

УДК 621.396

Н.П. Лавлинский, Н.И. Галлини

Ялтинский университет менеджмента, Ялта

ПОВЫШЕНИЕ БЕЗОПАСНОСТИ СВЯЗИ ПУТЕМ ПРИМЕНЕНИЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

Предлагается практический метод синтеза «баркеровских» сигналов по совмещенной матрице автокорреляционной функции (АКФ), использующий уменьшение «скачков» величины производной «внутри» АКФ за счет выбора равных по величине элементов упомянутой матрицы, расположенных попарно в четных и нечетных строках, соответствующих разнополярным скачкам производной АКФ. При этом дополнительно учитывается, что величина скачков производной АКФ, соответствующих крайним элементам матрицы в два раза меньше, чем у внутренних элементов. В итоге, изменением длительностей элементов сигнала минимизируются побочные пики АКФ, чем достигается континуальность множества «баркеровских» сигналов.

Ключевые слова: «баркеровские» сигналы, широкополосные бинарные фазоманипулированные сигналы, синтез по обобщенной матрице автокорреляционной функции (АКФ), неквантованные по длительности сигналы, минимизация побочных пиков АКФ.

Введение

В связи и локации находят широкое применение бинарные фазоманипулированные (ФМн) сигналы на основе последовательностей Баркера (Barker R.H.) [1].

Основной материал

Баркеровские последовательности можно разделить на три типа [2].

Первый тип с длиной кода $N = 2k - 2$. Это последовательности (1,1) и (2,1,1). Для последовательности (1,1) имеем два элемента единичной длины, а

для последовательностей с $k > 2$ – $x = \frac{k+1}{2} = \frac{N}{4} + 1$,

где N – длина кода; k – количество элементов в последовательности, x – количество элементов единичной длины.

Второй тип с длиной кода $N = 2k$. Это последовательность (3,1) ($N = 4, k = 2$). Для второго типа последовательностей количество элементов единичной длины $x = \frac{k}{2} = \frac{N}{4}$, где N – длина кода; k – количество элементов в последовательности.

Третий тип с длиной кода $N = 2k - 1$. Это последовательности (1), (3,1,1), (5,2,2,1,1,1,1); (2,1), (3,2,1,1), (3,3,1,2,1,1). Для третьего типа последовательностей количество элементов единичной длины

при четных k $x = \frac{k}{2} = \frac{N+1}{4}$, при нечетных k

$x = \frac{k+1}{2} = \frac{N+3}{4}$, где N – длина кода; k – количество

элементов в последовательности (рис. 1).

Как видим, у баркеровских сигналов количество элементов единичной длины составляет не менее половины количества элементов.

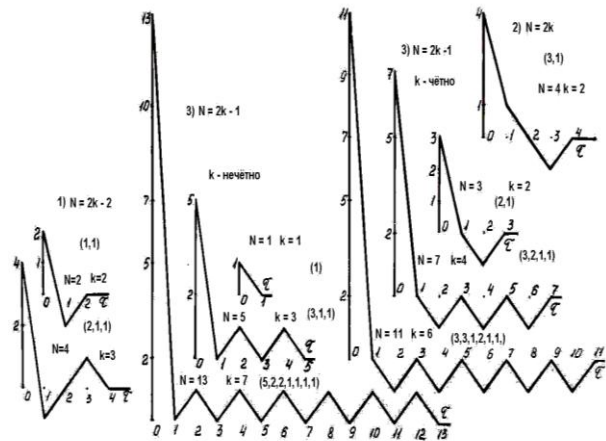


Рис. 1. Известные сигналы Баркера

Главный лепесток автокорреляционной функции (АКФ) баркеровских сигналов по величине равен длине кода N , а побочные лепестки – по модулю не превосходят единицу $|R_i| \leq 1$.

Для синхронизации в системах связи уже давно используются фазоманипулированные (ФМн) сигналы на основе кодов Баркера, а в последнее время эти сигналы используются и для передачи информации: логическая единица передается прямым кодом Баркера, логический ноль – инверсным кодом Баркера.

Например, логическая единица – +++-----+, логический ноль – -----+++, в наших обозначениях (3,3,1,2,1,1).

К сожалению, сигналы Баркера с длинами кодов N 6; 8; 9; 10; 14 и более не найдены, а другие бинарные ФМн сигналы с такими длинами кодов имеют побочные пики $|R_i| \geq 2$.

Длительность элементов сигналов Баркера (рис. 1.) выражается целыми числами, отсюда эти

сигналы относятся к классу квантованных по длительности ФМн сигналов.

В работах [2, 3] предложено использование неквантованных по длительности ФМн сигналов, т.е. сигналов, у которых длительности отдельных элементов могут не выражаться целыми числами.

В работе [3] найдены обобщённые выражения АКФ непериодических бинарных ФМн сигналов с неквантованными по длительности элементами.

Доказаны теоремы:

$$\begin{array}{cccccccccccc}
 a_1 & & a_2 & & a_3 & & \dots & & a_i & & \dots & & a_{k-2} & & a_{k-1} & & a_k \\
 & a_1 + a_2 & & a_2 + a_3 & \dots & a_{i-1} + a_i & & & & a_i + a_{i+1} & \dots & & a_{k-1} + a_k & & & & \\
 & & \sum_{j=1}^3 a_j & & \sum_{j=2}^4 a_j & \dots & & & \sum_{j=i-1}^{i+1} a_j & \dots & \sum_{j=k-3}^{k-1} a_j & & \sum_{j=k-2}^k a_j & & & & \\
 & & - & - & - & - & & & - & - & - & & - & & & & \\
 & & & \sum_{j=1}^m a_j & \dots & \sum & \dots & & \sum_{j=k-m+1}^k a_j & & & & & & & & \\
 & & & - & - & - & & & - & - & - & & & & & & \\
 & & & & & & & 1 - a_k & & & & & & & & & 1 - a_1 \\
 & & & & & & & & & & & & & & & & \sum_{j=1}^k a_j \ ,
 \end{array}$$

где $\sum_{j=1}^k a_j = 1$ – условие нормировки длительности элементов сигнала; s – номер элемента по порядку при построчном чтении матрицы, $m = \overline{1, k}$ – номер строки; j – номер компонента сигнала, g – постоянные коэффициенты, определяемые матрицей

$$\begin{array}{cccccccccc}
 -2 & -4 & -4 & \dots & -4 & \dots & -4 & -4 & -4 & -2 \\
 2 & 4 & \dots & 4 & 4 & & \dots & 4 & 2 & \\
 \hline
 2(-1)^m & 4(-1)^m & 4(-1)^m & 4(-1)^m & 4(-1)^m & 2(-1)^m & & & & \\
 \hline
 & & 2(-1)^{k-1} & 2(-1)^{k-1} & & & & & & \\
 & & & (-1)^k & & & & & & \ ,
 \end{array}$$

то есть,

$$g(s, k) = \begin{cases} (-1)^k & \text{при } s = 0, 5k(k+1), m = k; \\ 2(-1)^m & \text{при } s = 0, 5[m(2k+3-m) - 2k], \\ & s = 0, 5m(2k+1-m), m = \overline{1, k-1}; \\ 2(-1)^m & \text{при остальных значениях } s, m = \overline{1, k-2}. \end{cases}$$

Теорема 2.

$$\sum_s g(s, k) = -(2k-1).$$

Теорема 3.

$$\sum_s g(s, k) \cdot \tau_s = -\sum_{i=1}^k a_i = -1.$$

Теорема 1.

$$r(\tau, \overline{a_i}) = \sum_{\forall s: \tau_s > \tau} g(s, k)(\tau - \tau_s); \quad \tau \in [0, 1]; \\
 i = \overline{1, k}; \quad s = \overline{1, \frac{k(k+1)}{2}},$$

где r – нормированное значение АКФ сигнала; τ – временной сдвиг; a_i – нормированное значение длительности элементов; τ_s – компоненты вектора $\overline{\tau_s}$, получаемые из компонента a_i , вектора сигнала по следующему правилу:

Теорема 4.

$$r(\tau, \overline{a_i}) = 1 - (2k-1)\tau + \sum_{\forall s: \tau_s < \tau} g(s, k)(\tau_s - \tau); \\
 \tau \in [0, 1]; \quad i = \overline{1, k}; \quad s = \overline{1, K},$$

где $K = \frac{k(k+1)}{2} - 1$.

Теорема 5.

Функция $r(\tau, \overline{a})$ является кусочно-линейной функцией и полностью определяется своими значениями в точках, соответствующих сдвигам в обобщённой матрице АКФ сигнала.

Теорема 6.

$$\begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \\ \dots \\ r_i \\ \dots \\ r_K \end{pmatrix} = A_{Kk} \begin{pmatrix} a_1 \\ \dots \\ a_i \\ \dots \\ a_k \end{pmatrix} \equiv A_{Kk} \cdot \overline{a_i},$$

где A_{Kk} – целочисленная матрица коэффициентов разложения по компонентам вектора $\overline{a_i}$ побочных пиков АКФ ФМн сигнала.

Теорема 7.

Матрица A_{Kk} при изменении численных значений компонент вектора сигнала $\overline{a_i}$ не меняется, если эти изменения не приводят к изменению рангов элементов τ_s при их упорядочении.

Теорема 8.

$$\forall a_3 \in \left[\frac{1}{6}, \frac{1}{4} \right],$$

$$\forall a_2 \in \left[\max \left\{ \frac{1-2a_3}{3}, a_3 \right\}, \frac{1-a_3}{3} \right] \exists L_3 : \forall s \quad |r_3| \leq a_3.$$

В частности, при $\tau_{\min} = \frac{1}{6}$ условная длина последовательности сигнала равна $N = \frac{1}{\tau_{\min}} = 6$.

Баркеровского сигнала с длиной $N = 6$ нет, а L_3 -сигнал есть $\left(\frac{7}{12}, \frac{3}{12}, \frac{2}{12} \right)$. Побочные пики этого сигнала $r_1 = \frac{1}{6}, r_2 = -\frac{1}{12}, r_3 = \frac{1}{12}, r_4 = -\frac{1}{12}, r_5 = \frac{1}{6}$.

Заметим, что согласно теореме 8 существует L_3 -сигнал $\left(\frac{17}{30}, \frac{7}{30}, \frac{6}{30} \right)$, побочные пики которого $r_1 = 0, r_2 = -\frac{1}{10}, r_3 = \frac{1}{10}, r_4 = -\frac{1}{30}, r_5 = \frac{1}{5}$.

У сигнала Баркера $\left(\frac{3}{5}, \frac{1}{5}, \frac{1}{5} \right)$ побочные пики равны $r_1 = r_2 = 0, r_3 = \frac{1}{5}, r_4 = 0, r_5 = \frac{1}{5}$.

Как видим, в классе некантованных по длительности ФМн сигналов есть, по крайней мере, два L_3 -сигнала, которые по величине побочных пиков превосходят существующий сигнал Баркера с длиной кода $N = 5$ и несуществующий сигнал Баркера с длиной кода $N = 6$ (рис. 2).

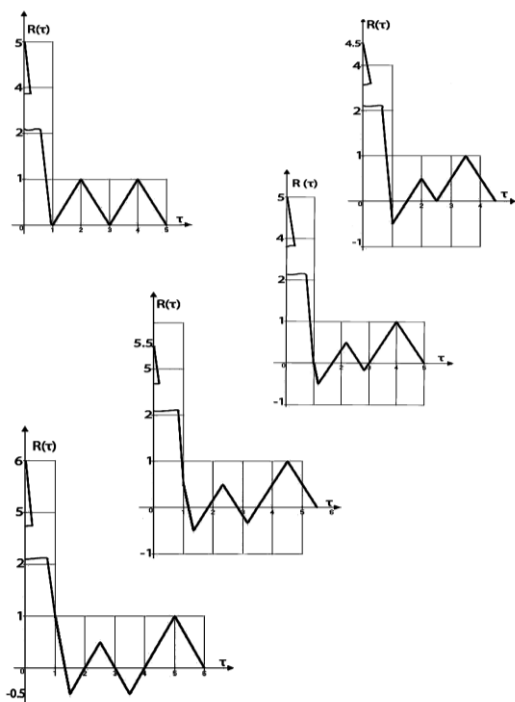


Рис. 2. Трехэлементные «баркеровские» сигналы (класс L_3).

Однако, поиск наилучших L_k -сигналов при $k \geq 6$ по методике цитируемых работ затруднителен.

Предлагается практический метод синтеза «баркеровских» сигналов по совмещенной матрице АКФ, приведенной выше, заключающийся в том, что количество возможных сдвигов τ_s , равное в общем случае $K = \frac{k(k+1)}{2} - 1$, уменьшается за счёт

выбора равных по величине сдвигов, расположенных в обобщенной матрице АКФ сигнала в строках с противоположным знаком $g(s,k)$, что уменьшает скачки величины производной «внутри» АКФ.

Предлагаемая методика следует непосредственно из «архитектуры» сигналов Баркера, ставшей понятной при построении АКФ этих сигналов по обобщенной матрице АКФ:

$$\begin{pmatrix} \tau_s \\ g(s,k) \end{pmatrix}.$$

Пример. Рассмотрим построение АКФ по этой матрице для семиэлементного сигнала Баркера с длиной кода $N = 13$. Это сигнал 3-го типа ($N = 2k - 1, k - \text{нечётно}$). Будем рассматривать ненормированные длительности элементов сигнала. Тогда совмещенная матрица АКФ примет вид (рис. 3).

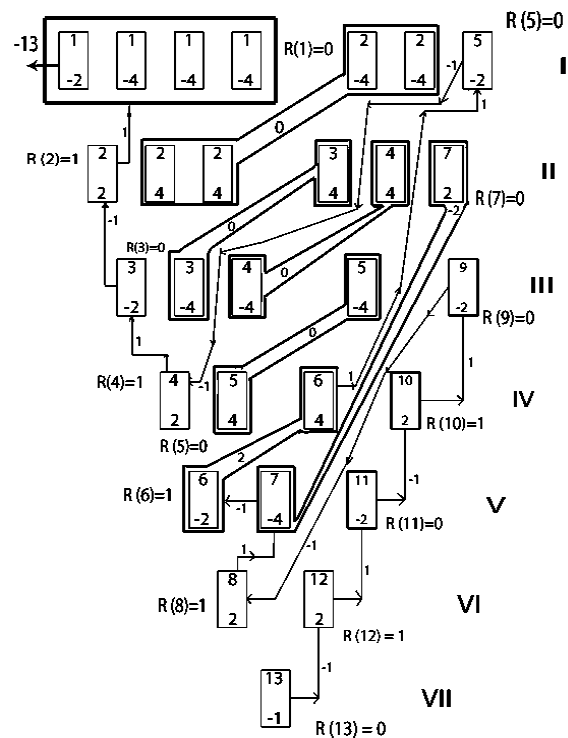


Рис. 3. Получение АКФ семиэлементного сигнала Баркера $\{1;1;1;1;2;2;5\}$ (длина кода $N = 2k - 1 = 13$)

В каждом прямоугольнике проставлены: сверху – величина сдвига, в первой строке равная соответствующим длинам элементов сигнала, во второй строке – сумма длин двух смежных элементов сигнала, в третьей строке – сумма длин трёх смежных

элементов и т.д.; а внизу каждого прямоугольника проставлены изменения величины производной АКФ, т.е. соответствующие этому сдвигу величины скачков производной АКФ. В итоге, легко строится вся АКФ сигнала, начиная с главного пика (или наоборот). Например: $R(0) = N = 13$. Далее при $\tau = 1$ в силу $R'(\tau) = -13$ имеем $R(1) = 13 - 13 \cdot (1 - 0)$. Отсюда, $R(1) = 0$; при $\tau = 2$ в силу $R'(\tau) = 1$ (рис.3) получаем $R(2) = R(0) + 1 \cdot (2 - 1) = 1$; при $\tau = 3$ в силу $R'(\tau) = -1$ получаем $R(3) = R(2) - 1 \cdot (3 - 2) = 0$. Аналогично при $\tau = 4$ получаем $R(4) = R(3) + 1(4 - 3) = 1$ и т.д.

Как видим из рис. 3, в обобщённой матрице сигнала Баркера с длиной кода $N = 13$ все неединичные сдвиги, соответствующие скачку производной АКФ $|g(s, k)| = 4$ скомпенсированы полностью (пять пар) или частично (две пары).

При этом у полностью скомпенсированных пар остаются по одному крайнему в строке сдвигу, равному по величине сдвигу соответствующей пары, а частично скомпенсированные пары, естественно, получают знак внутреннего в строке сдвига, т.е. меняется знак крайнего в строке сдвига на необходимый далее противоположный знак:

$$2 + (-4) = -2 \text{ при } \tau_s = 7$$

$$\text{и } 4 + (-2) = 2 \text{ при } \tau_s = 6.$$

В итоге, все задающие АКФ сигнала крайние в строках сдвиги, упорядоченные по величине, отличаются от смежных на единицу, а скачки величины производной $R'(\tau)$ на этих сдвигах чередуются:

$$2; -2; 2; -2; 2; -2; 2; -2; 2; -2; 2;$$

при этом величина производной, равная на краю АКФ значению -1 , на побочных пиках АКФ меняется с -1 на $+1$, затем снова на -1 и т.д. Отсюда $|R'(\tau)| = 1$ на всех побочных пиках. На главном лепестке АКФ $|R'(\tau)| = 13$.

Заметим, что при $\tau_s = 7$ компенсация пульсации производной АКФ $R'(\tau)$ происходит между сдвигами II и V строк.

Чтобы не перегружать текст обобщёнными матрицами АКФ, мы далее приведём сами АКФ «баркеровских» сигналов для ряда длин кода, наиболее интересных для приложений. Само же множество таких сигналов имеет мощность континуума, так как длина кода N в нашем случае не обязательно целое число $N \in \mathbb{R}$.

Существует континуум L_4 сигналов $\forall N \in [6; 5; 7] \exists L_4 \{3; N - 5; 1; 1\} : |R_i(\tau)| \leq 1, i = \overline{1, 8}$.

Интересно заметить, что на двух участках АКФ сигналов этого класса $|R'_i(\tau)| = 3$.

Существует множество \hat{L}_4 сигналов $\forall N \in [7; 8] \exists \hat{L}_4 \left\{ 1; \frac{N-3}{4}; \frac{N+1}{4}; \frac{N-1}{2} \right\} : |R_i(\tau)| \leq 1, i = \overline{1, 7}$.

В классе \hat{L}_4 только один побочный пик превышает по модулю единицу $1 \leq |R_3(\tau)| \leq 1.25$. В частности представляет для практики интерес сигнал из класса \hat{L}_4 с длиной кода $N=8$ $\{3.5; 2.25; 1.25; 1\}$.

Как известно, сигналов Баркера с длиной кода $N = 8$ не существует.

Можно прогнозировать широкое применение этого сигнала в соответствующих современных РЛС.

Остальные результаты представлены на рис. 4 и рис. 5.

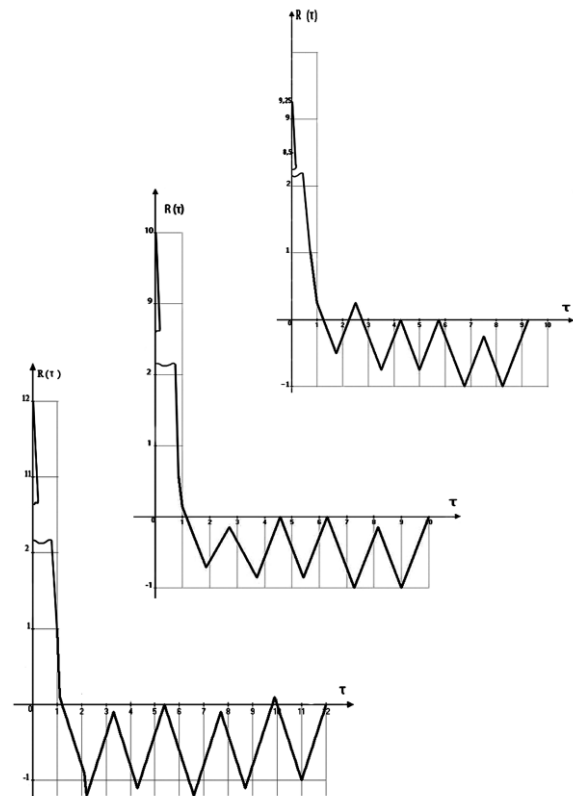


Рис. 4. Примеры L_6 сигналов $(\forall N \in [9; 25; 11] \exists L_6 : |R_i(\tau)| \leq 1)$.

Выводы

1. Разработанная одним из авторов ранее теория позволила применить к синтезу ФМн сигналов «инженерный» подход – добиваться для сигналов с заданной (необязательно целой) длиной кода малых побочных лепестков АКФ, не решая напрямую задачу их минимизации.

2. Предложен и использован для получения «баркеровских» сигналов способ компенсации скачков производной АКФ сигналов за счёт выравнивания сдвигов с противоположными значениями этих

скачков. Сдвиги в чётных строках матрицы АКФ должны компенсироваться равными по величине сдвигами в нечётных строках.

3. Для длин кода $N \in (9, 25; 11)$ получены сигналы «лучшие» сигналов Баркера, например, (рис. 4) сигнал с длиной кода $N = 10$, только два пика которого по модулю равны единице (вместо гипотетических пяти у несуществующего сигнала Баркера с $N = 10$).

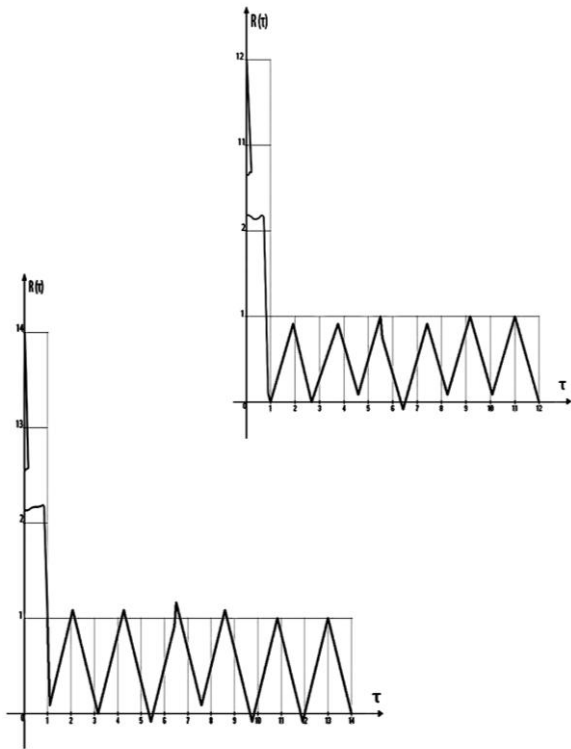


Рис. 5. Примеры L_7 сигналов

Сигнал с $N = 12$ (рис. 4) может успешно применяться для передачи двоичной информации.

Сигнал с $N = 12$ (рис. 5) «лучше» несуществующего сигнала Баркера с $N = 12$ – может оказаться полезным для локационных задач.

4. Вплоть до $N = 14$ (рис. 5) автором получены ФМн сигналы, побочные пики которых $|R_i| \approx 1$.

5. Найденные сигналы интересные для приложений не только сами по себе, но и для создания композитных «баркеровских» сигналов [10] с «плавным» изменением длины кода $N \in [14, 182]$, $N \leq N_1 \times N_2 = 14 \times 13 = 182$. Здесь N_1 – длина нашего кода, а N_2 – длина кода Баркера.

6. Найденные сигналы могут быть улучшены, так как являются результатом первого этапа минимизации побочных пиков АКФ. Используя теоремы 6 и 7, их можно оптимизировать по заданному критерию, например, квадратичному [4 – 6]. В этом случае максимальные модули побочных пиков, большие единицы, уменьшатся.

7. Как видим из рис. 1, $N = 2k - 1$ является центром «баркеровских» сигналов. Но и в этом случае по ряду инженерных, чисто «конструктивных», соображений, изложенных в работе, искать сигналы Баркера с большими длинами кодов бессмысленно.

8. Данная работа завершает цикл работ одного из авторов, посвящённых «баркеровским» сигналам [2 – 7] и др.

Теперь силами самой этой теории можно искать «начальное приближение», находящееся в зоне глобального оптимума.

9. Проблема технической реализации согласованных фильтров для рассматриваемых сигналов решена автором ранее [7 – 9].

Список литературы

1. Ширман Я.Д. Радиоэлектронные системы. Основы построения и теория: справочник / Я.Д. Ширман. – М.: Радиотехника, 2007. – 460 с.
2. Лавлинский Н.П. «Синтез одного класса сигналов по автокорреляционной функции» в отчёте: Адаптивные обучаемые и самообучающиеся системы / Н.П. Лавлинский // Координационный план АН СССР на 1976-1980 гг. шифр 1.12.1 № гос. регистрации 78017018 за 1980г. – Томск: СФТИ, 1980. – с. 147-188.
3. Лавлинский Н.П. Обобщенные выражения автокорреляционной функции непериодических бинарных фазоманипулированных сигналов / Н.П. Лавлинский. – Депонир. в ВИНТИ 1.09.83. № 495883. – 20 с.
4. Лавлинский Н.П. О потенциальной помехоустойчивости широкополосных сигналов / Н.П. Лавлинский // Отчёт по хозяйственной теме «Посейдон». – Севастополь, 1984. – 125 с.
5. Лавлинский Н.П. Исследования свойств АКФ неквантованных по длительности непериодических бинарных ФМн сигналов / Н.П. Лавлинский // В кн.: Автоматизированные системы сбора и переработки гидрофизической информации. – Севастополь, 1985. – 19 с.
6. Лавлинский Н.П. Алгоритмы получения матрицы разложения побочных пиков АКФ неквантованного бинарного фазоманипулированного сигнала по элементам сигнала / Н.П. Лавлинский // В кн.: Автоматизированные системы сбора и переработки гидрофизической информации. – Севастополь, 1985. – 8 с.
7. А.с. 1073717 СССР. Способ сжатия фазоманипулированных сигналов и устройство для его осуществления / Н.П. Лавлинский. – 15.10.1983.
8. А.с. 1285922 СССР. Способ сжатия фазоманипулированных сигналов / Н.П. Лавлинский. – 22.09.1986.
9. А.с. 1421108 СССР. Способ сжатия широкополосных сигналов и устройство для его осуществления / Н.П. Лавлинский. – 01.05.1988.
10. Банкет В.Л. Композитные коды Баркера / В.Л. Банкет, М.С. Токарёв // Цифрові технології. – 2007. – № 2. – С. 8-18.

Поступила в редколлегию 22.03.2010

Рецензент: д-р техн. наук, доцент А.В. Потий, Харьковский университет Воздушных сил им. И. Кожедуя, Харьков.

**ПІДВИЩЕННЯ БЕЗПЕКИ ЗВ'ЯЗКУ ШЛЯХОМ ЗАСТОСУВАННЯ
ШИРОКОСМУГОВИХ ФАЗОМАНІПУЛЬОВАНИХ СИГНАЛІВ**

М.П. Лавлінський, Н.І. Галліні

Пропонується практичний метод синтезу «баркерівських» сигналів за суміщеною матрицею автокореляційної функції (АКФ), використовуючи зменшення «стрибків» величини похідної «всередині» АКФ за рахунок вибору рівних за величиною елементів згаданої матриці розташованих попарно в парних і непарних рядках, відповідних різнополярним стрибкам похідної АКФ. При цьому додатково враховується, що величина стрибків похідної АКФ, відповідних крайнім елементам матриці в два рази менша, ніж у внутрішніх елементах. У підсумку, зміною тривалостей елементів сигналу мінімізуються побічні піки АКФ, чим досягається континуальність множини «баркерівських» сигналів.

Ключові слова: «баркерівські» сигнали, широкосмугові бінарні фазоманіпульовані сигнали, синтез по узагальненій матриці автокореляційної функції, неквантовані по тривалості сигнали, мінімізація побічних піків АКФ.

SECURITY INCREASING BY MEANS OF WIDEBAND PHASE-MANIPULATED SIGNALS APPLICATION

N.P. Lavlinskiy, N.I. Gallini

Proposed is a practical method of synthesizing Barker signals' according to the compatible metric of the autocorrelation function which uses the decrease of control breaks of derivative's value within the autocorrelation function due to the choice of equal elements of the matrix which are located pairwise in even and uneven lines corresponding to the heteropolar control breaks of the autocorrelation function's derivative. In addition, it is taken into account that the value of control breaks of the autocorrelation function's derivative corresponding extreme elements of the matrix is twice smaller than that of the inner elements. All in all, the change of the length of signal's elements minimizes the side spikes of the autocorrelation function which results in the continuity of the Barker signals' set.

Keywords: Barker signals, broadband binary phase-shift signals, synthesis on the generalized matrix of autocorrelation function (ACF), signals minimization of peaks of sides of ACF unquantized on duration.