

УДК 621.391.81:621.396.96

ФАЗОКОДОМАНИПУЛИРОВАННЫЕ РАДИОЛОКАЦИОННЫЕ СИГНАЛЫ ДЛЯ ТОЧНОГО ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ И СКОРОСТИ МАЛОРАЗМЕРНЫХ КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

А. И. Баскаков, Р. Н. Ипанов, А. А. Комаров

Национальный исследовательский университет «МЭИ»,
111250, Москва, ул. Красноказарменная, д. 14

Статья поступила в редакцию 30 ноября 2018 г.

Аннотация. Для решения задач точного определения дальности и скорости малоразмерных космических объектов на околоземной орбите и разрешения отдельных элементов сложных космических объектов синтезирован полифазный (p -фазный, где p -простое число) радиолокационный сигнал, имеющий в окрестности центрального пика автокорреляционной функции область нулевых боковых лепестков. Данный сигнал, названный полифазным когерентным дополнительным сигналом, представляет собой пачку из p когерентных фазокодоманипулированных импульсов, кодированных комплементарными последовательностями p -ичного D-кода длиной $N = p^k$, $k \geq 2$ - целое число. Для синтеза сигнала предложен способ формирования набора из 2^{k-2} ансамблей D-кода длиной N . Проведен анализ корреляционных характеристик синтезированного сигнала. Материалы статьи докладывались на XII Всероссийской конференции "Радиолокация и радиосвязь".

Ключевые слова: пачка импульсов, полифазный сигнал, комплементарные последовательности, автокорреляционная функция, нулевая зона корреляции, система функций Виленкина-Крестенсона.

Abstract. For detecting the precise range and velocity of a collection of small near-Earth space objects and resolving individual elements of complex space objects and small Earth-surface objects, broadband sounding signals with a high slant range and radial velocity resolution should be used. To provide a high angular resolution of small space objects or their elements based on the inverse antenna aperture synthesis effect, long-duration sounding signals should be used. The broadband long-duration

signals to be used are a train of linear frequency modulated (LFM) pulses with a high repetition rate and signals with ‘spectrum synthesis’ that are a train of square radio pulses with a duration T_p , pulse-to-pulse spacing $1/T_p$ and pulse ratio $q > 2$. However, it is commonly known that frequency modulated and manipulated signals have an oblique ambiguity function resulting in range ambiguity. Ambiguity peaks appear in the autocorrelation function of the LFM pulse train.

For the purpose of detecting the precise range and velocity of small near-Earth space objects and resolving individual elements of complex space objects, a polyphase (p -phase, where p is a prime) radar signal is synthesized, which signal has a region of zero sidelobes in the vicinity of the central peak of the autocorrelation function. The signal, which is called polyphase coherent complementary signal, represents a train of p coherent phase-code manipulated pulses encoded by complementary sequences of a p -ary D -code with the length of $N = p^k$, $k \geq 2$ - integer. A method for forming a set of 2^{k-2} p -ary D -code ensembles is proposed for synthesis of the signal. The correlation characteristics of the synthesized signal are analyzed.

Keywords: pulse train, polyphase signal, complementary sequences, autocorrelation function, zero correlation zone, Vilenkin-Chrestenson functions.

1. Введение

Для точного определения дальности и скорости совокупности малоразмерных космических объектов на околоземной орбите, разрешения отдельных элементов сложных космических объектов, а также малоразмерных объектов на земной поверхности Земли, необходимо использовать широкополосные зондирующие сигналы, имеющие высокие разрешающие способности по наклонной дальности $\Delta r = c/2F_c$, F_c – ширина спектра сигнала, и радиальной скорости. Для получения высокого углового разрешения $\Delta\theta$ элементов земной поверхности и расположенных на ней целей используют радиолокаторы расположенные на быстро движущихся воздушно-космических носителях с прямым синтезом апертуры. Высокие разрешения по наклонной и поперечной $\Delta r_{\perp} = r_0 \Delta\theta$ дальностям, где r_0 - наклонная дальность до

наблюдаемого элемента разрешения, позволяют получать двумерные дальностные портреты (ДП) целей. Получение высокого углового разрешения малоразмерных космических объектов или элементов сложных космических объектов основано на эффекте инверсного (обратного) синтеза апертуры антенны [1-6]. При разрешающей способности по доплеровской частоте $\Delta F_{\text{д}} = 1/T_{\text{с}}$, $T_{\text{с}}$ – длительность зондирующего сигнала (время когерентного накопления), обеспечивается угловая разрешающая способность $\Delta\theta = (\lambda/2V \sin\theta_0)\Delta F_{\text{д}}$, V – путевая скорость движения объекта, θ_0 – угол между вектором путевой скорости и линией визирования [2, 3]. Поперечное разрешение обеспечивается поворотом вектора скорости цели относительно линии визирования и реализуется обработкой последовательности комплексных отсчетов, приходящих от каждого разрешаемого по наклонной дальности элемента цели.

Из вышесказанного следует, что для обеспечения высоких разрешающих способностей по наклонной Δr и поперечной Δr_{\perp} дальностям необходимо использовать зондирующие сигналы с широким спектром и большой длительностью. В литературе для этих целей используют пачку ЛЧМ-импульсов с высокой частотой повторения их следования [1, 2], а также сигналы с «синтезом спектра», представляющие собой «разомкнутые» частотно-манипулированные когерентные сигналы (ЧМНС) со ступенчатым законом изменения частоты [1, 2, 6, 7]. Такие ЧМНС представляют собой пачку из M прямоугольных радиоимпульсов каждый длительностью $T_{\text{и}}$ с шагом изменения частоты от импульса к импульсу $1/T_{\text{и}}$ и скважностью $q > 2$.

На рис. 1 представлен «разомкнутый» ЧМНС с параметрами: число импульсов в пачке $M = 8$, длительность импульсов $T_{\text{и}} = 8$ мкс, скважность $q = 3$. Длительность этого ЧМНС равна $T_{\text{с}} = T_{\text{и}}[q(M-1)+1] = 176$ мкс, ширина спектра $F_{\text{с}} = M/T_{\text{и}} = 1$ МГц и коэффициент сжатия равен $K_{\text{сж}} = MT_{\text{с}}/T_{\text{и}} = 176$.

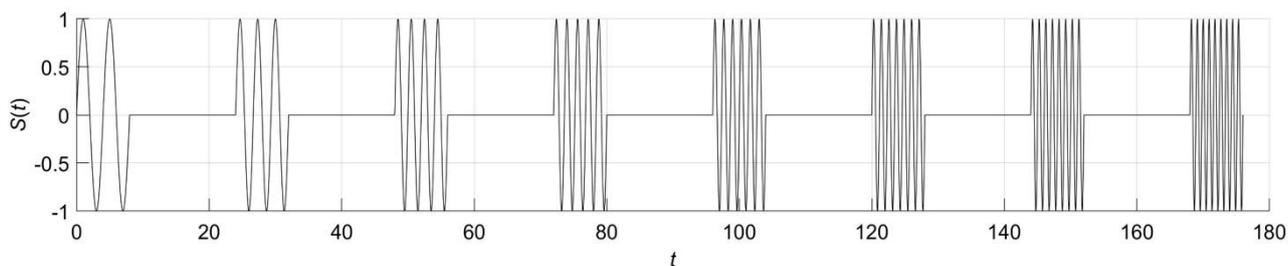


Рис. 1. «Разомкнутый» ЧМНС с параметрами: $M = 8$, $T_{и} = 8$ мкс, $q = 3$

На рис. 2-5 представлены соответственно функция неопределенности (ФН) $|R(\tau, F)|$, диаграмма неопределенности (ДН) $|R(\tau, F)| = 0.5$, автокорреляционная функция (АКФ) $|R(\tau)|$ и сечение ФН плоскостью $\tau = 0$ $|R(F)|$ данного ЧМНС.

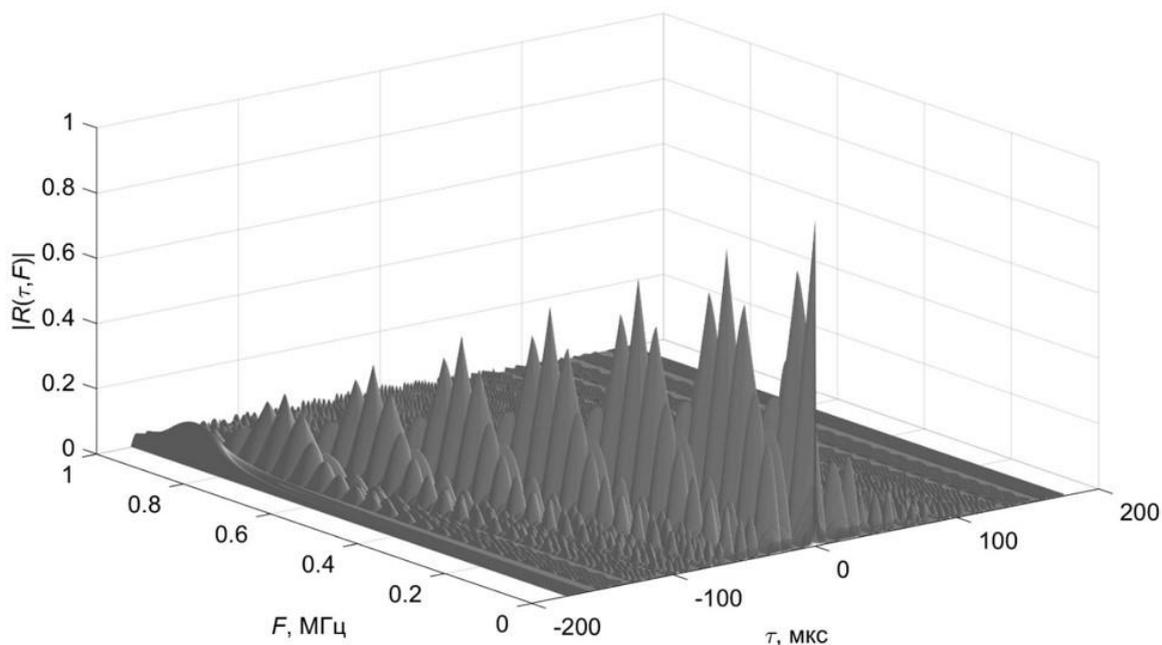


Рис. 2. ФН ЧМНС с параметрами: $M = 8$, $T_{и} = 8$ мкс, $q = 3$

К недостаткам пачки ЛЧМ и ЧМНС можно отнести:

- ЛЧМ и ЧМНС имеют скошенную ФН, в результате чего появляется неоднозначность по дальности;
- у АКФ пачки ЛЧМ–импульсов, используемой для увеличения длительности зондирующего сигнала с целью обеспечения высокого углового разрешения, появляются пики неоднозначности;
- уровень максимального бокового лепестка АКФ ЧМНС с

рассмотренными параметрами (рис. 4) равен -28.0 дБ.

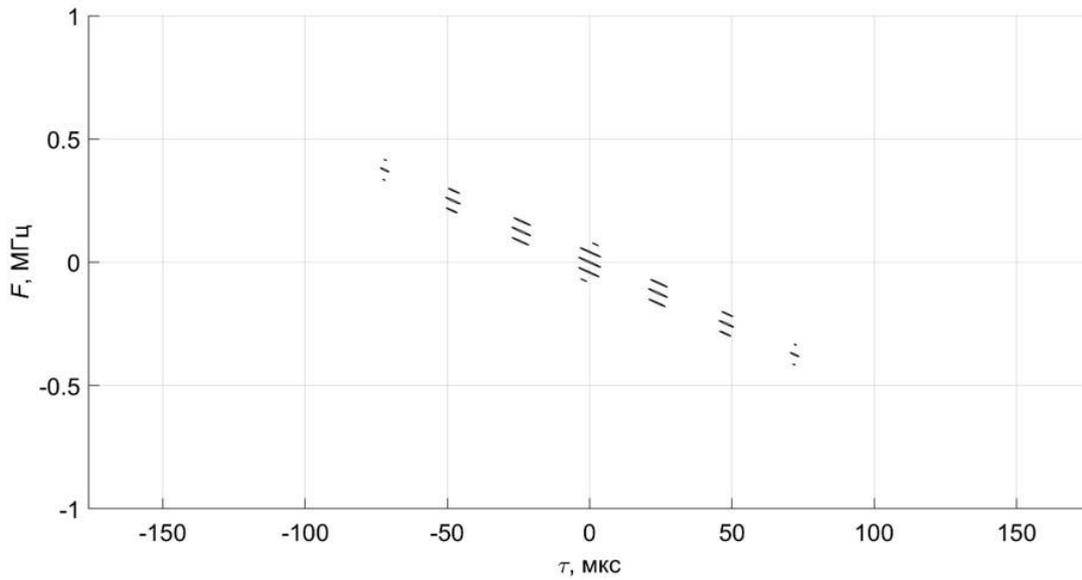


Рис. 3. ДН ЧМНС с параметрами: $M = 8$, $T_H = 8$ мкс, $q = 3$

В данной работе для решения задач точного определения дальности и скорости малоразмерных космических объектов на околоземной орбите и разрешения отдельных элементов сложных космических объектов предлагается в качестве зондирующих сигналов использовать фазокодманипулированные сигналы, представляющие собой пачку из p , где $p \geq 2$ - простое число, когерентных импульсов, кодированных p -фазными комплементарными последовательностями.

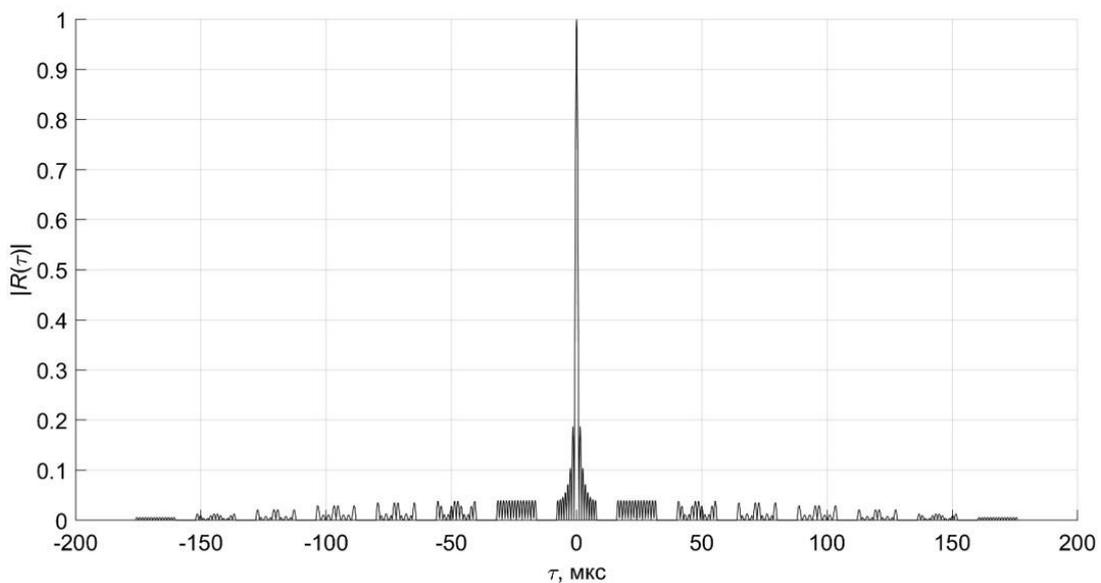


Рис. 4. АКФ ЧМНС с параметрами: $M = 8$, $T_H = 8$ мкс, $q = 3$

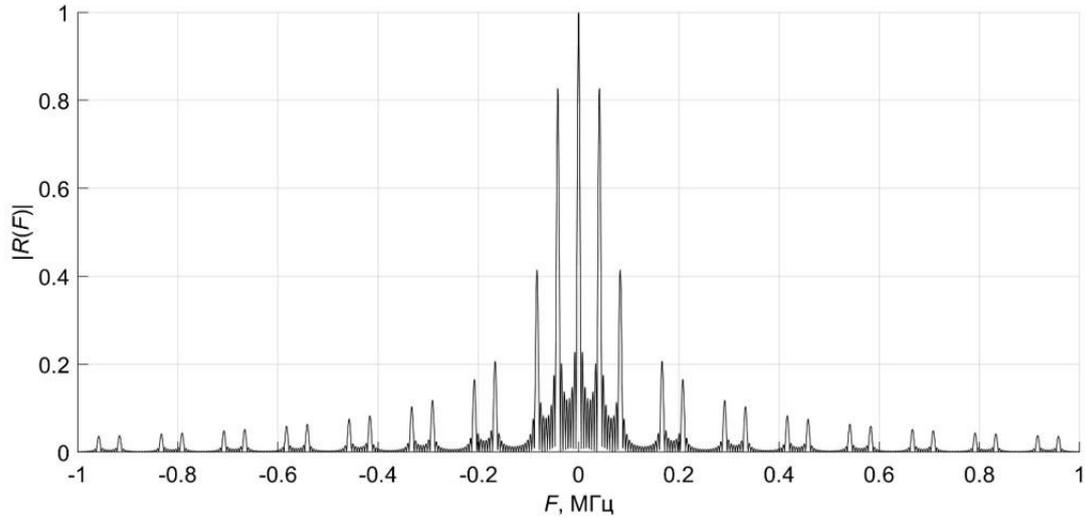


Рис. 5. Сечение ФН $|R(0, F)|$ ЧМНС с параметрами: $M = 8$, $T_{\text{и}} = 8$ мкс, $q = 3$

2. Процедура построения D-кода и когерентного дополнительного сигнала

Последовательности $\{d_n^1\}, \{d_n^2\}, \dots, \{d_n^i\}, \dots, \{d_n^p\}$, ($n = 1, 2, \dots, N$), $N = p^k$, называются дополнительными (комплементарными) [8], если

$$r_m^1 + r_m^2 + \dots + r_m^i + \dots + r_m^p = \begin{cases} pN; & m = 0, \\ 0; & m = \pm 1, \dots, \pm(N-1), \end{cases} \quad (1)$$

где $r_m^i = r_m^{i,i} = \sum_{n=m+1}^N d_n^i d_{n-m}^{i*}$ - АКФ последовательности $\{d_n^i\}$.

N/p наборов дополнительных последовательностей длины N , удовлетворяющие (1), образуют матрицу p -фазных дополнительных последовательностей (МДП) размером $N \times N$, которая называется ансамблем p -фазных комплементарных последовательностей Голя [8, 9] или p -ичным D-кодом [9].

Пусть $\tilde{\mathbf{D}}_N = \|\tilde{d}_{i,n}\|_1^N$ - матрица p -ичных D-кодов, $\tilde{d}_{i,n} = 0, 1, \dots, p-1$; $N = p^k$, p – простое число. Тогда МДП порядка k (размером $N \times N$) будет иметь вид:

$$\mathbf{D}_N = \|d_{i,n}\|_1^N, \quad d_{i,n} = \exp\left\{j \frac{2\pi}{p} \tilde{d}_{i,n}\right\}. \quad (2)$$

Назовем последовательности $\mathbf{D}_{1,N}^i = \|d_{i,n}\|_{n=1}^N$ и $\mathbf{D}_{1,N}^j = \|d_{j,n}\|_{n=1}^N$ p -парными,

если

$$(i-1)_p \oplus (j-1)_p = (\Delta)_p, \quad i, j = 1, 2, \dots, N, \quad (3)$$

где i, j – номера последовательностей в D-коде или номера строк МДП; $(a)_p$ – число a в p -ичном виде; \oplus – операции сложения по модулю p ; $\Delta = p^{k-1}$.

p -парные последовательности являются дополнительными, т.е. для них выполняется (1).

Пусть \mathbf{D}_N – МДП (2), а $\mathbf{H}_N = \left\| h_{i,n} \right\|_1^N$ – матрица системы функций Виленкина-Крестенсона-Кронекера (ВК-Кронекера) [10]. Известно, что система ВК-Кронекера является мультипликативной абелевой группой [10]. Так как множество, состоящее из строк МДП, является смежным классом по подгруппе, элементами которой являются строки матрицы ВК-Кронекера, а первая строка МДП – лидером смежного класса, то можно записать:

$$\mathbf{D}_N = \mathbf{H}_N \boldsymbol{\lambda}_N, \quad (4)$$

где $\boldsymbol{\lambda}_N = \text{diag} \{ d_{1,1}, d_{1,2}, \dots, d_{1,n}, \dots, d_{1,N} \}$.

Из (4) следует, что для построения МДП \mathbf{D}_N необходимо сформировать ее первую строку $\mathbf{D}_{1,N}^1$.

Элементы первой строки МДП определяются следующим образом [11]:

$$d_{1,y+1} = \exp \left\{ j \frac{2\pi}{p} \sum_{i=1}^{k-1} y_{i+1} y_{l_i} \right\}, \quad (5)$$

где $y+1=n$ – номер столбца МДП; $(y)_p = (y_k \ y_{k-1} \ \dots \ y_i \ \dots \ y_1)$ – номер столбца МДП в двоичном виде; $y_i = 0, 1, \dots, p-1$; $y = 0, 1, \dots, p^k-1$; $l_i = 1, 2, \dots, i$; $i = 1, 2, \dots, k-1$; $l_{k-1} \neq l_{k-2} \neq \dots \neq l_2$.

Сложение в выражении (5) выполняется по модулю p . Данный способ позволяет сформировать $\gamma = 2^{k-2}$ ансамблей D-кода порядка k .

Рассмотрим пример формирования первой строки МДП размером 16×16 . D-код порядка $k = 4$ имеет $\gamma = 2^{k-2} = 4$ ансамбля.

При $k = 4$ получим:

$$i = 1, 2, 3 \Rightarrow l_1 = 1; l_2 = 1, 2; l_3 = 1, 2, 3;$$

$$y_1, y_2, y_3, y_4 = 0, 1; y = 0, 1, \dots, 15;$$

$$(y)_2 = (y_4 \ y_3 \ y_2 \ y_1).$$

При этом должно быть выполнено условие $l_3 \neq l_2$.

Распишем сумму из (5) для четырех ансамблей:

$$\tilde{d}_{1,y+1} = \sum_{i=1}^3 y_{i+1} y_i = y_2 y_1 + y_3 y_1 + y_4 y_2;$$

$$\tilde{d}_{1,y+1} = \sum_{i=1}^3 y_{i+1} y_i = y_2 y_1 + y_3 y_1 + y_4 y_3;$$

$$\tilde{d}_{1,y+1} = \sum_{i=1}^3 y_{i+1} y_i = y_2 y_1 + y_3 y_2 + y_4 y_1;$$

$$\tilde{d}_{1,y+1} = \sum_{i=1}^3 y_{i+1} y_i = y_2 y_1 + y_3 y_2 + y_4 y_3.$$

Выполнив сложение для всех столбцов МДП ($y = 0, 1, \dots, 15$), из (5) получим первые последовательности четырех ансамблей D-кода порядка $k = 4$

$$(+ \ + \ + \ - \ + \ - \ + \ + \ + \ + \ - \ + \ + \ - \ - \ -);$$

$$(+ \ + \ + \ - \ + \ - \ + \ + \ + \ + \ + \ - \ - \ + \ - \ -);$$

$$(+ \ + \ + \ - \ + \ + \ - \ + \ + \ - \ + \ + \ + \ - \ - \ -);$$

$$(+ \ + \ + \ - \ + \ + \ - \ + \ + \ + \ + \ - \ - \ - \ + \ -).$$

Перемножив поэлементно полученные последовательности с каждой строкой матрицы Адамара размером 16×16 , получим четыре ансамбля D-кода порядка $k = 4$.

Назовем когерентным дополнительным сигналом (КДС) пачку из p фазокодоманипулированных (ФКМ) импульсов, кодированных p -парными последовательностями D-кода [12, 13]. Когерентным сигнал называется, так как в пачке необходимо выдерживать когерентность ФКМ импульсов, а дополнительным – так как импульсы кодируются дополнительными последовательностями.

Аналитическое выражение комплексной огибающей (КО) КДС имеет вид:

$$\dot{S}(t) = \sum_{i=1}^p \sum_{n=1}^N S_0(t - (n + (i-1)Nq - 1)T_0) d_{i,n}, \quad (6)$$

где $S_0(t - (n-1)T_0) = \begin{cases} 1, & (n-1)T_0 \leq t \leq nT_0 \\ 0, & \text{при других } t \end{cases}$ - огибающая n -го дискрета КДС; T_0 -

длительность дискрета; $q \geq 2$ - скважность; $\|d_{i,n}\|_1^N = \mathbf{D}_{1,N}^i$ - элементы i -ой p -парной последовательности.

КО КДС в векторной форме будет иметь следующий вид:

$$\mathbf{S}_{1,N((p-1)q+1)} = \left(\mathbf{D}_{1,N}^1 \quad \mathbf{0}_{1,N(q-1)} \quad \mathbf{D}_{1,N}^2 \quad \mathbf{0}_{1,N(q-1)} \quad \dots \quad \mathbf{D}_{1,N}^i \quad \mathbf{0}_{1,N(q-1)} \quad \dots \quad \mathbf{D}_{1,N}^p \right), \quad (7)$$

где $\mathbf{0}_{1,N(q-1)} = (0_1 \quad 0_2 \quad \dots \quad 0_n \quad \dots \quad 0_{N(q-1)})$ - нулевой вектор-строка длиной $N(q-1)$.

На рис. 6 представлен КДС с параметрами: число импульсов в пачке (фаз) $p = 2$, число дискрет в импульсе $N = 32$, длительность дискрета $T_0 = 1$ мкс, скважность $q = 3$. Длительность КДС равна $T_c = NT_0 [q(p-1) + 1] = 128$ мкс, ширина спектра $F_c = 1/T_0 = 1$ МГц и коэффициент сжатия равен $K_{сж} = T_c/T_0 = 128$.

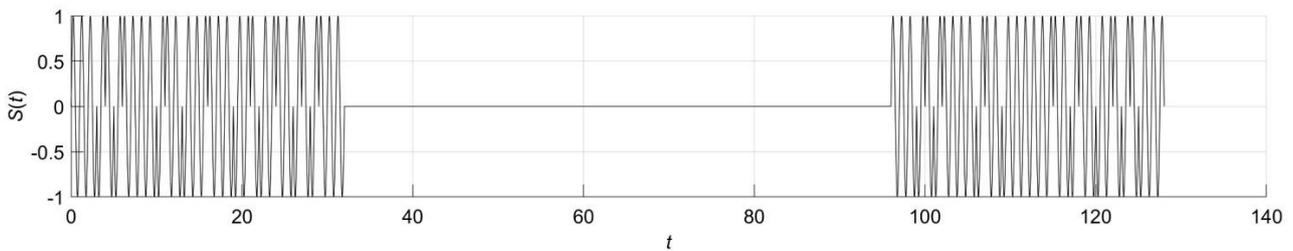


Рис. 6. КДС с параметрами: $p = 2$, $N = 32$, $T_0 = 1$ мкс, $q = 3$

3. Анализ корреляционных характеристик когерентных дополнительных сигналов

В [12] был проведен анализ корреляционных характеристик полифазных КДС. Остановимся на сравнительном их анализе с корреляционными характеристиками «разомкнутых» ЧМНС.

На рис. 7-10 представлены соответственно часть ФН $|R(\tau, F)|$, ДН $|R(\tau, F)| = 0.5$, АКФ $|R(\tau)|$ и сечение ФН плоскостью $\tau = 0$ $|R(F)|$ рассматриваемого КДС. Для сравнения корреляционных характеристик рассмотренный ЧМС и КДС имеют одинаковую ширину спектра и близкие длительности:

$$F_c = 1/T_0 = M/T_n \Rightarrow T_n = MT_0; qNT_0p = qT_nM = qT_0M^2 \Rightarrow M^2 = Np.$$

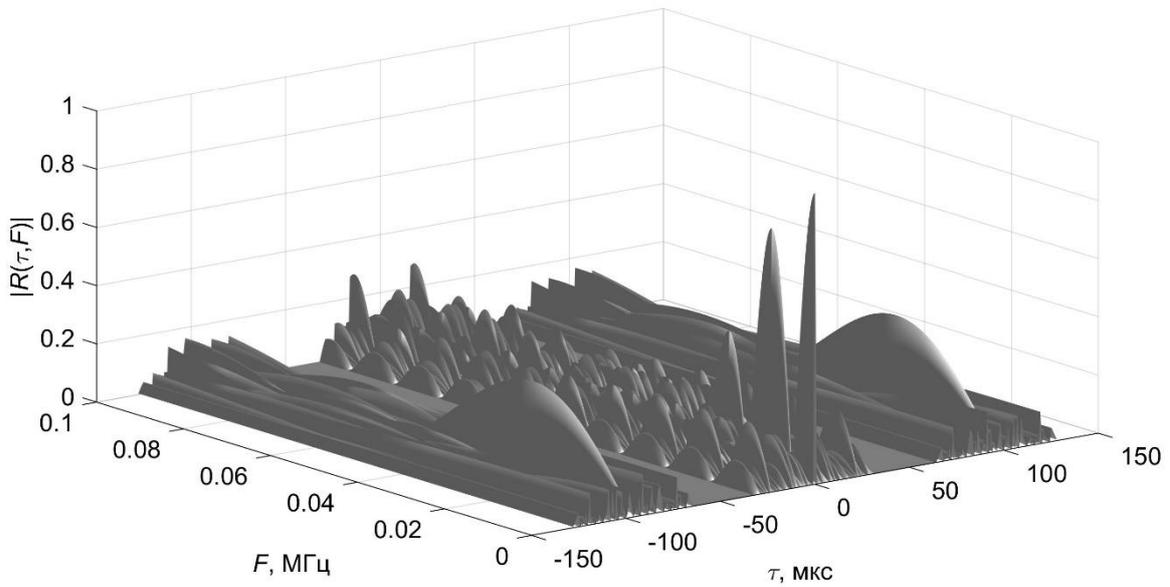


Рис. 7. ФН КДС с параметрами: $p = 2$, $N = 32$, $T_0 = 1$ мкс, $q = 3$

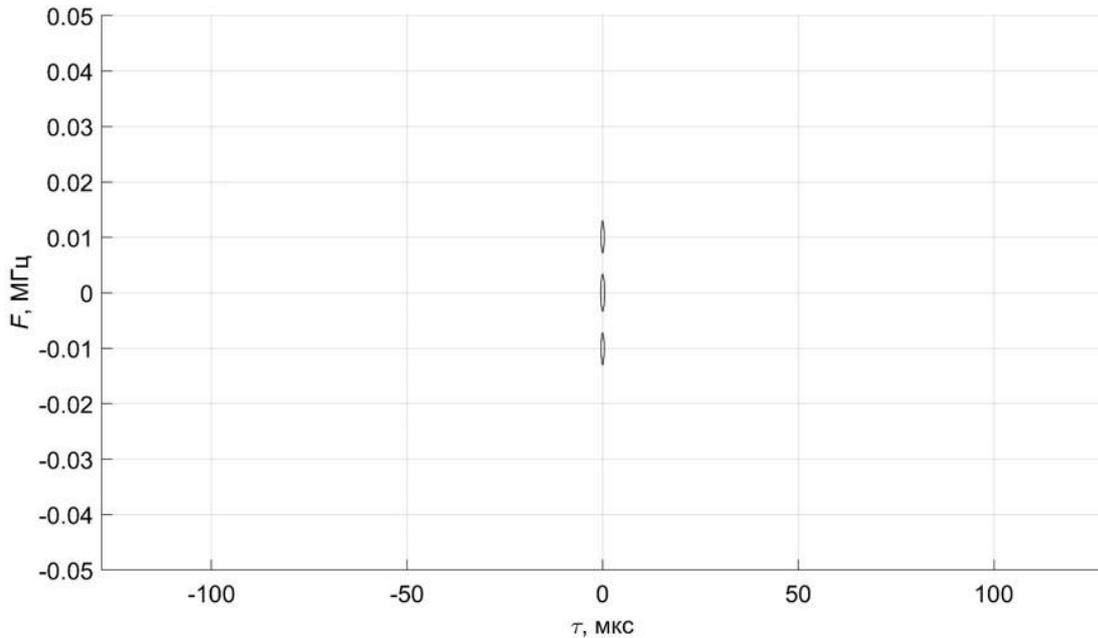


Рис. 8. ДН КДС с параметрами: $p = 2$, $N = 32$, $T_0 = 1$ мкс, $q = 3$

Из анализа корреляционных характеристик КДС вытекают следующие выводы.

1. КДС имеет большую базу и ширину спектра, чем обеспечиваются высокие разрешающие способности по наклонной и поперечной дальностям и радиальной скорости.

2. АКФ КДС имеет нулевую зону автокорреляции (Zero Autocorrelation Zone - ZACZ) шириной

$$Z = NT_0(q - 1) = 64 \text{ мкс.}$$

3. КДС можно рассматривать как сигнал, сформированный последовательностью из ZACZ-ансамбля [13] с параметрами:

$$\text{ZACZ}(M, L, Z),$$

где $M = \gamma \frac{N}{p}$ - число последовательностей в ансамбле; $L = N(q(p - 1) + 1)$ -

длина последовательности.

4. Однако ZACZ существует только при полном согласовании фильтра с эхо-сигнала по частоте. При рассогласовании ΔF по частоте в ZACZ вблизи основного пика АКФ появляются боковые лепестки, максимальный из которых сравнивается по уровню с максимальным боковым лепестком вне ZACZ при $\Delta F = 0.5/pqNT_0$ (половина ширины основного лепестка сечения ФН $|R(0, F)|$ по нулевому уровню).

5. КДС предполагается использовать при сопровождении радиолокационных целей в режимах разрешения для точного измерения (уточнения) частоты Доплера, когда по предварительному целеуказанию грубая ее оценка уже известна. При этом устройство сжатия КДС должно быть многоканальным по частоте Доплера с необходимой шириной каналов [13].

4. Заключение

В работе для решения задач точного определения дальности и скорости малоразмерных космических объектов на околоземной орбите и разрешения отдельных элементов сложных космических объектов предложен способ

формирования полифазного радиолокационного сигнала с нулевой зоной автокорреляции.

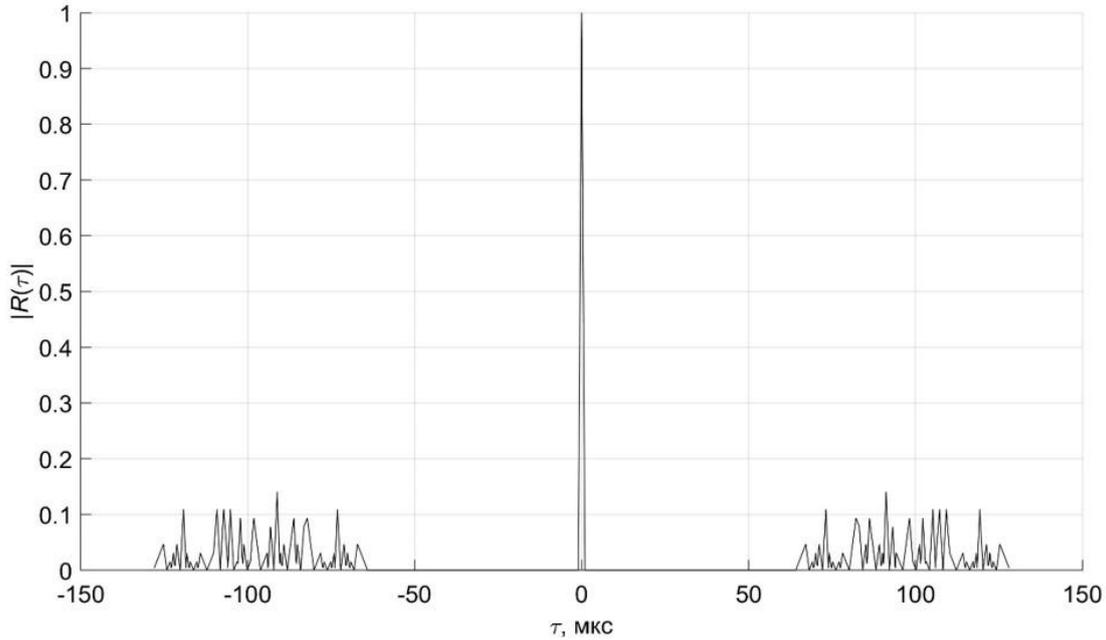


Рис. 9. АКФ КДС с параметрами: $p = 2$, $N = 32$, $T_0 = 1$ мкс, $q = 3$

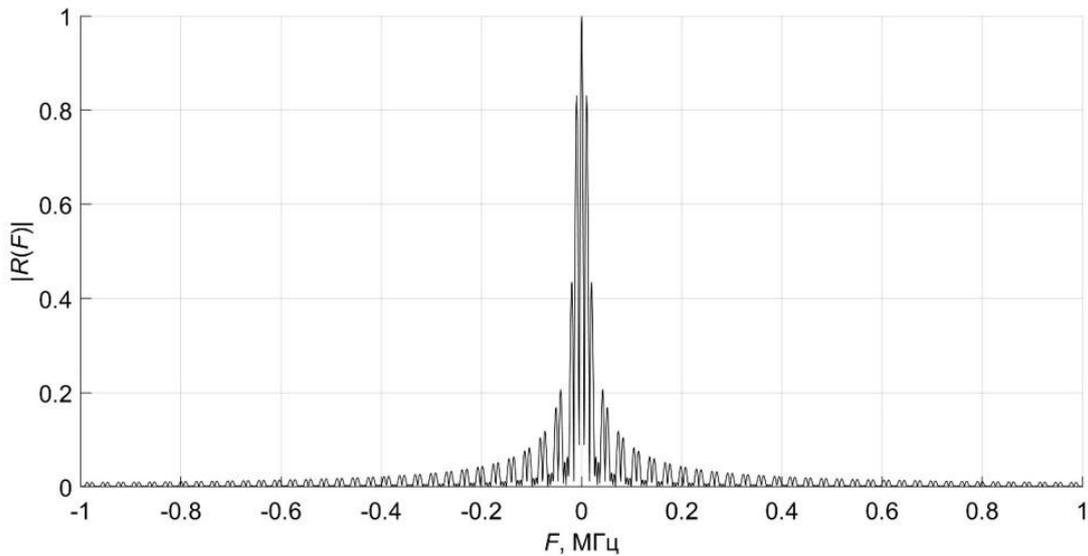


Рис. 10. Сечение $|R(0, F)|$ КДС с параметрами: $p = 2$, $N = 32$, $T_0 = 1$ мкс, $q = 3$

Данный сигнал представляет собой пачку из p ФКМ-импульсов, кодированных p -ичными комплементарными последовательностями, где p – простое число, длиной $N = p^k$, $k \geq 2$. Для синтеза сигнала предложен способ формирования набора из 2^{k-2} ансамблей комплементарных последовательностей длиной N (порядка k). Проведен сравнительный анализ корреляционных характеристик синтезированного сигнала с «разомкнутым»

ЧМНС, используемым при обратном синтезе апертуры в задачах получения двумерных дальностных портретов аэродинамических и баллистических целей. В отличие от ЧМНС КДС не имеет скошенной функции неопределенности и, связанной с этим, неоднозначности по дальности. КДС имеет нулевую зону автокорреляции шириной $Z = NT_0(q-1)$, и его можно рассматривать как сигнал, кодированный одной из последовательностей ZACZ-ансамбля с параметрами:

$$ZACZ\left(\gamma \frac{N}{p}, N(q(p-1)+1), N(q-1)\right).$$

Однако КДС имеет нулевую зону автокорреляции только при полном согласовании фильтра с эхо-сигнала по частоте. При рассогласовании по частоте в нулевой зоне автокорреляции вблизи основного пика АКФ появляются боковые лепестки. КДС целесообразно использовать при сопровождении радиолокационных целей в режимах разрешения и точного измерения (уточнения) частоты Доплера, используя при этом многоканальное по частоте Доплера устройство сжатия.

Исследование выполнено за счёт гранта РФФИ (проект № 17-19-01616).

Литература

1. Соколов А.В., Лазуткин Б.А. Григорьев В.А. и др. Обнаружение и распознавание объектов радиолокации. Коллективная монография / Под ред. А.В. Соколова. М.: Радиотехника, 2006. 176 с.
2. Ширман Я.Д., Горшков С.А., Лещенко С.П., Орленко В.М. Методы радиолокационного распознавания и их моделирование // Зарубежная радиоэлектроника. 1996. № 11. С. 3-62.
3. Wehner D.R. High Resolution Radar. Norwood: Artech House, 1987. 593 p.
4. Стайнберг Б.Д. Формирование радиолокационного изображения самолета в диапазоне СВЧ // ТИИЭР. 1988. № 12. С. 26-46.

5. Wu Haiqing, Delisle G.Y. Precision tracking algorithms for ISAR imaging // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1996. V. 32, № 1. P. 243–254.
6. Орленко В.М., Ширман Я.Д. Тенденции повышения радиолокационного разрешения // Электромагнитные волны и электронные системы, выпуск «Космическая радиофизика». 1998. № 3.
7. Орленко В.М., Ширман Я.Д. Тела рассогласования частотно-модулированных сигналов со ступенчатым законом изменения частоты // Электромагнитные волны и электронные системы. 1999. № 4.
8. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. М.: Сов. радио, 1970. 376 с.
9. Велти Дж.Р. Четверичные коды для импульсного радиолокатора // Зарубежная радиоэлектроника. 1961. № 4. С. 3-19.
10. Трахтман А.М., Трахтман В.А. Основы теории дискретных сигналов на конечных интервалах. М.: Сов. радио, 1975, 208 с.
11. Пат. 2670773 Российская Федерация, МПК G06F 1/02, H04J 13/10. Способ формирования множества ансамблей p -ичных D-кодов [Текст] / Ипанов Р.Н.; заявитель и патентообладатель Ипанов Р.Н. – № 2017133154; заявл. 22.09.17; опубл. 25.10.18, Бюл. № 30.
12. Ипанов Р.Н. Полифазные когерентные дополнительные. // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. 2017. № 1. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jan17/14/text.pdf>.
13. Ipanov R.N., Baskakov A.I., Olyunin N., Ka Min-Ho. Radar Signals with ZACZ Based on Pairs of D-Code Sequences and Their Compression Algorithm // IEEE Signal Processing Letters. 2018. V. 25. № 10. P. 1560–1564.

Для цитирования:

А. И. Баскаков, Р. Н. Ипанов, А. А. Комаров. Фазокодоманипулированные радиолокационные сигналы для точного определения дальности и скорости малоразмерных космических объектов. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. № 12. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/dec18/7/text.pdf>
DOI 10.30898/1684-1719.2018.12.7