

СПОСОБ ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В РАДИОЛОКАТОРАХ С АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ

Иванников Анатолий Петрович

доктор технических наук, профессор; старший научный сотрудник АО «НПП «Полёт»¹.

Иванников Дмитрий Анатольевич

кандидат технических наук, доцент; начальник отдела АО «ННПО им. М.В. Фрунзе»².

E-mail: signal-rs@mail.ru.

¹Адрес: 603950, г. Нижний Новгород, Комсомольская пл., 1.

²Адрес: 603009, г. Нижний Новгород, пр. Гагарина, 174.

Аннотация: В данной работе предлагается сигнально-кодовая конструкция с расширенной базой на основе кодов Уолша и Баркера с малым уровнем боковых лепестков автокорреляционной функции, обладающих ортогональными свойствами. Предложена методика формирования в производной системе сигналов в пакеты до $N = 200$ кодовых сигналов, что позволяет значительно увеличивать излучаемую энергию в радиолокаторах с антенными решётками. Применение данных сигналов позволяет при обработке в многоканальной корреляционной системе обеспечить значительное подавление многолучевых помех сигналов и помех, а также уменьшить влияние доплеровского сдвига частот. Эффективность предложенных алгоритмов подтверждена результатами моделирования в среде MathCAD.

Ключевые слова: код Баркера, код Уолша, алгоритмы, функция корреляции, радиолокатор, антенная решётка, твердотельные модули.

Введение

Известно, что среди основных требований к широкополосным импульсным сигналам, используемым в импульсных радиолокаторах с антенными решётками, является обеспечение малого уровня боковых лепестков их автокорреляционных функций (АКФ), возможность увеличения излучаемой энергии, уменьшения влияния доплеровского смещения частоты, эффективное использование спектров частот сигналов, помехоустойчивость [1–6].

Известны способы формирования и обработки широкополосных импульсных сигналов с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) с уровнем боковых лепестков относительно главного лепестка, равным, по оценке корреляционных функций, 0,25. Для обеспечения высокой разрешающей способности по дальности проводится уменьшение уровня боковых лепестков автокорреляционных функций ЛЧМ сигналов в частотной области за счёт весовой обработки на базе функций Хемминга, Наталла, Тейлора, Чебышева, что приводит к дополнительным потерям [1, 4, 6]. Кроме того, авто-

корреляционные функции ЛЧМ сигналов значительно зависят от доплеровского смещения частоты, что приводит к ухудшению точности определения дальности. Для частичного решения этой проблемы используются поправки Клаудера и Рихачека.

Известен способ формирования широкополосных импульсных сигналов с нелинейной частотной модуляцией (НЧМ), обеспечивающий при формировании малые боковые лепестки автокорреляционных функций сигналов, по сравнению с ЛЧМ сигналами, но при этом возрастают требования к амплитудно-фазовым искажениям модулей антенных решёток и ухудшается точность измерения дальности до целей при наличии доплеровского смещения частоты [1, 4, 6–8].

Особое место среди широкополосных импульсных сигналов с фазо-кодовой модуляцией занимают коды Баркера, у которых по сравнению с другими широкополосными сигналами при формировании и обработке обеспечивается минимальный уровень боковых лепестков автокорреляционных функций сигналов,

[1–6]. Однако число элементов кодов Баркера с минимальным уровнем боковых лепестков ограничено (не более $N = 13$), что, как показывают автокорреляционные функции сигналов, не позволяет увеличивать энергию излучения сигналов в радиолокаторах с фазированными решётками за счёт увеличения длительности зондирующих сигналов без увеличения уровня боковых лепестков.

В настоящее время задача нахождения псевдослучайных последовательностей (ПСП) с числом элементов больше $N = 13$ и малыми боковыми лепестками АКФ сигналов решается либо перебором, либо методом последовательных приближений на ЭВМ. Пример нелинейных последовательностей с числом элементов $N = 16$ и $N = 32$, имеющих малые боковые лепестки АКФ [6, 10, 11]:

$$\Psi_{16} 1101100101000011;$$

$$\Psi_{32} 11111001101001000001010111011.$$

Недостатками указанных выше способов являются ограниченные возможности по повышению ряда технических характеристик современных импульсных радиолокаторов с антенными решётками в части увеличения дальности обнаружения целей, повышения помехозащищённости, разрешающей способности и точности измерения по дальности, эффективного использования спектров частот сигналов и т. п. [1–8].

Дальнейшим развитием широкополосных импульсных сигналов с фазо-кодовой модуляцией являются производные (составные) системы сигналов на базе кодов Баркера и Уолша, которые обладают хорошими корреляционными свойствами [11]. Производные системы сигналов нашли применение, например, в сотовой связи третьего поколения для обеспечения повышения скорости передачи данных, значительного увеличения абонентского алфавита сигналов, повышения помехозащищённости и т. п. за счёт параллельного излучения производных систем сигналов и специфической обработки производной системы сигналов в РАКЕ-приемниках [10, 11, 13].

Целью данной работы является разработка алгоритмов формирования и обработки широкополосных импульсных сигналов с фазо-кодовой модуляцией на основе производной (составной) системы сигналов для радиолокаторов с антенными решётками при использовании кодов Баркера и Уолша, а также проведение оценки их эффективности с помощью моделирования в среде MathCAD.

Формировать широкополосный сигнал для радиолокатора с антенной решёткой предлагается в виде последовательности из N элементов производной системы сигналов на базе кодов Баркера и Уолша длительностью $\tau_n = N\tau_n$, где τ_n – длительность одного элемента производной системы сигналов. При этом следует отметить, что в общем случае увеличение количества элементов производной системы сигналов по отношению к кодам Баркера определяется порядком N кодов Уолша. Так, при использовании кода Баркера с числом элементов $M = 13$ и кода Уолша порядком $N = 14$ возможен выбор длительности системы производных сигналов в зависимости от требований к излучаемой передающими твердотельными модулями антенной решётки энергии из системы производных сигналов с числом элементов $N^2 = 196$.

При этом в качестве основы используется исходная система сигналов, корреляционные свойства которой не вполне удовлетворяют требованиям к корреляционным функциям, но которая обладает определёнными преимуществами с точки зрения простоты формирования и обработки (например, код Уолша). Затем выбирается производящий сигнал, который обладает хорошими корреляционными свойствами (например, код Баркера), т. е. имеет минимальные боковые пики [6, 10, 11].

Далее, при использовании, например, фазоманипулированных сигналов, путём перемножения (суммирования по модулю 2) поэлементно (посимвольно) двух сигналов вычисляется производная система сигналов:

$$\Psi_n = \text{wal}(n, \Theta) \oplus (b_1, b_2, \dots, b_n \dots B_N), \quad (1)$$

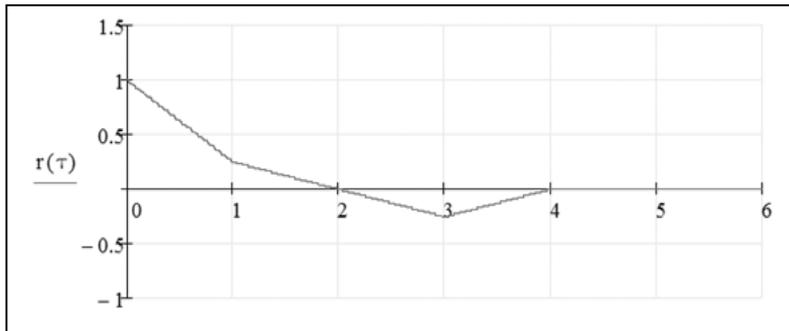


Рис. 1. Пример АКФ кода Баркера порядка $N = 4$

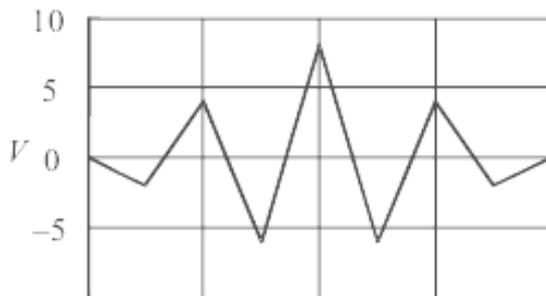


Рис. 2. Пример АКФ кода Уолша порядка $N = 4$

где $wal(n, \Theta)$ – n -й элемент кода Уолша; b_m – m -й элемент кода Баркера; $n = 1, 2, 3, \dots, N$; Θ – фаза (0 и π).

В качестве примера рассмотрим формирование производной системы сигналов $N = 4$ порядка при следующих исходных данных:

код Баркера 4-го порядка – 1 1 1 0;

коды Уолша 4-го порядка – матрица (4 x 4), определяемая элементами

$$\begin{matrix} wal(0, \Theta) & 1 & 1 & 1 & 1 & wal(2, \Theta) & 0 & 1 & 1 & 0 \\ wal(1, \Theta) & 1 & 1 & 0 & 0 & wal(3, \Theta) & 1 & 0 & 1 & 0. \end{matrix} \quad (2)$$

На рис. 1 и рис. 2 соответственно приведе-

ны примеры автокорреляционных функций (АКФ) кода Баркера и Уолша порядка $N = 4$.

На приведённых рисунках видно, что боковые лепестки АКФ кода Баркера порядка $N = 4$ не превышают уровня 0,25 от основного лепестка, боковые лепестки АКФ кода Уолша того же порядка достигают уровня 0,75 от основного лепестка.

В результате сложения по модулю 2 кодов Уолша и Баркера элементы производной системы сигналов имеют вид:

$$\begin{matrix} \psi_0 & 1 & 0 & 0 & 0 & \psi_2 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ \psi_1 & 0 & 1 & 0 & 0 & \psi_3 & 0 & 0 & 0 & 1. \end{matrix} \quad (3)$$

Элементы производной системы сигналов на базе кодов

Уолша и Баркера являются биполярными, где амплитудам $U_1 = 1$ и $U_0 = 0$ соответствуют фазы $\varphi_0 = 0$ и $\varphi_1 = \pi$. Фазы элементов производной системы сигналов порядка $N = 4$ можно представить в виде:

$$\begin{matrix} \psi_0 & + & - & - & - & \psi_2 & - & - & + & - \\ \psi_1 & - & + & - & - & \psi_3 & - & - & - & +. \end{matrix} \quad (4)$$

На рис. 3 приведены элементы производной системы сигналов на базе кодов Уолша и Баркера $N = 4$ порядка, определяемые соотношением (3).

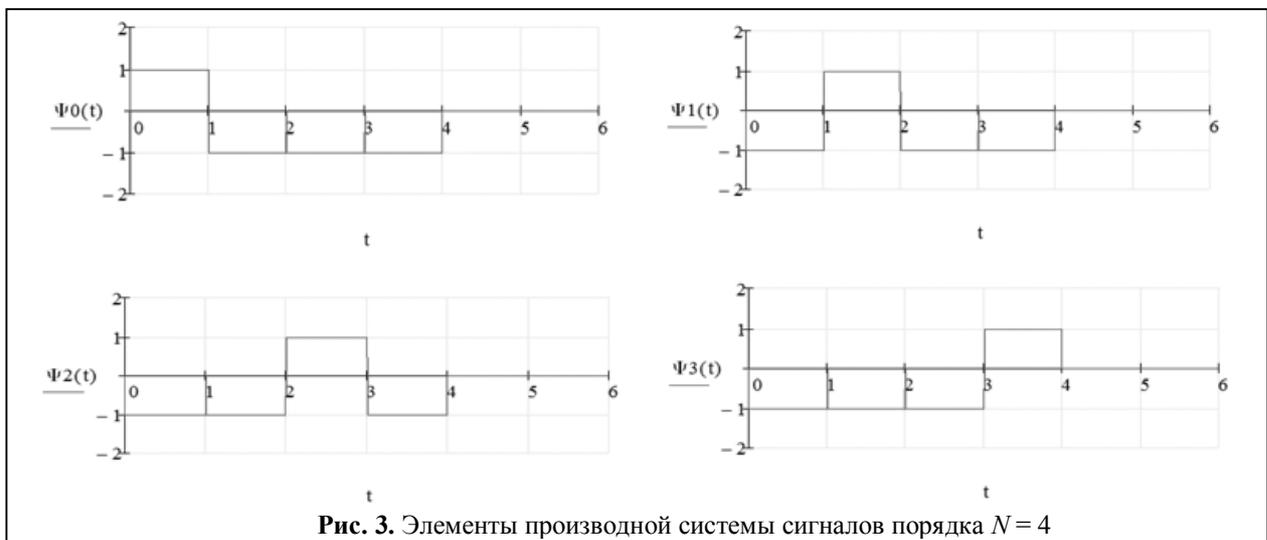


Рис. 3. Элементы производной системы сигналов порядка $N = 4$

В качестве примера на рис. 4 приведены автокорреляционные функции элементов производной системы сигналов $N = 4$ порядка.

Видно, что приведённые АКФ широкополосных импульсных сигналов имеют боковые лепестки, не превышающие уровень 0,25 от основного лепестка, и находятся в противофазе, поэтому при совмещении их во времени они взаимно компенсируются (рис. 5).

Аналогичный результат суммы АКФ элементов производной системы сигналов получен при порядке $N = 8$ (рис. 6).

Рассмотрим реализацию способа формирования и многоканальную корреляционную обработку широкополосного сигнала (рис. 7) на примере производной системы сигналов порядка $N = 8$.

Структурная схема модуля формирования производной системы сигналов приведена на рис. 8.

В состав модуля формирования сигналов входят генератор кодов Баркера 1 и генератор кодов Уолша 3, которые формируют, соответственно, коды Баркера с числом элементов $M = 7$ и кодов Уолша $N = 8$ порядка. В формирователе элементов производной системы сигналов 2 в результате сложения по модулю 2 исходных функций Уолша и Баркера формируются элементы производной системы сигналов. В формирователе импульсных сигналов 4 формируется последовательность из $N = 8$ элементов производной системы сигналов длительностью $\tau_{\Pi} = N\tau_{\Pi}$.

Реализация предложенного алгоритма обработки на базе производной системы сигналов функций Уолша и Баркера приведена на рис. 9.

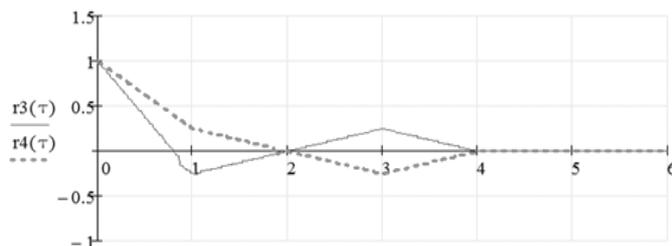
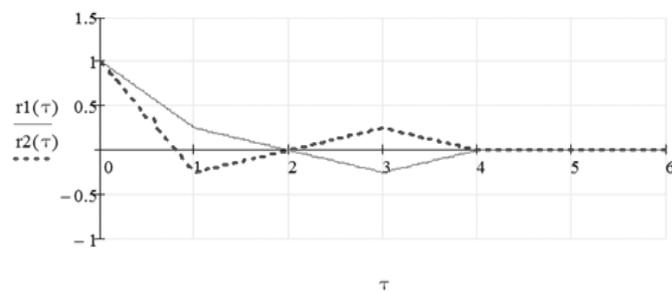


Рис. 4. АКФ элементов производной системы сигналов порядка $N = 4$

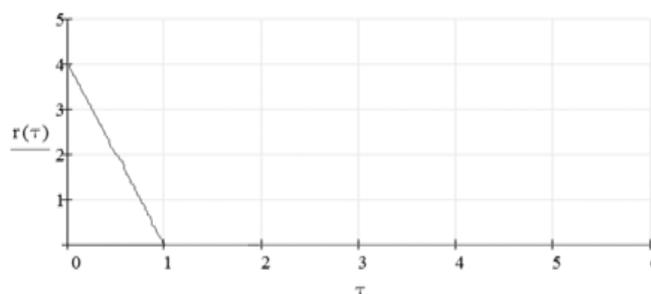


Рис. 5. Сумма АКФ элементов производной системы сигналов порядка $N = 4$

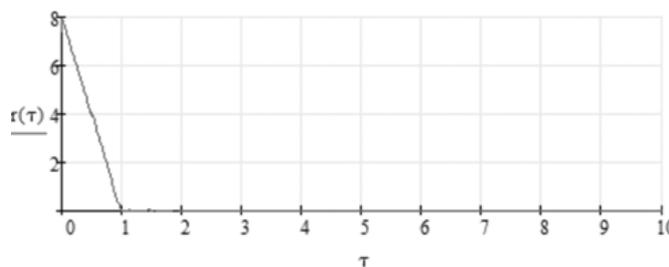


Рис. 6. Сумма АКФ элементов производной системы сигналов порядка $N = 8$

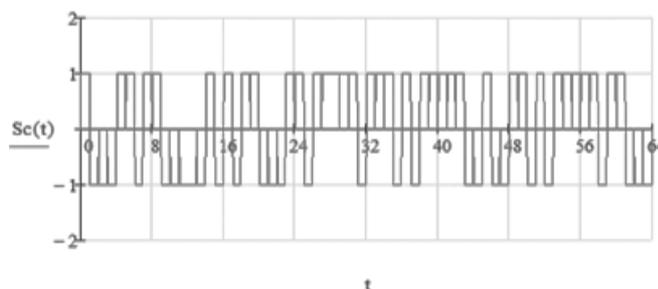


Рис. 7. Широкополосный сигнал из $N = 8$ элементов

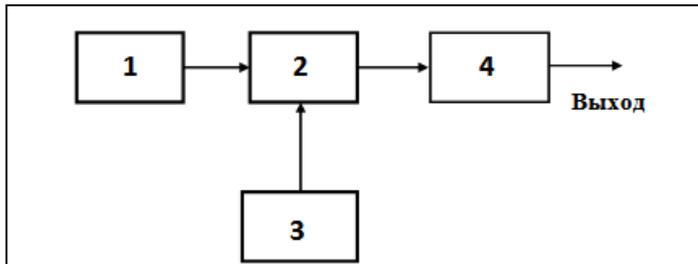


Рис. 8. Модуль формирования сигналов. Цифрами обозначены: 1 – генератор кодов Баркера; 2 – формирователь элементов производной системы сигналов; 3 – генератор кодов Уолша; 4 – формирователь последовательности импульсных сигналов.

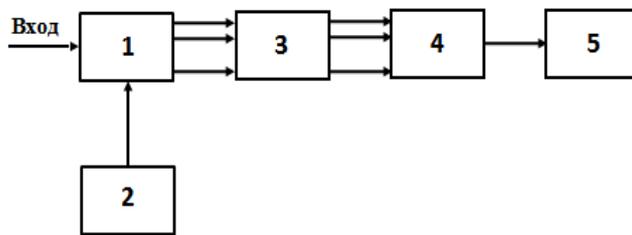


Рис. 9. Модуль обработки сигналов. Цифрами обозначены: 1 – многоканальный коррелятор; 2 – формирователь копий элементов производной системы сигналов; 3 – многоканальное устройство задержки сигналов; 4 – сумматор сигналов; 5 – решающее устройство.

Сигнал в виде последовательности из $N = 8$ элементов производных сигналов поступает на первый вход многоканального коррелятора 1, на второй вход которого с формирователя копий элементов производной системы сигналов 2 поступают соответствующие копии элементов производных сигналов

$$r_n(\tau) = \frac{1}{N-1} \int_0^{N-1} \Psi_n(t) \Psi_n(t-\tau) dt = 1, \quad (5)$$

$$r_{ni}(\tau) = \frac{1}{N-1} \int_0^{N-1} \Psi_n(t) \Psi_i(t-\tau) dt = 0, \quad (6)$$

при $n \neq i$, где $\Psi_n(t)$, $\Psi_i(t)$ – n -й и i -й элементы производной системы сигналов.

При этом в каждом канале коррелятора 1 за счёт ортогональных свойств элементов производных сигналов выделяются «свои» сигналы и устраняются «чужие» [10, 11, 13].

Для сложения автокорреляционных функций на выходе многоканального коррелятора

вводится многоканальное устройство задержек сигналов (3), которое обеспечивает на выходе каждого канала коррелятора их совмещение во времени с последующим сложением амплитуд в сумматоре сигналов 4.

Синтезированный таким образом широкополосный сигнал позволяет не только увеличивать излучаемую энергию, но и обеспечить высокую помехоустойчивость и разрешающую способность радиолокатора по дальности за счёт свойств кодов Баркера и Уолша.

В решающем устройстве 5 обеспечивается выделение сигналов на фоне помех и шумов, после чего радиолокационная информация направляется потребителям.

Для оценки эффективности предлагаемого способа формирования и обработки широкополосных сигналов в радиолокаторах с антенными решётками проведено моделирование в среде Mathcad. Вычисление автокорреляционных функций производится по формуле:

$$r_n(\tau) = \frac{1}{N-1} \int_n^{N+n-1} \Psi_n(k-n) \times S_c(k-\tau) dk = 1, \quad (7)$$

где $\Psi_n(t)$ – элементы n -ой производной системы сигналов; $S_c(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \Psi_n(t - n\tau_n)$ – входная последовательность сигнала; τ_n – длительность одного элемента производной системы сигналов

Результаты моделирования приведены на рис. 10 – рис. 14.

На рис. 14 видно, что на входе решающего устройства помехи и шумы значительно устранены, в результате чего обеспечивается повышение помехозащищенности и разрешающей способности по дальности.

Такой результат объясняется тем, что при кодовом разделении элементов производной системы сигналов в многоканальном корреляторе спектральные плотности узкополосных

помех и шума, при умножении на копии элементов производной системы сигналов, значительно расширяются. В результате этого в узкую полосу каждого канала многоканального коррелятора попадает лишь часть мощности помех и шума, поэтому они будут ослаблены в соответствии с величиной базы широкополосных импульсных сигналов [1, 3, 5].

На следующем этапе исследований с помощью моделирования в среде Mathcad рассмотрено влияние доплеровского смещения частоты на корреляционные функции сигналов элементов производной системы сигналов на базе кодов Баркера и Уолша.

Корреляционные функции широкополосного импульсного сигнала в виде последовательности из суммы $N = 8$ элементов производной системы сигналов на базе кодов Баркера и Уолша определяются соотношением

$$r_n(\tau) = \frac{1}{N-1} \int_0^{N-1} \Psi_n(t) \times \Psi_n(t-\tau) \times \cos[\omega_d(t-\tau)] dt$$

где $\Psi_n(t)$ – элементы n -ой производной системы сигналов; ω_d – доплеровское смещение частоты.

Результаты моделирования приведены на рис. 15 – рис. 18.

Уменьшение влияния доплеровского смещения частоты на корреляционные функции элементов производной систе-

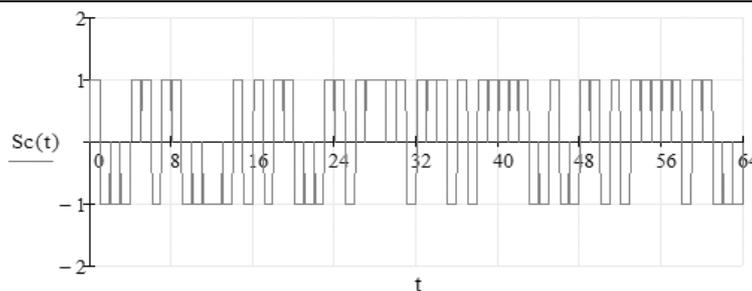


Рис. 10. Импульсный сигнал в виде последовательности из суммы $N = 8$ элементов на входе многоканального коррелятора

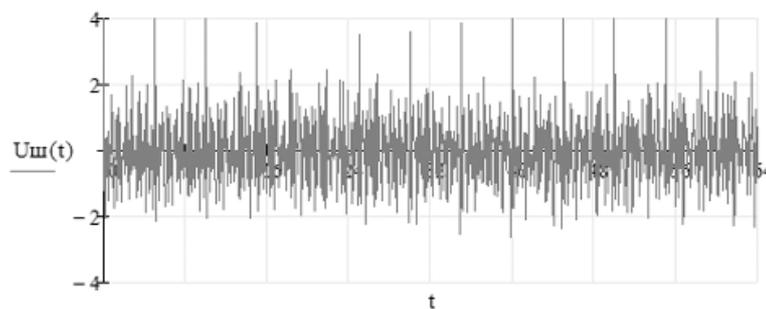


Рис. 11. Шум на входе многоканального коррелятора

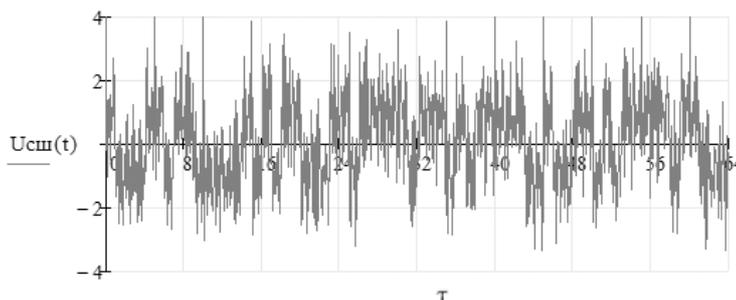


Рис. 12. Смесь сигнала и шума на входе многоканального коррелятора

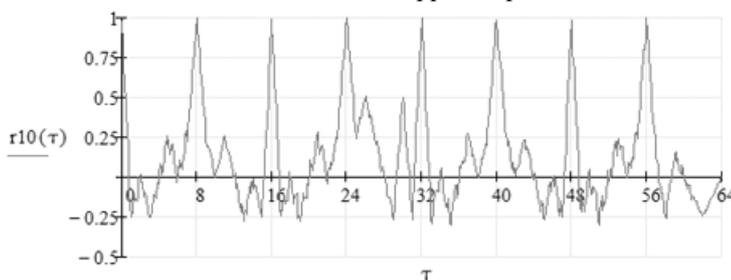


Рис. 13. Смесь сигнала и шума на выходе каждого канала многоканального коррелятора

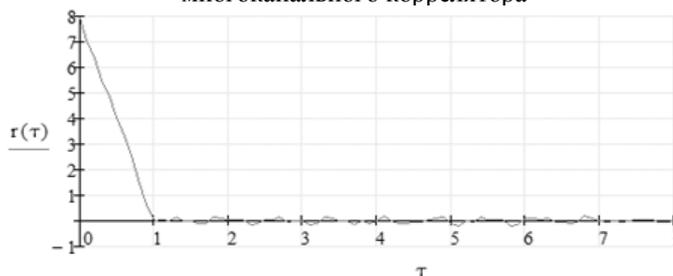


Рис. 14. Смесь сигнала и шума на выходе сумматора сигналов

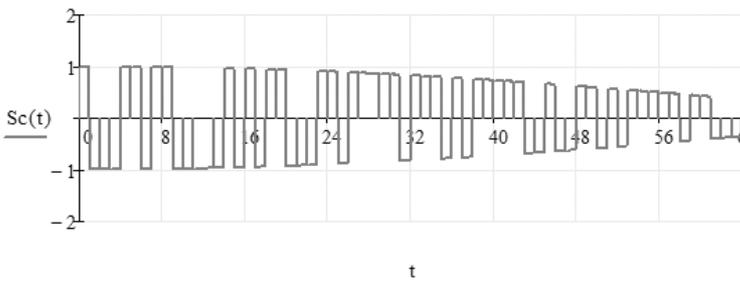


Рис. 15. Импульсный сигнал при $f_d = 3$ кГц и $\tau_{из} = 64$ мкс

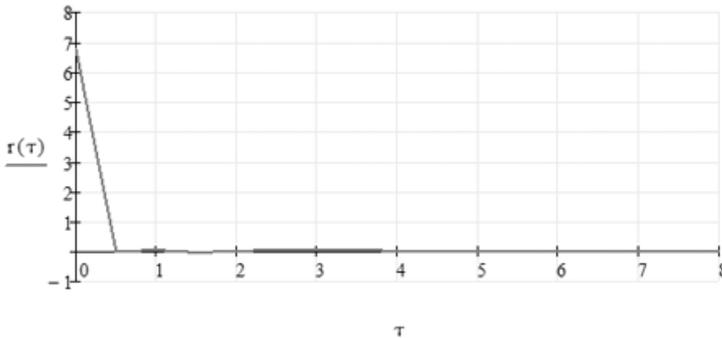


Рис. 16. Импульсный сигнал на выходе сумматора сигналов при $f_d = 3$ кГц и $\tau_{из} = 64$ мкс

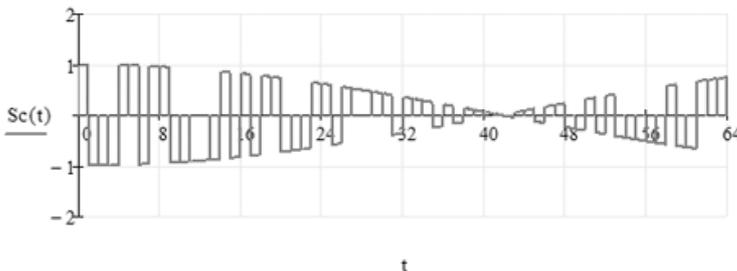


Рис. 17. Импульсный сигнал при $f_d = 6$ кГц и $\tau_{из} = 64$ мкс

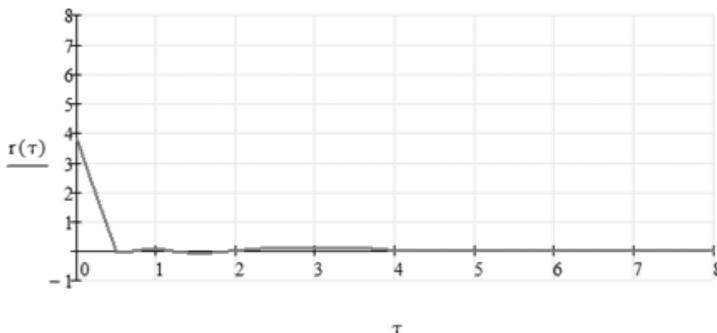


Рис. 18. Импульсный сигнал на выходе сумматора сигналов при $f_d = 6$ кГц и $\tau_{из} = 64$ мкс.

мы сигналов на базе кодов Баркера и Уолша обеспечивается за счёт того, что корреляционная обработка широкополосного импульсного сигнала проводится отдельно для каждого из $N = 8$ элементов производной системы сигналов [5, 7].

Полученные результаты позволяют в радиолокаторах с антенными решётками на базе твердотельных модулей повысить их функциональные и технические характеристики.

Выводы

Предложенный способ формирования и обработки широкополосных сигналов с фазокодовой модуляцией в радиолокаторах с антенными решётками позволяет увеличить энергию излучения широкополосных импульсных радиосигналов, повысить разрешающую способность и точность определения координат по дальности, улучшить помехоустойчивость и эффективность использования спектра частот сигналов [14].

Литература

1. Справочник по радиолокации [под ред. М.И. Скольника]. Пер. с англ. под общей ред. В.С. Вербы. В 2 книгах. Книга 1. М. : Техносфера, 2014. 672 с.
2. Бакулев П.А. Радиолокационные системы : учебник для вузов. М.: Радиотехника, 2004. 320 с.
3. Радиолокационные системы : учеб. / В. П. Бердышев, Е. Н. Гарин, А. Н. Фомин [и др.]; под общ. ред. В.П. Бердышева. Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2011. 400 с.
4. Куж Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. Пер. с англ. под ред. В.С. Кельзона. М. : Советское радио, 1971. 568 с.
5. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М. : Радио и связь, 1985. 384 с.
6. Денисенко А.Н. Сигналы. Теоретическая радиотехника. Справочное пособие. М. : Горячая линия – Телеком, 2005. 704 с.
7. Иванников А.П., Иванников Д.А. Метод синтеза импульсных сигналов с нелинейной частотной модуляцией // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2015. № 2. С. 11–17.

8. Иванников А.П., Иванников Д.А. Способ уменьшения влияния доплеровского смещения частоты в РЛС высокой мощности с частотной модуляцией // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2015. № 4. С. 20–28 с.

9. Камнев В.Ф., Аболищ А.И., Акимов А.А., Белов А.С., Бобков В.Ю., Целехатый М.И. Системы спутниковой связи с эллиптическими орбитами разнесением ветвей и адаптивной обработкой. М. : Гобсекон, 2008. 724 с.

10. Ратынский М.В. Основы сотовой связи [под ред. Д.Б. Зиминой]. М. : Радио и связь, 1998. 248 с.

11. Никитин Г.И. Применение функций Уолша в сотовых системах связи с кодовым разделением

каналов : учеб. пособие. СПб. : СПбГУАП, 2003. 86 с.

12. Иванников А.П., Иванников Д.А. Способ разрешения по дальности двух соседних сжатых ЧМ сигналов на выходе весовой обработки // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2016. № 3. С. 17–47.

13. Хармут Х.Ф. Передача информации ортогональными функциями. Пер. с англ. Дядюнова Н.Г. и Сенина А.И. М. : Связь, 1975. 272 с.

14. Иванников А.П. Способ и устройство формирования и обработки сигналов в радиолокаторах с антенными решётками : пат. РФ. № 2656369, G01S 13/12 ; опубл. 05.06.2018. Бюл. № 16.

Поступила 29 августа 2018 г.

English

BROADBAND SIGNAL GENERATION AND PROCESSING METHOD IN ANTENNA ARRAY RADARS

Ivannikov Anatoly Petrovich – Doctor of Engineering, Professor; Senior Research Assistant, JSC «NPP "Polyot"»¹.

Ivannikov Dmitry Anatolyevich – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor; Department Head, JSC «NNPO named after M.V. Frunze»².

E-mail: signal-rs@mail.ru.

¹*Address:* 603950, N. Novgorod, Komsomolskaya square, 1.

²*Address:* 603009, N. Novgorod, Gagarin Ave., 174.

Abstract: To ensure minor sidelobe level of their autocorrelation functions (ACF), the enhancement capability of radiated energy, the Doppler frequency shift minimization, the effective use of signal frequency spectrum, noise stability: these are among the main requirements to the broadband pulse signals used in antenna array pulse radars. There are known generation and processing method of broadband pulse signal with the linear frequency modulation (LFM) and with the sidelobe level of correlation functions in respect to the main lobe being 0,25. To provide high range capability the sidelobe level of the LFM signal autocorrelation functions is reduced due to weighting based on Hamming, Nathall, Taylor, and Chebyshev functions in frequency area that results in further losses. Besides, the LFM signal autocorrelation functions considerably depend on the Doppler frequency shift that results in accuracy degradation of the range estimation. There is a known generation method of broadband pulse signals with the nonlinear frequency modulation (NFM) providing minor sidelobes of signal autocorrelation functions compared to LFM signals, but that being said the requirements to the amplitude-phase distortions of antenna array units are raised and the target range estimation accuracy degrades with the Doppler frequency shift. Barker codes occupy a specific place among broadband pulse signals with phase coded modulation when generated and processed as they ensure minimum sidelobe level of autocorrelation functions as compared to other broadband signals. At the moment the problem of finding the pseudorandom sequences (PRS) with number of components more than $N=13$ and signal ACF small sidelobes is solved either via search, or via computerized approximation method. This paper proposes the signal-code sequence with extended properties based on Walsh and Barker codes with the small sidelobe level of autocorrelation function and having orthogonal properties. The generation procedure of signals in packages up to $N=200$ code signals derivative of system is proposed and that enables to increase considerably the radiated energy in antenna array radars. Application of these signals enables when processed in multichannel correlation system to provide considerable suppression of signal multibeam hindrances and noise and also to reduce Doppler frequency shift effect. The efficiency of the offered algorithms is confirmed with simulation results in MathCAD environment.

Keywords: Barker code, Walsh code, algorithms, correlation function, radar, antenna array, solid-state modules.

References

1. Radar Handbook. Ed. by M.I. Skolnik. Transl. from Engl. under general editorship by V.S. Verba. In 2 books. Book 1. Moscow: Tekhnosfera, 2014. 672 p.
2. *Bakulev P.A.* Radar Systems. The textbook for higher education institutions. Moscow : Radiotekhnika, 2004. 320 p.
3. Radar Systems: Textbook. V.P. Berdyshev, E.N. Garin, A.N. Fomin [and other colleg.]; under general editorship by V.P. Berdyshev. Krasnoyarsk : Sib. Fedr. Un-ty. 2011. 400 p.
4. *Cook Ch., Bernfeld M.* Radar signals. Transl. from Engl. Ed. by V.S. Kelzon. Moscow : Sovetskoye radio, 1971. 568 p.
5. *Varakin L.E.* Spread signal communication. Radio i svayz, 1985. 384 p.
6. *Denisenko A.N.* Signals. Theoretical radio engineering. Reference book. Moscow : Goryachaya liniya – Telekom, 2005. 704 p.
7. *Ivannikov A.P., Ivannikov D.A.* Synthesis method of pulse signal with nonlinear frequency modulation // Radiotekhnicheskiye i telekommunikatsionnye sistemy. 2015. No. 2. 11–17 p.
8. *Ivannikov A.P., Ivannikov D.A.* The way of reducing Doppler frequency shift effect in high power RS with frequency modulation // Radiotekhnicheskiye i telekommunikatsionnye sistemy. 2015. No. 4. 20–28 p.
9. *Kamnev V.F., Abolits A.I., Akimov A.A., Belov A.S., Bobkov V.Yu., Tselekhaty M.I.* Satellite communication systems with space diversity elliptic orbits and adaptive processing, Moscow : Gobsekom, 2008. 724 p.
10. *Ratynskiy M.V.* Fundamentals of cellular communication. Ed. by D.B. Zimin. Moscow : Radio i svayz, 1998. 248 p.
11. *Nikitin G.I.* Application of Walsh functions in cellular communication systems with code division of channels : tutorial. SPb. : Spbguap, 2003. 86 p.
12. *Ivannikov A.P., Ivannikov D.A.* Method of distance resolution of two adjacent compressed FM at the output of weight processing // Radiotekhnicheskiye i telekommunikatsionnye sistemy. 2016. No. 3. Pp. 17–47.
13. *Hartmut H.F.* Transmission of information by orthogonal functions. Transl. from Engl. by Lagunov N.G. and Senin A.I. Moscow : Swyaz, 1975. 272 p.
14. *Ivannikov A.P.* Method and device of signal generation and processing in radar with antenna arrays : pat. RU. No. 2656369, G01S 13/12 ; publ. 05.06.2018. Bul. No. 16.