

DOI 10.30898/1684-1719.2020.6.11

УДК 621.391.81:621.396.96

ПОЛИФАЗНЫЕ ЧАСТОТНО-МАНИПУЛИРОВАННЫЕ ЗОНДИРУЮЩИЕ СИГНАЛЫ С НУЛЕВОЙ ЗОНОЙ АВТОКОРРЕЛЯЦИИ ДЛЯ РАДИОЛОКАТОРОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ

Р. Н. Ипанов

Национальный исследовательский университет «МЭИ»,
111250, Москва, Красноказарменная, 14

Статья поступила в редакцию 23 марта 2020 г., после доработки – 11 июня 2020 г.

Аннотация. Для радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА) синтезирован полифазный (p -фазный, где p -простое число) зондирующий сигнал с нулевой зоной автокорреляции (ZACZ), представляющий собой последовательность из p фазокодоманипулированных (ФКМ) импульсов, кодированных комплементарными последовательностями p -ичного D-кода с дополнительной частотной манипуляцией дискрет импульсов. Проведен сравнительный анализ корреляционных характеристик синтезированного трехфазного сигнала с сигналом без модуляции дискрет, сигналом с линейной частотной модуляцией и ФКМ-сигналом, кодированным троичной M-последовательностью (МП). Также проанализированы суммарные корреляционные характеристики ансамбля сигналов, используемого в режиме синтеза апертуры РСА. Показано, что при рассогласовании по частоте Доплера среднеквадратический уровень боковых лепестков (БЛ) автокорреляционной функции (АКФ) синтезированного сигнала более чем на 8.5 дБ меньше среднеквадратического уровня БЛ АКФ ФКМ-сигнала, кодированного МП. Суммарная АКФ ансамбля из девяти сигналов имеет нулевые БЛ вдоль всей временной оси τ , а при рассогласовании по частоте в ZACZ имеет среднеквадратический уровень БЛ более чем на 25 дБ меньше

среднеквадратического уровня БЛ суммарной АКФ циклического ансамбля из девяти ФКМ-сигналов, кодированных МП.

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

Abstract. Well-known space synthesized aperture radars (SAR) for remote sensing of the Earth have been using signals with linear frequency modulation till now. At the same time, an increasing interest of radar experts to signals with phase-coded shift-keying (PCSK) should be noted. This makes it possible to improve the quality of radar images. It is known also that the use of polyphase probing PCSK-signals makes it possible to increase the radar radiation security substantially. In this paper a polyphase (p -phase where p is a prime integer number) probing signal with zero autocorrelation zone (ZACZ) has been synthesized for SARs. The signal is a sequence of p PCSK-pulses encoded with complementary sequences of the p -ary D-code with additional frequency shift-keying of the sub-pulses of pulses. A comparative analysis of the correlation characteristics of the synthesized three-phase signal with a signal without modulation of discretely and with a PCSK-signal encoded with a ternary M-sequence (MS) is carried out. Overall correlation characteristics of the signal ensemble used in the mode of the radar aperture synthesis have been also analyzed. The analysis revealed that in the case of a mismatch by Doppler frequency, the root-mean-square level of the side lobes (SL) of autocorrelation function (ACF) of the synthesized signal were more than by 8.5 dB less than the root-mean-square level of the SLs of the ACF of the PCSK-signal encoded with a MS. The total ACF of the ensemble consisting on nine signals has zero SLs along the entire time axis τ , and in the case of a mismatch by frequency in the ZACZ, the root-mean-square level of SLs is more than by 25 dB less than the root-mean-square level of the SLs of the total ACF of cyclical ensemble consisting on nine PCSK signals encoded with a MS.

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

Введение

В радиолокаторах с синтезированной апертурой (РСА) и инверсных РСА для получения высокого качества радиолокационного изображения необходимо использовать широкополосные зондирующие сигналы большой длительности, обеспечивающие высокие разрешающие способности по наклонной и поперечной дальностям [1]. В известных космических РСА дистанционного зондирования Земли до настоящего времени используются сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМС) [1–4]. Вместе с тем следует отметить усиливающийся интерес специалистов к фазокодоманипулированным (ФКМ) сигналам [5–7]. Связано это с тем, что использование дискретного кодирования когерентного ансамбля зондирующих импульсов в РСА открывает перспективу существенного улучшения качества радиолокационного изображения по параметрам, связанным со свойствами суммарных корреляционных функций ансамбля.

В соответствии с вышесказанным актуальными для РСА являются ФКМ-сигналы с нулевой зоной автокорреляции (Zero Autocorrelation Zone - ZACZ). В литературе [8–13] под сигналом с ZACZ понимают пачку когерентных импульсов с длительностью импульса T_p , манипулированных по фазе ансамблями комплементарных или ортогональных последовательностей, у которой часть ее автокорреляционной функции $R(\tau)$ шириной $|\tau| \leq T_p$ в районе центрального пика имеет нулевой уровень боковых лепестков (БЛ).

В [9, 10] рассмотрены бинарные ФКМ-сигналы с ZACZ, имеющие при рассогласовании по частоте Доплера достаточно высокий уровень БЛ автокорреляционной функции (АКФ). В [11] рассмотрены бинарные ФКМ-сигналы с ZACZ, в которых для подавления БЛ в ZACZ при рассогласовании по частоте Доплера используется дополнительная линейная частотная манипуляция дискрет импульсов пачки, а в [12] для подавления БЛ в ZACZ используется линейная частотная модуляция дискрет импульсов пачки.

Известно [14], что использование полифазных зондирующих ФКМ-сигналов позволяет в значительной степени повысить скрытность излучения радиолокатора. Такие сигналы отличаются высокой помехоустойчивостью, малой спектральной плотностью и низким уровнем БЛ по сравнению с бинарными ФКМ-сигналами. В [13] рассмотрены полифазные (p -фазные) ФКМ-сигналы с ZACZ, имеющие минимальное количество импульсов в пачке, равное p , и небольшой алфавит фаз по сравнению с известными полифазными сигналами, например, Фрэнка или P4 [8]. Однако эти сигналы при рассогласовании по частоте Доплера имеют достаточно высокий уровень БЛ АКФ.

Целью данной работы является синтез полифазного (p -фазного) зондирующего ФКМ-сигнала с ZACZ, состоящего из p 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. Синтез полифазного сигнала с ZACZ

Рассмотрим полифазный ФКМ-сигнал, представляющий собой пачку из M импульсов, кодированных ансамблем из M p -ичных последовательностей [11]. Каждый импульс длительностью T_p состоит из N подимпульсов (дискрет) длительностью $T_0 = T_p/N$ каждый. Период повторения импульсов $T = QT_p = QNT_0$, где $Q \geq 2$ – скважность пачки импульсов. Ансамбль из M p -ичных последовательностей можно задать матрицей

$$\mathbf{A}_{M,N} = \left\| a_{i,n} \right\|_{i,n=1}^{M,N}, \quad a_{i,n} = \exp\left(j \frac{2\pi}{p} \tilde{a}_{i,n} \right), \quad (1)$$

где $p > 2$ – простое число (сигнал с $p = 2$ рассмотрен в [11]);

$\tilde{\mathbf{A}}_{M,N} = \left\| \tilde{a}_{i,n} \right\|_{i,n=1}^{M,N}$, $\tilde{a}_{i,n} = 0, 1, \dots, p-1$, – матрица p -ичного кода.

Комплексная огибающая (КО) рассматриваемого сигнала будет иметь вид:

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

где $\dot{S}_n(t - (n-1)T_0)$, $(n-1)T_0 \leq t < nT_0$, - КО n -го дискрета импульса.

Если $\dot{S}_1(t) = \dot{S}_2(t) = \dots = \dot{S}_N(t)$ и строки матрицы $\mathbf{A}_{M,N}$ (1) являются комплементарными последовательностями, то (2) является сигналом с нулевой зоной БЛ АКФ $R(\tau)$ при $|\tau| \leq T_p$ [15]. Такой сигнал при $M = p$ и $\dot{S}_n(t) = S_n(t)$, $n = 1, 2, \dots, N$, был рассмотрен в [13].

Пусть кодирующая матрица (1) при $M = p$ имеет вид следующей блочной матрицы:

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

где для подматриц $\mathbf{A}_{p,N/p}^{(k)} = \left\| a_{i,n}^{(k)} \right\|_{i,n=1}^{p,N/p}$, $k = 1, 2, \dots, p$, выполняется:

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

$$k, l = 1, 2, \dots, p;$$

$$m = \begin{cases} 0, 1, \dots, N/p - 1 & \text{при } k \neq l; \\ 1, 2, \dots, N/p - 1 & \text{при } k = l. \end{cases}$$

Если $\dot{S}_{\frac{(k-1)N}{p}+1}^{(k)}(t) = \dots = \dot{S}_{\frac{kN}{p}}^{(k)}(t)$, $k = 1, 2, \dots, p$, и матрица (1) при $M = p$

имеет вид (3), то (2) является сигналом с нулевой зоной БЛ АКФ $R(\tau)$ при $|\tau| \leq T_p$ [11, 15].

Рассмотрим ФКМ-сигнал (2) при $M = p$, кодированный строками матрицы (3), у которой подматрицы $\mathbf{A}_{p,N/p}^{(k)}$ являются смежными p -парами p -ичного D-кода [10–13]. Тогда любые две из p подматриц $\mathbf{A}_{p,N/p}^{(k)}$ в (3) будут иметь вид:

$$\mathbf{A}_{p,N/p}^{(k)} = \begin{pmatrix} \mathbf{D}_{1,N/p}^{k_1} \\ \mathbf{D}_{1,N/p}^{k_2} \\ \vdots \\ \mathbf{D}_{1,N/p}^{k_p} \end{pmatrix}; \mathbf{A}_{p,N/p}^{(l)} = \begin{pmatrix} \mathbf{D}_{1,N/p}^{l_1} \\ \mathbf{D}_{1,N/p}^{l_2} \\ \vdots \\ \mathbf{D}_{1,N/p}^{l_p} \end{pmatrix}; k, l = 1, 2, \dots, p, \quad (5)$$

где $\mathbf{D}_{1,N/p}^{k_i}$ и $\mathbf{D}_{1,N/p}^{k_j}$, $\mathbf{D}_{1,N/p}^{l_i}$ и $\mathbf{D}_{1,N/p}^{l_j}$ при $i, j = 1, 2, \dots, p$, $i \neq j$, - p -парные последовательности (p -пары) [13], а $\mathbf{D}_{1,N/p}^{k_i}$ и $\mathbf{D}_{1,N/p}^{l_i}$ - смежные последовательности p -ичного D-кода $\tilde{\mathbf{D}}_{N/p} = \|\tilde{d}_{i,n}\|_1^{N/p}$ [10–13]; $k_i, l_i = 1, 2, \dots, N/p$ - номера последовательностей в p -ичном D-коде; $N = p^{q+1}$, $q \geq 2$.

Для p -парных последовательностей выполняется условие (4) при $k = l$, а для смежных последовательностей p -ичного D-кода выполняется условие (4) при $k \neq l$ [10–13].

ФКМ-сигнал (2), кодированный строками матрицы $\mathbf{A}_{p,N}$ из (3) с подматрицами из (5), назовем полифазным когерентным дополнительным сигналом (КДС). Таким образом, полифазный КДС является сигналом с ZACZ при $|\tau| \leq T_p$, у которого КО дискрет $\dot{S}_n(t)$ каждого из p импульсов пачки равны между собой при $n = (k-1)N/p + 1, \dots, kN/p$, где $k = 1, 2, \dots, p$ - номер части импульса с равными КО дискрет.

На основе вышесказанного, рассмотрим полифазный КДС с дополнительной частотной манипуляцией дискрет импульсов пачки (КДС-ЧМн). При этом каждый дискрет состоит из b бит длительностью $T_b = T_0/b$. Каждый из p импульсов КДС-ЧМн состоит из $N = p^{q+1}$ дискрет и делится на p частей с количеством дискрет в каждой равном p^q . Дискреты первых $p-1$ частей манипулированы по линейному закону с чередующимся квазиортогональным изменением частоты, а дискреты последней p -й части манипулированы по частоте так, чтобы обеспечить ортогональность их бит с

битами дискрет первых $p - 1$ частей. На рис. 1 изображен вариант закона ЧМн дискрет в пределах одного импульса КДС-ЧМн при $p = 3$ и $b = 9$, и показаны первый дискрет первой, последний дискрет второй и последний дискрет третьей частей импульса пачки.

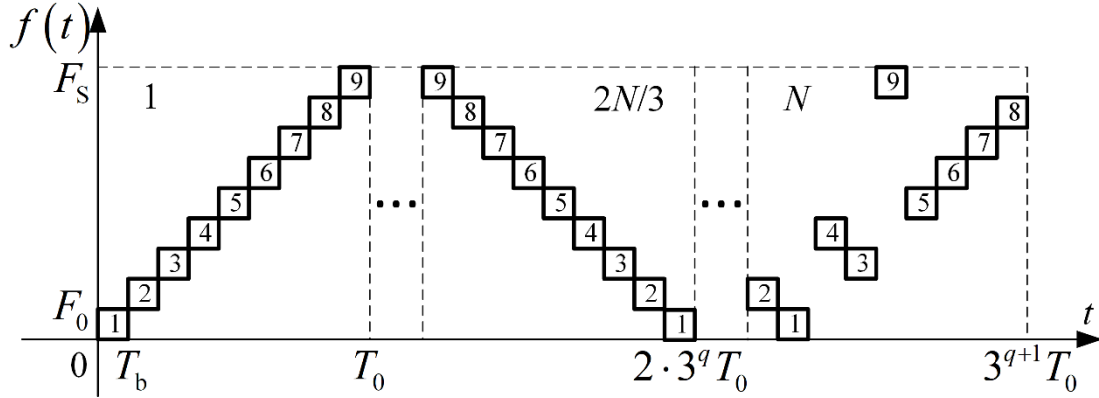


Рис. 1. Закон ЧМн дискрет в пределах импульса КДС при $p = 3$ и $b = 9$.

Закон изменения частоты в пределах r -го бита с учетом рис. 1 имеет вид:

$$f_r(t) = \begin{cases} \left(b \left\langle \left\lfloor \frac{r-1}{bp^q} \right\rfloor \right\rangle_2 + (-1) \left\lfloor \frac{r-1}{bp^q} \right\rfloor \langle r-1 \rangle_b \right) F_0, & \text{при } r = 1, \dots, b(p-1)N/p; \\ \left(\kappa_{\langle r-1 \rangle_b + 1} + 1 \right) F_0, & \text{при } r = b(p-1)N/p + 1, \dots, bN, \end{cases}$$

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

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

$r = 1, 2, \dots, bN = bp^{q+1}$ - номер бита в импульсе КДС-ЧМн;

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

$F_S = bF_0 = b/T_b = b^2/T_0$ - ширина спектра КДС-ЧМн;

$\kappa_v = 0, 1, \dots, b-1$ - символ частотной кодовой последовательности (ЧКП)

$\{\kappa_v\}_{v=1}^b$, ортогональной двум линейным ЧКП (для случая на рис. 1

$\{\kappa_v\}_{v=1}^9 = 1, 0, 3, 2, 8, 4, 5, 6, 7$).

Тогда закон изменения фазы в пределах r -го бита

$$\varphi_r(t) = \begin{cases} 2\pi \left(b \left\langle \left[\frac{r-1}{bp^q} \right] \right\rangle^2 + (-1) \left[\frac{r-1}{bp^q} \right] \langle r-1 \rangle_b \right) \frac{t}{T_b}, & r = 1, \dots, b(p-1)N/p; \\ \left(\kappa_{\langle r-1 \rangle_b + 1} + 1 \right) \frac{t}{T_b}, & r = b(p-1)N/p + 1, \dots, bN, \end{cases} \quad (6)$$

при $0 \leq t < T_b$.

Таким образом, КО (2) полифазного КДС-ЧМн имеет вид:

$$\begin{aligned} \dot{u}(t) = & \sum_{i=1}^p \left[\sum_{r=1}^{b(p-1)N/p} S_{\left[\frac{r-1}{bp^q} \right]} \left(t - \left[\frac{r-1}{b} \right] T_0 - (i-1)T \right) \times \right. \\ & \left. \times \exp \left\{ j \frac{2\pi}{p} \left(p \left[b \left\langle \left[\frac{r-1}{bp^q} \right] \right\rangle^2 + (-1) \left[\frac{r-1}{bp^q} \right] \langle r-1 \rangle_b \right] \frac{t}{T_b} + \tilde{a}_{i, \left[\frac{r-1}{b} \right] + 1} \right) \right\} \right] + \\ & + \sum_{r=b(p-1)N/p+1}^{bN} S_{\left[\frac{r-1}{bp^q} \right]} \left(t - \left[\frac{r-1}{b} \right] T_0 - (i-1)T \right) \times \\ & \left. \times \exp \left\{ j \frac{2\pi}{p} \left(p \left[\kappa_{\langle r-1 \rangle_b + 1} + 1 \right] \frac{t}{T_b} + \tilde{a}_{i, \left[\frac{r-1}{b} \right] + 1} \right) \right\} \right], \end{aligned} \quad (7)$$

где $S_n(t) = S_{k-1}(t)$, $n = (k-1)N/p + 1, \dots, kN/p$, $k = 1, 2, \dots, p$, - огибающая n -го дискрета импульса КДС-ЧМн; $\tilde{a}_{i,n}$ - символ p -ичного кода, определяемый по (1), (3) и (5).

2. Анализ корреляционных характеристик полифазного КДС-ЧМн

Проведем сравнительный анализ корреляционных характеристик полифазного КДС без модуляции дискрет (далее просто КДС) [13] с корреляционными характеристиками полифазного КДС-ЧМн при $p = 3$. Для сравнения относительного уровня БЛ этих двух сигналов необходимо обеспечить одинаковый уровень основных лепестков их АКФ, который равен числу дискрет (бит) в трех импульсах пачки. Рассмотрим КДС с числом

дискрет в импульсе $N = 3^7$ и КДС-ЧМн с $N = 3^5$ и числом бит в дискрете $b = 9$. Оба сигнала имеют одинаковую скважность $Q = 2$. Таким образом, уровень основного лепестка АКФ обоих сигналов равен 6561.

Известно [5, 8, 16], что оптимальными дискретными сигналами, т.е. сигналами с минимальным уровнем максимального БЛ (МБЛ) АКФ, являются шумоподобные сигналы. Наиболее известным и часто используемым примером таких сигналов является усеченная М-последовательность, относительный уровень МБЛ АКФ которой приблизительно равен $1/\sqrt{N_M}$, где N_M – период М-последовательности. Проведем сравнительный анализ корреляционных характеристик КДС и КДС-ЧМн с ФКМ-сигналом, манипулированным по фазе троичной М-последовательностью (далее просто МП) с периодом $N_M = 3^8 - 1$. 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 $N = N_M + 1 = 6561$.

Известно также [5], что длинные одиночные МП превосходят ЛЧМ-сигналы по уровню МБЛ, что дает преимущество РСА с МП при дистанционном зондировании точечных целей. Однако МП проигрывают ЛЧМС по интегральному уровню БЛ, что не позволяет их использовать в РСА при съемке протяженных объектов, так как проникновение сигналов удаленных объектов через БЛ АКФ может быть существенным [17]. Исходя из этого, проведем также сравнительный анализ корреляционных характеристик КДС и КДС-ЧМн с ЛЧМС. Для этого необходимо подобрать параметры ЛЧМС так, чтобы обеспечить одинаковый уровень основных лепестков АКФ ЛЧМС и КДС при одинаковой ширине их спектров. Известно, что уровень основного лепестка ненормированной АКФ КО сигнала есть энергия КО сигнала, которая определяется [18]:

$$E = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} S^2(t) dt = \frac{1}{2} MS^2 T_p,$$

где S – огибающая сигнала, T_p – длительность импульса (считаем сигнал импульсным), M – число импульсов.

При $S = 1$ для КДС-ЧМн $E = 1/2 MT_p = 1/2 pbNT_b$, а для ЛЧМС $E = 1/2 T_{p\text{ЛЧМ}}$, где $T_{p\text{ЛЧМ}}$ – длительность ЛЧМ-импульса. Из равенства энергий получаем, что $T_{p\text{ЛЧМ}} = pbNT_b$. Тогда из условия равенства ширины их спектров $\Delta f_{\text{ЛЧМ}} = b/T_b$, где $\Delta f_{\text{ЛЧМ}}$ – девиация частоты ЛЧМ, определим базу ЛЧМС $B_{\text{ЛЧМ}} = T_{p\text{ЛЧМ}} \Delta f_{\text{ЛЧМ}} = pb^2 N = 59049$.

В таблице 1 представлены показатели корреляционных характеристик ЛЧМС, МП, КДС и КДС-ЧМн для трех сечений их функций неопределенности (ФН) $R(\tau, F)$ плоскостями $F = 0$, $F = 0.3\Delta F$ и $F = 0.5\Delta F$, где $\Delta F = 1/(qpT_p)$ – ширина основного лепестка сечения ФН плоскостью $\tau = 0$ $R(0, F)$ на уровне – 3 дБ. В таблице: R_{\max} и $R_{z\max}$ – относительные уровни МБЛ АКФ вне и в ZACZ соответственно, R_{rms} и $R_{z\text{rms}}$ – относительные среднеквадратические уровни (СКУ) БЛ АКФ вне и в ZACZ соответственно, R_{int}^2 и $R_{z\text{int}}^2$ – интегральные относительные уровни мощности БЛ АКФ (уровни одностороннего интегрального корреляционного шума) [5] вне и в ZACZ соответственно, определяемые выражениями:

$$R_{\text{int}}^2 = (L - Z - 1)R_{\text{rms}}^2 = \sum_{n=1}^{L-Z-1} R_n^2 \text{ при } Z+1 \leq |n| \leq L-1,$$

$$R_{z\text{int}}^2 = ZR_{z\text{rms}}^2 = \sum_{n=1}^Z R_n^2 \text{ при } 1 \leq |n| \leq Z,$$

где R_n – относительный уровень n -го БЛ; $Z = bN(Q-1)$ – ширина ZACZ АКФ КДС-ЧМн в количестве бит (при $b = 1$ – в количестве дискрет); $L = bN((p-1)Q+1)$ – число бит в КДС-ЧМн (при $b = 1$ – число дискрет).

Таблица 1. Показатели корреляционных характеристик ЛЧМС, МП, КДС и КДС-ЧМн

F		0	$0.3\Delta F$	$0.5\Delta F$
R_{\max} , дБ	ЛЧМС	-13.5	-13.3	-13.5
	МП	-39.6	-39.0	-37.0
	КДС-ЧМн	-28.9	-27.8	-27.4
	КДС	-25.5	-23.0	-21.5
R_{rms} , дБ	ЛЧМС	-54.9	-55.0	-54.9
	МП	-44.7	-43.7	-42.4
	КДС-ЧМн	-53.5	-53.4	-53.2
	КДС	-43.0	-42.9	-42.8
R_{int}^2 , дБ	ЛЧМС	-10.2	-10.3	-10.2
	МП	-8.9	-7.6	-6.3
	КДС-ЧМн	-7.6	-7.5	-7.4
	КДС	-6.8	-6.7	-6.6
$R_{z \max}$, дБ	КДС-ЧМн	-327.0	-32.8	-30.5
	КДС	-328.0	-21.3	-16.9
$R_{z \text{rms}}$, дБ	КДС-ЧМн	-355.0	-55.7	-51.9
	КДС	-346.9	-44.5	-40.6
$R_{z \text{int}}^2$, дБ	КДС-ЧМн	-314.3	-15.9	-12.1
	КДС	-315.8	-14.3	-10.3

Из таблицы 1 видно, что все уровни БЛ АКФ КДС-ЧМн меньше соответствующих уровней БЛ АКФ КДС, по СКУ БЛ – более чем на 10 дБ, как внутри, так и вне ZACZ. КДС-ЧМн уступает МП по уровню МБЛ АКФ, в ZACZ, при рассогласовании по частоте Доплера, – более чем на 6 дБ. Однако по СКУ БЛ АКФ КДС-ЧМн превосходит МП, в ZACZ, при рассогласовании по частоте Доплера, – более чем на 9.5 дБ. Уровень интегрального корреляционного шума КДС-ЧМн в ZACZ, при рассогласовании по частоте Доплера, более чем на 5.5 дБ меньше соответствующего уровня МП. КДС-ЧМн превосходит ЛЧМС по уровню МБЛ АКФ, в ZACZ, при рассогласовании по частоте Доплера, – более чем на 17 дБ. СКУ БЛ АКФ КДС-ЧМн и ЛЧМС приблизительно одинаковый. А уровень интегрального корреляционного шума КДС-ЧМн в ZACZ, при рассогласовании по частоте Доплера, меньше соответствующего уровня ЛЧМС более чем на 2 дБ.

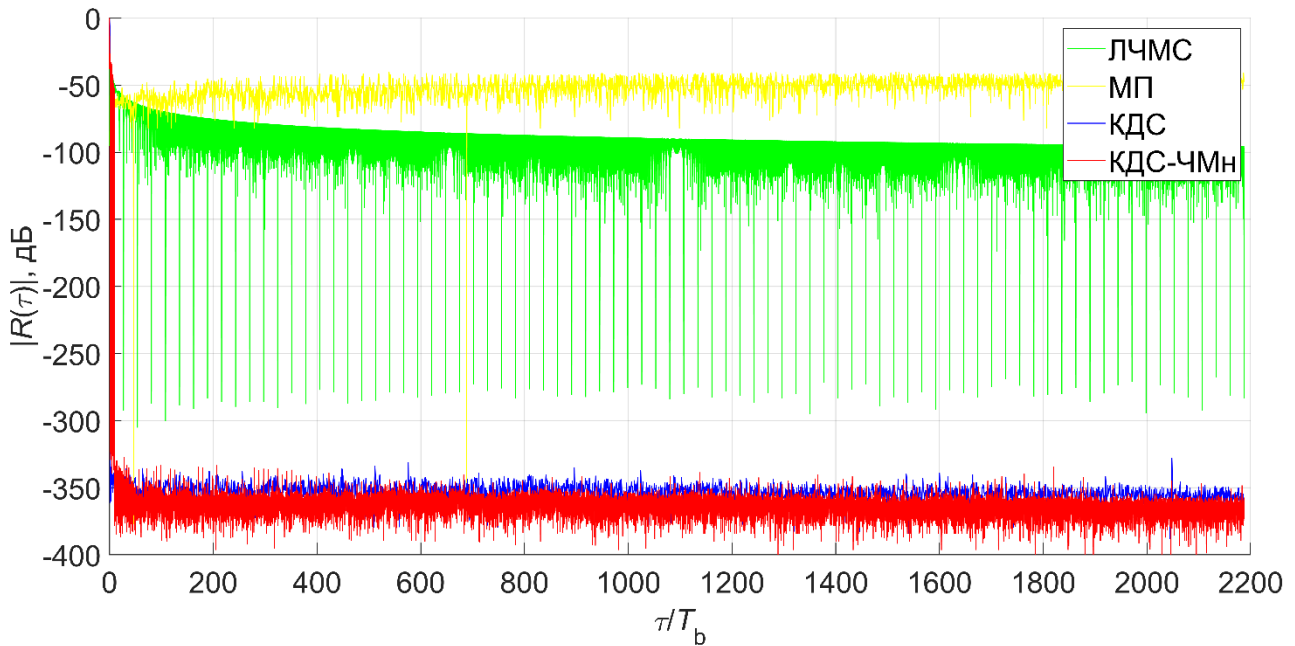


Рис. 2. ZACZ КДС, КДС-ЧМН и части АКФ МП и ЛЧМС при $F = 0$.

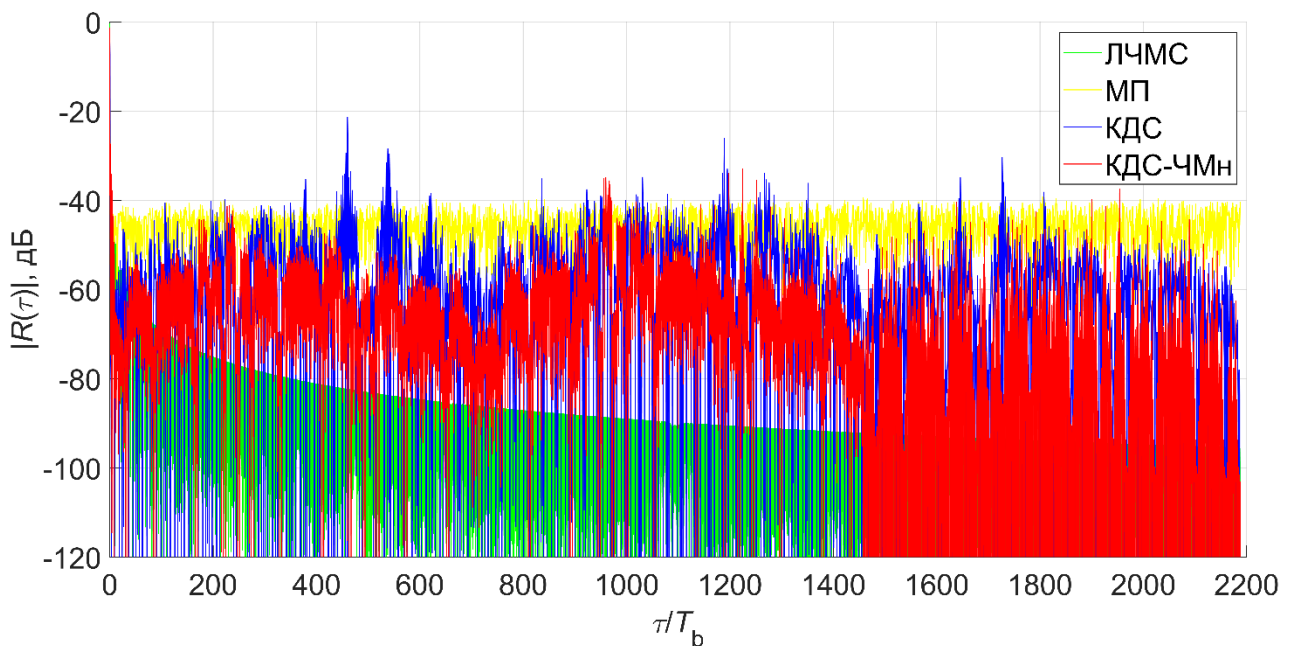


Рис. 3. ZACZ КДС, КДС-ЧМН и части АКФ МП и ЛЧМС при $F = 0.3\Delta F$

На рис. 2 изображены нулевые зоны БЛ АКФ $R(\tau)$ при $\tau \leq bNT_b(Q-1)$ (ZACZ) [9–13] рассмотренных сигналов КДС ($b = 1$) и КДС-ЧМН, а также части АКФ МП и ЛЧМС при нулевом рассогласовании по частоте Доплера, а на рис. 3 – при рассогласовании по частоте Доплера на $F = 0.3\Delta F$. При этом временная шкала изображена в количестве бит, для КДС и МП предполагается, что $T_0 = T_b$, а для ЛЧМС, как было определено выше, $T_{p\text{ЛЧМ}} = pbNT_b$. Из рис. 3

видно, что при рассогласовании по частоте Доплера на $F = 0.3\Delta F$ в ZACZ уровень большинства БЛ АКФ КДС-ЧМн меньше уровня БЛ МП, что согласуется с данными таблицы 1. Меньший уровень интегрального корреляционного шума у КДС-ЧМн, чем у ЛЧМС в ZACZ на 5.6 дБ при рассогласовании по частоте Доплера на $F = 0.3\Delta F$ объясняется большим разбросом уровней БЛ АКФ КДС-ЧМн от -32.8 до -372 дБ.

Известно [5, 19], что периодическая 127-элементная МП применялась в РСА на космических аппаратах Венера-15 и 16 для получения радиолокационной карты Венеры, а также высотомерах для измерения рельефа ее поверхности. Непериодическая МП применяется учеными США для получения детальной радиолокационной карты Луны и планет с Земли [20].

Для максимального подавления БЛ суммарной АКФ ансамбля МП в смежных циклах зондирования в зависимости от необходимого времени синтеза апертуры и других параметров РСА необходимо использовать МП с различными порождающими полиномами и / или различными циклическими сдвигами [5]. Максимальное подавление БЛ суммарной АКФ ансамбля МП достигается при использовании полного циклического ансамбля МП с числом дискрет в импульсе, равном ее периоду, т.е. при $N = N_M$. При этом смежные МП сдвинуты между собой на один элемент, а число МП в ансамбле равно N . Тогда для суммарной АКФ полного циклического ансамбля из N МП длиной в один период можно записать:

$$r_m^\Sigma = \sum_{i=1}^N r_m^i; |m| = 0, 1, \dots, N-1, \quad (8)$$

где r_m^i - ненормированная АКФ i -ой МП.

Расписав выражение для АКФ каждой из N МП и просуммировав их согласно (8) обнаружим, что

$$r_m^\Sigma = (N - |m|)(r_m + r_{N-m}), \quad (9)$$

где $r_m = \sum_{n=1}^{N-m} a_n a_{n+m}$ - аperiodическая АКФ текущего участка МП длиной в

один период; $r_{N-m} = \sum_{n=1}^m a_n a_{n+N-m}$ - - аperiodическая АКФ смежного справа участка МП, a_n - элемент МП.

Известно [16], что сумма в (9) определяет периодическую АКФ МП с периодом $N = N_M$, т.е. $r_m + r_{N-m} = r_m^p$, где

$$r_m^p = \sum_{n=1}^N a_n a_{n+m} \text{ при } |m| = 0, 1, \dots, N-1.$$

Также известно, что для МП $r_m^p = -1$ при $|m| = 1, 2, \dots, N-1$.

Таким образом, из (9) получим, что

$$r_m^\Sigma = (N - |m|) r_m^p = -N + |m| \text{ при } |m| = 1, 2, \dots, N-1,$$

откуда нормированная суммарная АКФ полного циклического ансамбля МП равна:

$$R_m^\Sigma = -\frac{1}{N} + \frac{|m|}{N^2} \text{ при } |m| = 1, 2, \dots, N-1. \quad (10)$$

Так как используемое число МП в циклическом ансамбле зависит от необходимого времени синтеза апертуры и других параметров РСА, и чаще всего в циклическом ансамбле применяется намного меньшее число МП, чем в полном циклическом ансамбле, то уровень БЛ суммарной АКФ полного циклического ансамбля МП можно считать минимальным предельно достижимым. Чем меньше МП содержит циклический ансамбль, тем выше уровень БЛ имеет суммарная АКФ.

Согласно (3) и (5) всего имеется $N/p = p^q$ КДС-ЧМн, образованных смежными p -парами p -ичного D-кода, и образующих полный ансамбль КДС-ЧМн с числом дискрет в импульсе $N = p^{q+1}$. Результаты моделирования показали, что суммарная АКФ ансамбля из p^2 КДС (с модуляцией и без модуляции дискрет) с соседними номерами в полном ансамбле имеет нулевые БЛ вдоль всей временной оси τ АКФ. При этом номер ансамбля χ из p^2 КДС связан с номером КДС ξ в полном ансамбле из p^q сигналов следующим

выражением:

$$\chi = \left\lfloor (\xi - 1) / p^2 \right\rfloor + 1; \xi = 1, 2, \dots, p^q; \chi = 1, 2, \dots, p^{q-2}. \quad (11)$$

Проведем сравнительный анализ суммарных корреляционных характеристик ансамблей, рассмотренных ранее КДС-ЧМн, МП и ЛЧМС.

Сформируем ансамбль из p^2 КДС-ЧМн с $N = p^{q+1}$ дискретами в импульсе при $p = 3$ и $q = 4$. Для этого необходимо сформировать матрицу (3) с подматрицами из (5). Для построения подматриц (5) необходимо сформировать матрицу троичного D-кода $\tilde{\mathbf{D}}_{81} = \|\tilde{d}_{i,n}\|_1^{81}$. Из [13] известно, что можно сформировать $\gamma = 2^{q-2} = 4$ различных матриц D-кода одного порядка q , а значит и разных матриц (3). Выберем вариант, при котором первая строка матрицы D-кода формируется согласно выражению [13]:

$$\tilde{d}_{1,y+1} = y_2 y_1 \oplus y_3 y_2 \oplus y_4 y_3,$$

где $y+1 = n$ - номер столбца матрицы D-кода; $y_i = 0, 1, 2$, $i = 1, 2, 3, 4$, - разряд троичного представления номера столбца; \oplus - операция сложения по модулю 3. При таком варианте формировании матрицы D-кода p -парные последовательности $\mathbf{D}_{1,81}^i$ и $\mathbf{D}_{1,81}^j$ будут располагаться в строках с номерами i и j , удовлетворяющими выражению

$$(i-1)_3 \oplus (j-1)_3 = (3^3)_3,$$

где $(a)_3$ - число a в троичном виде, а смежные последовательности - в строках с номерами i и j , удовлетворяющими выражению

$$(i-1)_3 \oplus (j-1)_3 = (3^0)_3.$$

Тогда матрица (3) будет иметь вид:

$$\mathbf{A}_{3,243} = \left(\mathbf{A}_{3,81}^{(1)} \quad \mathbf{A}_{3,81}^{(2)} \quad \mathbf{A}_{3,81}^{(3)} \right),$$

где подматрицы

$$\mathbf{A}_{3,81}^{(1)} = \begin{pmatrix} \mathbf{D}_{1,81}^{x_1} \\ \mathbf{D}_{1,81}^{x_2} \\ \mathbf{D}_{1,81}^{x_3} \end{pmatrix}; \quad \mathbf{A}_{3,81}^{(2)} = \begin{pmatrix} \mathbf{D}_{1,81}^{y_1} \\ \mathbf{D}_{1,81}^{y_2} \\ \mathbf{D}_{1,81}^{y_3} \end{pmatrix}; \quad \mathbf{A}_{3,81}^{(3)} = \begin{pmatrix} \mathbf{D}_{1,81}^{z_1} \\ \mathbf{D}_{1,81}^{z_2} \\ \mathbf{D}_{1,81}^{z_3} \end{pmatrix},$$

в которых в каждой подматрице располагаются p -парные последовательности, а x_i, y_i, z_i с одинаковыми $i = 1, 2, 3$ - это номера смежных последовательностей.

Для нашего случая в таблице 2 представлены параметры фазокодовой манипуляции ансамбля из 9 КДС-ЧМн при $\chi = 1$ и номерах КДС-ЧМн ξ в полном ансамбле согласно (11).

Таблица 2. Параметры фазокодовой манипуляции ансамбля из 9 КДС-ЧМн

ξ	1-ый импульс КДС-ЧМн			2-ой импульс КДС-ЧМн			3-ий импульс КДС-ЧМн		
	x_1	y_1	z_1	x_2	y_2	z_2	x_3	y_3	z_3
1	1	2	3	28	29	30	55	56	57
2	2	3	1	29	30	28	56	57	55
3	3	1	2	30	28	29	57	55	56
4	4	5	6	31	32	33	58	59	60
5	5	6	4	32	33	31	59	60	58
6	6	4	5	33	31	32	60	58	59
7	7	8	9	34	35	36	61	62	63
8	8	9	7	35	36	34	62	63	61
9	9	7	8	36	34	35	63	61	62

ЛЧМС полностью описываются тремя параметрами: длительностью импульса, девиацией частоты и знаком производной изменения частоты. Поскольку в когерентной пачке зондирующих сигналов, соответствующей времени синтеза апертуры, обычно используются ЛЧМ-импульсы с одинаковыми базами, то единственным свободным переменным параметром при формировании ансамбля является знак изменения частоты. С целью подавления рекуррентных помех при формировании ансамбля в смежных парах зондирующих импульсов используются квазиортогональные сигналы (ЛЧМС с разными знаками производной изменения частоты) [5].

Таблица 3. Показатели суммарных АКФ ансамблей из 6560 МП, 9 МП, 9 ЛЧМС и 9 КДС-ЧМН

F		0	$0.3\Delta F$	$0.5\Delta F$
$R_{\Sigma \max}$, дБ	9 ЛЧМС	-13.5	-17.9	-32.2
	6560 МП	-76.3	-77.7	-80.3
	9 МП	-58.6	-58.5	-58.1
	9 КДС-ЧМН	-332.7	-38.0	-34.5
$R_{\Sigma z \max}$, дБ	9 КДС-ЧМН	-326.9	-58.2	-52.1
$R_{\Sigma \text{rms}}$, дБ	9 ЛЧМС	-54.9	-59.5	-76.1
	6560 МП	-81.1	-81.9	-83.3
	9 МП	-63.6	-63.8	-63.7
	9 КДС-ЧМН	-365.1	-82.9	-79.1
$R_{\Sigma z \text{rms}}$, дБ	9 КДС-ЧМН	-358.5	-95.0	-88.7
$R_{\Sigma \text{int}}^2$, дБ	9 ЛЧМС	-10.2	-14.8	-31.4
	6560 МП	-42.9	-43.7	-45.1
	9 МП	-27.9	-27.8	-27.8
	9 КДС-ЧМН	-318.2	-36.1	-32.4
$R_{\Sigma z \text{int}}^2$, дБ	9 КДС-ЧМН	-317.8	-54.4	-48.0

В таблице 3 представлены показатели суммарных АКФ ансамбля из 9 КДС-ЧМН, полного циклического ансамбля из 6560 МП, циклического ансамбля из 9 МП и ансамбля из 9 квазиортогональных в смежных парах ЛЧМС для трех сечений их ФН плоскостями $F = 0$, $F = 0.3\Delta F$ и $F = 0.5\Delta F$. В таблице: $R_{\Sigma \max}$, $R_{\Sigma \text{rms}}$ и $R_{\Sigma \text{int}}^2$ - относительный уровень МБЛ, относительный СКУ БЛ и уровень одностороннего интегрального корреляционного шума суммарной АКФ соответственно.

Из таблицы 3 видно, что суммарная АКФ ансамбля из 9 КДС-ЧМН при нулевом рассогласовании по частоте Доплера имеет нулевые БЛ как внутри, так и вне ZACZ. Поэтому далее сравнение уровней БЛ суммарных АКФ проводится для случая рассогласования по частоте Доплера. Уровень МБЛ суммарной АКФ ансамбля из 9 МП меньше уровня МБЛ суммарной АКФ ансамбля из 9 КДС-ЧМН, в ZACZ – более чем на 0.3 дБ. Однако СКУ БЛ суммарной АКФ ансамбля из 9 КДС-ЧМН меньше СКУ БЛ суммарной АКФ ансамбля из 9 МП, вне ZACZ – более чем на 15 дБ, а в ZACZ – более чем на

25 дБ. Также ансамбль из 9 КДС-ЧМн превосходит ансамбль из 9 МП по уровню интегрального корреляционного шума, вне ZACZ – более чем на 4.5 дБ, а в ZACZ – более чем на 20 дБ. Ансамбль из 9 КДС-ЧМн превосходит ансамбль из 9 ЛЧМС по уровню МБЛ суммарной АКФ, вне ZACZ – более чем на 2 дБ, а в ZACZ – более чем на 19.5 дБ. Ансамбль из 9 КДС-ЧМн превосходит также ансамбль из 9 ЛЧМС по СКУ БЛ суммарной АКФ, вне ZACZ – более чем на 3 дБ, а в ZACZ – более чем на 12.5 дБ. Уровень интегрального корреляционного шума ансамбля из 9 КДС-ЧМн меньше соответствующего уровня ансамбля из 9 ЛЧМС, вне ZACZ – более чем на 1 дБ, а в ZACZ – более чем на 16.5 дБ.

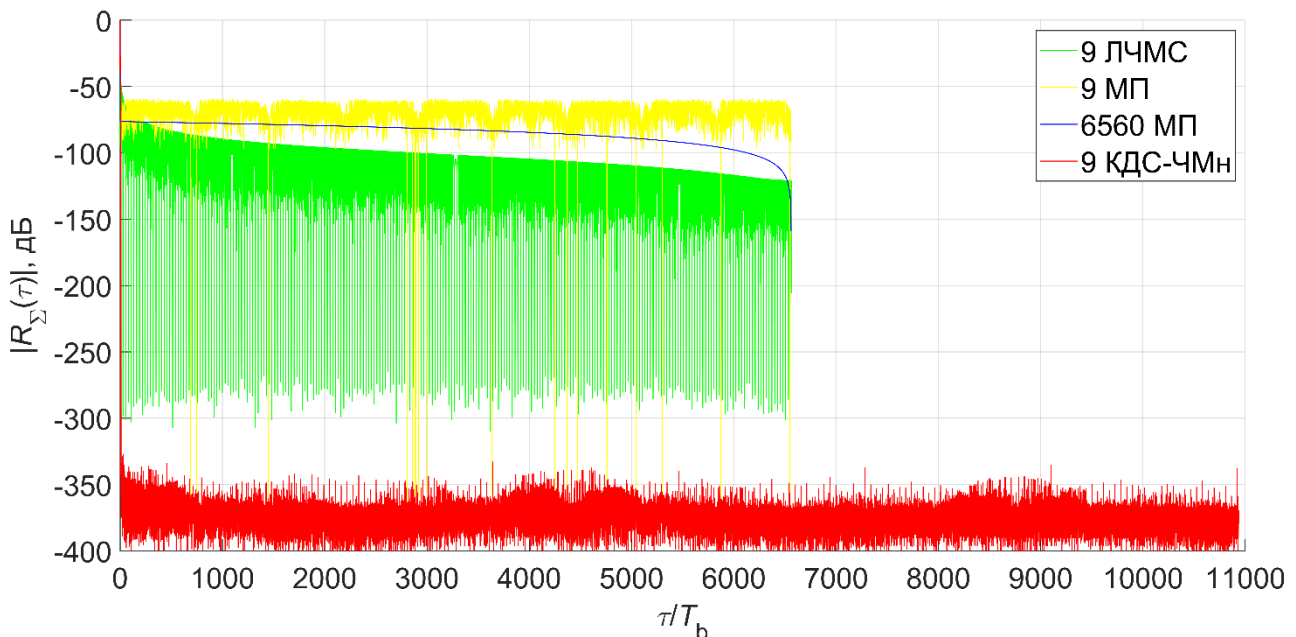


Рис. 4. Суммарные АКФ ансамблей из 9 КДС-ЧМн, 9 МП, 6560 МП и 9 ЛЧМС при $F = 0$.

На рис. 4 изображены суммарные АКФ ансамбля из 9 КДС-ЧМн, циклического ансамбля из 9 МП, полного циклического ансамбля из 6560 МП и ансамбля из 9 квазиортогональных в смежных парах ЛЧМС при нулевом рассогласовании по частоте Доплера, а на рис. 5 – при рассогласовании по частоте Доплера на $F = 0.3\Delta F$. При этом временная шкала изображена в количестве бит, для МП предполагается, что $T_0 = T_b$, а для ЛЧМС, как было определено выше, $T_{p\text{ ЛЧМ}} = pbNT_b$. Из рис. 5 следует, что при рассогласовании по частоте на $F = 0.3\Delta F$ уровень всех БЛ суммарной АКФ ансамбля из 9 КДС-ЧМн меньше уровня БЛ суммарной АКФ циклического ансамбля из 9 МП как

вне, так и в ZACZ, за исключением четырех БЛ вне ZACZ и одного БЛ в ZACZ, что согласуется с данными таблицы 2. Меньший уровень интегрального корреляционного шума у ансамбля из 9 КДС-ЧМн, чем у ансамбля из 9 ЛЧМС в ZACZ на 39.6 дБ при рассогласовании по частоте Доплера на $F = 0.3\Delta F$ объясняется подавляющим количеством БЛ суммарной АКФ ансамбля КДС-ЧМн, имеющих уровень менее -330 дБ.

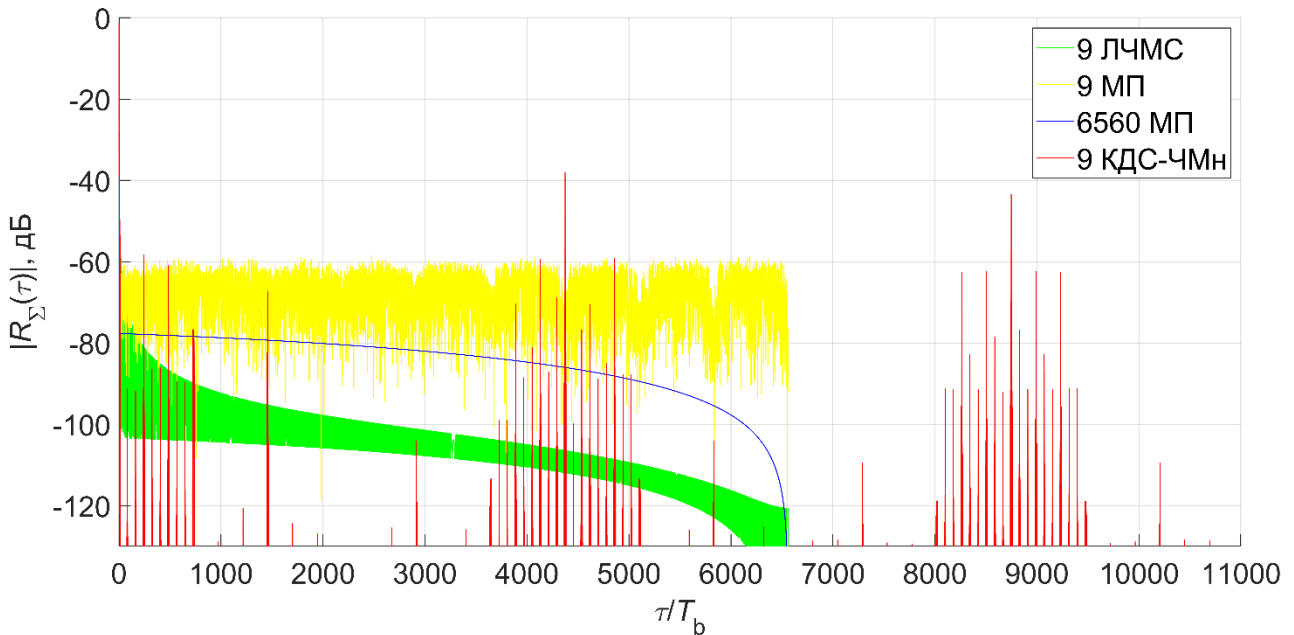


Рис. 5. Суммарные АКФ ансамблей из 9 КДС-ЧМн, 9 МП, 6560 МП и 9 ЛЧМС при $F = 0.3\Delta F$.

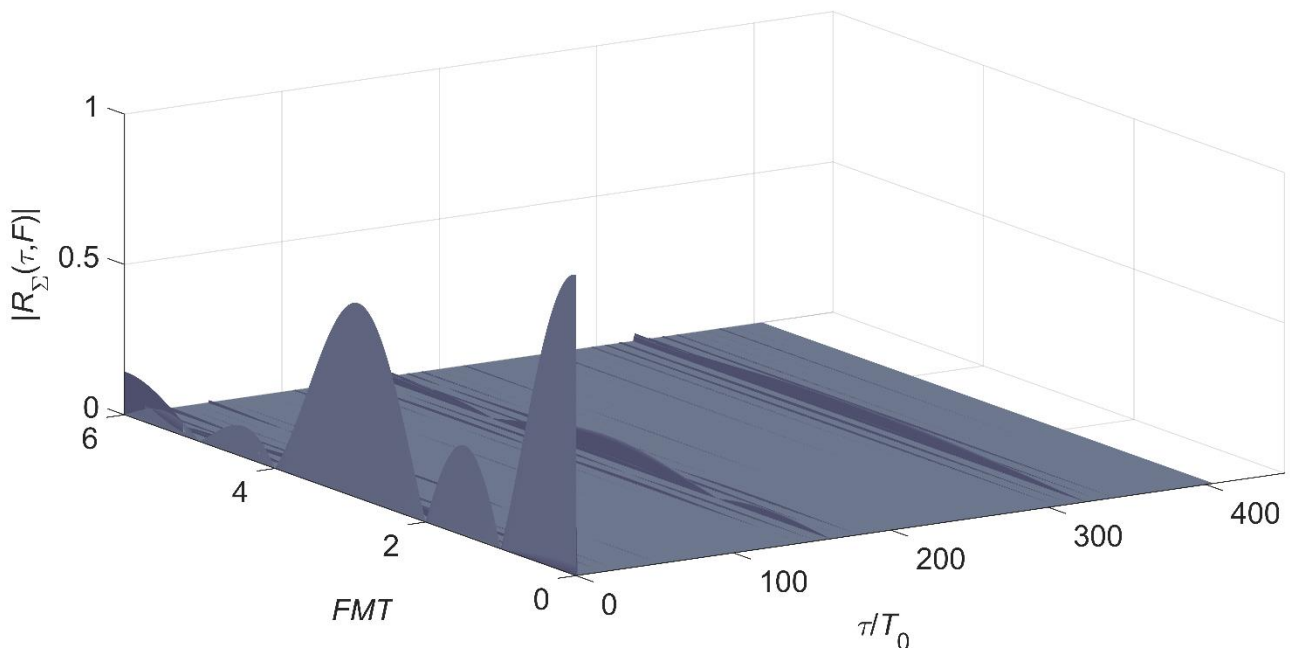


Рис. 6. Суммарная ФН ансамбля из 9 КДС-ЧМн при $N = 3^4$ и $b = 3$.

На рис. 6 изображена суммарная ФН $R_{\Sigma}(\tau, F)$ ансамбля из 9 КДС-ЧМн при $N = 3^4$ и $b = 3$ (суммарную ФН ансамбля сигналов с большей базой построить не удастся из-за высоких требований к ресурсам компьютера). На рис. 6 $M = p = 3$ - число импульсов в пачке, $T = QNT_0$, $Q = 2$, - период повторения импульсов. Рис. 6 подтверждает наличие нулевых БЛ вдоль всей временной оси τ ФН $R_{\Sigma}(\tau, F)$ при $F = 0$.

Заключение

В работе для РСА синтезирован полифазный (p -фазный, где p -простое число) зондирующий сигнал с нулевой зоной автокорреляции, представляющий собой пачку из p ФКМ-импульсов, кодированных комплементарными последовательностями p -ичного D-кода с дополнительной частотной манипуляцией дискрет импульсов пачки. Проведен сравнительный анализ корреляционных характеристик синтезированного трехфазного сигнала с ЛЧМ-сигналом и ФКМ-сигналом, кодированным троичной M -последовательностью, как отдельного сигнала, так и ансамбля сигналов, используемого в режиме синтеза апертуры. Синтезированный сигнал по среднеквадратическому уровню боковых лепестков превосходит ФКМ-сигнал, кодированный M -последовательностью, а по интегральному корреляционному шуму в нулевой зоне автокорреляции - ЛЧМ-сигнал. Это позволяет использовать данный сигнал в РСА для улучшения качества радиолокационного изображения.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ и Министерством культуры, образования, науки и спорта Монголии в рамках научного проекта № 19-57-44001.

Литература

1. Wehner D.R. *High Resolution Radar*. 2nd ed. Norwood, Artech House, 1995. 593 p.
2. Ganveer N., Vishal G., Rao R.S., Biradar V. SAR implementation using LFM signal. // 2016 IEEE International Conference on Recent Trends in Electronics,

- Information & Communication Technology (RTEICT). 20-21 May 2016. P. 1094–1097. DOI: [10.1109/RTEICT.2016.7808000](https://doi.org/10.1109/RTEICT.2016.7808000)
3. Liu F., Mu S., Lyu W., Li W., Ge T. MIMO SAR Waveform Separation Based on Costas-LFM Signal and Co-arrays for Maritime Surveillance. // Chinese Journal of Electronics. 2017. Vol. 26. No. 1. P. 211–217. DOI: [10.1049/cje.2016.11.015](https://doi.org/10.1049/cje.2016.11.015).
 4. Wu Q., Liu X., Liu J., Zhao F., Xiao S. A Radar Imaging Method Using Nonperiodic Interrupted Sampling Linear Frequency Modulation Signal. // IEEE Sensors Journal. 2018. Vol. 18. No. 20. P. 8294–8302. DOI: [10.1109/JSEN.2018.2865531](https://doi.org/10.1109/JSEN.2018.2865531)
 5. Груздов В.В., Колковский Ю.В., Криштопов А.В., Кудря А.И. Новые технологии дистанционного зондирования Земли из космоса. М.: Техносфера, 2018. 482 с.
 6. Li S.F., Chen J., Zhang L.Q., Zhou Y.Q. Image formation algorithm for missile borne MMW SAR with phase coded waveform. // 2009 IET International Radar Conference. 20-22 April 2009. P. 1–4. DOI: [10.1049/cp.2009.0112](https://doi.org/10.1049/cp.2009.0112)
 7. Garren D.A., Pace P.E., Romero R.A. Use of P3-coded transmission waveforms to generate synthetic aperture radar images. // 2014 IEEE Radar Conference. 19-23 May 2014. P. 0765-0768. DOI: [10.1109/RADAR.2014.6875692](https://doi.org/10.1109/RADAR.2014.6875692)
 8. Levanon N., Mozeson E. Radar Signals. // Hoboken, Wiley. 2004. 411 p.
 9. 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. Vol. 25. No. 10. P. 1560–1564. DOI: [10.1109/LSP.2018.2867734](https://doi.org/10.1109/LSP.2018.2867734)
 10. Ипанов Р.Н. Импульсные фазоманипулированные сигналы с нулевой зоной автокорреляции. // Радиотехника и электроника. 2018. Т. 63. № 8. С. 823-830.
 11. Ипанов Р.Н. Зондирующие сигналы с нулевой зоной автокорреляции для радиолокаторов с синтезированной апертурой. // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. 2019. № 8. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/aug19/7/text.pdf>.

12. Ipanov R.N. Phase-Code Shift Keyed Probing Signals with Discrete Linear Frequency Modulation and Zero Autocorrelation Zone. // Infocommunications Journal. 2020. Vol. 12. No. 1. P. 45–52. [10.36244/ICJ.2020.1.7](https://doi.org/10.36244/ICJ.2020.1.7)
13. Ipanov R.N. Polyphase Radar Signals with ZACZ Based on p -Pairs D-Code Sequences and Their Compression Algorithm. // Infocommunications Journal. 2019. Vol. 11. No. 3. P. 21–27. DOI: [10.36244/ICJ.2019.3.4](https://doi.org/10.36244/ICJ.2019.3.4)
14. Carlson E.J. Low probability of intercept (LPI) techniques and implementations for radar systems. // 1988 IEEE National Radar Conference. 20-21 April 1988. P. 56-60. DOI: [10.1109/NRC.1988.10930](https://doi.org/10.1109/NRC.1988.10930)
15. Chebanov D., Lu G. Removing autocorrelation sidelobes of phase-coded waveforms. // 2010 IEEE Radar Conference. 10-14 May 2010. P. 1428–1433. DOI: [10.1109/RADAR.2010.5494391](https://doi.org/10.1109/RADAR.2010.5494391)
16. Ipatov V.P. Spread Spectrum and CDMA, Principles and Applications. Hoboken: Wiley, 2005. 400 p.
17. А.И. Захаров. Влияние параметров зондирующего сигнала радиолокатора с синтезированной апертурой на качество измерений при решении задач дистанционного зондирования земли. // Космонавтика и Ракетостроение. 2012. Т. 68. № 3. С. 118-124.
18. Варакин Л.Е. Теория сложных сигналов. М.: Сов. радио, 1970. 376 с.
19. Alexandrov Yu.N., Basilevski A.T., Kotelnikov V.A., Petrov G.M., Rzhiga O.N., Sidorenko A.I. A planet rediscovered: results of Venus radar imaging from the Venera 15 and Venera 16 spacecraft. Soviet scientific review. Ssection E. // Astrophysics and Space Physics Reviews. 1988. Vol. 6. № 1. P. 61–101.
20. Campbell B.A. et al. Earth-based 12.6-cm wavelength radar mapping of the Moon: New views of impact melt distribution and mare physical properties. // Icarus. 2010. Vol. 208. P. 565–573. [10.1016/j.icarus.2010.03.011](https://doi.org/10.1016/j.icarus.2010.03.011)

Для цитирования:

Ипанов Р.Н. Полифазные частотно-манипулированные зондирующие сигналы с нулевой зоной автокорреляции для радиолокаторов с синтезированной апертурой. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. №6. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jun20/11/text.pdf>. DOI: 10.30898/1684-1719.2020.6.11.