

УДК 621.391.81:621.396.96

АЛГОРИТМ СЖАТИЯ ПОЛИФАЗНЫХ КОГЕРЕНТНЫХ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ СИГНАЛОВ

Р. Н. Ипанов

ФКУ Научно-производственное объединение «Специальная техника и связь»

МВД России, 111024 Москва, ул. Пруд Ключики, 2

Статья поступила в редакцию 6 октября 2017 г.

Аннотация. Рассмотрен алгоритм сжатия полифазных радиолокационных сигналов, имеющих в окрестности центрального пика апериодической автокорреляционной функции область нулевых боковых лепестков. Данные сигналы, названные полифазными (p -фазными, где p -простое число) когерентными дополнительными сигналами, представляют собой пачку из p когерентных фазокодированных импульсов, кодированных ансамблем p -парных D -кодов. Область нулевых боковых лепестков автокорреляционной функции полифазных когерентных дополнительных сигналов позволяет снизить порог обнаружения радиолокационных целей до уровня шумов, повышая тем самым вероятностные характеристики обнаружения. Также за счет большой базы эти сигналы имеют высокие коэффициенты сжатия, что дает возможность выполнять задачу разрешения близкорасположенных по дальности целей с близкими радиальными скоростями и измерять их координаты с высокими точностными характеристиками. Полифазные фазокодированные зондирующие сигналы позволяют в значительной степени повысить скрытность работы радиолокационных станций.

Устройство сжатия полифазных когерентных дополнительных сигналов состоит из входного регистра на N ячеек, процессора дискретного преобразования, названного процессором дискретного D -преобразования, с N входами и N выходами, $(p-1)$ одинакового регистра сдвига на QN ячеек и $(p-1)$ одинакового сумматора комплексных чисел, где N – длина D -кода, Q – скважность сигнала. Показано, что матрица дополнительных

последовательностей есть произведение матрицы функций Виленкина-Крестенсона на диагональную с элементами из первой строки матрицы дополнительных последовательностей. Алгоритм работы процессора дискретного D -преобразования таким образом представляет собой алгоритм быстрого преобразования Фурье в базисе функций Виленкина-Крестенсона с добавлением весовых коэффициентов на входе процессора, являющихся элементами первой строкой матрицы дополнительных последовательностей. Отчеты спектра дискретного D -преобразования для вычисления автокорреляционной функции снимаются с выходов процессора в соответствии с расположением одного из N/p ансамблей p -парных дополнительных последовательностей. Таким образом, можно получить N/p различных автокорреляционных функций.

Рассмотренный алгоритм сжатия полифазных когерентных дополнительных сигналов позволяет эффективно в реальном масштабе времени решать задачи разрешения и измерения координат групповых радиолокационных целей с близкими радиальными скоростями.

Ключевые слова: пачка импульсов, полифазный сигнал, дополнительная последовательность, автокорреляционная функция, боковые лепестки, порог обнаружения, радиальная скорость, согласованный фильтр, система функций Виленкина-Крестенсона, быстрое преобразование Фурье, сигнальный граф, весовой коэффициент.

Abstract. A compression algorithm for polyphase radar signals that have an area of zero sidelobes in the vicinity of the central peak of the aperiodic autocorrelation function has been considered. These signals, which are called polyphase (p -phase, where p is a prime number) coherent complemented signals, are a burst of p coherent phase-code-manipulated pulses coded by an ensemble of p -pair D -codes. The zero sidelobe area of the autocorrelation function of the polyphase coherent complemented signals permits reducing the threshold of detection of radar targets to the noise level, thus increasing the detection probability. Also, by virtue of the large base, these signals have high compression coefficients, which makes it possible to solve the

problem of discerning targets that are closely located in space to each other and have close radial velocities as well as measuring their coordinates with high precision. The polyphase phase-code-manipulated probing signals permit significantly enhancing the secrecy of the radiolocation stations' operation.

The device for compression of the polyphase coherent complemented signals consists of an input register with N cells, a discrete transform processor called a discrete D-transformation processor, with N inputs and N outputs, $(p-1)$ identical shift registers with QN cells and $(p-1)$ identical adders of complex numbers, where N is the length of the D -code and Q is the parameter inverse to the duty ratio. It is shown that the matrix of complementary sequences is the product of the matrix of Vilenkin–Chrestenson functions and a diagonal one with elements from the first row of the matrix of complementary sequences. Thus, the algorithm of the discrete D-transformation processor's operation is an algorithm of fast Fourier transform in the basis of the Vilenkin–Chrestenson functions with addition of weighing coefficients at the processor's input, which are the first row of the matrix of complementary sequences. The reports of the discrete D-transform spectrum for computing the autocorrelation function are taken from the processor's outputs in conformity with arrangement of one of the N/p ensembles of the p -pair complementary sequences. Thus, we can obtain N/p various autocorrelation functions.

The considered compression algorithm for the polyphase coherent complemented signals makes it possible to achieve effective real-time solutions of the problems of discerning and measuring the coordinates of grouped targets of the radar that have close radial velocities.

Keywords: burst of pulses, polyphase signal, complementary sequence, autocorrelation function, sidelobes, detection threshold, radial velocity, matched filter, system of Vilenkin–Chrestenson functions, fast Fourier transform, signal graph, weighing coefficient.

Введение

В работе [1] были рассмотрены полифазные (p -фазные, где p -простое число) когерентные дополнительные сигналы (КДС), представляющие собой последовательность p когерентных фазокодированных импульсов, кодированных ансамблем p -парных D -кодов.

Апериодическая автокорреляционная функция (АКФ) полифазных КДС в окрестности центрального пика имеет область нулевых боковых лепестков, что позволяет снизить порог обнаружения радиолокационных целей до уровня шумов, повышая тем самым вероятностные характеристики обнаружения. Также за счет большой базы эти сигналы имеют высокие коэффициенты сжатия, что дает возможность выполнять задачу разрешения близкорасположенных по дальности целей с близкими радиальными скоростями и измерять их координаты с высокими точностными характеристиками.

Полифазные фазокодированные зондирующие сигналы позволяют в значительной степени повысить скрытность работы радиолокационных станций (РЛС). Импульсные полифазные сигналы могут формироваться широким набором p -ичных кодов, отличаются малой спектральной плотностью и низким уровнем боковых лепестков автокорреляционной функции. При оптимальном подборе элементов для p -ичных кодов можно получить более низкий уровень боковых лепестков автокорреляционной функции, чем для двоичных кодов близкой длительности.

Названные характеристики полифазных КДС позволяют эффективно использовать их, например, в РЛС противоракетной обороны для селекции и сопровождения элементов сложной баллистической цели на внеатмосферном участке траектории их движения. Высокая скрытность работы дает возможность снизить вероятность обнаружения излучения этих РЛС средствами радиотехнической разведки и самонаводящимися противорадиолокационными ракетами. Полифазные КДС можно также

использовать, например, в РЛС, осуществляющих сопровождение и идентификацию космических объектов на околоземной орбите.

Цель работы – разработка структурной схемы устройства сжатия полифазного КДС, алгоритм работы которого включает в свой состав быстрое преобразование Фурье в базисе функций Виленкина-Крестенсона [2], что позволяет эффективно в реальном масштабе времени решать задачи разрешения и измерения координат групповых целей с близкими радиальными скоростями.

Структурная схема устройства сжатия полифазного когерентного дополнительного сигнала

Структурная схема устройства сжатия полифазного КДС изображена на рис.1 и представляет собой эквивалентную структурную схему согласованного фильтра полифазного КДС [3].

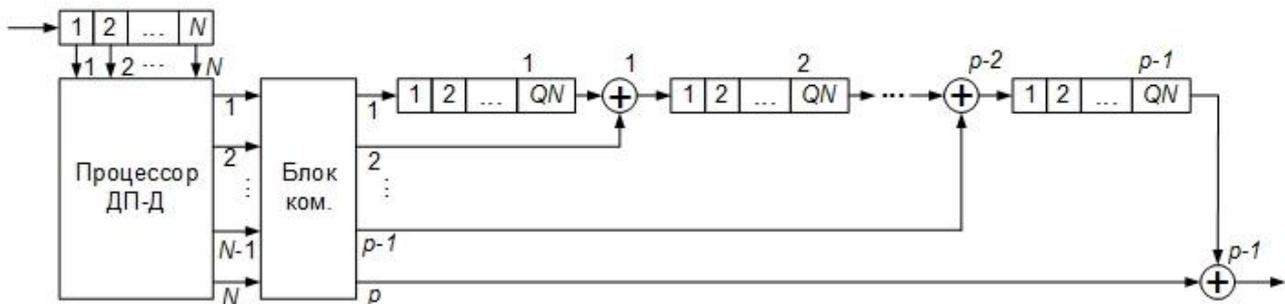


Рис.1. Структурная схема устройства сжатия полифазного КДС

Устройство сжатия состоит из входного регистра на N ячеек памяти, процессора дискретного D -преобразования [3] с N входами и N выходами, блока коммутации, осуществляющего соединение p из N входов с p выходами, $(p-1)$ одинакового регистра сдвига на QN ячеек памяти и $(p-1)$ одинакового сумматора комплексных чисел, где $N = p^k$ – длина D -кода, $k \in \mathbf{N}$, \mathbf{N} – множество натуральных чисел, Q – скважность сигнала.

При $p = 2$ получим устройство сжатия бинарного КДС [3].

Основным элементом данного устройства является процессор дискретного Д-преобразования (процессор ДП-Д), алгоритм работы которого описывается следующим математическим выражением:

$$\mathbf{G}_{N,1} = \tilde{\mathbf{D}}_N \mathbf{S}_{1,N}^T, \quad (1)$$

где $\mathbf{S}_{1,N}$ - вектор отсчетов входного сигнала дискретного Д-преобразования;

$\tilde{\mathbf{D}}_N = \left\| \tilde{d}_{i,j} \right\|_1^N$ - матрица p -фазных дополнительных последовательностей порядка k [1], связанная с матрицей p -ичных D -кодов $\mathbf{D}_N = \left\| d_{i,j} \right\|_1^N$ следующим выражением:

$$\tilde{d}_{i,j} = e^{j \frac{2\pi}{p} d_{i,j}}. \quad (2)$$

Полифазный КДС представляют собой пачку из p когерентных фазокодоманипулированных импульсов, кодированных ансамблем p -парных D -кодов, расположенных в строках матрицы D -кодов с номерами s и t согласно выражения:

$$|s - t| = p^{k-1}, \quad s, t = 1, 2, \dots, N, \quad N = p^k. \quad (3)$$

Всего матрица p -ичных D -кодов содержит $N/p = p^{k-1}$ различных ансамблей p -парных дополнительных последовательностей порядка k . Значит процессор ДП-Д позволяет вычислить N/p комбинаций отсчетов спектра, участвующих в формировании N/p АКФ полифазных КДС, кодированных различными ансамблями p -парных дополнительных последовательностей.

Известно, что система функций Виленкина-Крестенсона (система ФВК) является мультипликативной абелевой группой [2, стр. 66], т. е. результат поэлементного произведения строк матрицы системы ФВК является строкой той же матрицы.

Если первую строку матрицы p -фазных дополнительных последовательностей $\tilde{\mathbf{D}}_N$ перемножить поэлементно с каждой строкой матрицы системы ФВК, упорядоченной по Кронекеру (ФВК-Кронекера), получим

матрицу p -фазных дополнительных последовательностей. Из теории групп это означает, что множество, состоящее из строк матрицы p -фазных дополнительных последовательностей, является смежным классом по подгруппе, элементами которой являются строки матрицы системы ФВК-Кронекера, а первая строка матрицы p -фазных дополнительных последовательностей – лидером смежного класса.

Математически это можно записать следующим образом:

$$\tilde{\mathbf{D}}_N = \tilde{\mathbf{H}}_N \begin{pmatrix} \tilde{d}_{1,1} & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \tilde{d}_{1,2} & \dots & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \tilde{d}_{1,j} & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & \tilde{d}_{1,N} \end{pmatrix} = \tilde{\mathbf{H}}_N \boldsymbol{\lambda}_N, \quad (4)$$

где $\tilde{\mathbf{H}}_N = \|\tilde{h}_{i,j}\|_1^N$ - матрица системы ФВК-Кронекера;

$\boldsymbol{\lambda}_N$ - диагональная матрица с элементами из первой строки матрицы $\tilde{\mathbf{D}}_N$.

Дискретное Д-преобразование (1) тогда будет иметь следующий вид:

$$\mathbf{G}_{N,1} = \tilde{\mathbf{H}}_N \boldsymbol{\lambda}_N \mathbf{S}_{1,N}^T. \quad (5)$$

Известно, что матрицу системы ФВК-Кронекера можно факторизовать методом Гуда [2, стр. 39], т. е. дискретное Д-преобразование (5) может быть сведено к быстрому преобразованию Фурье (БПФ) в базисе ФВК.

БПФ в базисе ФВК-Кронекера будет иметь вид:

$$\mathbf{G}_{N,1} = \mathbf{C}_{k_N} \mathbf{C}_{k-1_N} \dots \mathbf{C}_{j_N} \dots \mathbf{C}_{1_N} \boldsymbol{\lambda}_N \mathbf{S}_{1,N}^T, \quad (6)$$

$$\mathbf{C}_{k_N} = \mathbf{E}_p \otimes \mathbf{1}_p \otimes \dots \otimes \mathbf{1}_p$$

$$\mathbf{C}_{k-1_N} = \mathbf{1}_p \otimes \mathbf{E}_p \otimes \dots \otimes \mathbf{1}_p$$

.....

где $\mathbf{C}_{j_N} = \mathbf{1}_p \otimes \dots \otimes \mathbf{E}_p \otimes \dots \otimes \mathbf{1}_p$;

.....

$$\mathbf{C}_{1_N} = \underbrace{\mathbf{1}_p \otimes \dots \otimes \mathbf{1}_p}_k \otimes \mathbf{E}_p$$

\otimes - операция кронекеровского произведения;

$\mathbf{1}_p$ - единичная матрица размера $p \times p$;

\mathbf{E}_p - матрица дискретных экспоненциальных функций размера $p \times p$.

Из выражения (6) следует, что процессор ДП-Д в схеме на рис.1 может быть заменен на процессор БПФ в базисе ФВК-Кронекера с добавлением весовых коэффициентов (матрица λ_N в выражении) на входе процессора, являющихся элементами первой строки матрицы p -фазных дополнительных последовательностей $\tilde{\mathbf{D}}_N$.

Блок коммутации на рис.1 осуществляет соединение p из N его входов с p выходами согласно выражению (3), т. е. в соответствии с номерами строк, в которых располагаются p -парные D -коды.

Структурная схема устройства сжатия полифазного КДС, измененная в соответствии с выражением (6) приведена на рис.2.

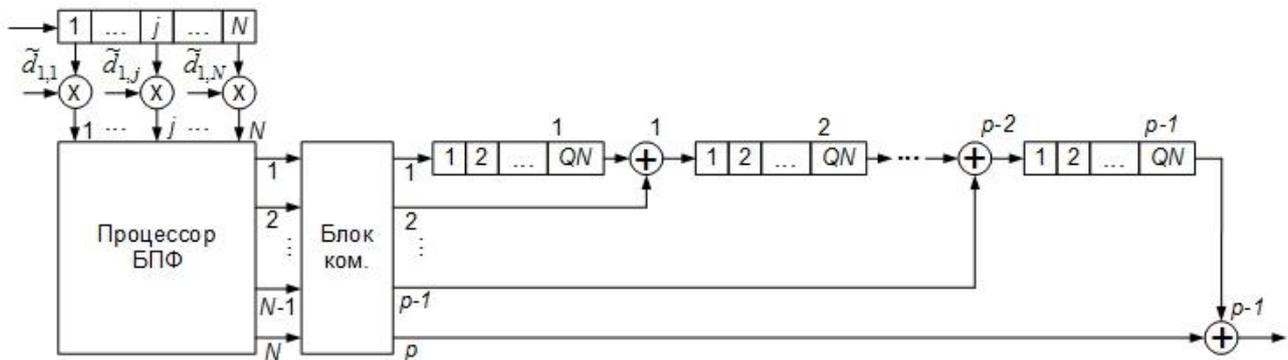


Рис.2. Структурная схема устройства сжатия полифазного КДС с БПФ

На рис.2 отсчеты входного сигнала на выходе входного регистра умножаются на соответствующие элементы первой строки матрицы p -фазных дополнительных последовательностей $\tilde{\mathbf{D}}_N$ (весовые коэффициенты).

При $p = 2$ алгоритм сжатия полифазных КДС, изображенный в виде структурной схемы на рис.2, преобразуется в алгоритм сжатия бинарных КДС [3], а процессор БПФ в базисе ФВК-Кронекера – в процессор быстрого преобразования Уолша-Адамара.

Выводы

Показано, что матрица p -фазных дополнительных последовательностей есть произведение матрицы системы функций Виленкина-Крестенсона, упорядоченной по Кронекеру, на диагональную с элементами из первой строки матрицы дополнительных последовательностей. Это позволяет свести дискретное Д-преобразование к быстрому преобразованию Фурье в базисе функций Виленкина-Крестенсона, входящее в состав алгоритма сжатия полифазных КДС, с добавлением весовых коэффициентов на входе процессора быстрого преобразования, являющихся элементами первой строкой матрицы дополнительных последовательностей. Процессор позволяет вычислить N/p комбинаций отсчетов спектра дискретного Д-преобразования, участвующих в формировании N/p АКФ полифазных КДС, кодированных различными ансамблями p -парных дополнительных последовательностей. Данный алгоритм позволяет эффективно в реальном масштабе времени решать задачи разрешения и измерения координат групповых радиолокационных целей с близкими радиальными скоростями.

Литература

1. Р.Н. Ипанов. Полифазные когерентные дополнительные сигналы. Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. 2017, №1. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jan17/14/text.pdf>.
2. Трахтман А.М., Трахтман В.А. Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах. М.: Сов. радио, 1975, 208 с.
3. Р.Н. Ипанов. Алгоритм сжатия когерентных дополнительных сигналов. Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. 2016, №9. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/sep16/9/text.pdf>.

Ссылка на статью:

Р. Н. Ипанов. Алгоритм сжатия полифазных когерентных дополнительных сигналов. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2017. №11. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/nov17/5/text.pdf>.