

УДК 621.391

С.А. Бахурин, А.А. Цыплаков

АЛГОРИТМ СИНТЕЗА И ОБРАБОТКИ КОДОВЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ С МИНИМАЛЬНЫМ УРОВНЕМ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ АВТОКОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ НА ОСНОВЕ ВЕЙВЛЕТ-ПАКЕТНОГО РАЗЛОЖЕНИЯ

Предложен алгоритм синтеза и обработки кодовых последовательностей фазоманипулированных сигналов на основе одноуровневого вейвлет-пакетного разложения. Показано, что алгоритм обработки обеспечивает выигрыш в помехоустойчивости порядка 2...6 дБ при воздействии импульсной помехи и 0,5...6 дБ при воздействии структурной помехи по сравнению с алгоритмами обработки M-последовательностей и D-кодов Велти.

Введение. Известно [1], что синтезировать кодовые последовательности (КП) конечной длины с нулевым уровнем боковых лепестков (УБЛ) аperiodической автокорреляционной функции (АКФ) невозможно. По этой причине предлагается подход, основанный на синтезе такой КП, которая позволит получить минимальный УБЛ на выходе устройства обработки без использования весовой фильтрации. В этой связи известно, например, что для бинарных фазоманипулированных (ФМн) сигналов на основе D-кодов Велти, которые применяются в системах передачи информации [1], существует алгоритм обработки, позволяющий получить на выходе устройства обработки нулевой УБЛ [2]. Недостатком такого алгоритма является его сильная чувствительность к случайному изменению символов КП, в результате чего УБЛ на выходе резко возрастает. В связи с этим для повышения помехоустойчивости алгоритма обработки ФМн-сигналов предлагается использовать аппарат теории вейвлет-анализа, как одного из перспективнейших средств современной цифровой обработки сигналов [3].

Цель работы – разработка алгоритма совместного синтеза и обработки КП с минимальным УБЛ АКФ на основе одноуровневого вейвлет-пакетного разложения (ВНР), устойчивого к воздействию импульсных (ИП) и структурных помех (СП).

Описание алгоритма синтеза. Процедура синтеза КП, подобных D-кодам Велти, на основе одноуровневого ВНР имеет вид [4]:

1. Формируется D-код $X = \{x_i\}$ длины N по правилу, предложенному Велти [2].

2. С помощью правила пересчета, в соответствии с таблицей, осуществляется последова-

тельная замена каждой пары бинарных символов D-кода Велти на пары символов троичной КП $Y = \{y_i\}$ длины N :

$$\{x_{i-1}, x_i\} \Rightarrow \{y_{i-1}, y_i\}, i = \overline{1, N}.$$

$\{x_{i-1}, x_i\} = \{1, 1\}$	$\{y_{i-1}, y_i\} = \{1, 0\}$
$\{x_{i-1}, x_i\} = \{1, -1\}$	$\{y_{i-1}, y_i\} = \{0, 1\}$
$\{x_{i-1}, x_i\} = \{-1, 1\}$	$\{y_{i-1}, y_i\} = \{0, -1\}$
$\{x_{i-1}, x_i\} = \{-1, -1\}$	$\{y_{i-1}, y_i\} = \{-1, 0\}$

Троичная КП $Y = \{y_i\}$ подвергается одноуровневому ВНР в базисе вейвлета Хаара. После соответствующей нормировки к единице в H и G ветвях разложения образуются две бинарные КП $Z1 = \{z1_i\}$ и $Z2 = \{z2_i\}$ равной длины $N/2$:

$$Z1 = \sqrt{2} \cdot DWT[Y] \Big|_H,$$

$$Z2 = \sqrt{2} \cdot DWT[Y] \Big|_G,$$

где функция вейвлета Хаара описывается выражением [5]:

$$\psi_{HAAR}(t) = \begin{cases} 1, & t_l \leq t < (t_{l+1} - t_l)/2, l = \overline{1, N}, \\ -1, & (t_{l+1} - t_l)/2 \leq t \leq t_{l+1}, l = \overline{1, N}, \\ 0. & \end{cases}$$

Вейвлет Хаара осуществляет ортогональное разложение и является наиболее подходящим при работе с дискретными сигналами.

3. Результирующая КП $Z = \{z_i\}$ будет являться объединением последовательностей $Z1 = \{z1_i\}$ и $Z2 = \{z2_i\}$ по правилу присоединения [1]:

$$Z = \{Z1:Z2\} = \{z1_1, \dots, z1_{N/2}, z2_1, \dots, z2_{N/2}\}.$$

Каждая из КП $Z1 = \{z1_i\}$ и $Z2 = \{z2_i\}$ обладает разреженной аperiodической АКФ, т.е. на позициях с четными индексами располагаются нулевые отсчеты. Кроме того, КП $Z1 = \{z1_i\}$ и $Z2 = \{z2_i\}$ являются взаимодополняющими, т.е. их аperiodические АКФ удовлетворяют следующему соотношению [1]:

$$R_{Z1}(m) + R_{Z2}(m) = \begin{cases} 2, & m = 0, \\ 0, & m \neq 0, \end{cases}$$

где $R_Z(m) = (1/N) \sum_{n=m+1}^N z_n z_{n-m}^*$, $n, m = \overline{1, N}$.

При этом можно показать, что символы КП $Z1 = \{z1_i\}$ и $Z2 = \{z2_i\}$ связаны следующим соотношением [5]:

$$z2_{N-1-i} = (-1)^i z1_i, N = 2^k, k > 0.$$

Анализ максимального и среднего УБЛ АКФ, а также среднеквадратического отклонения боковых лепестков показывает, что у синтезированных КП эти характеристики близки к характеристикам D-кодов Велти и M-последовательностей [1].

Описание алгоритма обработки. В качестве основы при обработке синтезированных КП было использовано одноуровневое ВПР в том же базисе вейвлета Хаара, что и при синтезе КП. При этом обработка становится наиболее высокоскоростной, т.к. процедура ВПР в базисе вейвлет Хаара осуществляется максимально быстро по сравнению с остальными вейвлетами [5]. Структурная схема устройства обработки (УО) показана на рис. 1.

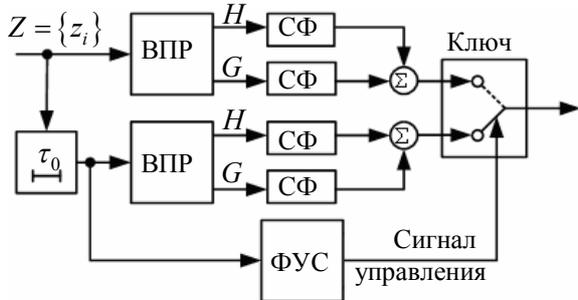


Рис. 1

Входная КП поступает на два параллельных канала обработки, состоящих из блоков одно-

уровневого ВПР и согласованных фильтров (СФ). Известно [5], что ВПР – неинвариантное преобразование относительно четности сдвига входной КП, поэтому оба канала работают с задержкой относительно друг друга на время, равное длительности символа КП τ_0 . При каждом очередном символе КП на выходе линии задержки сигнал поступает на блок формирования управляющего сигнала (ФУС). Сигнал управления представляет собой меандр, с помощью которого ключ переключается с одного канала на другой. В результате в каждой ветви оказывается четное количество отсчетов входного сигнала, что является оптимальным для одноуровневого ВПР в базисе вейвлета Хаара [5].

Экспериментальные исследования. С помощью имитационного моделирования предложенный алгоритм обработки синтезированных бинарных ФМн-сигналов был исследован на влияние ИП и СП [1]. При воздействии ИП символы манипулирующей КП входного ФМн-сигнала заменялись на символы $\{1, -1\}$, распределенных по закону Пуассона [1]. При исследовании влияния СП в качестве входного сигнала на УО подавались ФМн-сигналы, манипулированные случайными КП, отсчеты корреляционных функций которых распределены по нормальному закону [1].

В качестве сравнения помехоустойчивости дополнительно исследовались алгоритмы обработки бинарных ФМн-сигналов, манипулированных M-последовательностями и D-кодами Велти [1]. Отношение сигнал-помеха в максимуме сигнала на выходе оптимального УО при воздействии как ИП, так и СП определяется соотношением [1]:

$$q_{\text{ВЫХ}}^2 = 2Bq_{\text{ВХ}}^2,$$

где $q_{\text{ВХ}}^2$ – отношение сигнал-помеха на входе УО; B – база сложного сигнала (для бинарных ФМн-сигналов $B = N$). Все эксперименты проводились для $q_{\text{ВХ}}^2 = 10$ дБ.

На рис. 2 представлены зависимости максимального УБЛ γ_{max} сигнала на выходе УО от длины N сигнала при разном проценте Er символов КП входного ФМн-сигнала, искаженных ИП. Из анализа представленных зависимостей следует, что при увеличении процента Er УБЛ увеличивается, но потери в обработке синтезированных сигналов относительно потерь в обработке сигналов на основе M-последовательностей и D-кодов Велти увеличиваются незначительно. Для $Er = 5$ и 20% выигрыш от обработки по предложенному алгоритму

в среднем достигает величины 2 дБ относительно обработки D-кодов Велти и 4 дБ относительно обработки M-последовательностей.

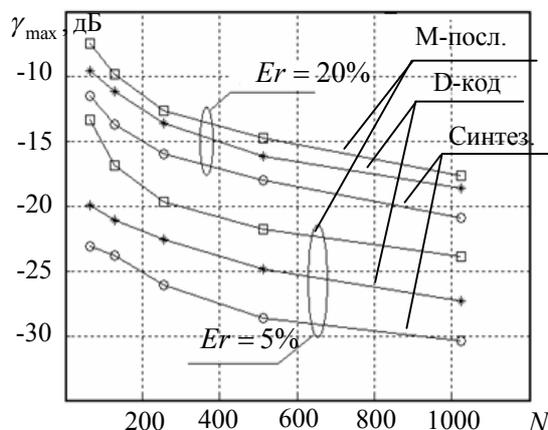


Рис. 2

На рис. 3 представлены усредненные по 500 реализациям зависимости максимального УБЛ сигнала на выходе УО длиной N сигнала при воздействии СП. Из анализа представленных зависимостей следует, что предложенный алгоритм обработки обеспечивает выигрыш по максимальному УБЛ в среднем на 0,5 дБ по сравнению с обработкой M-последовательностей и на 6 дБ по сравнению с обработкой D-кодов Велти.

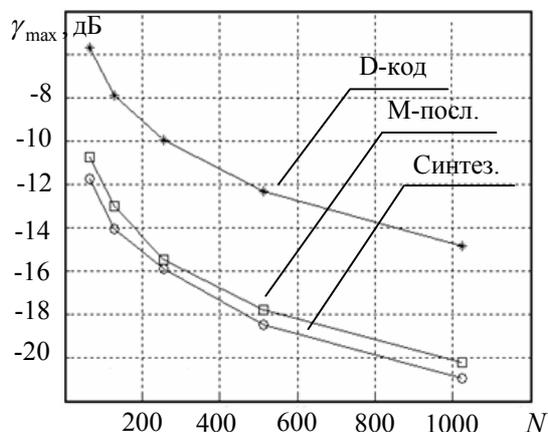


Рис. 3

Для обеспечения режима обнаружения по всему диапазону временных задержек необходимо использовать временное стробирование и многоканальный алгоритм обработки [1]. Такое многоканальное УО было исследовано на влияние потерь, возникающих при стробировании принимаемого входного бинарного ФМн-сигнала. Для сравнения аналогичное исследование проводилось над алгоритмом многоканальной обработки ФМн-сигналов на основе D-кодов Велти.

На рис. 4 показано изменение сигналов на выходе одного из каналов УО при осуществле-

нии стробирования входного сигнала. Из анализа рисунка следует, что увеличение числа символов КП D-кодов Велти, не попадающих во временной строб, вызывает резкое увеличение УБЛ сигнала на выходе УО. Если четверть символов от общей длины N КП не попадает в строб, то происходит пропуск сигнала за счет того, что сигнал на выходе УО существенно меньше порога обнаружения. Обработка же синтезированных ФМн-сигналов позволяет производить обнаружение даже при половине не попадающих в во временной строб символов КП.

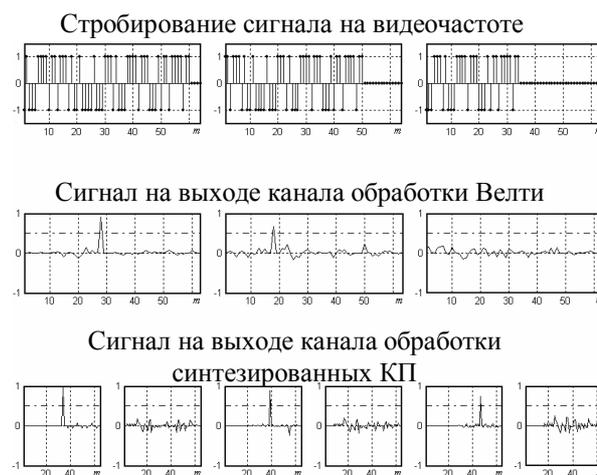


Рис. 4

При этом нет необходимости в присутствии соседнего канала обнаружителя, в котором также может произойти измерение, т.е. возможно сокращение общего числа каналов обработки в 2 раза по сравнению с известным многоканальным обнаружителем [1]. В зависимости от четности количества символов КП, которые не попали во временной строб, сигнал на выходе одного из каналов обработки появляется всегда в одной из двух ветвей за счет введенного элемента задержки (см. рис. 1), что и отражено на рис. 4.

Выводы. Таким образом, предложен алгоритм синтеза КП для бинарных ФМн-сигналов на основе одноуровневого ВПР. Обоснован алгоритм обработки синтезированных КП также на основе одноуровневого ВПР. Показано, что при воздействии ИП на предложенный алгоритм обработки обеспечивается выигрыш порядка 2...4 дБ по сравнению с алгоритмами обработки D-кодов Велти и M-последовательностей, а при действии СП – порядка 0,5...6 дБ. Предложен вариант многоканальной схемы обработки синтезированных КП, обеспечивающий сокращение числа каналов в 2 раза при том же качестве обнаружения по сравнению с известным вариантом многоканального обнаружителя.

Библиографический список

1. *Варакин Л.Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 384 с.

2. *Велти.* Четверичные коды для импульсного радиолокатора // Зарубежная радиоэлектроника, 1961. №4. С. 3 – 19.

3. *Житников Д.А., Проскурин В.И., Ягольников С.В.* Оценка возможности использования вейвлет-анализа для обработки радиолокационных сигналов // Радиосистемы (журнал в журнале Радиотехника), 2002. №8. С. 22 – 26.

4. *Бахурин С.А., Цыплаков А.А.* Синтез кодовых УДК 615.47

последовательностей с минимальным уровнем боковых лепестков на основе вейвлет-пакетного разложения // Материалы 31-й межвузовской научно-практической конференции «Сети и системы связи». Рязань: РВВКУС, 2006. С. 155.

5. *Блаттер К.* Вейвлет-анализ. Основы теории: Учеб. пособие для вузов. Пер с нем. под ред. А.Г. Кюркчана. М.: Техносфера, 2006. 272 с. (Мир математики «Цифровая обработка сигналов»).