

УДК 621.391.81:621.396.96

## ЗОНДИРУЮЩИЕ СИГНАЛЫ С НУЛЕВОЙ ЗОНОЙ АВТОКОРРЕЛЯЦИИ ДЛЯ РАДИОЛОКАТОРОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ

Р. Н. Ипанов

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

Статья поступила в редакцию 1 июля 2019 г.

**Аннотация.** Для радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА) синтезирован зондирующий сигнал с нулевой зоной автокорреляции (ZACZ), представляющий собой последовательность из двух ФКМ-импульсов, кодированных смежными парами комплементарных последовательностей с дополнительной линейной частотной манипуляцией дискрет импульсов. Проведен сравнительный анализ корреляционных характеристик синтезированного сигнала с сигналом без модуляции дискрет и усеченной М-последовательностью (МП). Также проанализированы суммарные корреляционные характеристики ансамбля сигналов, используемого в режиме синтеза апертуры РСА. Показано, что в ZACZ при рассогласовании по частоте Доплера уровень всех боковых лепестков автокорреляционной функции (АКФ) синтезированного сигнала меньше уровня боковых лепестков АКФ МП. Суммарная АКФ ансамбля из 4-х сигналов, как с модуляцией, так и без модуляции дискрета, имеет нулевые боковые лепестки вдоль всей временной оси  $\tau$ , а при рассогласовании по частоте в ZACZ имеет уровень боковых лепестков менее -40дБ.

**Ключевые слова:** автокорреляционная функция, комплементарные последовательности, нулевая зона автокорреляции, пачка импульсов, функция неопределенности.

**Abstract.** In modern synthesized aperture radars (SAR), for example, the space SAR for remote sensing of the Earth, signals with the linear frequency modulation (LFM) and signals with phase-code shift keying (PCSK) coded by the M-sequence (MS)

have found the practical application as sensing signals. Utilization of LFM-signals was formed historically since they were the first complex signals, which found application in radar technology, and their properties have studied a long time ago and in detail. However, utilization of PCSK-signals permits to essentially improve the radar image quality at the stage of its compression on the spatial co-ordinate along the motion direction (in azimuth). This is connected with properties of the total correlation functions of the PCSK-signal ensemble, which have less correlation noise than LFM-signals. In this paper, the sensing signal with the zero autocorrelation zone (ZACZ) is synthesized, which represents the sequence from two PCSK-pulses coded by paired complementary sequences with additional linear frequency shift keying of discrete pulses. The comparative analysis of correlation characteristics of the synthesized signal with the signal without discrete modulation and the truncated MS is performed. Total correlation characteristics of the ensemble from four signals are also analyzed. It is shown that in ZACZ, the level of all side lobes of the autocorrelation function (ACF) of the synthesized signal is less than the level of the ACF side lobes of the MS. The total ACF of the ensemble of four signals both with modulation and without the discrete modulation has zero side lobes along the whole time axis  $\tau$ , and at mismatch in frequency in ZACZ, it has the side lobe level less than -40 dB.

**Keywords:** ambiguity function, autocorrelation function, complementary sequences, pulse train, zero autocorrelation zone.

## Введение

Радиолокаторы с синтезированной апертурой (РСА), например, космические РСА дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) по принципу своего действия предъявляют следующие требования к зондирующим сигналам:

- они должны быть когерентными в пределах интервала времени, равного времени синтеза апертуры, для обеспечения высокого пространственного

разрешения по азимутальной координате, направленной вдоль вектора скорости космического аппарата (КА);

- они должны иметь внутриимпульсную модуляцию для обеспечения высокого значения средней мощности излучения и одновременно хорошего пространственного разрешения по координате угла места, ортогональной направлению вектора скорости КА. Это требование подразумевает использование в РСА широкополосных сигналов;

- совместно с другими параметрами РСА они должны обеспечивать заданное в техническом задании качество радиолокационного изображения (РЛИ).

Из разнообразных классов сложных сигналов практическое применение в космических РСА пока нашли два основных: сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) и сигналы с фазокодовой манипуляцией (ФКМ). В космических РСА ДЗЗ до настоящего времени используются ЛЧМ-сигналы [1 – 4]. Эта ситуация сложилась исторически, поскольку ЛЧМ-сигналы были первыми сложными сигналами, нашедшими применение в радиолокации и их свойства давно и подробно изучены. ФКМ-сигналы использовались в качестве зондирующих в космических РСА, установленных на автоматических межпланетных станциях «Венера-15» и «Венера-16» для получения радиолокационной карты Венеры в 1983-1984 годах [4, 5]. В качестве кода для этих сигналов использовались усеченные М-последовательности (МП).

Вместе с тем следует отметить усиливающийся интерес специалистов к ФКМ-сигналам [4, 6, 7]. Связано это с тем, что использование дискретного кодирования когерентного ансамбля зондирующих импульсов в РСА открывает перспективу существенного улучшения качества РЛИ по параметрам, связанным со свойствами суммарных корреляционных функций ансамбля. У ФКМ-сигналов имеется ряд принципиальных преимуществ:

- функция неопределенности (ФН) ФКМ-сигнала имеет «кнопочный» вид, близкий к идеальной, в отличие от ФН ЛЧМ-сигнала, имеющего вид «гребня»;

- корреляционные характеристики когерентной пачки ФКМ отраженных зондирующих сигналов могут быть значительно улучшены на этапе сжатия сигнала по азимуту при использовании ансамбля разных ортогональных кодов;

- для ансамбля ФКМ-сигналов при выполнении операции сжатия импульсов по дальности не требуется «оконная» обработка.

Однако есть и недостатки ФКМ-сигналов по сравнению с ЛЧМ. Например, одиночный ФКМ-сигнал для коротких кодовых последовательностей имеет более высокий уровень максимального бокового лепестка (БЛ) автокорреляционной функции (АКФ) и более высокий интегральный уровень БЛ АКФ [4].

В соответствии с вышесказанным целесообразно в качестве зондирующих сигналов для РСА рассмотреть ФКМ-сигналы, имеющие нулевую зону автокорреляции в области центрального пика АКФ (Zero Autocorrelation Zone - ZACZ) [8 – 11]. Данные сигналы представляют собой периодическую последовательность (пачку) из  $M \gg 1$  когерентных импульсов, кодированных (манипулированных по фазе) ансамблями комплементарных или ортогональных последовательностей.

В космических РСА паузы между излучением зондирующих сигналов используются для приема отраженных от земной поверхности эхо-сигналов, т.е. чередуется передача и прием сигналов на одну и ту же антенну. Поэтому рассмотренные в [8 – 11] сигналы с ZACZ для этой цели не подходят, т.к. имеют большое количество импульсов в пачке.

Рассмотренные в [12] и [13] сигналы с ZACZ состоят из минимального количества импульсов в пачке, из двух, однако при рассогласовании по частоте Доплера имеют достаточно высокий уровень БЛ АКФ.

Целью данной работы является синтез зондирующего сигнала с ZACZ, состоящего из двух ФКМ-импульсов в пачке и имеющего при рассогласовании по частоте Доплера приемлемый уровень БЛ АКФ как одиночного зондирующего сигнала, так и суммарной АКФ ансамбля ФКМ-сигналов, используемого в режиме синтеза апертуры.

## 1. Формирование сигнала с ZACZ

Рассмотрим радиолокационный сигнал, представляющий собой последовательность (пачку) из  $M$  импульсов (рис. 1), манипулированных по фазе ансамблем из  $M$  последовательностей. Каждый импульс длительностью  $T_p$  состоит из  $N$  подимпульсов (дискрет) длительностью  $T_0 = T_p/N$  каждый. Период следования импульсов  $T = qT_p = qNT_0$ , где  $q > 2$  – скважность пачки импульсов. Ансамбль из  $M$  последовательностей можно задать матрицей

$$\mathbf{A}_{M,N} = \left\| a_{i,n} \right\|_{i,n=1}^{M,N}, \quad a_{i,n} = \exp(j\pi \tilde{a}_{i,n}), \quad (1)$$

где  $\tilde{\mathbf{A}}_{M,N} = \left\| \tilde{a}_{i,n} \right\|_{i,n=1}^{M,N}$  - матрица двоичного кода.

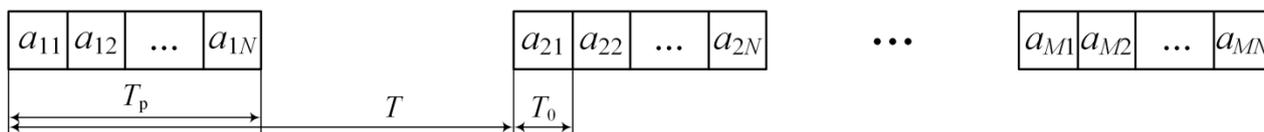


Рис. 1. Огибающая пачки из  $M$  ФКМ импульсов.

Комплексная огибающая (КО) рассматриваемого сигнала будет иметь вид:

$$u(t) = \sum_{i=1}^M \sum_{n=1}^N a_{i,n} S_n(t - (n-1)T_0 - (i-1)T), \quad (2)$$

где  $S_n(t - (n-1)T_0)$ ,  $(n-1)T_0 \leq t < nT_0$ , - огибающая  $n$ -го дискрета импульса.

Если  $S_1(t) = S_2(t) = \dots = S_N(t)$  и строки матрицы  $\mathbf{A}_{M,N}$  (1) являются комплементарными последовательностями, то (2) является сигналом с нулевой зоной БЛ АКФ  $R(\tau)$  при  $|\tau| \leq T_p$  [11]. Пачечные сигналы, манипулированные по фазе ансамблем комплементарных последовательностей, были рассмотрены Сивасвами в [9].

Если столбцы матрицы  $\mathbf{A}_{M,N}$  (1) ортогональны, то (2) является сигналом с нулевой зоной БЛ АКФ  $R(\tau)$  при  $|\tau| \leq T_p$  [11]. Для выполнения условия ортогональности число строк в матрице  $\mathbf{A}_{M,N}$  должно быть не меньше числа

столбцов, т.е.  $M \geq N$ . Пачечные сигналы, манипулированные по фазе ансамблем ортогональных последовательностей, были рассмотрены Леваном и Мозесоном в [8, 10]. При этом дискреты импульсов пачки могут быть различными.

Пусть кодирующая матрица (1) имеет вид блочной матрицы

$$\mathbf{A}_{M,N} = \left( \mathbf{A}_{M,N/K}^{(1)} \quad \mathbf{A}_{M,N/K}^{(2)} \quad \dots \quad \mathbf{A}_{M,N/K}^{(p)} \quad \dots \quad \mathbf{A}_{M,N/K}^{(K)} \right), \quad (3)$$

где  $\mathbf{A}_{M,N/K}^{(p)} = \left\| a_{i,n}^{(p)} \right\|_{i,n=1}^{M,N/K}$ ,  $p = 1, 2, \dots, K$ ;

$$\sum_{i=1}^M \sum_{n=1}^{N/K-m} a_{i,n+m}^{(p)} a_{i,n}^{(r)*} = 0; \quad (4)$$

$$p, r = 1, 2, \dots, K;$$

$$m = 0, 1, \dots, N/K - 1 \text{ при } p \neq r;$$

$$m = 1, 2, \dots, N/K - 1 \text{ при } p = r.$$

Условия (4) определяют требования к матрице  $\mathbf{A}_{M,N}$ . При  $p = r$  получаем, что строки матрицы  $\mathbf{A}_{M,N/K}^{(p)}$  должны представлять собой комплементарные последовательности. При  $p \neq r$  получаем, что сумма взаимокорреляционных функций (ВКФ) соответствующих строк матриц  $\mathbf{A}_{M,N/K}^{(p)}$  и  $\mathbf{A}_{M,N/K}^{(r)}$  равна нулю при любом сдвиге  $m$ . Матрицы, для которых выполняются условия (4) в литературе называются взаимно ортогональными [14].

Если  $S_{(p-1)\frac{N}{K}+1}^{(t)} = S_{(p-1)\frac{N}{K}+2}^{(t)} = \dots = S_{p\frac{N}{K}}^{(t)}$ ,  $p = 1, 2, \dots, K$ , и матрица  $\mathbf{A}_{M,N}$  имеет вид (3), то (2) является сигналом с нулевой зоной БЛ АКФ  $R(\tau)$  при  $|\tau| \leq T_p$  [11].

Рассмотрим ФКМ-сигнал (2), кодированный строками матрицы (3) при  $K = 2$ , у которого в качестве матриц  $\mathbf{A}_{M,N/2}^{(1)}$  и  $\mathbf{A}_{M,N/2}^{(2)}$  используются смежные пары бинарных дополнительных последовательностей [13], т.е.  $M = 2$ .

Парные и смежные дополнительные последовательности (ДП) располагаются в строках матрицы дополнительных последовательностей

(МДП), которая определяется следующим образом. Пусть  $\tilde{\mathbf{D}}_{N/2} = \left\| \tilde{d}_{i,n} \right\|_{i,n=1}^{N/2}$  - матрица двоичных D-кодов,  $\tilde{d}_{i,n} = 0, 1$ ;  $N/2 = 2^k$ ;  $k \geq 2$  - целое число. Тогда МДП порядка  $k$  (размером  $N/2 \times N/2$ ) будет иметь вид:

$$\mathbf{D}_{N/2} = \left\| d_{i,n} \right\|_{i,n=1}^{N/2}, \quad d_{i,n} = \exp(j\pi \tilde{d}_{i,n}). \quad (5)$$

Последовательности  $\mathbf{D}_{1,N/2}^i = \left\| d_{i,n} \right\|_{n=1}^{N/2}$  и  $\mathbf{D}_{1,N/2}^j = \left\| d_{j,n} \right\|_{n=1}^{N/2}$  называются парными, если они располагаются в строках МДП, номера  $i, j$  которых удовлетворяют равенству:

$$(i-1)_2 \oplus (j-1)_2 = (\Delta)_2, \quad i, j = 1, 2, \dots, N/2, \quad (6)$$

где  $(x)_2$  - число  $x$  в двоичном виде;  $\oplus$  - операции сложения по модулю 2;  $\Delta = 2^{k-1}$ .

Парные последовательности являются комплементарными, т.е. для них выполняется (4) при  $p = r$ .

В [13] описан способ, позволяющий построить  $\gamma = 2^{k-2}$  МДП одного порядка  $k$  (размером  $N/2 \times N/2$ ). В каждой из этих матриц соответствующие парные ДП располагаются в строках с одними и теми же номерами, а соответствующие смежные последовательности располагаются в строках с разными номерами в зависимости от матрицы порядка  $k$ .

В [13] также доказано, что сумма ВКФ смежных ДП порядка  $k$  равна нулю при любом сдвиге  $|m| \leq N/2 - 1$ , т.е. для них выполняется (4) при  $p \neq r$ .

Таким образом, кодирующую матрицу (3) можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_{2,N} &= \left( \mathbf{A}_{2,N/2}^{(1)} \quad \mathbf{A}_{2,N/2}^{(2)} \right); \\ \mathbf{A}_{2,N/2}^{(1)} &= \begin{pmatrix} \mathbf{D}_{1,N/2}^i \\ \mathbf{D}_{1,N/2}^j \end{pmatrix}; \quad \mathbf{A}_{2,N/2}^{(2)} = \begin{pmatrix} \mathbf{D}_{1,N/2}^{i'} \\ \mathbf{D}_{1,N/2}^{j'} \end{pmatrix}; \\ i, j, i', j' &= 1, 2, \dots, N/2, \end{aligned} \quad (7)$$

где  $i, j$  и  $i', j'$  - номера парных ДП, определенных по (6);  $i'$  - номер ДП, смежной ДП с номером  $i$ , и  $j'$  - номер ДП, смежной ДП с номером  $j$ .

ФКМ-сигнал (2), кодированный строками матрицы  $\mathbf{A}_{2,N}$  из (7), назовем когерентным дополнительным сигналом (КДС).

В [12] и [13] были рассмотрены КДС, имеющие в обоих импульсах пачки одинаковые дискреты в виде прямоугольных видеоимпульсов. Такие КДС имеют при рассогласовании по частоте Доплера высокий уровень БЛ АКФ.

Рассмотрим КДС с дополнительной частотной манипуляцией дискрет импульсов пачки по линейному закону (КДС-ЛЧМн), как показано на рис. 2. При этом каждый дискрет будет состоять из  $b$  бит длительностью  $T_b = T_0/b$ .

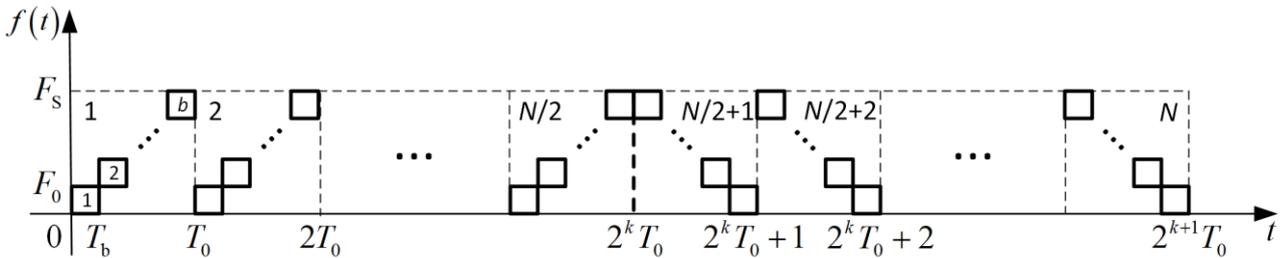


Рис. 2. Закон ЛЧМн дискрет в пределах импульса КДС.

Закон изменения частоты в пределах  $l$ -го бита с учетом рис. 2 имеет вид:

$$f_l(t) = \left[ b^{\lfloor \frac{l-1}{b^{2^k}} \rfloor} + (-1)^{\lfloor \frac{l-1}{b^{2^k}} \rfloor} \langle l-1 \rangle_b \right] F_0,$$

где  $\langle y \rangle_M$  - число  $y$  по модулю  $M$ ;

$\lfloor z \rfloor$  - целая часть числа  $z$ ;

$l = 1, 2, \dots, bN = b2^{k+1}$  - номер бита в импульсе КДС;

$n = 1, 2, \dots, N = 2^{k+1}$  - номер дискрета в импульсе КДС  $\left( n = \left\lfloor \frac{l-1}{b} \right\rfloor + 1 \right)$ ;

$F_s = bF_0 = b/T_b = b^2/T_0$  - ширина спектра КДС.

Тогда закон изменения фазы в пределах  $l$ -го бита

$$\varphi_l(t) = 2\pi \left[ b^{\lfloor \frac{l-1}{b^{2^k}} \rfloor} + (-1)^{\lfloor \frac{l-1}{b^{2^k}} \rfloor} \langle l-1 \rangle_b \right] \frac{t}{T_b} \text{ при } 0 \leq t < T_b.$$

Таким образом, КО (2) КДС с ЛЧМн дискрета имеет вид:

$$u(t) = \sum_{i=1}^2 \sum_{l=1}^{bN} S_{\left\lfloor \frac{l-1}{b} \right\rfloor + 1} \left( t - \left\lfloor \frac{l-1}{b} \right\rfloor T_0 - (i-1)T \right) \times \exp \left\{ j\pi \left( 2 \left[ b^{\left\lfloor \frac{l-1}{b^2} \right\rfloor} + (-1)^{\left\lfloor \frac{l-1}{b^2} \right\rfloor} \right] \left\langle l-1 \right\rangle_b \right) \frac{t}{T_b} + \tilde{a}_{i, \left\lfloor \frac{l-1}{b} \right\rfloor + 1} \right\}, \quad (8)$$

где  $S_{\left\lfloor \frac{l-1}{b} \right\rfloor + 1} \left( t - \left\lfloor \frac{l-1}{b} \right\rfloor T_0 \right)$ ,  $(l-1)T_b \leq t < lT_b$ , - огибающая  $l$ -го бита импульса КДС;

$\|\tilde{a}_{i,n}\|_{i,n=1}^{2,N}$  - матрица, составленная из смежных пар двоичного D-кода,

$a_{i,n} = \exp(j\pi \tilde{a}_{i,n})$ ,  $\mathbf{A}_{2,N} = \|a_{i,n}\|_{i,n=1}^{2,N}$  из (7).

## 2. Анализ корреляционных характеристик КДС-ЛЧМн

Проведем сравнительный анализ корреляционных характеристик КДС без модуляции дискрет (далее просто КДС) с корреляционными характеристиками КДС-ЛЧМн. Для сравнения относительного уровня БЛ этих двух сигналов необходимо обеспечить одинаковый уровень основных лепестков их АКФ, который равен числу дискрет (бит) в двух импульсах пачки. Рассмотрим КДС с числом дискрет в импульсе  $N = 256$  и КДС-ЛЧМн с  $N = 32$  и числом бит в дискрете  $b = 8$ . Оба сигнала имеют одинаковую скважность  $q = 2$ . Таким образом оба сигнала имеют одинаковый уровень основного лепестка АКФ, равный 512.

На рис. 3 изображены АКФ  $R(\tau)$  КДС (пунктирная линия) и КДС-ЛЧМн (сплошная линия). При этом для удобства временная шкала изображена в количестве бит, а для КДС предполагается, что  $T_0 = T_b$ . На рис. 4 и 5 изображены ФН  $R(\tau, F)$  КДС и КДС-ЛЧМн соответственно. Ширина ZACZ  $Z = NT_0(q-1)$  [12, 13].

На рис. 4 и 5  $M = 2$  - число импульсов в пачке, а  $T = qNT_0$  - период следования импульсов. Половина ширины основного лепестка сечения ФН

плоскостью  $\tau = 0$   $R(0, F)$  по нулевому уровню равна  $\Delta F = 1/(qMT_p) = 1/(qMNT_0)$ . Необходимо в плоскости  $(\tau, F)$  ФН при  $|\tau| \leq Z$  и  $|F| \leq \Delta F$  обеспечить минимальный уровень БЛ.

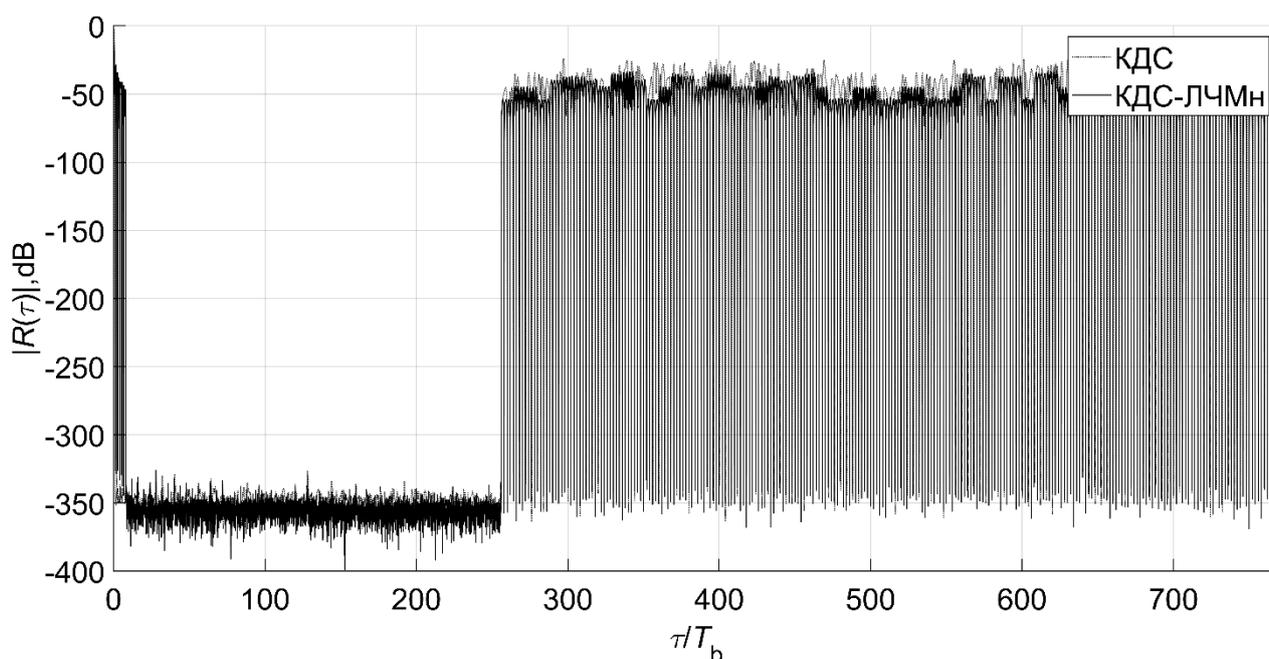


Рис. 3. АКФ КДС и КДС-ЛЧМН

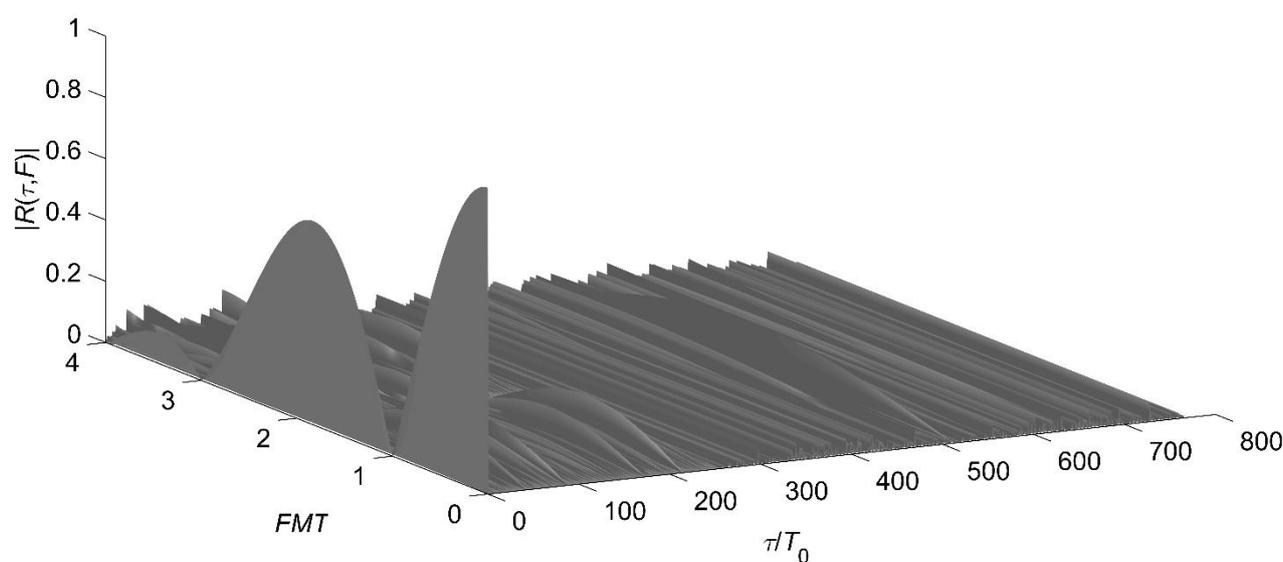


Рис. 4. Функция неопределенности КДС

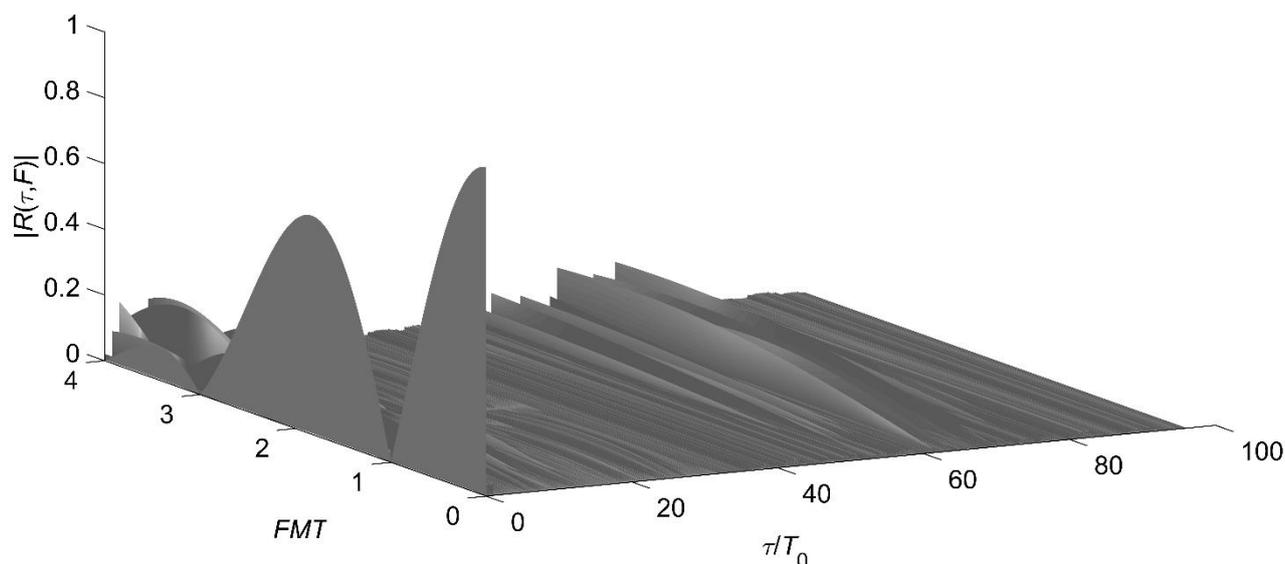


Рис. 5. Функция неопределенности КДС-ЛЧМн

В таблице 1 представлены показатели корреляционных характеристик КДС и КДС-ЛЧМн для трех сечений ФН плоскостями  $F = 0$ ,  $F = 0.3\Delta F$  и  $F = 0.5\Delta F$ . В таблице:  $R_{\max}$  и  $R_{z\max}$  - относительные уровни максимальных БЛ АКФ вне и в ZACZ соответственно,  $R_{\text{rms}}$  и  $R_{z\text{rms}}$  - относительные среднеквадратические уровни БЛ АКФ вне и в ZACZ соответственно. Из таблицы видно, что в ZACZ уровень максимального БЛ АКФ КДС-ЛЧМн меньше уровня максимального БЛ АКФ КДС более чем на 10 дБ, а по среднеквадратическому уровню БЛ – более чем на 8 дБ. Кроме того, вне ZACZ среднеквадратический уровень БЛ АКФ КДС-ЛЧМн меньше соответствующего уровня БЛ АКФ КДС более чем на 8 дБ.

Для более наглядного представления об уровне БЛ ФН КДС-ЛЧМн сравним показатели его корреляционных характеристик с соответствующими показателями корреляционных характеристик ФКМ-сигнала, манипулированного по фазе М-последовательностью (далее просто МП) с периодом, равным 511.

МП являются оптимальными дискретными сигналами, т.е. имеют минимальный уровень максимального БЛ АКФ. Для выравнивания уровней основных лепестков АКФ КДС и МП добавим к ее периоду один элемент со смежного периода, т.е. число дискрет в импульсе МП будет равно 512.

Таблица 1. Показатели корреляционных характеристик КДС, КДС-ЛЧМН, МП и суммарной АКФ ансамбля из 4-х КДС-ЛЧМН

		$F$	0	$0.3\Delta F$	$0.5\Delta F$
$R_{\max}$ , dB	КДС		-23.8	-23.8	-23.8
	КДС-ЛЧМН		-32.6	-30.7	-26.4
	МП		-27.3	-27.8	-25.2
	$\Sigma$		-328	-30.7	-26.4
$R_{\text{rms}}$ , dB	КДС		-34.9	-34.8	-34.7
	КДС-ЛЧМН		-43.8	-43.7	-43.6
	МП		-35.2	-33.8	-32.4
	$\Sigma$		-349	-57.6	-53.3
$R_{z\max}$ , dB	КДС		-330	-24.7	-20.8
	КДС-ЛЧМН		-328	-35.4	-31.5
	$\Sigma$		-329	-49.6	-41.4
$R_{z\text{rms}}$ , dB	КДС		-343	-38.6	-34.7
	КДС-ЛЧМН		-350	-47.1	-43.2
	$\Sigma$		-345	-68.7	-63.5

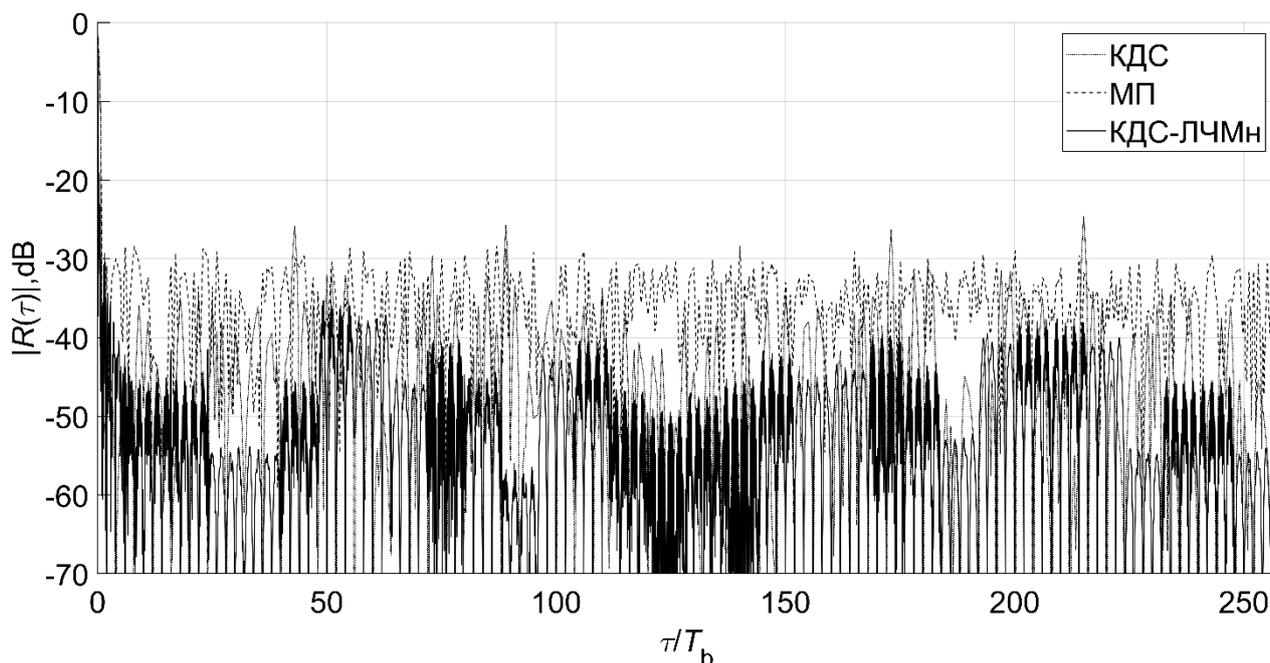


Рис. 6. ZACZ КДС, КДС-ЛЧМН и АКФ МП при  $F = 0.3\Delta F$

В таблице 1 представлены показатели корреляционных характеристик рассматриваемой МП для трех сечений ФН плоскостями  $F = 0$ ,  $F = 0.3\Delta F$  и  $F = 0.5\Delta F$ , а на рис. 6 изображены ZACZ для рассмотренных сигналов КДС и КДС-ЛЧМН, а также часть АКФ МП при рассогласовании по частоте  $F = 0.3\Delta F$ .

Из рис. 6 видно, что в ZACZ уровень всех БЛ АКФ КДС-ЛЧМн и большинства БЛ КДС меньше уровня БЛ МП, что подтверждается данными таблицы 1.

Как уже отмечалось выше, зондирующий сигнал для РСА должен иметь хорошие корреляционные характеристики не только одиночного сигнала, но и суммарной АКФ ансамбля сигналов. Для МДП (5) можно составить  $N/2$  кодирующих матриц (7), т.е. полный ансамбль состоит из  $N/2$  КДС. Результаты моделирования показали, что суммарная АКФ ансамбля из 4-х КДС (с модуляцией и без модуляции дискрета) с соседними номерами в полном ансамбле имеет нулевые боковые лепестки вдоль всей временной оси  $\tau$ .

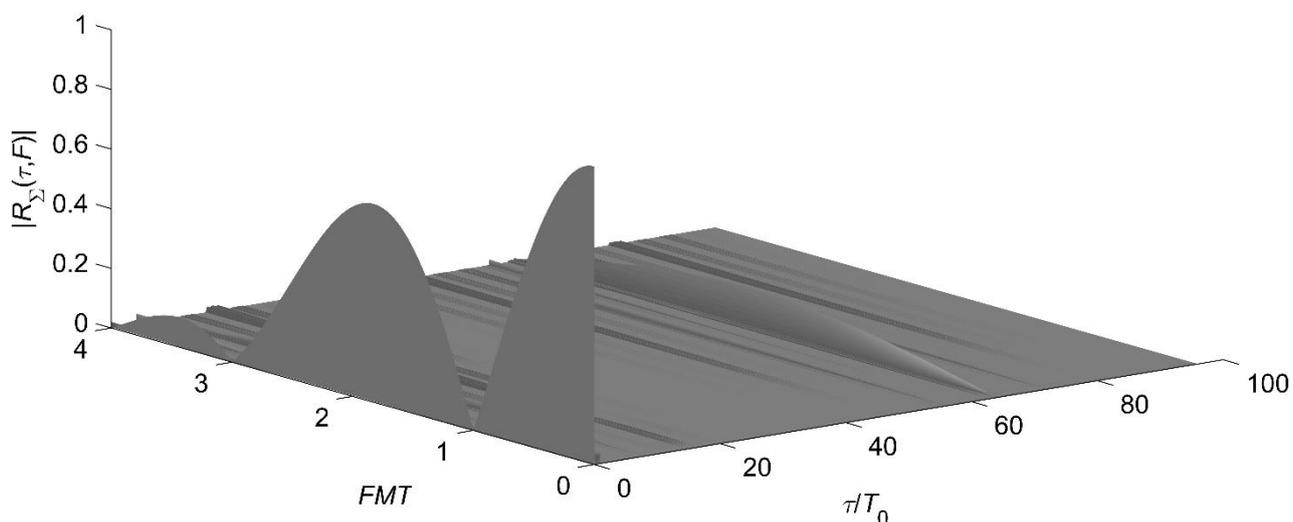


Рис. 7. Суммарная ФН ансамбля из 4-х КДС-ЛЧМн

В таблице 1 также представлены показатели суммарной АКФ ( $\Sigma$ ) ансамбля из 4-х КДС-ЛЧМн для трех сечений ФН плоскостями  $F = 0$ ,  $F = 0.3\Delta F$  и  $F = 0.5\Delta F$ , а на рис. 7 изображена суммарная ФН  $R_\Sigma(\tau, F)$  ансамбля из 4-х КДС-ЛЧМн. Из таблицы и рис. 7 следует, что достаточно эффективно в суммарной ФН ансамбля из 4-х КДС-ЛЧМн БЛ подавляются в ZACZ при рассогласовании по частоте от  $F > 0$  до  $F = \Delta F$ , а вне ZACZ - только при  $F < 0.3\Delta F$  (при  $F = 0$  - полностью).

### Заключение

В работе синтезирован радиолокационный сигнал с ZACZ, представляющий собой последовательность из двух ФКМ-импульсов,

кодированных смежными парами D-кода, с дополнительной частотной манипуляцией дискрет импульсов пачки по линейному закону (КДС-ЛЧМн). Проведен сравнительный анализ корреляционных характеристик синтезированного сигнала с КДС без модуляции дискрета и усеченной M-последовательностью, а также проанализированы суммарные корреляционные характеристики ансамбля из 4-х КДС-ЛЧМн. КДС-ЛЧМн имеет выигрыш перед КДС без модуляции дискрета в ZACZ по уровню максимального БЛ более чем на 10 дБ, а по среднеквадратическому уровню – более чем на 8 дБ. Также имеется выигрыш КДС-ЛЧМн перед КДС вне ZACZ по среднеквадратическому уровню более чем на 8 дБ. В ZACZ уровень всех БЛ АКФ КДС-ЛЧМн меньше уровня БЛ АКФ M-последовательности. Суммарная АКФ ансамбля из 4-х КДС, как с модуляцией, так и без модуляции дискрета, имеет нулевые боковые лепестки вдоль всей временной оси  $\tau$ . Суммарная ФН ансамбля из 4-х КДС-ЛЧМн в ZACZ при рассогласовании по частоте от  $F > 0$  до  $F = \Delta F$  имеет уровень БЛ менее - 40дБ.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 17-19-01616).

### Литература

1. Wehner D.R. High Resolution Radar, 2nd ed. Norwood: Artech House, 1995. 593 p.
2. 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.
3. N. Ganveer, G. Vishal, R.S. Rao and V. Biradar. SAR implementation using LFM signal. 2016 IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT), 20-21 May 2016, pp. 1094–1097. DOI: [10.1109/RTEICT.2016.7808000](https://doi.org/10.1109/RTEICT.2016.7808000)

4. Груздов В.В., Колковский Ю.В., Криштопов А.В., Кудря А.И. Новые технологии дистанционного зондирования Земли из космоса. М.: Техносфера, 2018. 482 с.
5. Yu.N. Alexandrov, A.T. Basilevski, V.A. Kotelnikov, G.M. Petrov, O.N. Rzhiga and A.I. Sidorenko. A planet rediscovered: results of Venus radar imaging from the Venera 15 and Venera 16 spacecraft. Soviet scientific review / section E. // Astrophysics and Space Physics Reviews. 1988. V. 6. № 1. P. 61–101.
6. S.F. Li, J. Chen, L.Q. Zhang and Y.Q. Zhou. Image formation algorithm for missile borne MMW SAR with phase coded waveform. 2009 IET International Radar Conference, 20-22 April 2009, pp. 1–4. DOI: [10.1049/cp.2009.0112](https://doi.org/10.1049/cp.2009.0112)
7. D.A.Garren, P.E.Pace, R.A. Romero. Use of P3-coded transmission waveforms to generate synthetic aperture radar images. 2014 IEEE Radar Conference, 19-23 May 2014, pp. 0765-0768. DOI: [10.1109/RADAR.2014.6875692](https://doi.org/10.1109/RADAR.2014.6875692)
8. E. Mozeson and N. Levanon. Removing autocorrelation sidelobes by overlaying orthogonal coding on any train of identical pulses. // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 2003. V. 39. № 2. P. 583–603. DOI: [10.1109/TAES.2003.1207268](https://doi.org/10.1109/TAES.2003.1207268)
9. R. Sivaswamy. Digital and analog subcomplementary sequences for pulse compression. // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1978. V. AES-14. № 2. P. 343–350. DOI: [10.1109/TAES.1978.308657](https://doi.org/10.1109/TAES.1978.308657)
10. Levanon N., Mozeson E. Radar Signals. Hoboken: Wiley, 2004. 411 p.
11. D. Chebanov and G. Lu. Removing autocorrelation sidelobes of phase-coded waveforms. 2010 IEEE Radar Conference, 10-14 May 2010, pp. 1428–1433. DOI: [10.1109/RADAR.2010.5494391](https://doi.org/10.1109/RADAR.2010.5494391)
12. R.N. Ipanov, A.I. Baskakov, N. Olyunin and Min-Ho Ka. 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. DOI: [10.1109/LSP.2018.2867734](https://doi.org/10.1109/LSP.2018.2867734)

13. Р.Н. Ипанов. Импульсные фазоманипулированные сигналы с нулевой зоной автокорреляции. // Радиотехника и электроника. 2018. Т. 63. № 8. С. 823-830. DOI: [10.1134/S1064226918080077](https://doi.org/10.1134/S1064226918080077)
14. C.C. Tseng, C.L. Liu. Complementary sets of sequences. // IEEE Transactions on Information Theory. 1972. V. 18. № 5. P. 644–652. DOI: [10.1109/TIT.1972.1054860](https://doi.org/10.1109/TIT.1972.1054860)

**Для цитирования:**

Р. Н. Ипанов. Зондирующие сигналы с нулевой зоной автокорреляции для радиолокаторов с синтезированной апертурой. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. № 8. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/aug19/7/text.pdf>. DOI 10.30898/1684-1719.2019.8.7