

## Исследование возможности повышения однозначности определения временной задержки фазокодоманипулированного сигнала в корреляционном измерителе на базе ПЛИС

А.В. Ширкаев, А.В. Назаров

Филиал РФЯЦ-ВНИИЭФ «НИИИС имени Ю.Е. Седакова»  
603137, Россия, г. Нижний Новгород,  
ул. Тропинина, 47

**Аннотация – Обоснование.** В радиолокационных системах широко применяются фазокодоманипулированные сигналы. Непрерывные сигналы данного вида имеют преимущество, заключающееся в низком уровне боковых лепестков взаимной функции корреляции и высокой помехозащищенности, но имеют ограничения по размерам зоны обзора, связанные с наличием пиков неоднозначности. **Цель.** В статье рассматривается возможность повышения однозначности определения временной задержки фазокодоманипулированного сигнала в корреляционном измерителе на основе комбинированного правила кодирования на базе ПЛИС. **Методы.** Для достижения поставленной цели выполнялось численное моделирование корреляционного измерителя временной задержки с модулирующими сигналами, образованными различными правилами кодирования. **Результаты.** Предлагается в корреляционном измерителе при непрерывном приеме фазокодоманипулированного сигнала для повышения однозначности измерения временной задержки в качестве модулирующего применять сигнал, образованный двумя псевдослучайными последовательностями, одинаковыми по правилу кодирования, но разными по длительности. Приводятся результаты численного моделирования системы последетекторной цифровой обработки, основанной на предлагаемом методе. **Заключение.** Применение предлагаемого правила кодирования позволяет реализовать корреляционный измеритель с минимальным количеством вычислительных ресурсов при повышении однозначности и расширении диапазона измеряемых временных задержек.

**Ключевые слова** – ФКМ-сигнал; коррелятор; псевдослучайная последовательность; правило кодирования.

В радиолокационных системах (РЛС) широко применяется когерентно-импульсная обработка с применением фазокодоманипулированных (ФКМ) сигналов, закон модуляции в которых задается псевдослучайной последовательностью (ПСП), например М-последовательностью [1–4]. Автокорреляционная функция таких сигналов имеет сильно выраженный корреляционный пик, что позволяет эффективно применять методы обработки, основанные на вычислении взаимной функции корреляции (ВФК) принимаемого сигнала с опорным. Непрерывные сигналы данного вида имеют преимущество, заключающееся в низком уровне боковых лепестков ВФК, но имеют ограничения на размеры зоны обзора, связанные с наличием пиков неоднозначности их ВФК, когда каждый из пиков принадлежит одной из М зон обзора по дальности, определяемой длительностью одной фазоманипулированной посылки. Для того чтобы избежать неоднозначности определения временных задержек, необходимо знать, какой из зон обзора по дальности принадлежат максимумы в распределениях значений функции корреляции.

Наиболее часто применяемым подходом к проблеме устранения неоднозначности определения

временных задержек принимаемых сигналов является разбиение требуемого диапазона измерения на поддиапазоны, в пределах которых определение однозначно и соответствует требуемой точности измерения. При этом вводится задержка приема сигнала на количество периодов зондирующего импульса в зависимости от удаленности поддиапазона и вобуляция периода излучаемого сигнала для устранения череспериодного приема. Таким образом, при определении временной задержки происходит поиск отраженного сигнала во всех поддиапазонах, что, в свою очередь, увеличивает время обработки, а наличие пауз между излучениями сигналов повышает пик-фактор.

В случае применения ФКМ-сигналов способом устранения неоднозначности определения временной задержки является увеличение длины ПСП, которая формирует опорный сигнал, что позволяет увеличить количество элементов дальности. Это приводит либо к потере точности определения временной задержки при увеличении длительности кванта ПСП, либо к пропорциональному росту элементов коррелятора, что повышает количество требуемых вычислительных ресурсов. Также для устранения неопреде-

ленности в приемном устройстве применяются отдельные для каждой из  $M$  зон корреляторы, что требует значительных аппаратных затрат. Другим возможным способом устранения неоднозначности отсчетов дальности является приоритетная обработка, когда один коррелятор применяется для обработки фазоманипулированных посылок, принадлежащих всем  $M$  элементам дальности. В этом случае проблема разрешается назначением приоритета каждому из  $M$  элементов, а среди активных посылок обрабатывается только одна с наивысшим приоритетом [5].

Для повышения быстродействия вычислительных систем применяются программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) в связи с их низкой стоимостью и возможностью воспроизведения алгоритмов на различных платформах, а также удобством разработки программного обеспечения и его оперативной коррекции [6].

Целью работы является исследование возможности применения комбинированного правила кодирования для устранения неоднозначности определения временной задержки непрерывно принимаемого ФКМ-сигнала при минимальном увеличении требуемых вычислительных ресурсов ПЛИС.

Представим ФКМ-сигнал в аналитическом виде:

$$S(t) = s_0(t)e^{j(2\pi f_0 t + \varphi(t))}, \quad (1)$$

где  $f_0$  – несущая частота, а  $s_0$  – дискретно-кодированная огибающая:

$$s_0(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{L-1} W_l A_0(t - (l+iL)\Delta_t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} P_0(t - iL\Delta_t), \quad (2)$$

в виде периодически повторяющейся бинарной  $M$ -последовательности

$$P_0(t) = \sum_{l=0}^{L-1} W_l A_0(t - l\Delta_t), \quad (3)$$

образованной импульсными дискретами  $A_0(t)$  с длительностью  $\Delta_t$ . Правило кодирования задается весовыми коэффициентами  $W_l = [-1, 1]$ . Период повторения  $T = L\Delta_t$ , где  $L$  – длина кодовой ПСП.

Для повышения точности измерения временной задержки и однозначности определения местоположения удаленных на значительные расстояния объектов в корреляционном измерителе [7], в качестве модулирующего предлагается применять сигнал, образованный двумя ПСП, одинаковыми по правилу кодирования, но разными по длитель-

ности. Принимаемый сигнал детектируется синхронным детектором и после аналого-цифрового преобразования (АЦП) поступает в ПЛИС для вычисления ВФК с опорными последовательностями  $W_1$  и  $W_2$  по формуле

$$K_{1,2}(i) = \sum_{n=nt}^{M_{1,2}-nt-1} W_{1,2}(n)S(n-i). \quad (4)$$

Значение ВФК для каждого текущего момента времени  $nt$  (время измеряется в отсчетах) вычисляется по  $M$  предшествующим, взятым из скользящего окна, отсчетов. Число отсчетов  $M$  в скользящем окне равно длительности опорной ПСП.

Временная задержка в таком измерителе определяется по положению максимума распределения значений ВФК до верхней границы окна анализа по каждой опорной последовательности.

Рассмотрим два варианта формирования комбинированного правила кодирования:

- сложение опорных ПСП:

$$W = W_1 + W_2; \quad (5)$$

- умножение опорных ПСП:

$$W = W_1 W_2. \quad (6)$$

Правило кодирования для обеих ПСП задается одинаковым набором бинарных значений  $M$ -последовательности, состоящим из 1 и -1. Последовательность  $W_1$  имеет длительность дискрета, равную периоду дискретизации АЦП, и период  $T_1 = L\Delta_t$ , что позволит вычислять ВФК по составляющей  $W_1$  в темпе поступления данных с АЦП. Назовем такую последовательность быстрой. Длительность дискрета последовательности  $W_2$  задается пропорциональной длительности дискрета последовательности  $W_1$ , тогда период  $T_2 = Lk\Delta_t$ , где  $k$  – коэффициент масштабирования. Назовем такую последовательность медленной. Если  $k = L$ , то такие последовательности будут ортогональны.

Промодулированный таким образом ФКМ-сигнал  $S(t)$  на выходе детектора будет содержать две составляющие:  $S_1(t)$ , образованную от  $W_1$ , и  $S_2(t)$ , образованную от  $W_2$ . В приемном тракте их можно разделить, вычисляя взаимную функцию корреляции принимаемого сигнала  $S(t)$  и опорных ПСП  $W_1$  и  $W_2$  на двух корреляторах. Время, необходимое для вычисления одного значения ВФК, будет определяться  $\Delta_t$ , количество элементов одного коррелятора  $L$ , другого –  $Lk$ . На рис. 1 представлены наложения значений ВФК от ФКМ-сигналов, образованных комбинированными правилами кодирования  $W_1 + W_2$  (а) и  $W_1 W_2$  (б) с

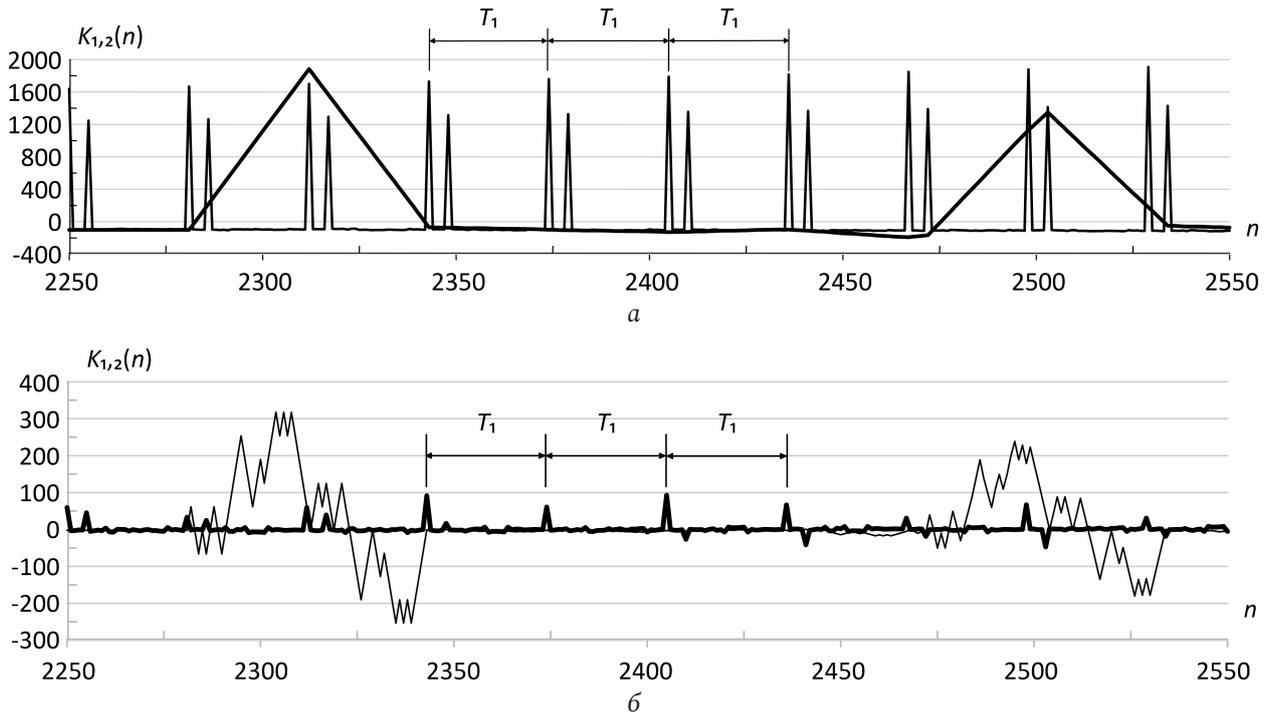


Рис. 1. Результат наложения ВФК  $K_1(n)$  и  $K_2(n)$  с правилом кодирования  $W_1 + W_2$  (а), результат наложения ВФК  $K_1(n)$  и  $K_2(n)$  с правилом кодирования  $W_1 W_2$  (б)  
Fig. 1. The result of applying the correlation function  $K_1(n)$  and  $K_2(n)$  with encoding rule  $W_1 + W_2$  (a) or  $W_1 W_2$  (b)

различной временной задержкой. При этом временные задержки значительно превышают период  $T_1$ .

Результаты моделирования показали, что при формировании опорного сигнала по правилу (6) определение временной задержки без применения дополнительных средств обработки затруднено, а в случае нарушения ортогональности ПСП – невозможно.

Когда опорный сигнал сформирован по правилу (5), то вследствие ортогональности опорных последовательностей составляющая с одним опорным сигналом не вносит значительных искажений в результат вычисления на корреляторе с другой опорной последовательностью. На рис. 2, а представлен результат вычисления функции корреляции с опорной ПСП  $W_1$  при условии, что на выходе детектора присутствует только компонента сигнала  $S_2$ , промодулированная медленной ПСП. На рис. 2, б представлена функция корреляции, полученная на корреляторе с опорной последовательностью  $W_2$  при условии, что на его входе присутствует только компонента  $S_1$ . В случае нарушения ортогональности, то есть при  $k \neq L$ , влияние одной составляющей на значения ВФК с другой составляющей увеличивается, что в свою очередь будет вносить дополнительную шумовую компоненту, возрастающую с периодом накопле-

ния. На рис. 2, в, г представлены результаты моделирования при аналогичных условиях, что и на рис. 2, а, б, но при коэффициенте масштабирования, не равном длине быстрой ПСП.

Несмотря на то что вносимая шумовая компонента при  $k \neq L$  возрастает и имеет накопительный характер, ей можно пренебречь, когда отношение сигнал/шум близко к 0. Серьезное влияние этот эффект окажет при увеличении количества опорных последовательностей, задающих модуляцию ФКМ-сигнала. Таким образом, сигнал, образованный сложением ПСП с одинаковым правилом кодирования, при обработке на двух корреляторах разделять специальными методами или фильтровать не требуется.

В рассмотренном методе обработки ФКМ-сигнала с комбинированным правилом кодирования точность определения временной задержки определяется по ширине пиковых значений ВФК быстрой ПСП и зависит от  $\Delta_t$ , а диапазон измеряемых временных задержек – по ВФК медленной ПСП и зависит от  $T_2$ . Таким образом, устраняется неоднозначность определения временной задержки от дальних областей обзора.

Предложенный подход позволяет устранить неоднозначность определения временной задержки при расширении диапазона измерения, однако требует увеличения необходимых ресурсов вы-

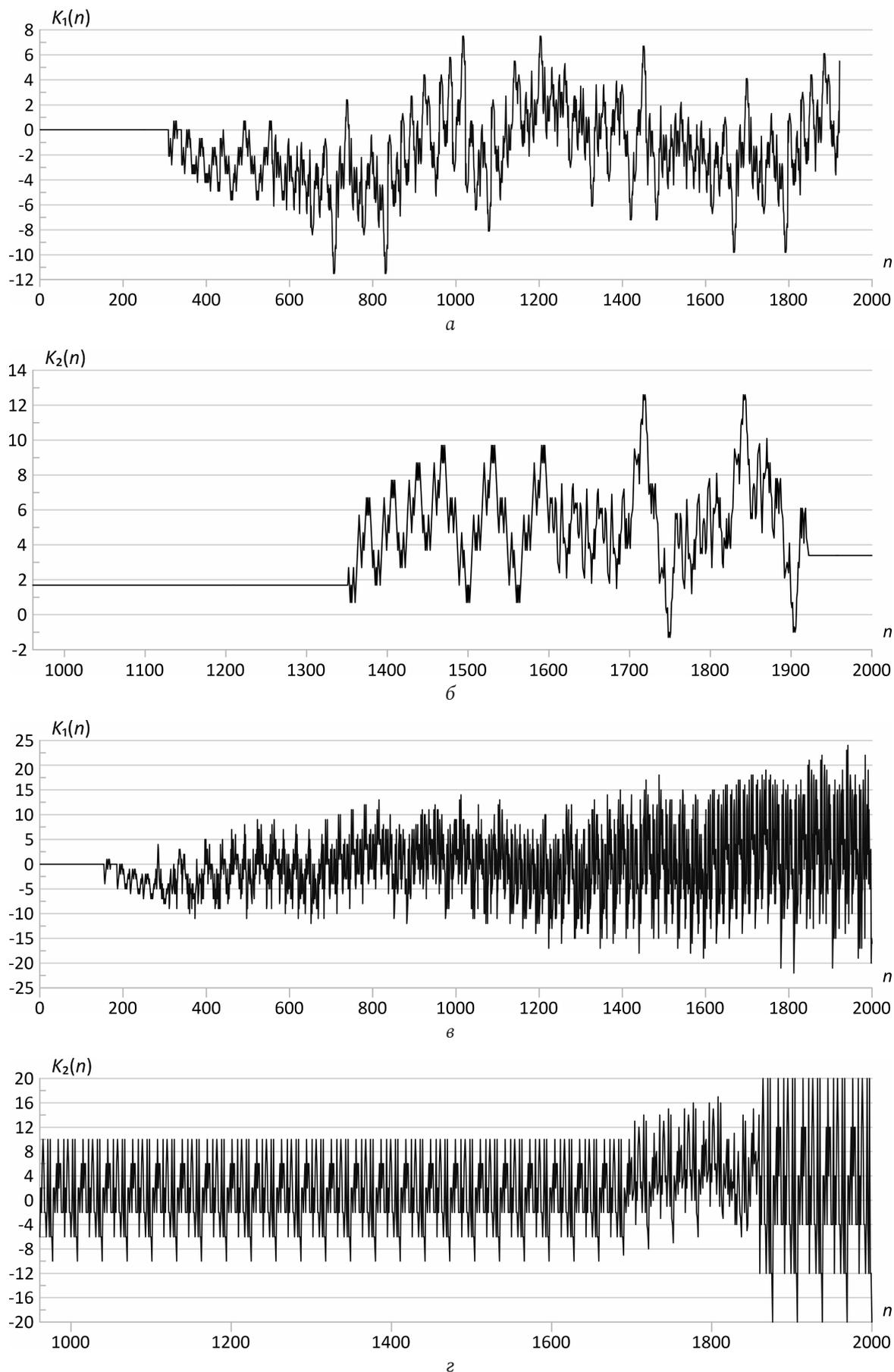


Рис. 2. Результат вычисления ВКФ при  $k = L$  (а, б) и  $k = L - 1$  (в, г) и отсутствии одной из компонент  $S_1$  или  $S_2$   
Fig. 2. The result of calculating the correlation function at  $k = L$  (a, б) and  $k = L - 1$  (c, d) in the absence of one of the components  $S_1$  or  $S_2$

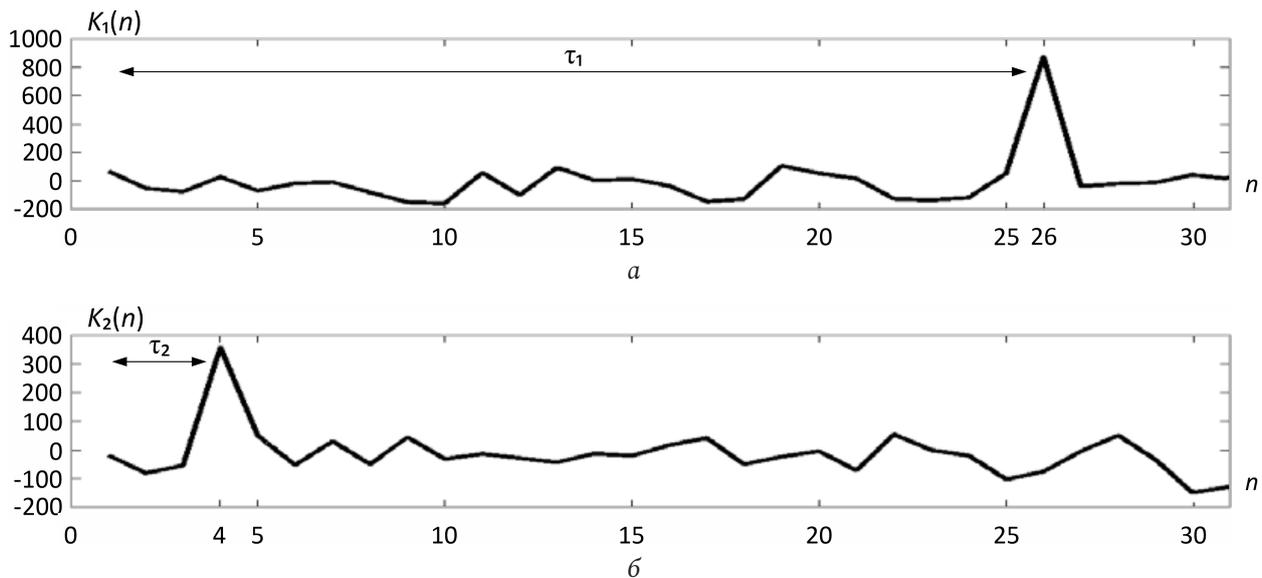


Рис. 3. ВФК для быстрой (а) и медленной (б) составляющих сигнала. Отношение сигнал/шум = -10 дБ  
Fig. 3. Cross correlation function for fast (a) and slow (b) signal components. SNR = -10 dB

числительной техники за счет увеличения объема буфера хранения данных и применения второго коррелятора с количеством элементов, равным  $Lk$ . Для устранения этого недостатка был предложен следующий подход, который реализуется на базе ПЛИС.

В связи с избыточностью информации и значительным количеством отсчетов в составляющей  $S_2$  был предложен подход, в котором для генерации  $W_1$  и  $W_2$  необходимы две синхронизирующие импульсные последовательности – одна  $c_1$  для генерации составляющей  $W_1$ , а другая  $c_2$  – для генерации составляющей  $W_2$  [8]. При этом  $c_1$  является тактовой частотой для АЦП. Импульсная последовательность  $c_2$  из последовательности  $c_1$  получается путем деления частоты на коэффициент масштабирования  $k$ . Важным является то, что данный подход может быть реализован на ПЛИС, причем синхронизирующие импульсные последовательности  $c_1$  и  $c_2$  образуются из одной тактовой частоты ПЛИС. Таким образом, изменяя тактовую частоту ПЛИС, возможно изменять длительности опорных последовательностей, что, в свою очередь, изменяет характеристики локационной системы по точности и дальности измерения. Для накопления входных данных по составляющей  $S_2$  применяется регистр сдвига, тактируемый  $c_2$ . Это позволяет выполнить прореживание входного сигнала с целью устранения избыточности информации в сигнале для вычисления значений ВФК на втором корреляторе. Получается, что количество элементов второго коррелятора уменьшается в  $k$  раз и становится равным  $L$  в случае ортогонально-

сти ПСП, а сами корреляторы различаются только темпом поступления в них данных. Быстродействие и точность определения временной задержки такой системы обработки сохраняются прежними, однако значительно снижаются требуемые вычислительные ресурсы ПЛИС. Для определения, к какой зоне обзора принадлежит временная задержка, достаточно номер максимума ВФК на выходе второго коррелятора умножить на  $k$ . На рис. 3 представлены значения ВФК, полученные по описанному методу при  $k = L$ . При этом становится неважно, как сформировано комбинированное правило кодирования – по (5) или (6), так как при прореживании информация, содержащая быструю составляющую, на входе второго коррелятора отсутствует.

В условиях постоянно меняющейся помеховой обстановки возникает необходимость перестройки несущей частоты зондирующего сигнала, для чего перейдем к квазинепрерывному зондированию пачками ФКМ-сигналов, используя паузы между пачками для перестройки несущей частоты. Время между пачками можно использовать для дальнейшей обработки сигнала и обмена информацией с внешней системой управления. Тактовая частота ПЛИС может быть значительно выше периода синхронизирующей последовательности  $c_1$ . Если учесть, что правило кодирования одинаковое для обеих компонент сигнала и корреляторы при прореживании становятся идентичными по количеству элементов, то становится возможным обработку по медленной составляющей делать во время паузы между пачками с частотой тактиро-

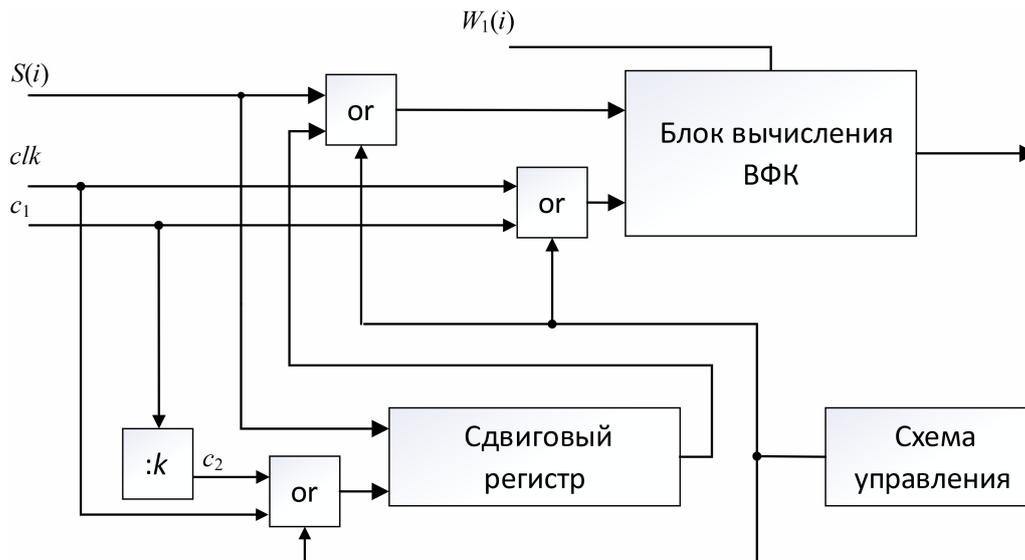


Рис. 4. Схема последетекторной обработки сигнала  
 Fig. 4. Scheme of post-detector signal processing

вании ПЛИС на том же корреляторе, что и по быстрой, подключив к его входу сдвиговый регистр, в котором хранятся прореженные данные. Недостатком такого подхода является незначительное снижение быстродействия системы обработки.

На рис. 4 представлена схема последетекторной обработки сигнала, промодулированного комбинированным правилом кодирования на одном корреляторе с прореживанием для сокращения избыточности информации. Для смены тактового сигнала используется «Схема управления», в которой формируется сигнал разрешения в паузах между пачками излучения.

В результате, несмотря на усложнение закона модуляции, удалось свести к минимуму объем вычислений и обеспечить повышение однозначности определения временной задержки принимаемого ФКМ-сигнала при корреляционной обработке на базе ПЛИС с сохранением точности измерения. Для дальнейшего расширения диапазона и устранения неоднозначности измеряемых

задержек при излучении и приеме ФКМ-сигналов возможно добавление в модулирующий сигнал дополнительных опорных ПСП, у которых длина кванта будет равной периоду предыдущей последовательности. Однако следует обратить внимание, что при таком подходе будет увеличиваться время накопления входных данных и количество сдвиговых регистров для их накопления. Поэтому под конкретную задачу следует выбирать правило кодирования, исходя из требуемой точности, быстродействия определения временной задержки, а также объема доступных вычислительных ресурсов.

Применение метода формирования излучаемого сигнала на основе комбинированного правила кодирования и обработка принимаемого сигнала на одном корреляторе с прореживанием позволяют расширить диапазон измеряемых временных задержек без потери точности при незначительном увеличении требуемых вычислительных ресурсов ПЛИС.

### Список литературы

1. Гантмахер В.Е., Быстров Н.Е., Чеботарев Д.В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез, обработка. СПб.: Наука и техника, 2005. 440 с.
2. Методы современной радиолокации и системы обработки сигналов / Р.П. Быстров [и др.] // Успехи современной радиоэлектроники. 2005. № 9. С. 11–28.
3. Guangmin S., Guosui L., Hong G. Signal analysis and processing for random binary phase coded pulse radar // Journal of Systems Engineering and Electronics. 2004. Vol. 15, no. 4. P. 520–524.
4. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
5. Быстров Н.Е., Жукова И.Н. Приоритетная обработка амплитудно-фазоманипулированных сигналов // Вестник Новгородского государственного университета. 2003. № 23. С. 52–56.

6. Принципы проектирования средств цифровой обработки сигналов бортовых РЛС, реализующих оптимальные или близкие к оптимальным алгоритмы в реальном масштабе времени / С.В. Катин [и др.] // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2011. Т. 14, № 2. С. 53–57. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=16904749>
7. Шкелев Е.И., Ширкаев А.В. Корреляционный измеритель временной задержки на базе ПЛИС // Успехи современной радиоэлектроники. 2018. № 7. С. 64–69. URL: [http://radiotec.ru/ru/journal/Achievements\\_of\\_Modern\\_Radioelectronics/number/2018-7/article/21047](http://radiotec.ru/ru/journal/Achievements_of_Modern_Radioelectronics/number/2018-7/article/21047)
8. Шкелев Е.И., Ширкаев А.В. Метод обработки сигнала в измерителе временной задержки с непрерывным псевдослучайным зондированием и с регулируемой зоной обзора // DSPA: вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2018. Т. 8, № 4. С. 85–89. URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=36548416>

## Информация об авторах

**Ширкаев Алексей Владимирович**, ведущий инженер исследователь филиала РФЯЦ-ВНИИЭФ «НИИИС имени Ю.Е. Седакова», г. Нижний Новгород, Россия.

*Область научных интересов:* алгоритмы цифровой обработки сигналов.

*E-mail:* avshirkaev@mail.ru

**Назаров Андрей Викторович**, кандидат технических наук, заместитель начальника научно-исследовательского отделения филиала РФЯЦ-ВНИИЭФ «НИИИС имени Ю.Е. Седакова», г. Нижний Новгород, Россия.

*Область научных интересов:* электродинамика, техника СВЧ-, КВЧ-диапазонов, алгоритмы цифровой обработки сигналов.

*E-mail:* anazarov@niiis.nnov.ru

## Physics of Wave Processes and Radio Systems

2023, vol. 26, no. 3, pp. 98–105

DOI 10.18469/1810-3189.2023.26.3.98-105

UDC 681.2.08

Original Research

Received 7 May 2023

Accepted 8 June 2023

Published 27 September 2023

# Research of the possibility of increasing the uniqueness of determining the time delay of the phase-code shift keyed signal in a correlation meter on the basis of FPGA

Alexey V. Shirkaev, Andrey V. Nazarov

Branch of FSUE RFNC-VNIIEF «NIIIS named after Yu.E. Sedakov»  
47, Tropinin Street,  
Nizhny Novgorod, 603137, Russia

**Abstract – Background.** In radar systems, phase code-domain keying signals are widely used. Continuous signals of this kind have the advantage of low side lobes of the cross-correlation function and high noise immunity, but have limitations on the size of the area of view associated with the presence of ambiguity peaks. **Aim.** The paper considers the possibility of increasing the unambiguity of determining the time delay of the phase-code shift keyed signal in a correlation meter based on a combined FPGA-based coding rule. **Methods.** To achieve this goal, a numerical simulation of a correlation time delay meter with modulating signals formed by different coding rules was performed. **Results.** It is proposed in the correlation meter with continuous reception of the phase-code shift keyed signal to improve the accuracy of measuring the time delay and the unambiguity of determining the location of remote objects, as a modulating signal, use a signal formed by two pseudo-random sequences that are the same according to the coding rule, but different in duration. The results of numerical simulation of the post-detection digital processing system based on the proposed method are presented. **Conclusion.** The application of the proposed coding rule makes it possible to implement a correlation meter with a minimum amount of computing resources while increasing the unambiguity and expanding the range of measured time delays.

**Keywords** – phase-code shift keyed signal; correlator; pseudo-random sequence; encoding rule.

✉ avshirkaev@mail.ru (Alexey V. Shirkaev)



© Alexey V. Shirkaev, Andrey V. Nazarov, 2023

## References

1. V. E. Gantmakher, N. E. Bystrov, and D. V. Chebotarev, *Noise-Like Signals. Analysis, Synthesis, Processing*. Saint Petersburg: Nauka i tekhnika, 2005. (In Russ.)
2. R. P. Bystrov et al., “Modern radar methods and signal processing systems,” *Uspekhi sovremennoy radioelektroniki*, no. 9, pp. 11–28, 2005. (In Russ.)
3. S. Guangmin, L. Guosui, and G. Hong, “Signal analysis and processing for random binary phase coded pulse radar,” *Journal of Systems Engineering and Electronics*, vol. 15, no. 4, pp. 520–524, 2004.

4. Ya. D. Shirman and V. N. Manzhos, *Theory and Technology of Processing Radar Information Against a Background of Interference*. Moscow: Radio i svyaz', 1981. (In Russ.)
5. N. E. Bystrov and I. N. Zhukova, "Priority processing of amplitude-phase-shift keyed signals," *Vestnik Novgorodskogo gosudarstvennogo universiteta*, no. 23, pp. 52–56, 2003. (In Russ.)
6. S. V. Katin et al., "Design principles for digital signal processing of airborne radars that implement optimal or near-optimal algorithms in real time," *Physics of Wave Processes and Radio Systems*, vol. 14, no. 2, pp. 53–57, 2011, url: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=16904749>. (In Russ.)
7. E. I. Shkelev and A. V. Shirkaev, "Correlation time delay meter based on FPGA," *Uspekhi sovremennoy radioelektroniki*, no. 7, pp. 64–69, 2018, url: [http://radiotec.ru/ru/journal/Achievements\\_of\\_Modern\\_Radioelectronics/number/2018-7/article/21047](http://radiotec.ru/ru/journal/Achievements_of_Modern_Radioelectronics/number/2018-7/article/21047). (In Russ.)
8. E. I. Shkelev and A. V. Shirkaev, "Method of signal processing in a time delay meter with continuous pseudonoise probing and with an adjustable viewing area," *DSPA: voprosy primeneniya tsifrovoy obrabotki signalov*, vol. 8, no. 4, pp. 85–89, 2018, url: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=36548416>. (In Russ.)

## Information about the Authors

**Alexey V. Shirkaev**, lead research engineer of Branch of FSUE RFNC-VNIIEF «NIIS named after Yu.E. Sedakov», Nizhny Novgorod, Russia.

*Research interests:* digital signal processing.  
*E-mail:* avshirkaev@mail.ru

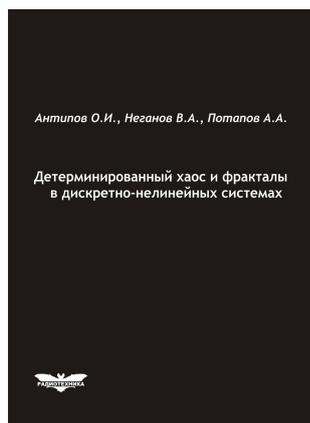
**Andrey V. Nazarov**, Candidate of Technical Sciences, deputy head of the research department, Branch of FSUE RFNC-VNIIEF «NIIS named after Yu.E. Sedakov», Nizhny Novgorod, Russia.

*E-mail:* anazarov@niis.nnov.ru  
*Research interests:* electrodyamics, technology of SHF, EHF ranges, digital signal processing.

## РЕКЛАМА

**Антипов, О.И.**

**Детерминированный хаос и фракталы в дискретно-нелинейных системах / О.И. Антипов, В.А. Неганов, А.А. Потапов.** – М.: Радиотехника, 2009. – 235 с., ил.



ISBN 978-5-88070-237-4

УДК 530.1:621.372+621.396  
ББК 32.96

В монографии рассмотрены явления детерминированного хаоса и фрактальности в дискретно-нелинейных системах на примере устройств импульсной силовой электроники, приведены некоторые основные определения современной нелинейной динамики и некоторые математические методы целочисленных и дробных мер.

Представленные явления стохастической работы могут наблюдаться в широком классе систем с переменной структурой, действие которых может быть описано системами дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами, скачкообразно меняющими свои значения с течением времени в зависимости от состояния системы. Объектами исследования явились импульсные стабилизаторы напряжения различных типов и структур. Научной новизной является применение как фрактальных, так и мультифрактальных мер детерминированного хаоса к анализу стохастической работы импульсных стабилизаторов.

*Для специалистов, интересующихся проблемами детерминированного хаоса, численным моделированием дискретно-нелинейных систем.*