

УДК 621.391.26

**А. А. Дятко**, кандидат технических наук, доцент (БГТУ);  
**П. Н. Шумский**, кандидат технических наук, доцент (КБ «Радар»);  
**С. Н. Ярмолик**, кандидат технических наук, доцент (УО ВАРБ)

### ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫЕ СИГНАЛЫ НА ОСНОВЕ ВЗАИМНЫХ КОДОВ И ИХ ВНУТРИПЕРИОДНАЯ ОБРАБОТКА

В работе рассмотрены возможности использования фазоманипулированных сигналов, построенных на основе дискретных псевдослучайных последовательностей. Показано, что удлинение импульсной характеристики фильтра оптимальной обработки при наличии шума не является эффективным средством снижения боковых лепестков сжатого сигнала. Исследованы особенности внутрипериодной обработки парных фазоманипулированных сигналов, построенных на основе взаимных кодов, при различных способах зондирования.

In the article the opportunities of using of signals with phase manipulation, which constructed on the basis of discrete pseudo-casual sequences, are considered. It is shown, that lengthening of the pulse characteristic of the optimum processing filter at presence of noise is not effective means of decrease in lateral petals of the compressed signal. The features of in-period processing of signals with phase manipulation, constructed on the basis of mutual codes, are considered for various ways of sounding.

**Введение.** В современных радиолокационных системах широко используются методы согласованной фильтрации сигналов известной формы. Для повышения эффективности таких систем применяются сигналы с большим значением базы ( $B = T_0 \Delta f_0 \gg 1$ , где  $T_0$  – длительность импульса;  $\Delta f_0$  – ширина спектра сигнала). Наибольшее распространение получили сигналы с бинарной фазовой манипуляцией (ФМ), построенные на основе дискретных псевдослучайных последовательностей (ПСП). Форма выходного сигнала фильтра оптимальной обработки фазоманипулированных сигналов (при отсутствии расстройки по частоте) определяется его автокорреляционной функцией и характеризуется наличием боковых лепестков определенного уровня. В этом случае эффективное решение задачи обнаружения целей предполагает использование дополнительных мер, направленных на снижение уровня боковых лепестков сжатого сигнала.

В данной статье рассматриваются особенности формирования и обработки фазоманипулированных сигналов, основанных на применении взаимных кодов. Такие сигналы обрабатываются в парных линейных фильтрах и характеризуются минимальным уровнем боковых лепестков сжатого сигнала.

**Основная часть.** Оптимальная внутрипериодная обработка ФМ сигналов осуществляется с помощью согласованного фильтра, состоящего из линии задержки с отводами, набора инверторов, сумматора и фильтра одиночного дискрета [1, 2]. Огибающая выходного сигнала такого фильтра (при отсутствии расстройки по частоте) определяется его автокорреляционной функцией.

В настоящее время известен ряд кодов, которые можно использовать при манипуляции фазы импульсных и непрерывных радиолокационных сигналов [1–3]. Среди них особое место занимают коды Баркера. Полученные на их основе импульсные фазоманипулированные сигналы имеют при заданном количестве дискрет  $N_d$  минимально возможный уровень боковых лепестков ( $1/N_d$ ) автокорреляционной функции (рис. 1, а).

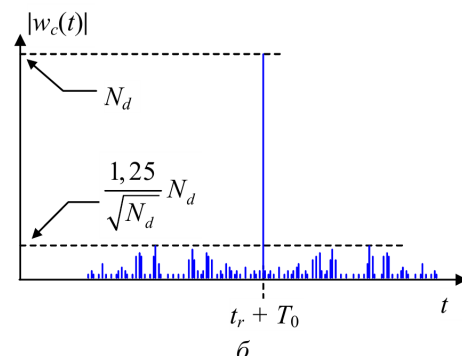
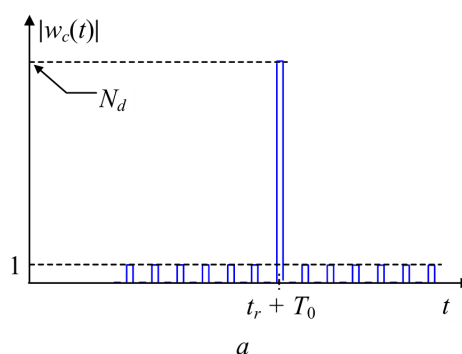


Рис. 1. Модуль выходного сигнала оптимального фильтра сжатия ФМ сигнала ( $t_r$  – время запаздывания отраженного сигнала):  
 а – 13-дискретный код Баркера;  
 б – 63-дискретная  $M$ -последовательность

Основным недостатком, ограничивающим практическое использование таких сигналов в радиолокации, является достаточно высокий уровень боковых лепестков сжатого по времени сигнала, обусловленный отсутствием кодов Баркера для  $N_d > 13$ .

Рассмотренное ограничение отсутствует для кодов, построенных на основе линейных рекуррентных последовательностей ( $M$ -последовательности). Однако эти сигналы характеризуются минимальным уровнем боковых лепестков, равным  $1,25/\sqrt{N_d}$ . Используя длинные псевдослучайные последовательности, возможно получить приемлемый уровень боковых лепестков сжатых сигналов (рис. 1, б). Однако в условиях ограниченного времени наблюдения целей, а также при их обнаружении на фоне интенсивных мешающих отражений, использование таких сигналов требует дополнительных мер, направленных на снижение уровня боковых лепестков сжатого сигнала [1].

В настоящее время задача подавления боковых лепестков сжатого ФМ сигнала полностью не решена. Приводимые в литературе способы характеризуются определенными ограничениями. На рис. 2, а приведены результаты моделирования выходного сигнала одного из квазиоптимальных фильтров обработки [4], обеспечивающего снижение уровня боковых лепестков сжатого сигнала.

Очевидно, что при наличии некоррелированного шума происходит разрушение автокорреляционных свойств сигнала, и уровень боковых лепестков сжатого сигнала существенно возрастает (рис. 2, б).

Достаточно эффективным является способ уменьшения боковых лепестков, основанный на использовании для внутрипериодной обработки не согласованного фильтра, а фильтра со специально подобранной импульсной характеристикой, выходной сигнал которого имеет требуемый уровень боковых лепестков [5].

Вид квазиоптимального фильтра обработки КФМ радиоимпульса, построенного на основе 5-дискретного кода Баркера (+1, -1, +1, +1, +1), характеризующегося удлиненной импульсной характеристикой и выходным сигналом с минимальным уровнем боковых лепестков, представлен на рис. 3.

Рассматриваемый случай квазиоптимальной внутрипериодной обработки сопровождается некоторым проигрышем в отношении сигнал/шум в максимуме выходного сигнала по сравнению с оптимальной величиной, однако это компенсируется существенным снижением уровня боковых лепестков [5]. Причем подавление боковых лепестков приводит к расширению области существования боковых лепестков выходного сигнала.

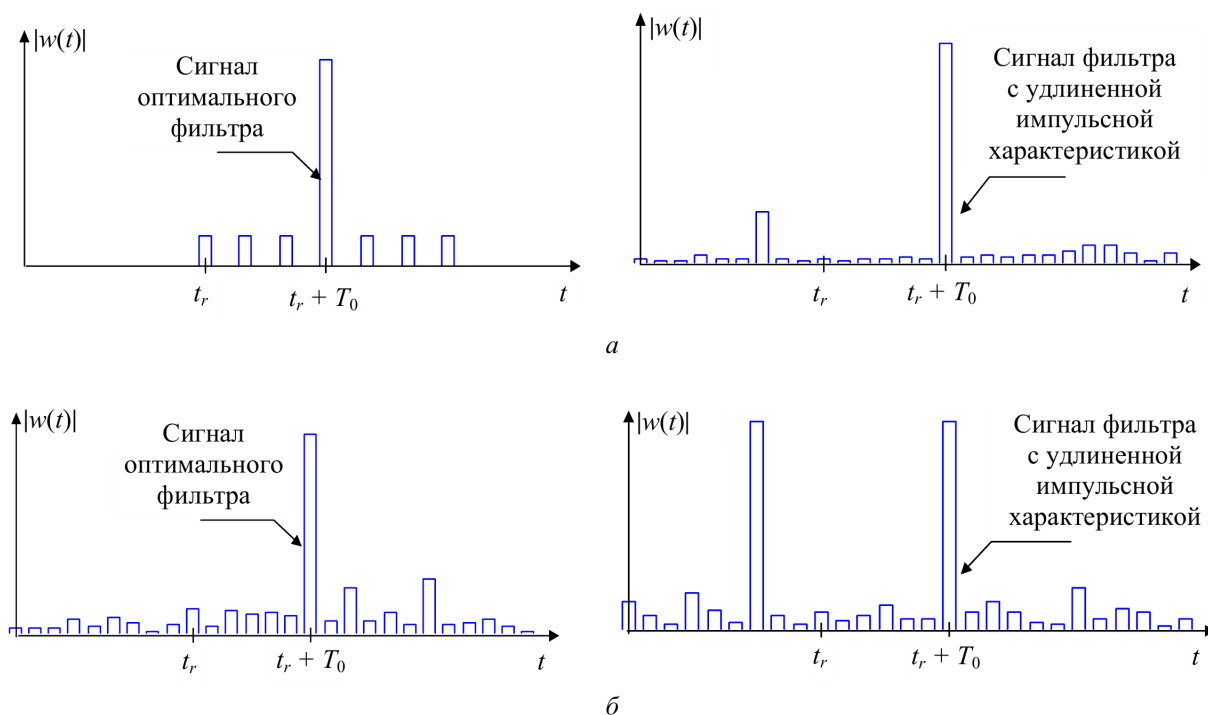


Рис. 2. Модуль выходного сигнала фильтра оптимальной обработки и фильтра, обеспечивающего снижение уровня боковых лепестков сжатого сигнала (7-дискретный код Баркера):  
 а – без учета шума; б – отношение сигнал/шум 12 Дб

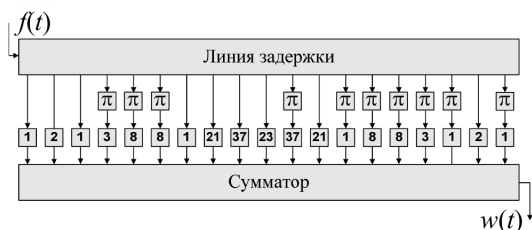


Рис. 3. Фильтр обработки 5-дискретного КФМ сигнала, характеризующийся минимальным уровнем боковых лепестков

На рис. 4 приведены результаты моделирования выходного сигнала рассмотренного фильтра сжатия. Для сравнения показан выходной сигнал классического оптимального фильтра сжатия.

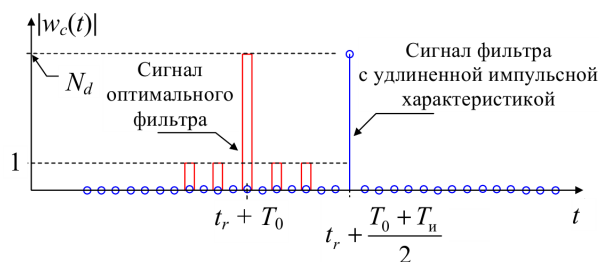


Рис. 4. Выходной сигнал фильтра квазиоптимальной обработки 5-дискретного сигнала ( $T_n$  – длительность удлиненной импульсной характеристики фильтра)

Результаты моделирования показывают, что рассмотренный подход позволяет уменьшить уровень боковых лепестков сжатого 5-дискретного сигнала в 27,8 раз. Причем эффективность подавления боковых лепестков увеличивается с удлинением импульсной характеристики фильтра сжатия приблизительно экспоненциально [5]. Однако среди большого разнообразия различных дискретных фазоманипулированных сигналов имеются сигналы, хорошо «поддающиеся» неоптимальной обра-

ботке, и сигналы, для которых «несогласованный» прием слабо эффективен. В частности, коды Баркера с числом дискрет 5 и 13 в этом смысле более эффективны, чем с числом дискрет 7 и 11 [5].

Необходимо отметить, что при внутрипериодной обработке аддитивной смеси полезного отраженного сигнала и некоррелированного шума уровень боковых лепестков сжатого выходного сигнала фильтра с удлиненной импульсной характеристикой оказывается соизмеримым с уровнем боковых лепестков выходного сигнала классического оптимального фильтра (рис. 5).

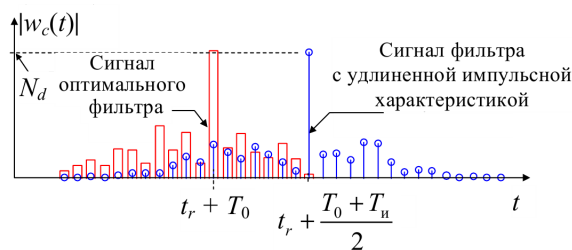


Рис. 5. Реализация выходного сигнала фильтра обработки 5-дискретного сигнала на фоне некоррелированного шума (отношение сигнал/шум 12 Дб)

Данный факт существенно ограничивает область практического применения рассмотренных квазиоптимальных фильтров.

Полное отсутствие боковых лепестков на выходе фильтра сжатия позволяет обеспечить использование парных фазоманипулированных сигналов, основанных на применении взаимных кодов [1, 6]. Такие сигналы обрабатываются в парных линейных фильтрах.

Вид законов модуляции парных сигналов при числе дискрет  $N_d = 8$ , а также соответствующие им импульсные характеристики фильтров внутрипериодной обработки приведены на рис. 6.

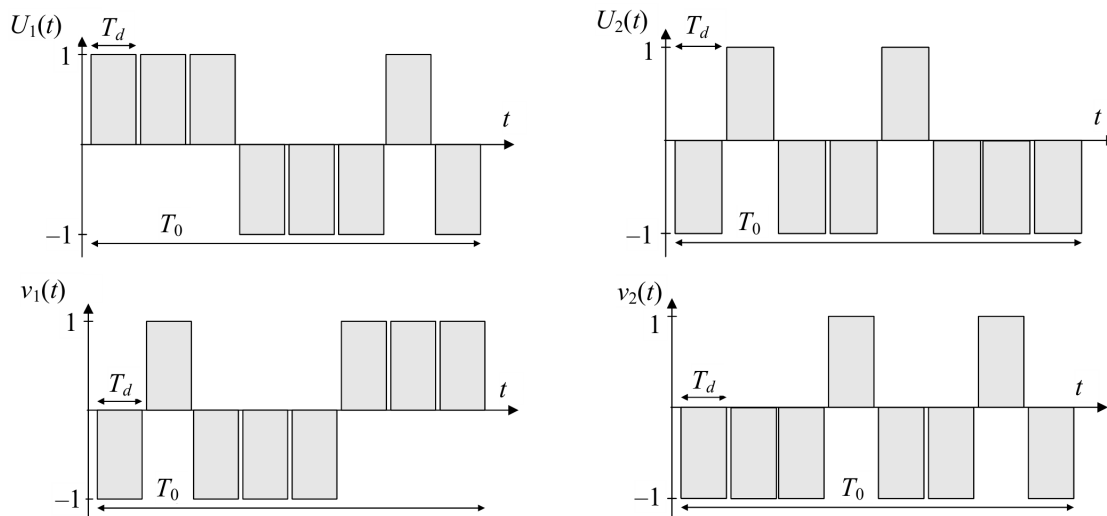


Рис. 6. Законы модуляции и соответствующие им импульсные характеристики парных фильтров внутрипериодной обработки ( $N_d = 8$ , где  $T_d$  – длительность одиночного дискрета)

В результате оптимальной внутрипериодной обработки на выходе парных согласованных фильтров формируются огибающие, характеризующиеся одинаковым уровнем главных лепестков  $N_d$ . Боковые лепестки сжатых по времени сигналов равны по величине, но являются противоположными по знаку (рис. 7).

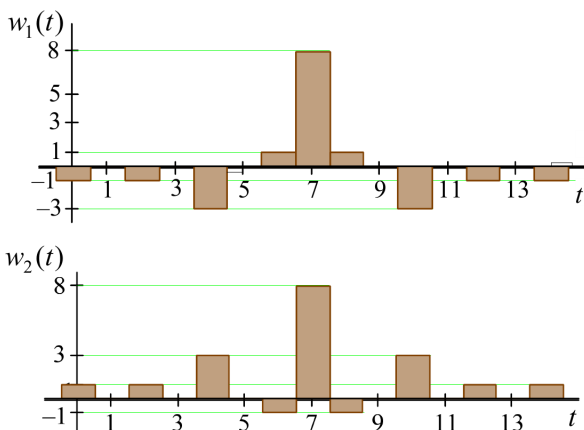


Рис. 7. Выходные сигналы парных фильтров ( $N_d = 8$ )

В результате суммирования выходных сигналов парных фильтров происходит взаимная компенсация боковых лепестков сжатого сигнала (рис. 8).

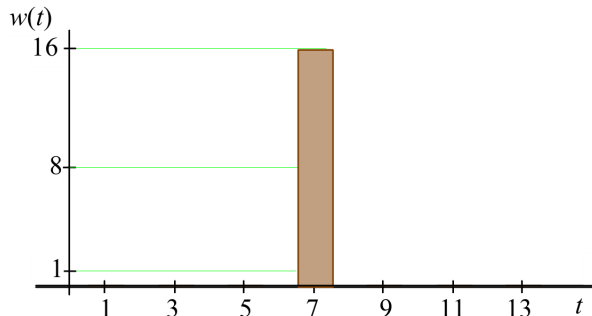


Рис. 8. Выходной сигнал фильтра внутрипериодной обработки парных фазоманипулированных сигналов

Уровень главного лепестка сжатого сигнала составляет  $2N_d$ .

На рис. 9 показан выходной сигнал фильтра обработки ФМ сигнала, наблюдаемого на фоне некоррелированного шума.

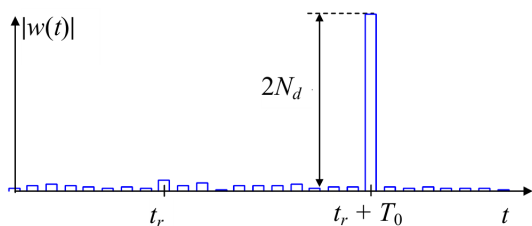


Рис. 9. Модуль выходного сигнала фильтра обработки на фоне некоррелированного шума ( $N_d = 8$ , отношение сигнал/шум 12 Дб)

В таблице приведены примеры парных взаимных кодов, определяющих закон изменения фазы сигналов, полученные путем математического моделирования.

**Примеры парных взаимных кодов**

$N_d$	Код числа	
	десятичный	двоичный
4	14	1 1 1 -1
	11	1 -1 1 1
4	14	1 1 1 -1
	13	1 1 -1 1
8	65	-1 1 -1 -1 -1 -1 -1 1
	78	-1 1 -1 -1 1 1 1 -1
8	65	-1 1 -1 -1 -1 -1 -1 1
	114	-1 1 1 1 -1 -1 1 -1
10	323	-1 1 -1 1 -1 -1 -1 -1 1 1
	38	-1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 1 -1
10	371	-1 1 -1 1 1 1 -1 -1 1 1
	22	-1 -1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 -1
10	505	-1 1 1 1 1 1 1 -1 -1 1
	553	1 -1 -1 -1 1 -1 1 -1 -1 1
16	40906	1 -1 -1 1 1 1 1 1 1 1 -1 -1 1 -1 1 -1
	24778	-1 1 1 -1 -1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1

Использование различных наборов кодов позволяет изменять тип зондирующего сигнала (ЗС) в пределах класса ФМ сигналов, обеспечивая повышенную помехозащищенность РЛС.

Необходимо отметить, что метод обработки рассмотренных сигналов определяется выбранным способом зондирования пространства. Обобщенная фильтровая схема внутрипериодной обработки парных фазоманипулированных сигналов на радиочастоте представлена на рис. 10.

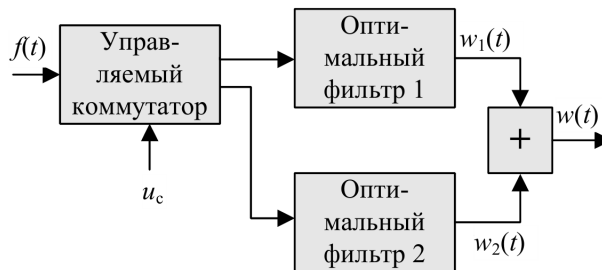


Рис. 10. Схема обработки парных фазоманипулированных сигналов

После переноса на промежуточную частоту принятый сигнал  $f(t)$  поступает на вход управляемого коммутатора, который обеспечивает требуемое разделение принятых сигналов в

интересах их дальнейшей обработки. Алгоритм работы управляемого коммутатора определяется способом излучения парных зондирующих сигналов.

Так, например, при одновременном излучении парных фазоманипулированных сигналов на разных несущих частотах разнесенные по частоте принятые ФМ сигналы после предварительной частотной селекции подаются непосредственно на соответствующие оптимальные фильтры обработки. В результате суммирования выходных сигналов фильтров сжатия происходит взаимная компенсация боковых лепестков результирующего сигнала.

В случае последовательного излучения зондирующих сигналов управляемый коммутатор обеспечивает задержку одного из излучаемых сигналов на величину  $T_n + T_0$  (где  $T_n$  – период повторения зондирующих импульсов). При этом отраженные сигналы в промежутке  $[0, T_n]$  через управляемый коммутатор поступают на вход оптимального фильтра 1. В момент времени  $T_n + T_0$  коммутатор подключает принятые сигналы ко входу оптимального фильтра 2. Выходные сигналы оптимальных фильтров суммируются, что обеспечивает подавление боковых лепестков сжатого сигнала.

Необходимо отметить, что существует возможность формирования составного зондирующего сигнала путем поочередной коммутации дискрет одиночных фазоманипулированных сигналов. При этом два фазоманипулированных сигнала, длительность каждого из которых равна  $T_0$ , преобразуются в одиночный ФМ радиоимпульс с длительностью  $2T_0$ . Составной радиоимпульс, сформированный из совокупности поочередно используемых одиночных парциальных импульсов, излучается в пространство. Отраженный сигнал с помощью управляемого коммутатора разделяется на четные и нечетные дискреты, которые обрабатываются соответствующим оптимальным фильтром. Результат суммирования характеризуется полным отсутствием боковых лепестков сжатого сигнала. Особенностью обработки в рассматриваемом случае является то, что оценка времени запаздывания сжатого импульса определяется согласно выражению

$$t_r = 2(n_m \Delta t - T_0 + dt),$$

где  $n_m$  – номер дискрета дальности, соответствующий максимуму сжатого импульса на выходе согласованного фильтра;  $\Delta t$  – интервал дискретизации сигналов по времени.

**Заключение.** Рассмотренные способы использования парных фазоманипулированных сигналов, построенных на основе взаимных псевдослучайных кодов, позволяют расширить пространство сложных дискретных сигналов. Идея построения составного сигнала с минимальным уровнем боковых лепестков функции неопределенности заключается в оптимальном перераспределении объема тела неопределенности. В результате согласованной фильтровой обработки рассмотренных парных ФМ сигналов возможно минимизировать уровень боковых лепестков сжатого по времени сигнала. При этом отсутствуют потери энергии обрабатываемых импульсов, поскольку корреляционные максимумы парных сигналов являются синфазными, а их боковые лепестки – противофазны. Вместе с этим сохраняется инвариантность схемы фильтровой обработки ко времени прихода отраженного сигнала.

Приведенные результаты могут использоваться для решения задачи обнаружения целей на фоне интенсивных мешающих отражений, обеспечивая одновременно высокую помехоустойчивость и защищенность радиолокационной системы.

### Литература

1. Радиозлектронные системы: основы построения и теория. Справочник / под ред. Я. Д. Ширмана. – М.: ЗАО «МАКВИС», 1998. – 862 с.
2. Кук, Ч. Радиолокационные сигналы. Теория и применение / Ч. Кук, М. Бернфельд. – М.: Сов. радио, 1971. – 567 с.
3. Варакин, Л. Е. Теория сложных сигналов / Л. Е. Варакин. – М.: Сов. радио, 1970. – 374 с.
4. Levanon, N. Radar Signals / N. Levanon, E. Mozeson. – New York: IEEE Press, John Wiley & Sons., Inc., 2004. – 63 p.
5. Тихонов, В. И. Статистическая радиотехника / В. И. Тихонов. – М.: Сов. радио, 1966. – 678 с.
6. Gerlach, K. General Forms and Properties of Zero Cross-Correlation / K. Gerlach, F. Kretschmer. – Radar Waveforms – IEEE Trans. AES-28. – 1992. – № 1.

Поступила 02.03.2011