту наблюдения с радиальной скоростью примерно $v_r \approx 45$ м/с

Таким образом, несмотря на некоторое снижение отношения сигнал/шум относительно оптимального фильтра, применение разработанного фильтра ФКМ-сигналов с минимальным уровнем боковых лепестков позволяет осуществлять прием отраженных эхо-сигналов от движущихся целей на фоне мощных отражений от местных предметов, а макет РЛС ВЗ показал свою работоспособность по обнаружению воздушных целей, в том числе и маловысотных, и имеет большой технический потенциал по дальнейшему улучшению его характеристик.

Список литературы / References

- [1] Дудник П. И., Кондратенков Г. С., Татарский Б. Г., Ильчук А. Р., Герасимов А. А. Авиационные радиолокационные комплексы и системы: учебник для слушателей и курсантов ВУЗов ВВС. М.: Изд-во ВВИА им. проф. Н. Е. Жуковского, 2006. 1112 с. [Dudnik P. I., Kondratenkov G. S., Tatarsky B. G., Ilchuk A. R., Gerasimov A. A. *Aviation radar complexes and systems: a textbook for students and cadets of the Air Force universities*. M.: Publishing house of VVIA name prof. N. E. Zhukovsky, 2006. 1112 p. (in Rus.)]
- [2] Калениченко С. П., Сокольников В. А. Обработка радиолокационных сигналов в цифровых фильтрах с подавлением боковых лепестков функции отклика. Изв. вузов России. Радиоэлектроника, 2009, 2, 69–75 [Kalenichenko S.P., Sokolnikov V.A., Processing of radar signals in digital filters with suppression of the side lobes of the response function. *Izv. Russian universities. Radioelectronics*, 2009, 2, 69–75 (in Rus.)]
- [3] Сьянов В. А. Весовая обработка сигналов на основе кодов Баркера с малым числом различающихся весовых коэффициентов. Изв. вузов России. Радиоэлектроника, 2015, 6, 3–7 [Syonov V.A., Weighted signal processing based on Barker codes with a small number of different weight coefficients. *Izv. Russian universities. Radioelectronics*, 2015, 6, 3–7 (in Rus.)]
- [4] Владимиров В. М., Ратушняк В. Н., Вяхирев В. А., Тяпкин И. В. Особенности сканирования атмосферы и построения радиолокационных станций вертикального зондирования с малоэлементной антенной решеткой. *Космические аппараты и технологии*, 2019. 3(4). 237–242. Doi: 10.26732/2618–7957–2019–4–237–242 [Vladimirov V.M., Ratushnyak V.N., Vyakhirev V. A., Tyapkin I. V. Features of atmospheric scanning and construction of vertical sounding radar stations with a low-element antenna array. *Space vehicles and technologies*, 2019. 3(4). 237–242. Doi: 10.26732/2618–7957–2019–4–237–242 (in Rus.)]
- [5] Амиантов И. Н. Избранные вопросы статистической теории связи. М.: Сов. радио, 1971. 416 с. [Amiantov I.N. *Selected questions of statistical communication theory*. M.: Sov. radio, 1971. 416 p. (in Rus.)]
- [6] Yilmaz KAYA, Murat UYAR, Ramazan TEKDN. *A Novel Crossover Operator for Genetic Algorithms: Ring Crossover*. Computing Research Repository Journal. 2011. Vol. abs/1105.0.
- [7] Abuiziah I., Shakarneh N., *A Review of Genetic Algorithm Optimization: Operations and Applications to Water Pipeline Systems*. International Journal of Mathematical, Computational, Physical and Quantum Engineering. 2013. Vol. 7, No. 12. P. 1262–1268.
- [8] Hesam G., Mohammad M. P., *Optimization of Matched and Mismatched Filters in Short Range Pulse Radars using Genetic Algorithm*. International Journal Image. Graphic and Signal processing (IJIGSP). 2016. Vol. 8, No. 5.I.
- [9] Завтур Е. Е., Маркович И. И., Паньчев А. И. Оценка эффективности фильтра подавления боковых лепестков при согласованной фильтрации сигналов Баркера. Известия ЮФУ. Технические науки. 2018, 8, 163–173 [Zavtur E. E., Markovich I. I., Panychev A. I. Evaluation of the efficiency of the sidelobe suppression filter with matched filtering of Barker signals, *Izvestiya South Federal University. Technical science*. 2018, 8, 163–173 (in Rus.)]