



УДК 621.396.62

В. А. Сьянов

Нижегородский государственный технический  
университет им. Р. Е. Алексеева

## Подавление боковых лепестков составных фазокодированных сигналов на основе кодов Баркера

*Рассмотрен метод подавления боковых лепестков составных фазокодированных сигналов на основе кодов Баркера с малым числом различающихся весовых коэффициентов. Оценены потери в отношении "сигнал/шум" и уровни подавления боковых лепестков составных сигналов.*

### Автокорреляционная функция, передаточная функция, инверсный фильтр, составные фазокодированные сигналы Баркера

Повышение динамического диапазона по полезным сигналам в радиолокационных системах (РЛС) позволяет существенно улучшить качество получаемой информации. В [1] предложен метод подавления боковых лепестков (БЛ) фазокодированных (ФКМ) сигналов Баркера инверсным фильтром, следующим за согласованным, с малым числом различающихся весовых коэффициентов. Показано, что применение таких устройств приводит к потерям в отношении "сигнал/шум" (ОСШ), не превышающим 1 дБ, что мало отличает подобное устройство от согласованного фильтра. Одним из недостатков предложенного устройства является малая база сигнала, ограниченная числом элементов кода Баркера  $N \leq 13$ . Известно, что увеличение базы зондирующего импульса позволяет увеличить дальность действия или разрешающую способность, а также помехозащищенность РЛС [2]. Одним из путей роста базы зондирующего импульса сложного ФКМ-сигнала на основе кодов Баркера является применение составных сигналов [3].

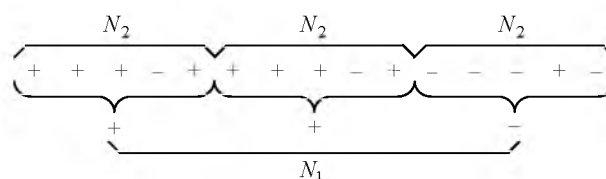
Составные бинарные ФКМ-сигналы Баркера являются частью большого класса составных сигналов. Они образуются, если каждый из элементов исходного кода Баркера представляет собой также ФКМ-сигнал. Такой составной код может быть представлен в виде свертки двух сигналов. Полученный таким образом составной код

Баркера обозначим  $N_1 \times N_2$ , где  $N_1$ ,  $N_2$  – числа элементов внешнего и внутреннего кодов соответственно. Внутренний код  $N_2$ , в свою очередь, может быть внешним кодом для сигнала  $N_3$ . Полученный таким образом составной ФКМ-сигнал  $N_1 \times N_2 \times N_3$  будет иметь базу  $B = N_1 N_2 N_3$  и т. д. Подобным способом база ФКМ-сигнала на основе кодов Баркера может быть увеличена до сколь угодно большого значения.

Рассмотрим свойства автокорреляционной функции (АКФ) составного кода Баркера на примере составного сигнала  $3 \times 5$ . Решетчатая функция комплексной огибающей сигнала единичной амплитуды, характеризующая его значения в дискретные моменты времени  $t_i = i\tau_0$ ,  $i = 0, 1, 2, \dots$ , где  $\tau_0$  – длительность парциального импульса внутреннего кода, имеет вид

$$S_{3 \times 5} = (S_{(3 \times 5)i}) = \\ = (1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, 1, -1), i = \overline{1, 15}.$$

и представлена на рисунке.



Левая половина симметричной решетчатой АКФ составного сигнала  $3 \times 5$  имеет вид

$$R_{3 \times 5} = (-1, 0, -1, 0, -5, 0, -1, 0, -1, 0, 3, 0, 3, 0, 15, \dots).$$

В области максимума АКФ уровень БЛ определяется внутренним кодом Баркера  $N_2 = 5$ , на периферии же уровень БЛ зависит от внешнего кода  $N_1 = 3$ . Несмотря на то что база составного ФКМ-сигнала  $B = N_1 N_2 = 15$  возросла по отношению к исходному сигналу  $N_2$ , относительный уровень БЛ на периферии  $\mu_1 = 1/3$  и вблизи максимума  $\mu_2 = 1/5$  определяется составляющими сигнал кодами Баркера. Поэтому с ростом базы составного сигнала уровень БЛ не уменьшается. Покажем, что задача их подавления может быть решена установкой инверсных фильтров подавления БЛ, предложенных в [1].

Найдем спектр составного кода Баркера  $N_1 \times N_2$  на выходе согласованного фильтра как преобразование Фурье от АКФ сигнала [4]:

$$G_k(f) = G_0(f)H_1(f)H_2(f), \quad (1)$$

где

$$G_0(f) = c \left( \frac{\sin \pi f \tau_0}{\pi f \tau_0} \right)^2$$

– спектр парциального треугольного импульса внутреннего кода Баркера;  $H_1(f)$ ,  $H_2(f)$  – множители, обусловленные фазовой манипуляцией внутренним и внешним кодами Баркера соответственно, причем  $c = \text{const}$ ;  $\tau_0$  – длительность парциального импульса. Множители имеют следующий вид [1]:

$$H_1(f) = \begin{cases} N_1 - 1 + \frac{\sin 2\pi f B \tau_0}{\sin 2\pi f N_2 \tau_0}, & N_1 = 5, 13; \\ N_1 + 1 - \frac{\sin 2\pi f B \tau_0}{\sin 2\pi f N_2 \tau_0}, & N_1 = 3, 7, 11; \end{cases}$$

$$H_2(f) = \begin{cases} N_2 - 1 + \frac{\sin 2\pi f N_2 \tau_0}{\sin 2\pi f \tau_0}, & N_2 = 5, 13; \\ N_2 + 1 - \frac{\sin 2\pi f N_2 \tau_0}{\sin 2\pi f \tau_0}, & N_2 = 3, 7, 1, \end{cases}$$

где  $B = N_1 N_2$  – база составного кода.

Из (1) следует, что наличие множителей  $H_1(f), H_2(f)$  позволяет подавлять БЛ, последовательно соединяя инверсные фильтры внутреннего и внешнего кода либо по отдельности, либо одновременно [1]. Передаточная функция

инверсного фильтра подавления БЛ составного кода Баркера  $N_1 \times N_2$  для фильтров приближений  $l_1$  и  $l_2$  имеет вид

$$G_{l_1 l_2}^{(N_1 \times N_2)}(f) = G_{l_1}^{(N_1)}(f) G_{l_2}^{(N_2)}(f), \quad (2)$$

где  $G_{l_1}^{(N_1)}(f)$ ,  $G_{l_2}^{(N_2)}(f)$  – передаточные функции инверсных фильтров подавления боковых лепестков внешнего кода  $N_1$  в приближении  $l_1$  и внутреннего кода  $N_2$  в приближении  $l_2$  соответственно.

Передаточные функции составляющих фильтров определяются следующим образом:

$$G_{l_1}^{(N_1)}(f) = \alpha_{l_1}^{(N_1)} + \varphi_{N_1}(f) \left[ \alpha_{l_1-1}^{(N_1)} + \dots + \varphi_{N_1}(f) \left[ \alpha_1^{(N_1)} + \varphi_{N_1}(f) \dots \right] \right];$$

$$G_{l_2}^{(N_2)}(f) = \alpha_{l_2}^{(N_2)} + \varphi_{N_2}(f) \left[ \alpha_{l_2-1}^{(N_2)} + \dots + \varphi_{N_2}(f) \left[ \alpha_1^{(N_2)} + \varphi_{N_2}(f) \dots \right] \right],$$

где  $\alpha_{l_1}^{(N_1)}$ ,  $\alpha_{l_1-1}^{(N_1)}$ , ...,  $\alpha_1^{(N_1)}$  – весовые коэффициенты внешнего кода  $N_1$  приближения  $l_1 = 1, 2, 3, \dots$ ;

$$\varphi_{N_1}(f) = \frac{\sin 2\pi f \tau_0 B}{\sin 2\pi f N_2 \tau_0} - 1$$

– спектр АКФ боковых лепестков внешнего кода  $N_1$ ;

$\alpha_{l_2}^{(N_2)}$ ,  $\alpha_{l_2-1}^{(N_2)}$ , ...,  $\alpha_1^{(N_2)}$  – весовые коэффициенты внутреннего кода  $N_2$  приближения  $l_2 = 1, 2, 3, \dots$ ;

$$\varphi_{N_2}(f) = \frac{\sin 2\pi f \tau_0 N_2}{\sin 2\pi f \tau_0} - 1$$

– спектр АКФ боковых лепестков внутреннего кода  $N_2$ .

Фурье-преобразование (2) дает импульсную характеристику инверсного фильтра

$$g_{l_1 l_2}^{(N_1 \times N_2)}(t) = g_{l_1}^{(N_1)}(t) \otimes g_{l_2}^{(N_2)}(t),$$

где  $g_{l_1}^{(N_1)}(t)$ ,  $g_{l_2}^{(N_2)}(t)$  – импульсные характеристики инверсных фильтров внешнего кода в приближении  $l_1$  и внутреннего кода в приближении  $l_2$  соответственно;  $\otimes$  – символ операции свертки.

Импульсная характеристика инверсного фильтра внешнего кода в приближении  $l_1$  имеет вид

Таблица 2

Составной код Баркера	$\rho$ , дБ	$\mu$ , дБ	База сигнала
3×3	1.12	20.0	9
5×5	0.72	25.0	25
5×5	1.12	35.5	25
7×7	1.32	27.7	49
5×11	1.16	31.7	55
7×11	1.12	27.7	77
11×11	0.92	29.4	121
5×5×5	1.08	25.0	125
13×13	0.28	34.0	169
13×13	0.42	45.5	169
13×13	0.42	54.8	169
5×13×13	0.84	34.0	845
5×13×13	1.07	43.0	845
11×13×13	0.88	31.7	1859
13×13×13	0.42	34.0	2197
13×13×13	0.63	45.5	2197
13×13×13	0.63	54.8	2197
5×13×13×13	0.98	34.0	10 985
13×13×13×13	0.84	54.8	28 561
13×13×13×13×13	1.05	54.8	371 293
13×13×13×13×13×13	0.84	34.0	4 826 809

$$g_{l_1}^{(N_1)}(t) = \alpha_{l_1}^{(N_1)} \delta \left[ t - t_{l_1}^{(N_1)} \right] + g_{N_1}(t) \otimes \left\{ \alpha_{l_1-1}^{(N_1)} \delta \left[ t - t_{l_1-1}^{(N_1)} \right] + \dots + g_{N_1}(t) \otimes \left\{ \alpha_1^{(N_1)} \delta \left[ t - t_1^{(N_1)} \right] + g_{N_1}(t) \dots \right\} \right\},$$

где  $\delta[\cdot]$  – дельта-функция Дирака;

$$t_{l_1-i+1}^{(N_1)} = i(N_1 - 1)N_2\tau_0, \quad i \in [1, l_1]$$

– задержки между отводами с весовыми коэффициентами  $\alpha_{l_1}^{(N_1)}$  в инверсном фильтре внешнего кода  $N_1$ ;

$$g_{N_1}(t) = \sum_{i=0}^{N_1-1} \delta(t - 2iB\tau_0) - \delta \left[ t - t_1^{(N_1)} \right]$$

– фурье-преобразование  $\varphi_{N_1}(f)$ .

Инверсный фильтр внутреннего кода в приближении  $l_2$  имеет импульсную характеристику

$$g_{l_2}^{(N_2)}(t) = \alpha_{l_2}^{(N_2)} \delta \left[ t - t_{l_2}^{(N_2)} \right] + g_{N_2}(t) \otimes \left\{ \alpha_{l_2-1}^{(N_2)} \delta \left[ t - t_{l_2-1}^{(N_2)} \right] + \dots + g_{N_2}(t) \otimes \left\{ \alpha_1^{(N_2)} \delta \left[ t - t_1^{(N_2)} \right] + g_{N_2}(t) \dots \right\} \right\},$$

где

$$t_{l_2-j+1}^{(N_2)} = j(N_2 - 1)\tau_0, \quad j \in [1, l_2]$$

– задержки между отводами с весовыми коэффициентами  $\alpha_{l_2}^{(N_2)}$  в инверсном фильтре внутреннего кода;

$$g_{N_2}(t) = \sum_{j=0}^{N_2-1} \delta(t - 2jN_2\tau_0) - \delta \left[ t - t_1^{(N_2)} \right]$$

– фурье-преобразование  $\varphi_{N_2}(f)$ .

Структуры инверсных фильтров и их весовые коэффициенты приведены в [1].

Таблица 1

Параметр, дБ	N				
	3	5	7	11	13
$\rho_1$	-0.56	-0.36	-0.42	-0.31	-0.14
$\rho_2$	-0.98	-0.56	-0.66	-0.46	-0.21
$\rho_3$	-1.06	-0.65	-0.84	-0.60	-0.21
$\mu_1$	-20.00	-25.00	-21.50	-24.00	-34.00
$\mu_2$	-29.00	-35.50	-27.70	-29.40	-45.50
$\mu_3$	-32.50	-43.00	-30.60	-31.70	-54.80

Коэффициент потерь в ОСШ для инверсного фильтра подавления БЛ составного кода Баркера  $N_1 \times N_2$  ввиду линейности схемы обработки можно найти в виде суммы  $\rho = \rho_{l_1} + \rho_{l_2}$ , где  $\rho_{l_1}$ ,  $\rho_{l_2}$  – коэффициенты потерь инверсных фильтров  $l_1$ -го и  $l_2$ -го приближений внешнего и внутреннего кодов соответственно. В табл. 1 [1] представлены коэффициенты потерь и относительные уровни подавления БЛ инверсными фильтрами, определенные с использованием первого, второго и третьего приближений для порождающей последовательности Баркера длиной  $N$ .

Воспользовавшись данными табл. 1, найдем некоторые составные коды с коэффициентом потерь в ОСШ примерно -1 дБ (табл. 2).

Из представленных данных видно, что составные ФКМ-сигналы имеют пренебрежимо малые потери ОСШ, т. е. дают результаты, мало отличающиеся от согласованной фильтрации. Уровень подавления БЛ относительно нормированного к единице максимума сигнала зависит от потерь в ОСШ и порядка  $l_j$ -го приближения инверсного фильтра подавления БЛ и может достигать значения -54 дБ. Высокой эффективностью подавления БЛ при условии малости потерь обладают коды Баркера из пяти и тринадцати элементов. Из представленных данных видно, что использование составных сигналов на основе тринадцатиеlementных кодов Баркера позволяет увеличить базу импульсного сигнала до значения  $10^6$  и более при условии малости потерь в ОСШ.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сьянов В. А. Весовая обработка сигналов на основе кодов Баркера с малым числом различающихся весовых коэффициентов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2015. № 6. С. 3–7.

2. Бакулев П. А. Радиолокационные системы: учеб. для вузов. М.: Радиотехника, 2004. 320 с.

Статья поступила в редакцию 16 декабря 2016 г.

**Для цитирования:** Сьянов В. А. Подавление боковых лепестков составных фазокодомодулированных сигналов на основе кодов Баркера // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 2. С. 53–56.

**Сьянов Владимир Александрович** – кандидат технических наук (1984), доцент (1991) кафедры информационных радиосистем Нижегородского государственного технического университета им. Р. Е. Алексева. Автор более 30 научных работ. Сфера научных интересов – радиолокация, цифровая обработка сигналов. E-mail: suanov51@mail.ru

---

V. A. Syanov

Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev

### Suppression of Side Lobe Signals Based on Compound Barker Codes

**Abstract.** A method of side lobe suppression for PSK signals based on the compound Barker codes with a small number of distinct weights is considered. Mismatched filters are then used in cascade with the matched filter to suppress the side lobes. The mismatched filter is based on an implementation of inverse of the autocorrelation function of the compound Barker code used. The technique of SNR loss estimation of compound Barker codes is presented. The different combinations of compound Barker codes with SNR losses not exceeding 1dB are given. The possibility to increase processing gain up to the value of  $10^6$  is described.

**Key words:** Autocorrelation Function, Transfer Function, Inverse Filter, Compound Barker Codes

## REFERENCES

1. Syanov V. A. Weighted signal processing based on Barker codes with a small number of differing weight coefficients. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2015, no. 6, pp. 3–7. (In Russian)

2. Bakulev P. A. *Radiolokatsionnye sistemy. Uchebnik dlya vuzov* [Radar Systems. Textbook for High Schools]. Moscow, *Radiotekhnika*, 2004, 320 p. (In Russian)

Received December, 16, 2016

**For citation:** Syanov V. A. Suppress of Side Lobe Signals Based on the Compound Barker Codes. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii Rossii. Radioelektronika* [Journal of the Russian Universities. Radioelectronics]. 2017, no. 2, pp. 53–56. (In Russian)

**Vladimir A. Syanov** – Ph.D. in Engineering (1984), Associate Professor (1991) of the Department of Information Radio Systems of Nizhny Novgorod State Technical University n. a. R. E. Alekseev. The author of more than 30 scientific publications. Area of expertise: radiolocation; digital signal processing.

E-mail: suanov51@mail.ru

---