

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.10.14>

УДК: 621.391.81; 621.396.96

**ПРИМЕНЕНИЕ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ
С НУЛЕВОЙ ЗОНОЙ АВТОКОРРЕЛЯЦИИ
ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ КАЧЕСТВА ИЗОБРАЖЕНИЙ
КОСМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ В ИНВЕРСНЫХ РСА**

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

Статья поступила в редакцию 7 августа 2025 г.

Аннотация. Для получения радиолокационных изображений совокупности малоразмерных космических объектов на околоземной орбите или разрешения отдельных элементов сложных космических объектов радиолокатору необходимо иметь высокое пространственное разрешение. Для достижения высокого разрешения по наклонной дальности используются сложные (модулированные) зондирующие сигналы с широкой полосой спектра. Получение высокого углового разрешения малоразмерных космических объектов или элементов сложных космических объектов основано на эффекте инверсного синтеза апертуры антенны. Из разнообразных классов сложных сигналов практическое применение в инверсных радиолокаторах с синтезированной апертурой пока нашли три основных: сигналы с линейной частотной модуляцией, сигналы со ступенчатым законом изменения частоты и сигналы с фазокодовой манипуляцией. На интервале когерентного накопления эхо-сигналов, соответствующего времени синтеза апертуры инверсного РСА, анализируются суммарные корреляционные характеристики ансамбля сигналов.

Наличие суммарного корреляционного шума ЛЧМ и ФКМ-сигналов влияет на качество радиолокационного изображения. Применение ортогональных ЛЧМ и ФКМ-сигналов позволяет успешно подавлять ложные сигналы ярких точечных целей из соседних периодов повторения. Однако высокий уровень интегрального корреляционного шума взаимнокорреляционной функции ортогональных сигналов искажает радиолокационные изображения слабо отражающих поверхностей, расположенных рядом с яркими протяженными объектами. Таким образом, актуальными для инверсных РСА являются сигналы с нулевой зоной автокорреляции. В данной работе для инверсных РСА синтезирован зондирующий сигнал с нулевой зоной автокорреляции, устойчивый к рассогласованию по частоте Доплера. Проведен сравнительный анализ суммарных корреляционных характеристик синтезированного ансамбля сигналов с соответствующими характеристиками ортогональных ЛЧМ и ФКМ-сигналов как без рассогласования, так и с рассогласованием по частоте Доплера. В программном пакете Matlab получены радиолокационные изображения сложного космического объекта с применением зондирующих ЛЧМ и сигнала с нулевой зоной автокорреляции. Обосновано преимущество синтезированного ансамбля сигналов перед ансамблем ортогональных ЛЧМ и ФКМ-сигналов по качеству радиолокационного изображения.

Ключевые слова: автокорреляционная функция, взаимнокорреляционная функция, М-последовательность, нулевая зона автокорреляции, ортогональный сигнал, пачка импульсов, рекуррентная помеха, функция неопределенности.

Финансирование: Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского научного фонда в рамках научного проекта № 23-19-00485, <https://rscf.ru/project/23-19-00485/>.

Автор для переписки: Ипанов Роман Николаевич, iproman@ya.ru

Введение

Для получения радиолокационных изображений (РЛИ) совокупности малоразмерных космических объектов или поверхности сложного космического объекта на околоземной орбите РЛС необходимо иметь высокое пространственное разрешение. Для достижения высокого разрешения по наклонной дальности используются сложные (модулированные) зондирующие сигналы с широкой полосой спектра. Получение высокого углового разрешения малоразмерных космических объектов или элементов сложных космических объектов основано на эффекте инверсного синтеза апертуры антенны.

На данный момент в инверсных радиолокаторах с синтезированной апертурой (ИРСА) пока нашли применение три типа сложных сигналов: с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), со ступенчатым законом изменения частоты и с фазокодовой манипуляцией (ФКМ). Следует отметить усиливающийся интерес специалистов к ФКМ-сигналам, связанный с тем, что использование дискретного кодирования когерентного ансамбля зондирующих сигналов в ИРСА открывает перспективу существенного улучшения качества РЛИ по показателям суммарных корреляционных характеристик когерентного ансамбля сигналов. [1–3].

Для оценки качества РЛИ точечных целей и протяженных отражающих поверхностей используют соответственно относительный уровень максимального бокового лепестка (БЛ) и относительный уровень одностороннего интегрального корреляционного шума автокорреляционной функции (АКФ) [4]. Для оценки такого важного параметра качества РЛИ, как уровень подавления помех неоднозначности, называемых также рекуррентными помехами, используется взаимнокорреляционная функция (ВКФ). Взаимная корреляция обычно рассматривается только применительно к смежным парам сигналов в когерентной пачке, так как помехи из последующих тактов зондирования могут быть исключены диаграммой направленности антенны РСА. Степень подавления рекуррентных помех от точечных и протяженных целей характеризуют соответственно относительный уровень

максимального лепестка и относительный уровень одностороннего интегрального корреляционного шума ВКФ [4, 5].

На интервале когерентного накопления эхо-сигналов, соответствующего времени синтеза апертуры ИРСА, анализируются суммарные корреляционные характеристики ансамбля сигналов. АКФ пачки из M зондирующих сигналов при $|\tau| < \tau_s$, где τ_s – длительность одного сигнала, есть суммарная АКФ ансамбля сигналов, которая равна сумме из M АКФ сигналов, входящих в пачку [4]:

$$R^\Sigma(mT_0) = \frac{1}{M} \sum_{\xi=1}^M R_\xi(mT_0), \quad (1)$$

где $R_\xi(mT_0)$, $\xi = 1, 2, \dots, M$, – АКФ ξ -го ФКМ-сигнала пачки.

АКФ пачки из M зондирующих сигналов при $\tau_s(Q_t - 1) \leq |\tau| < \tau_s(Q_t + 1)$, Q_t – скважность пачки, есть суммарная ВКФ смежных сигналов ансамбля, которая равна сумме всех $(M - 1)$ ВКФ пар смежных сигналов, входящих в пачку [4, 5]:

$$R_{ij}^\Sigma(mT_0) = \frac{1}{M} \sum_{\xi=1}^{M-1} R_{\xi, \xi+1}(mT_0), \quad (2)$$

где $R_{\xi, \xi+1}(mT_0)$, $\xi = 1, 2, \dots, M - 1$, – ВКФ ξ и $\xi + 1$ -го ФКМ-сигналов пачки.

На интервале синтеза апертуры ИРСА качество РЛИ точечных целей и протяженных отражающих поверхностей характеризуют соответственно относительный уровень максимального бокового лепестка $R_{\max}^\Sigma$ и относительный уровень одностороннего интегрального корреляционного шума R_{int}^Σ суммарной АКФ ансамбля сигналов [4], а степень подавления рекуррентных помех от точечных и протяженных целей – относительный уровень максимального лепестка $R_{ij \max}^\Sigma$ и относительный уровень одностороннего интегрального корреляционного шума $R_{ij \text{int}}^\Sigma$ суммарной ВКФ [4, 5].

Одним из способов решения проблемы подавления рекуррентных помех при сравнительно высокой частоте повторения зондирующих импульсов является использование в соседних тактах зондирования ИРСА ортогональных ЛЧМ и ФКМ-сигналов [6, 7]. Смежные ортогональные ЛЧМ импульсы когерентной пачки имеют противоположные знаки производной изменения частоты, а смежные ортогональные ФКМ-сигналы манипулированы по фазе псевдослучайными последовательностями (например, М-последовательностями) с различными порождающими полиномами и циклическими сдвигами.

Применение ортогональных ЛЧМ и ФКМ-сигналов в когерентной пачке заметно улучшает качество РЛИ по сравнению с использованием пачки одинаково модулированных сигналов. Однако, например, при применении ЛЧМ-сигнала без дополнительной оконной обработки для подавления БЛ АКФ на РЛИ будет присутствовать мешающий корреляционный шум. Высокий уровень одностороннего интегрального корреляционного шума ВКФ ортогональных сигналов искажает РЛИ слабо отражающих поверхностей, расположенных рядом с яркими протяженными объектами [6, 7].

В соответствии с вышесказанным актуальными для ИРСА являются ФКМ-сигналы с нулевой зоной автокорреляции (Zero Autocorrelation Zone – ZACZ), рассмотренные в [4, 5, 8–22] и названные когерентными дополнительными сигналами (КДС). В работах [8–12, 15, 18] приведены КДС без дополнительной модуляции дискрет, имеющие при рассогласовании по частоте Доплера достаточно высокий уровень БЛ АКФ. В [5, 13, 14, 16, 19, 21, 22] рассмотрены КДС, в которых для подавления БЛ в ZACZ при рассогласовании по частоте Доплера используется дополнительная частотная манипуляция, в [5, 17, 20] – линейная частотная модуляция, а в [4] – фазокодовая манипуляция дискрет импульсов М-последовательностями с различными порождающими полиномами и циклическими сдвигами.

В данной работе для ИРСА синтезирован КДС с дополнительной фазокодовой манипуляцией дискрет импульсов дополнительными

(комплементарными) последовательностями (КДС-ДП). Проведен сравнительный анализ суммарных корреляционных характеристик ансамбля КДС-ДП с соответствующими характеристиками ортогональных ЛЧМ и ФКМ-сигналов. В программном пакете Matlab для сравнения получены РЛИ сложного космического объекта с применением зондирующих ЛЧМ и КДС-ДП сигналов. Обосновано преимущество ансамбля КДС-ДП перед ансамблем ортогональных ЛЧМ и ФКМ-сигналов по качеству РЛИ.

1. Синтез КДС с фазокодовой манипуляцией дискрет комплементарными последовательностями

Для формирования ZACZ-сигнала с комплексной огибающей (КО)

$$\dot{u}(t) = \sum_{i=1}^M \sum_{n=1}^N a_{i,n} \dot{S}_n(t - (n-1)T_0 - (i-1)T), \quad (3)$$

где $\dot{S}_n(t)$, $(n-1)T_0 \leq t \leq nT_0$, – КО n -го дискрета импульса; $T = QT_p = QNT_0$ (T_p – длительность импульса, $Q \geq 2$ – скважность, N – число дискрет в импульсе) – период повторения импульсов, имеющего нулевую зону автокорреляции при $T_0 \leq |\tau| < T_p$, строки кодирующей матрицы

$$\mathbf{A}_{M,N} = \left\| a_{i,n} \right\|_{i,n=1}^{M,N}, \quad a_{i,n} = \exp\left(j \frac{2\pi}{p} \tilde{a}_{i,n}\right), \quad (4)$$

где $\tilde{\mathbf{A}}_{M,N} = \left\| \tilde{a}_{i,n} \right\|_{i,n=1}^{M,N}$, $\tilde{a}_{i,n} = 0, 1, \dots, p-1$, – матрица p -ичного кода, должны состоять из комплементарных последовательностей либо столбцы – из ортогональных последовательностей [23, 24].

Для уменьшения уровня БЛ вне ZACZ, а также подавления БЛ в ZACZ при рассогласовании по частоте Доплера кодирующая матрица (4) должна иметь вид блочной матрицы, состоящей из набора взаимноортогональных матриц.

Полифазный (p -фазный, в частности, при $p = 2$ бинарный) ФКМ-сигнал с КО (3), кодированный строками блочной матрицы (4) при $M = p$, состоящей из

p подматриц со смежными p -парами дополнительных последовательностей (ДП), называется КДС [23, 24].

КДС у каждого из p своих импульсов имеет равные между собой КО дискрет $\dot{S}_n(t)$ при $n = (\eta - 1)N/p + 1, \dots, \eta N/p$, $\eta = 1, 2, \dots, p$, что позволяет уменьшить уровень БЛ АКФ при $|\tau| \geq T_p$ и $|\tau| < T_0$, а также подавить БЛ в ZACZ при рассогласовании по частоте Доплера, используя дополнительную ортогональную модуляцию дискрет импульсов по фазе или частоте [4, 5, 13, 14, 16, 17, 19–22].

На основе вышесказанного, рассмотрим полифазный КДС с КО (3) ($M = p$) с дополнительной фазовой манипуляцией дискрет импульсов пачки p -парными последовательностями p -ичного D-кода порядка q_D [12, 15, 18].

В КДС с фазокодовой манипуляцией дискрет импульсов пачки дополнительными последовательностями каждый дискрет состоит из $N_D = p^{q_D}$ бит длительностью $T_b = T_0/N_D$. Каждый из p импульсов КДС-ДП состоит из $N = p^{q+1}$ дискрет и делится на p частей с количеством дискрет в каждой равном p^q . Дискреты η -ой, $\eta = 1, 2, \dots, p$, части импульса кодированы η -ой p -парной последовательностью p -ичного D-кода порядка q_D . Ансамбль из p ДП, кодирующих дискреты импульсов ξ -го КДС-ДП (в составе когерентной пачки из M КДС, т.е. при $\xi = 1, 2, \dots, M$), задается матрицей

$$\mathbf{D}_{p, N_D}^{\xi'} = \left\| d_{\eta, r}^{\xi'} \right\|_{\eta, r=1}^{p, N_D} = \begin{pmatrix} \mathbf{D}_{1, N_D}^{i_{1, \xi'}} \\ \vdots \\ \mathbf{D}_{1, N_D}^{i_{\eta, \xi'}} \\ \vdots \\ \mathbf{D}_{1, N_D}^{i_{p, \xi'}} \end{pmatrix}, \quad \xi' = \langle \xi - 1 \rangle_p + 1, \quad (5)$$

где $i_{\eta, \xi'} = 1, 2, \dots, N_D$ – номера p -парных ДП ($\eta = 1, 2, \dots, p$) в матрице дополнительных последовательностей (МДП) $\mathbf{D}_{N_D} = \left\| d_{i, r} \right\|_1^{N_D}$ ξ' -ой смежной p - пары, которые определяются с помощью выражений [23, 24]:

$$i_{\eta, \xi'} = p\delta \left[\left\langle i + (\eta - 1)N/p^2 - 1 \right\rangle_{N/p} \right]_{p\delta} + \left\langle \left\langle i + (\eta - 1)N/p^2 - 1 \right\rangle_{N/p} + \langle \xi' - 1 \rangle_p \delta \right\rangle_{p\delta} + 1; \quad (6)$$

$$\delta = p^{\frac{1}{2}q(q-1) - \sum_{\mu=1}^{q-1} m_{\mu}}; \quad \eta, \xi' = 1, 2, \dots, p,$$

где $i = 1, 2, \dots, N_D$ – номер первой заданной последовательности в МДП $\mathbf{D}_{N_D} = \|d_{i,r}\|_1^{N_D}$, $d_{i,r} = \exp(j2\pi/p \tilde{d}_{i,r})$, $\tilde{d}_{i,r} = 0, 1, \dots, p-1$, $N_D = p^{q_D}$, $q_D \geq 2$, по которому определяются номера p -парных и смежных ей последовательностей; $\langle x \rangle_Z$ – число x по модулю Z ; $\lfloor x \rfloor_M$ – целая часть числа x/M .

Закон изменения фазы в пределах r -го бита импульса ξ -го КДС-ДП имеет вид:

$$\varphi_r(t) = \frac{2\pi}{p} \left(\tilde{d}_{\lfloor r-1 \rfloor_{NN_D/p} + 1, \langle r-1 \rangle_{N_D} + 1}^{\xi'} + \tilde{a}_{i, \lfloor r-1 \rfloor_{N_D} + 1} \right), \quad (7)$$

где $r = 1, 2, \dots, NN_D = p^{q+q_D+1}$ – номер бита в импульсе КДС-ДП;

$$\tilde{\mathbf{D}}_{p, N_D}^{\xi'} = \|\tilde{d}_{\eta, r}^{\xi'}\|_{\eta, r=1}^{p, N_D}, \quad \text{а} \quad d_{\eta, r}^{\xi'} = \exp(j2\pi/p \tilde{d}_{\eta, r}^{\xi'}) \quad - \quad \text{элемент матрицы} \quad (5);$$

$$\tilde{\mathbf{A}}_{p, N} = \|\tilde{a}_{i, n}\|_{i, n=1}^{p, N}, \quad \text{а} \quad a_{i, n} = \exp(j2\pi/p \tilde{a}_{i, n}) \quad - \quad \text{элемент матрицы} \quad (4).$$

Сложение элементов $\tilde{d}_{\eta, r}^{\xi'}$ и $\tilde{a}_{i, n}$ в выражении (7) выполняется по модулю p . Тогда КО (3) полифазного ξ -го КДС-ДП когерентной пачки будет иметь вид

$$\begin{aligned} \dot{u}_{\xi}(t) &= \sum_{l=1}^p \sum_{r=1}^{NN_D} S_{\lfloor r-1 \rfloor_{NN_D/p}} \left(t - (r-1)T_b - (l-1)NN_DQT_b \right) \times \\ &\times \exp \left\{ j \frac{2\pi}{p} \left(\tilde{d}_{\lfloor r-1 \rfloor_{NN_D/p} + 1, \langle r-1 \rangle_{N_D} + 1}^{\xi'} + \tilde{a}_{l, \lfloor r-1 \rfloor_{N_D} + 1} \right) \right\} = \\ &= \sum_{l=1}^p \sum_{r=1}^{NN_D} S_{\lfloor r-1 \rfloor_{NN_D/p}} \left(t - (r + (l-1)NN_DQ - 1)T_b \right) d_{\lfloor r-1 \rfloor_{NN_D/p} + 1, \langle r-1 \rangle_{N_D} + 1}^{\xi'} a_{l, \lfloor r-1 \rfloor_{N_D} + 1}, \end{aligned} \quad (8)$$

где $n = 1, 2, \dots, N = p^{q+1}$ – номер дискрета в импульсе КДС-ДП ($n = \lfloor r - 1 \rfloor_{N_D} + 1$);

$$S_n(t) = S_{\eta-1}(t) = \begin{cases} 1, & (n-1)T_0 \leq t \leq nT_0; \\ 0, & t < (n-1)T_0, t > nT_0, \end{cases} \quad n = (\eta-1)N/p + 1, \dots, \eta N/p,$$

$\eta = 1, 2, \dots, p$, – прямоугольная огибающая n -го дискрета импульса КДС-ДП.

Таким образом, КО пачки из M полифазных КДС-ДП (8) длительностью $\tau_t = \tau_s [Q_t(M-1) + 1]$ имеет вид

$$\dot{u}_t(t) = \sum_{\xi=1}^M \dot{u}_\xi(t - (\xi-1)Q_t\tau_s), \quad (9)$$

где $\tau_s = T_0 N((p-1)Q + 1)$, $N = p^{q+1}$, – длительность полифазного КДС; Q_t – скважность пачки полифазных КДС-ДП.

2. Анализ корреляционных характеристик КДС-ДП

АКФ пачки из M КДС при $|\tau| < \tau_s$, где $\tau_s = T_0 N((p-1)Q + 1)$, $N = p^{q+1}$, – длительность КДС, есть суммарная АКФ ансамбля КДС, которая равна сумме из M АКФ КДС, входящих в пачку. Так как при $T_0 \leq |\tau| < T_p$ АКФ КДС, входящих в пачку, $R_\xi(\tau) = 0$ (по определению КДС), $\xi = 1, 2, \dots, M$, то суммарная АКФ (1) ансамбля КДС при $T_0 \leq |\tau| < T_p$ $R^\Sigma(\tau) = 0$.

АКФ пачки из M КДС при $\tau_s(Q_t - 1) \leq |\tau| < \tau_s(Q_t + 1)$ есть суммарная ВКФ смежных КДС ансамбля, которая равна сумме всех $(M-1)$ ВКФ пар смежных КДС, входящих в пачку. Согласно (8) смежные КДС пачки сформированы из одной и той же блочной матрицы (4). Поэтому ВКФ КО смежных КДС когерентной пачки при $T_0 \leq |\tau| < T_p$ $R_{\xi, \xi+1}(\tau) = R_\xi(\tau) = 0$, $\xi = 1, 2, \dots, M-1$, откуда следует, что суммарная ВКФ (2) смежных КДС ансамбля при $T_0 \leq |\tau| < T_p$ $R_{ij}^\Sigma(\tau) = 0$.

Рассмотрим теперь ВКФ КО смежных КДС когерентной пачки при $|\tau| < T_0$.

Выражение для суммарной ВКФ смежных КДС ансамбля при $|\tau| < T_0$ согласно (8) имеет вид [23, 24]:

$$R_{ij}^{\Sigma}(\tau) = \frac{1}{pNM} \left[\sum_{\xi=1}^{M-1} \sum_{k=1}^N a_{1,k} a_{1,k}^* R_{S_k^{\xi+1}, S_k^{\xi}}(\tau) + \sum_{\xi=1}^{M-1} \sum_{k=1}^N a_{2,k} a_{2,k}^* R_{S_k^{\xi+1}, S_k^{\xi}}(\tau) + \dots + \right. \\ \left. + \sum_{\xi=1}^{M-1} \sum_{k=1}^N a_{p,k} a_{p,k}^* R_{S_k^{\xi+1}, S_k^{\xi}}(\tau) \right] = \frac{1}{NM} \sum_{\xi=1}^{M-1} \sum_{k=1}^N R_{S_k^{\xi+1}, S_k^{\xi}}(\tau) = \frac{1}{NM} \sum_{\xi=1}^{M-1} \left[\sum_{k=1}^{N/p} R_{S_0^{\xi+1}, S_0^{\xi}}(\tau) + \right. \\ \left. + \sum_{k=N/p+1}^{2N/p} R_{S_1^{\xi+1}, S_1^{\xi}}(\tau) + \dots + \sum_{k=(p-1)N/p+1}^N R_{S_{p-1}^{\xi+1}, S_{p-1}^{\xi}}(\tau) \right] = \frac{1}{pM} \sum_{\xi=1}^{M-1} \sum_{\eta=1}^p R_{S_{\eta-1}^{\xi+1}, S_{\eta-1}^{\xi}}(\tau), \quad (10)$$

где

$$R_{S_{\eta-1}^{\xi+1}, S_{\eta-1}^{\xi}}(mT_b) = \frac{1}{N_D} \sum_{v=1}^{N_D-m} d_{\eta,v}^{(\xi+1)'} d_{\eta,v+m}^{\xi'*}$$

– нормированная ВКФ соответствующих КО дискрет η -ой, $\eta = 1, 2, \dots, p$, части импульсов ξ -го и $\xi + 1$ -го смежных КДС когерентной пачки.

Согласно (5) дискреты смежных КДС пачки состоят из смежных p -пар ДП,

сумма ВКФ которых $\sum_{\eta=1}^p R_{S_{\eta-1}^{\xi+1}, S_{\eta-1}^{\xi}}(\tau) = 0$ [23, 24], откуда следует, что суммарная

ВКФ (10) при $|\tau| < T_0$ $R_{ij}^{\Sigma}(\tau) = 0$.

Выражение для суммарной АКФ ансамбля КДС при $|\tau| < T_0$ (аналогично выводу выражения (10)) имеет вид:

$$R^{\Sigma}(\tau) = \frac{1}{pM} \sum_{\xi=1}^M \sum_{\eta=1}^p R_{S_{\eta-1}^{\xi}}(\tau), \quad (11)$$

где

$$R_{S_{\eta-1}^{\xi}}(mT_b) = \frac{1}{N_D} \sum_{v=1}^{N_D-m} d_{\eta,v}^{\xi'} d_{\eta,v+m}^{\xi'*}$$

– нормированная АКФ КО дискрета η -ой, $\eta = 1, 2, \dots, p$, части импульса ξ -го КДС пачки.

Сумма из p АКФ $\frac{1}{p} \sum_{\eta=1}^p R_{S_{\eta-1}^{\xi}}(\tau)$ p -парных ДП, образующих матрицу (5), при

$m=1, 2, \dots, N_D - 1$ равна нулю, а при $m=0$ равна единице [23, 24], откуда следует, что суммарная АКФ (11) при $|\tau| < T_b$ $R^{\Sigma}(\tau) = 1$, а при $T_b \leq |\tau| < T_0$ $R^{\Sigma}(\tau) = 0$.

Для оценки качества РЛИ точечных целей используются следующие показатели суммарных АКФ ансамбля КДС [4]:

$$R_{\max}^{\Sigma} = \max_{Z \leq |m| \leq L-1} \left\{ \left| R^{\Sigma}(mT_0) \right| \right\}, \quad R_{Z \max}^{\Sigma} = \max_{1 \leq |m| \leq Z-1} \left\{ \left| R^{\Sigma}(mT_0) \right| \right\}$$

– относительные уровни максимальных БЛ вне и в нулевой зоне АКФ соответственно, где $L = N((p-1)Q+1)$ – число дискрет в КДС; $Z = N(Q-1)$

– ширина нулевой зоны АКФ (ВКФ).

Для оценки качества РЛИ протяженных отражающих поверхностей [4]:

$$R_{\text{int}}^{\Sigma} = \sum_{|m|=Z}^{L-1} R^{\Sigma^2}(mT_0), \quad R_{Z \text{ int}}^{\Sigma} = \sum_{|m|=1}^{Z-1} R^{\Sigma^2}(mT_0)$$

– относительные уровни одностороннего интегрального корреляционного шума вне и в нулевой зоне АКФ соответственно.

Для оценки уровня подавления рекуррентных помех от точечных целей используются следующие показатели суммарных ВКФ смежных КДС ансамбля [4, 5]:

$$R_{ij \max}^{\Sigma} = \max_{Z \leq |m| \leq L-1} \left\{ \left| R_{ij}^{\Sigma}(mT_0) \right| \right\}, \quad R_{ij Z \max}^{\Sigma} = \max_{1 \leq |m| \leq Z-1} \left\{ \left| R_{ij}^{\Sigma}(mT_0) \right| \right\}$$

– относительные уровни максимальных БЛ вне и в нулевой зоне ВКФ соответственно;

$$R_{ij C \max}^{\Sigma} = \max_{|m| < 1} \left\{ \left| R_{ij}^{\Sigma}(mT_0) \right| \right\}$$

– относительный уровень центрального лепестка ВКФ.

Для оценки уровня подавления рекуррентных помех от протяженных отражающих поверхностей [4, 5]:

$$R_{ij \text{ int}}^{\Sigma} = \frac{1}{2} \sum_{m=Z}^{L-1} \left(R_{ij}^{\Sigma^2}(-mT_0) + R_{ij}^{\Sigma^2}(mT_0) \right); \quad R_{ij Z \text{ int}}^{\Sigma} = \frac{1}{2} \sum_{m=1}^{Z-1} \left(R_{ij}^{\Sigma^2}(-mT_0) + R_{ij}^{\Sigma^2}(mT_0) \right)$$

– относительные уровни одностороннего интегрального корреляционного шума вне и в нулевой зоне ВКФ соответственно.

3. Сравнительный анализ корреляционных характеристик КДС-ДП и ортогональных ЛЧМ и ФКМ-сигналов

Для сравнительного анализа корреляционных характеристик различных типов зондирующих сигналов необходимо обеспечить равенство их импульсных энергий (длительностей импульсов T_p) для равенства основных лепестков АКФ и равенство полос их спектров F_S . Для КДС-ДП и ФКМ-сигнала, кодированного М-последовательностью (МП), запишем условия равенства их импульсных энергий и полос спектров [4, 5]:

$$\begin{cases} pT_p = T_{pМП} \\ F_S = F_{SМП} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} pNN_D T_b = (N_{МП} + 1)T_{0МП} \\ 1/T_b = 1/T_{0МП} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} T_b = T_{0МП} \\ N_{МП} = pNN_D - 1 \end{cases}, \quad (12)$$

где $F_S = 1/T_b$ – ширина спектра КДС-ДП; $T_{pМП}$, $T_{0МП}$, $F_{SМП}$, $N_{МП}$ – длительности импульса, дискрета, ширина спектра ФКМ-сигнала, кодированного усеченной МП, и период МП соответственно.

Для КДС-ДП и ЛЧМ-сигнала условия равенства их импульсных энергий и полос спектров с учетом (12) имеют вид:

$$\begin{cases} pNN_D T_b = T_{pЛЧМ} \\ 1/T_b = \Delta f_{ЛЧМ} \end{cases} \Rightarrow B_{ЛЧМ} = T_{pЛЧМ} \Delta f_{ЛЧМ} = pNN_D = N_{МП} + 1, \quad (13)$$

где $T_{pЛЧМ}$, $\Delta f_{ЛЧМ}$, $B_{ЛЧМ}$ – длительность импульса, девиация частоты и база ЛЧМ-сигнала.

Кроме выполнения условий (12) и (13) необходимо определить связь между скважностями когерентных пачек КДС-ДП, ЛЧМ и ФКМ-сигналов, так как они имеют одинаковые периоды повторения ($T_{КДС}$, $T_{МП}$ и $T_{ЛЧМ}$ соответственно), но разные длительности [4, 5]:

$$T_{КДС} = Q_t \tau_s = Q_t T_p ((p-1)Q + 1) = T_{МП} = T_{ЛЧМ} = Q'_t p T_p \Rightarrow \\ Q'_t = Q_t ((p-1)Q + 1)/p,$$

где Q_t , Q'_t – скважности пачек КДС-ДП и ЛЧМ, ФКМ-сигналов соответственно (Q – скважность КДС).

Так как уровень основного лепестка ненормированной АКФ КО сигнала равен энергии КО сигнала, то при рассогласовании по частоте в пределах основного лепестка сечения $R(0, F)$ функции неопределенности $R(\tau, F)$ сигнала на величину $|F| < 1/pT$, появятся потери энергии на выходе согласованного фильтра. При допустимой величине энергетических потерь на уровне 0.5 дБ за счет доплеровского смещения частоты $F_{D \max}$ предельно допустимая величина длительности импульса КДС определяется из выражения

$$20 \cdot \lg \left(R(0) / \left| R(F_{D \max} pQT_p) \right| \right) = -20 \cdot \lg \left(\left| R(F_{D \max} pQT_p) \right| \right) = 0.5,$$

откуда получим энергетический критерий ограничения длительности импульса КДС:

$$T_p \leq 0.2 / (pQF_{D \max}). \quad (14)$$

Из энергетического критерия (14) также следует, что сравнительный анализ корреляционных характеристик различных типов сигналов достаточно рассматривать при относительном рассогласовании по частоте Доплера $|FpT| \leq 0.2$.

На рис. 1 и 2 представлены суммарная АКФ ансамбля КДС-ДП и части суммарных АКФ $|R^\Sigma(\tau)|$ при $\tau < \tau_s$, $\tau_s = T_p((p-1)Q+1)$, ансамблей из $M = 50$ ортогональных ЛЧМ и ФКМ-сигналов (ЛЧМС и ФКМС) без рассогласования и с относительным рассогласованием по частоте Доплера на величину $FpT = 0.2$ ($T = QT_p$) соответственно. Сигналы имеют следующие параметры:

$$N = 128, N_D = 16, N_{МП} + 1 = B_{ЛЧМ} = 4096, T_b = T_{0МП} = 1 \text{ мкс}, \\ T_{рЛЧМ} = 4096 \text{ мкс}, Q = 2, Q_t = 2, Q'_t = 3.$$

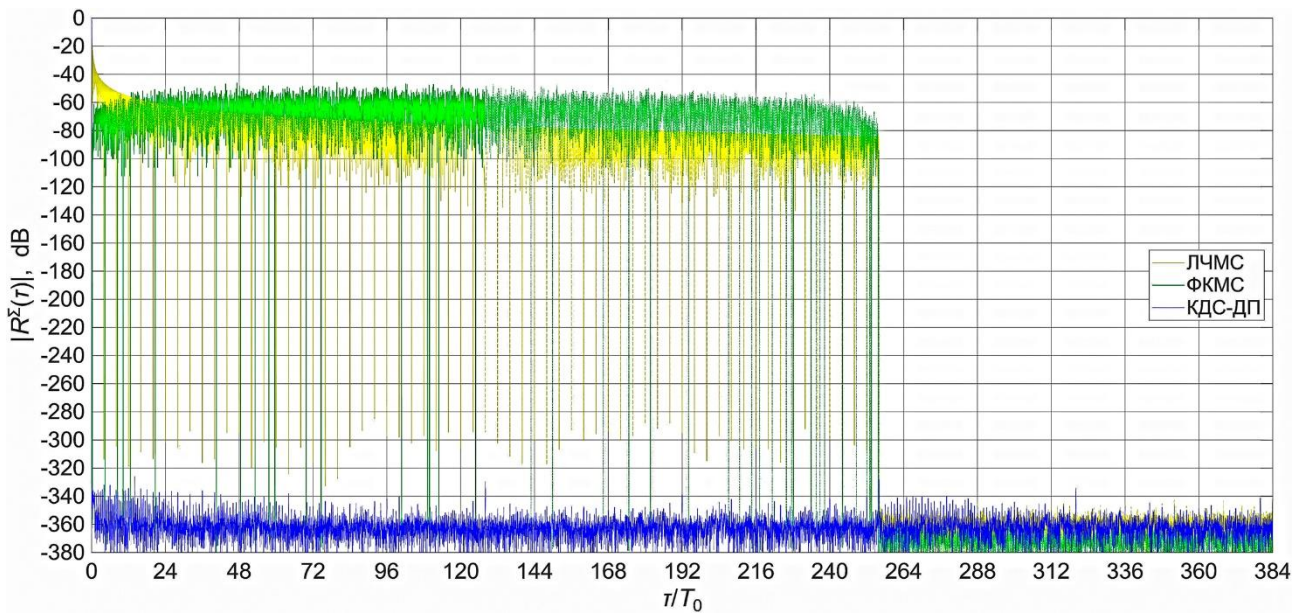


Рис. 1. АКФ пачки из 50 КДС-ДП, ЛЧМС и ФКМС при $\tau < \tau_s$ и $F = 0$.

Суммарные АКФ ансамблей сигналов имеют следующие показатели при отсутствии рассогласования по частоте Доплера для КДС-ДП:

$$R_{Z_{\max}}^{\Sigma} = -326.0 \text{ дБ}, \quad R_{\max}^{\Sigma} = -328.2 \text{ дБ}, \quad R_{Z_{\text{int}}}^{\Sigma} = -317.3 \text{ дБ}, \quad R_{\text{int}}^{\Sigma} = -318.3 \text{ дБ};$$

$$\text{для ФКМС: } R_{\max}^{\Sigma} = -45.7 \text{ дБ}, \quad R_{\text{int}}^{\Sigma} = -23.0 \text{ дБ}; \quad \text{для ЛЧМС: } R_{\max}^{\Sigma} = -13.5 \text{ дБ},$$

$$R_{\text{int}}^{\Sigma} = -10.3 \text{ дБ}.$$

При рассогласовании по частоте Доплера на величину $FpT = 0.2$ для КДС-ДП:

$$R_{Z_{\max}}^{\Sigma} = -158.4 \text{ дБ}, \quad R_{\max}^{\Sigma} = -150.9 \text{ дБ}, \quad R_{Z_{\text{int}}}^{\Sigma} = -142.1 \text{ дБ}, \quad R_{\text{int}}^{\Sigma} = -131.9 \text{ дБ};$$

$$\text{для ФКМС: } R_{\max}^{\Sigma} = -48.0 \text{ дБ}, \quad R_{\text{int}}^{\Sigma} = -23.3 \text{ дБ}; \quad \text{для ЛЧМС: } R_{\max}^{\Sigma} = -13.5 \text{ дБ},$$

$$R_{\text{int}}^{\Sigma} = -10.3 \text{ дБ}.$$

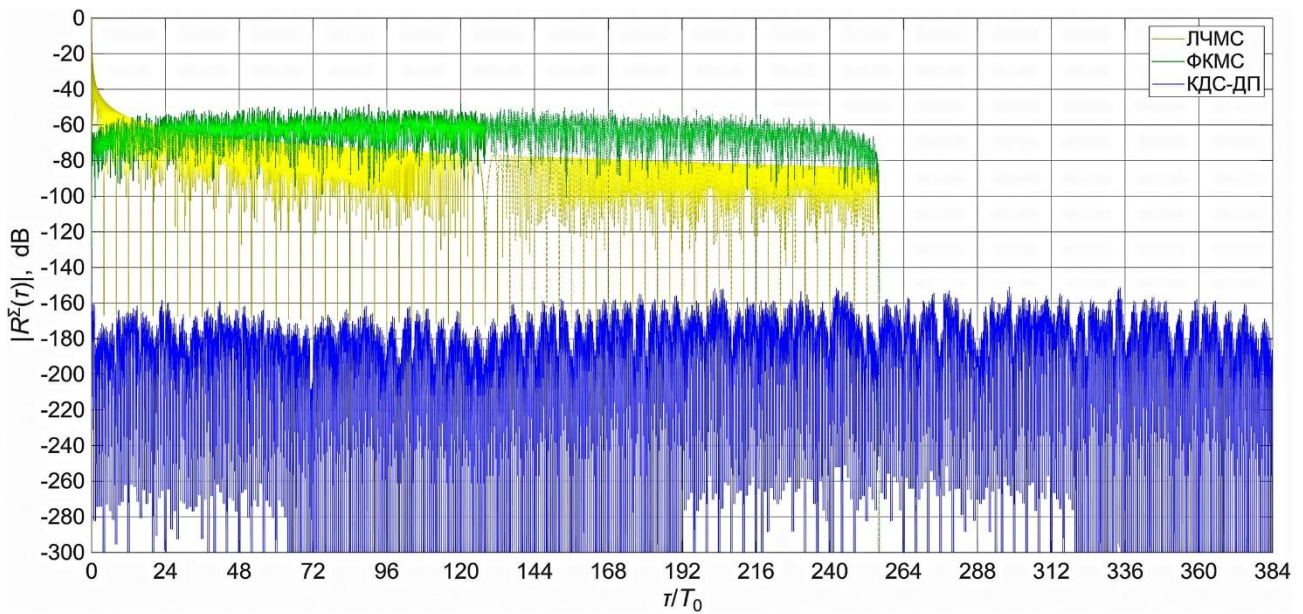


Рис. 2. АКФ пачки из 50 КДС-ДП, ЛЧМС и ФКМС при $\tau < \tau_s$ и $FpT = 0.2$.

Из рис. 1 также видно, что при отсутствии рассогласования по частоте АКФ пачки КДС-ДП имеет нулевую зону автокорреляции также при $T_p \leq |\tau| < \tau_s$. В этом случае $R^\Sigma(\tau) = 0$, так как состоит из сумм ВКФ соответствующих импульсов смежных КДС-ДП пачки, дискреты которых кодированы смежными p -парами ДП, образующих матрицы (5), и только при $M \equiv 0 \pmod{p}$.

На рис. 3 и 4 изображены суммарная ВКФ смежных КДС-ДП пачки и части суммарных ВКФ $|R_{ij}^\Sigma(\tau)|$ при $|\tau| < T_p$ смежных ортогональных ЛЧМ и ФКМ-сигналов пачек ($M = 50$) без рассогласования и с относительным рассогласованием по частоте Доплера на величину $FpT = 0.2$ соответственно.

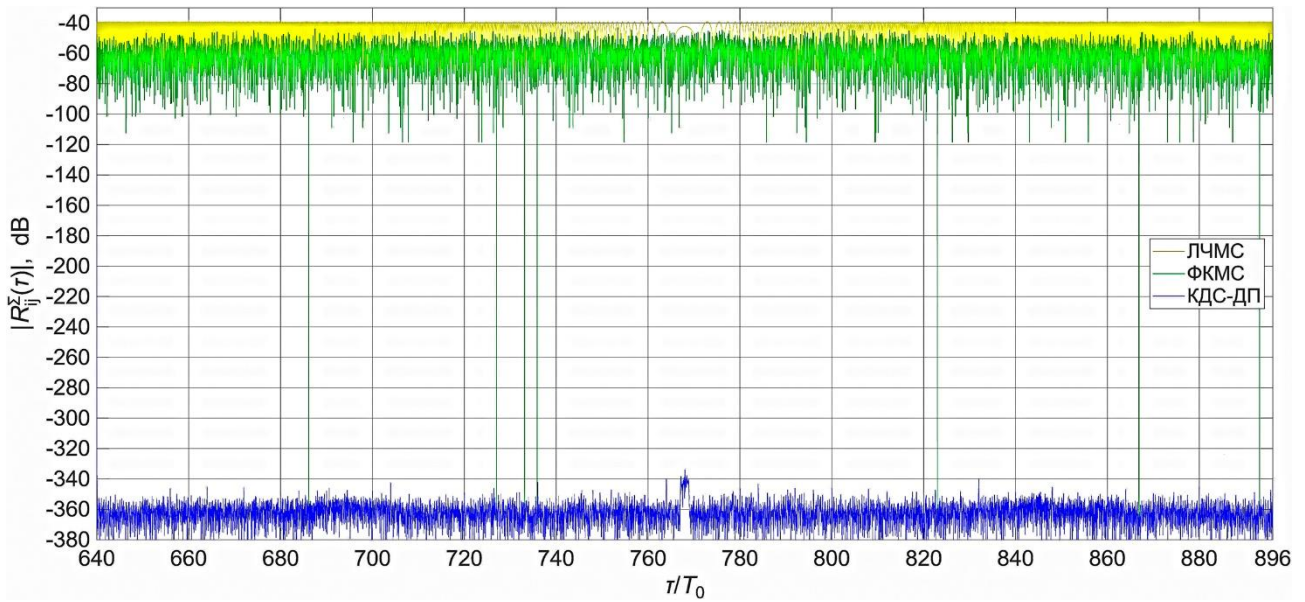


Рис. 3. АКФ пачки из 50 КДС-ДП, ЛЧМС и ФКМС
при $\tau_S Q_t - T_p \leq \tau < \tau_S Q_t + T_p$ и $F = 0$.

Суммарные ВКФ смежных сигналов когерентных пачек имеют следующие показатели при отсутствии рассогласования по частоте Доплера для КДС-ДП:

$$R_{ijC\max}^{\Sigma} = -334.0 \text{ дБ}, \quad R_{ijZ\max}^{\Sigma} = -340.0 \text{ дБ}, \quad R_{ij\max}^{\Sigma} = -24.7 \text{ дБ}, \quad R_{ijZ\text{int}}^{\Sigma} = -329.1 \text{ дБ},$$

$$R_{ij\text{int}}^{\Sigma} = -8.0 \text{ дБ}; \quad \text{для ФКМС: } R_{ij\max}^{\Sigma} = -43.1 \text{ дБ}, \quad R_{ij\text{int}}^{\Sigma} = -20.8 \text{ дБ}; \quad \text{для ЛЧМС:}$$

$$R_{ij\max}^{\Sigma} = -36.8 \text{ дБ}, \quad R_{ij\text{int}}^{\Sigma} = -6.3 \text{ дБ}.$$

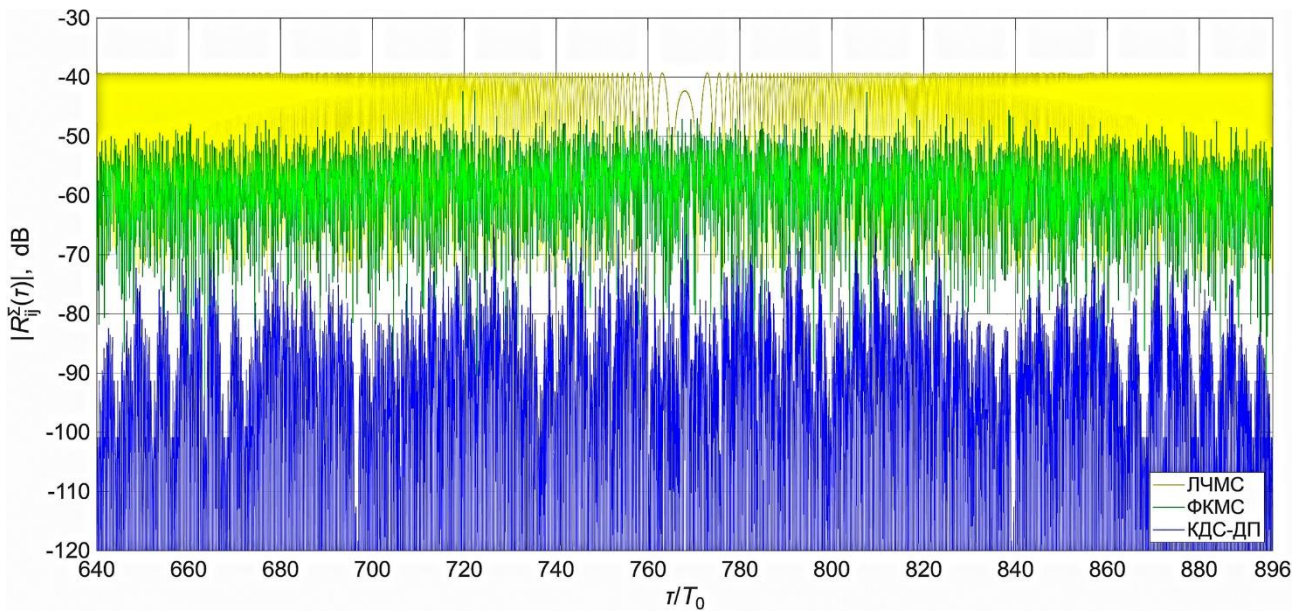


Рис. 4. АКФ пачки из 50 КДС-ДП, ЛЧМС и ФКМС
при $\tau_S Q_t - T_p \leq \tau < \tau_S Q_t + T_p$ и $FpT = 0.2$.

При рассогласовании по частоте Доплера на величину $FpT = 0.2$ для КДС-ДП: $R_{ijC\max}^{\Sigma} = -63.7$ дБ, $R_{ijZ\max}^{\Sigma} = -65.8$ дБ, $R_{ij\max}^{\Sigma} = -57.6$ дБ, $R_{ijZ\int}^{\Sigma} = -54.1$ дБ, $R_{ij\int}^{\Sigma} = -38.9$ дБ; для ФКМС: $R_{ij\max}^{\Sigma} = -42.3$ дБ, $R_{ij\int}^{\Sigma} = -20.7$ дБ; для ЛЧМС: $R_{ij\max}^{\Sigma} = -36.8$ дБ, $R_{ij\int}^{\Sigma} = -6.3$ дБ.

Из анализа рис. 1 и 2 следует, что при отсутствии рассогласования по частоте Доплера все показатели суммарной АКФ ансамбля КДС-ДП при $|\tau| < \tau_S$ меньше -300 дБ, а при рассогласовании по частоте Доплера на величину $|FpT| = 0.2$ – меньше -130 дБ. Ансамбль КДС-ДП превосходит ансамбли ортогональных ЛЧМ и ФКМ-сигналов по всем показателям суммарной АКФ при $|\tau| < \tau_S$ и $|FpT| \leq 0.2$ более чем на 100 дБ. Из анализа рис. 3 и 4 следует, что при отсутствии рассогласования по частоте Доплера все показатели суммарной ВКФ смежных КДС-ДП ансамбля при $|\tau| < T_p$ меньше -290 дБ, а при рассогласовании по частоте Доплера на величину $|FpT| = 0.2$ – меньше -54 дБ. Ансамбль КДС-ДП превосходит ансамбли ортогональных ЛЧМ и ФКМ-сигналов по всем показателям суммарной ВКФ при $|\tau| < T_p$ и $|FpT| \leq 0.2$ более чем на 21 дБ.

4. Сравнительный анализ качества РЛИ сложного космического объекта с применением зондирующих ЛЧМ и КДС-ДП сигналов

В программном пакете Matlab выполнено моделирование ИРСА, работающего на частоте 10 ГГц. В качестве зондирующих сигналов применяются ЛЧМС и КДС-ДП, для которых выполняются условия (13) и имеющие следующие характеристики: $F_S = \Delta f_{\text{ЛЧМ}} = 750$ МГц; $T_{\text{рЛЧМ}} = 2.73$ мкс; $p = 2$; $N = 128$; $N_D = 8$, откуда $T_b = 1.33$ нс и $B_{\text{ЛЧМ}} = 2048$. Разрешающие способности ИРСА по наклонной и поперечной дальностям равны 20 см.

В качестве радиолокационной цели используется модель сложного космического объекта, изображенного на рис. 5. Модель состоит из корпуса, математически описанного уравнением цилиндра, обтекателя, описанного

уравнением параболоида, и солнечных панелей, описанных уравнениями плоскости. Объект движется по круговой орбите Земли с путевой скоростью $V_0 = 7848.4$ м/с и высотой центра масс 100 км.

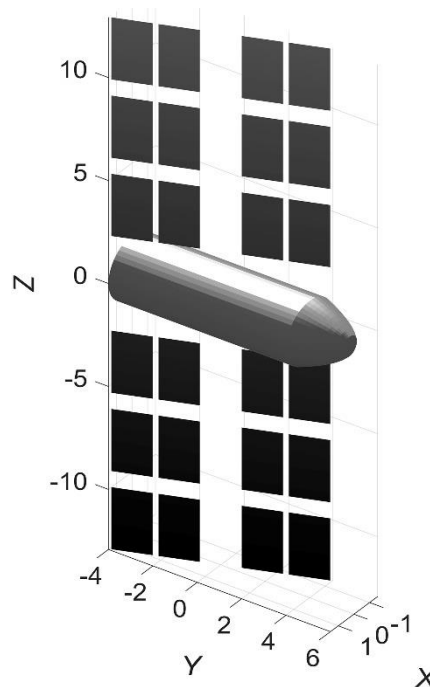


Рис. 5. Модель сложного космического объекта.

В данной модели ИРСА работает по принципу РСА бокового обзора, установленного на борту космического или аэродинамического объекта, т.е. прямого синтеза апертуры. В этом случае антенная система ИРСА не сопровождает цель, а жестко закреплена под определенным углом места (в нашем случае угол места центра масс цели $\beta_{\text{ц}} = 68.2$ град).

Из энергетического критерия (14) определим требования к максимальному значению длительности бита КДС-ДП:

$$T_{b \max} = 0.2 / (pQNN_D F_{D \max}). \quad (15)$$

В большинстве режимов работы РСА, когда опорная точка визирования лежит в траверсной плоскости, ширина обрабатываемой части доплеровского спектра отраженного сигнала, определяемая азимутальной шириной диаграммы направленности антенны $\theta_{A\alpha}$ по уровню -3 дБ, рассчитывается по формуле [25]

$$F_{D \max} = \frac{4V_0}{\lambda} \cos \beta_{\text{ц}} \sin \frac{\theta_{A\alpha}}{2} = \frac{4V_0}{\lambda} \cos \beta_{\text{ц}} \sin \frac{\lambda}{2L_{A\alpha}}, \quad (16)$$

где λ – длина волны; $L_{A\alpha} = 2\Delta y$ – размер антенны в азимутальной плоскости (Δy – разрешающая способность ИРСА по поперечной дальности).

Подставляя в выражения (16) и (15) значения заданных параметров, получим $F_{D\max} = 14.6$ кГц и $T_{b\max} = 3.35$ нс, что удовлетворяет заданной длительности бита КДС-ДП ($T_b = 1.33$ нс).

Нулевой зоне автокорреляции при $T_0 \leq |\tau| < T_p = NN_D T_b$ соответствует расстояние $cNN_D T_b / 2 \approx 204.7$ м, где c – скорость света в вакууме, которого вполне достаточно для зондирования сложного космического объекта, имеющего максимальный размер в угломестной плоскости, равный менее 26 м.

Заданные параметры КДС-ДП обеспечивают необходимый уровень корреляционного шума при $|\tau| < T_p$ и $|FpT| \leq 0.2$, определенный энергетическим критерием (14).

На рис. 6 и 7 изображены РЛИ, полученные в результате моделирования ИРСА с применением зондирующих сигналов ЛЧМС и КДС-ДП соответственно.

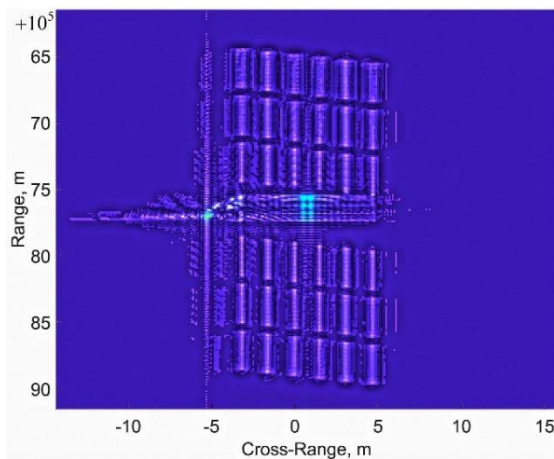


Рис. 6. РЛИ с применением ЛЧМС.

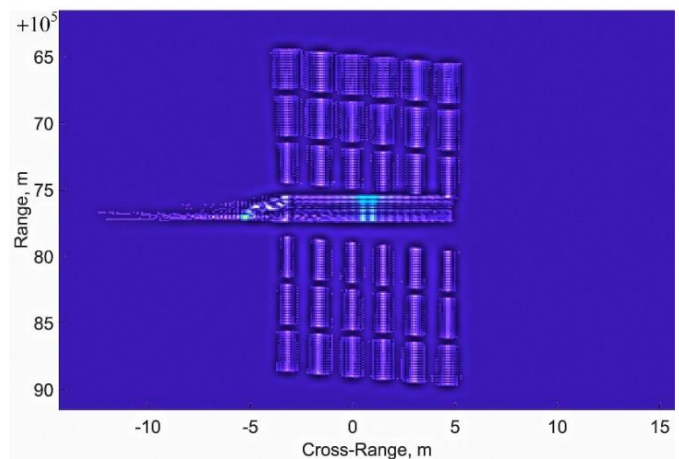


Рис. 7. РЛИ с применением КДС-ДП.

Из анализа рис. 6 следует, что из-за наличия высокого уровня корреляционного шума ЛЧМС ($R_{\max}^{\Sigma} = -13.5$ дБ, $R_{\text{int}}^{\Sigma} = -10.3$ дБ) на РЛИ сложного космического объекта в вертикальном направлении наблюдаются мешающие отражения (пиксели). Особенно ярко они проявляются в местах расположения блестящих точек (вершина параболоида, центральная часть цилиндра). На рис. 7 эти пиксели отсутствуют, что сказывается на более

контрастном изображении объекта. На обоих рисунках мешающие пиксели наблюдаются также в горизонтальном направлении. Особенно ярко мешающий след пикселей наблюдается с вершины параболоида. Мешающие пиксели в горизонтальном направлении проявляются в результате сжатия радиоголограммы по азимуту. Траекторный сигнал представляет собой ЛЧМС с тем же уровнем корреляционного шума, что и зондирующий ЛЧМС. В таком случае для подавления корреляционного шума в горизонтальном направлении необходимо использовать оконную обработку траекторного сигнала.

Заключение

В работе для ИРСА синтезирован полифазный (p -фазный, где $p \geq 2$ – простое число) зондирующий сигнал с нулевой зоной автокорреляции, представляющий собой пачку из p ФКМ-импульсов, кодированных комплементарными последовательностями p -ичного D-кода с дополнительной фазовой манипуляцией дискрет импульсов набором из p ДП, названный когерентным дополнительным сигналом (КДС-ДП). Проведен сравнительный анализ суммарных корреляционных характеристик ансамбля из 50 КДС-ДП с ансамблями такого же числа ортогональных ЛЧМ и ФКМ-сигналов. Ансамбль КДС-ДП превосходит ансамбли ортогональных ЛЧМ и ФКМ-сигналов по всем показателям суммарной АКФ при $|\tau| < \tau_s$ и $|FpT| \leq 0.2$ более чем на 100 дБ, а по всем показателям суммарной ВКФ при $|\tau| < T_p$ и $|FpT| \leq 0.2$ – более чем на 21 дБ. В программном пакете Matlab для сравнения получены РЛИ сложного космического объекта с применением зондирующих ЛЧМ и КДС-ДП сигналов. На РЛИ космического объекта с применением зондирующего ЛЧМС из-за наличия высокого уровня корреляционного шума ($R_{\max}^{\Sigma} = -13.5$ дБ, $R_{\text{int}}^{\Sigma} = -10.3$ дБ) наблюдаются мешающие пиксели. На РЛИ космического объекта с применением зондирующего КДС-ДП мешающие пиксели отсутствуют, что сказывается на более контрастном изображении космического объекта.

Финансирование: Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского научного фонда в рамках научного проекта № 23-19-00485, <https://rscf.ru/project/23-19-00485/>.

Литература

1. Alfonzo G.C. Orthogonal Waveform Experiments with a Highly Digitized Radar / G.C. Alfonzo, M. Jirousek, M. Peichl // Proceedings of the 9th European Conference on Synthetic Aperture Radar (Nuremberg, 23–26 April 2012). – Frankfurt: VDE, 2012.
2. Galati G. Orthogonal Waveforms for Multistatic and Multifunction Radar / G. Galati, G. Pavan, A. Franco // Proceedings of the 9th European Radar Conference (Amsterdam, 31 October – 2 November 2012). – N.Y.: IEEE, 2013. – P. 310–313.
3. Garren D.A. Use of P3-coded transmission waveforms to generate synthetic aperture radar images / D.A. Garren, P.E. Pace, R.A. Romero // Proceedings of the 2014 IEEE Radar Conference (Cincinnati, 19–23 May 2014). – N.Y.: IEEE, 2014. – P. 0765–0768.
4. Ипанов Р.Н. Применение зондирующих ФКМ-сигналов с нулевой зоной автокорреляции для улучшения качества измерений в РСА / Р.Н. Ипанов, А.А. Комаров // Журнал радиоэлектроники. – 2024. – № 1. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.1.11>
5. Ипанов Р.Н. Применение зондирующих сигналов с нулевой зоной автокорреляции для подавления рекуррентных помех по дальности в радиолокаторах с синтезированной апертурой / Р.Н. Ипанов, А.А. Комаров, К.Ю. Кожевников, С.В. Пермяков // Радиотехника и электроника. – 2024. – Т. 69, № 4. – С. 348–356. <https://doi.org/10.31857/S0033849424040063>

6. Захаров А.И. Влияние интегрального уровня боковых лепестков ортогональных полиномов сигнала РСА на качество измерений / А.И. Захаров // Труды 7-ой Всероссийской научной конференции «Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред» (г. Муром, 31 мая –2 июня 2016 г.). – Муром: МиВЛГУ, 2016. – С. 377–381.
7. Mittermayer J. Range ambiguity suppression in SAR by up and down chirp modulation for point and distributed targets / J. Mittermayer, J.M. Martinez // Proceedings of the 2003 International Geoscience and Remote Sensing Symposium (Toulouse, 21–25 July 2003). – N.Y.: IEEE, 2003. – P. 4077–4079.
8. Ипанов Р.Н. Полифазные когерентные дополнительные сигналы / Р.Н. Ипанов // Журнал радиоэлектроники. – 2017. – № 1. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jan17/14/text.pdf>
9. Ипанов Р.Н. Импульсные фазоманипулированные сигналы с нулевой зоной автокорреляции / Р.Н. Ипанов // Радиотехника и электроника. – 2018. – Т. 63, № 8. – С. 823–830. <https://doi.org/10.1134/S0033849418080077>
10. Ipanov R.N. Radar Signals with ZACZ Based on Pairs of D-Code Sequences and Their Compression Algorithm / R.N. Ipanov, A.I. Baskakov, N. Olyunin, Min-Ho Ka // IEEE Signal Processing Letters. – 2018. – Vol. 25, № 10. – P. 1560–1564. <https://doi.org/10.1109/LSP.2018.2867734>
11. Баскаков А.И. Фазокодоманипулированные радиолокационные сигналы для точного определения дальности и скорости малоразмерных космических объектов / А.И. Баскаков, Р.Н. Ипанов, А.А. Комаров // Журнал радиоэлектроники. – 2018. – № 12. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/dec18/7/text.pdf>
12. Baskakov A.I. The Use of Phase-shift Keyed Signals with a Zero Autocorrelation Zone in a Multi-position Radar System for Searching and Detecting of Space Debris Objects / A.I. Baskakov, R.N. Ipanov, A.A. Komarov // Proceedings of the 2019 Photonics & Electromagnetics Research Symposium (Rome, 17–20 June 2019). – N.Y.: IEEE, 2020. – P. 1043–1049. <https://doi.org/10.1109/PIERS-Spring46901.2019.9017759>

13. Ипанов Р.Н. Зондирующие сигналы с нулевой зоной автокорреляции для радиолокаторов с синтезированной апертурой / Р.Н. Ипанов // Журнал радиоэлектроники. – 2019. – № 8. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/aug19/7/text.pdf>
14. Ipanov R.N. Signals with zero autocorrelation zone for the synthesised aperture radar / R.N. Ipanov // Electronics Letters. – 2019. – Vol. 55, № 19. – P. 1063-1065. <https://doi.org/10.1049/el.2019.1918>
15. Ipanov R.N. Polyphase Radar Signals with ZACZ Based on p -Pairs D-Code Sequences and Their Compression Algorithm. Infocommunications Journal / R.N. Ipanov // – 2019. – Vol. 11, № 3. – P. 21–27. <https://doi.org/10.36244/ICJ.2019.3.4>
16. Ipanov R.N. Phase-Code Shift Keyed Probing Signals with Discrete Linear Frequency Shift Keying and Zero Autocorrelation Zone / R.N. Ipanov, A.A. Komarov, A.P. Klimova // Proceedings of the 2019 International Conference on Engineering and Telecommunication (Dolgoprudny, 20–21 November 2019). – N.Y.: IEEE, 2020. – P. 1–5. <https://doi.org/10.1109/EnT47717.2019.9030566>
17. Ipanov R.N. Phase-Code Shift Keyed Probing Signals with Discrete Linear Frequency Modulation and Zero Autocorrelation Zone / R.N. Ipanov // Infocommunications Journal. – 2020. – Vol. 12, № 1. – P. 45–52. <https://doi.org/10.36244/ICJ.2020.1.7>
18. Ипанов Р.Н. Импульсные полифазные сигналы с нулевой зоной автокорреляции и алгоритм их сжатия / Р.Н. Ипанов // Радиотехника и электроника. – 2020. – Т. 65, №6. – С. 578–586. <https://doi.org/10.31857/S0033849420060121>
19. Ипанов Р.Н. Полифазные частотно-манипулированные зондирующие сигналы с нулевой зоной автокорреляции для радиолокаторов с синтезированной апертурой / Р.Н. Ипанов // Журнал радиоэлектроники. – 2020. – № 6. URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jun20/11/text.pdf>

20. Ипанов Р.Н. Импульсные сигналы с нулевой зоной автокорреляции для радиолокаторов с синтезированной апертурой / Р.Н. Ипанов // Радиотехника и электроника. – 2020. – Т.65, № 9. – С. 894–901.
<https://doi.org/10.31857/S0033849420080069>
21. Ipanov R.N. Polyphase signals with discrete frequency shift keying and zero autocorrelation zone for the remote sensing radar / R.N. Ipanov, A.A. Komarov // Journal of Applied Remote Sensing. – 2020. – Vol. 14, № 4. – P. 040501.
<https://doi.org/10.1117/1.JRS.14.040501>
22. Ipanov R.N. Probing signals with ZACZ for GPR onboard of unmanned aerial vehicle / R.N. Ipanov, A.A. Komarov // Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science. – 2021. – Vol. 21, № 1. – P. 110–117.
<https://doi.org/10.11591/ijeecs.v21.i1.pp110-117>
23. Ипанов Р.Н. Требования к кодирующей матрице фазокодированного зондирующего сигнала с нулевой зоной автокорреляции / Р.Н. Ипанов // Журнал радиоэлектроники. – 2022. – № 7.
URL: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.7.5>
24. Ipanov R.N. Requirements for the Coding Matrix of a Probing Signal with Zero Autocorrelation Zone for the Remote Sensing Radar / R.N. Ipanov // Sensing and Imaging. – 2023. – Vol. 24, № 1. – 18. <https://doi.org/10.1007/s11220-023-00423-8>
25. Новые технологии дистанционного зондирования Земли из космоса / В.В. Груздов, Ю.В. Колковский, А.В. Криштопов, А.И. Кудря. – Москва: Техносфера, 2018. – 482 с.

Для цитирования:

Ипанов Р.Н. Применение зондирующих сигналов с нулевой зоной автокорреляции для улучшения качества изображений космических объектов в инверсных РСА // Журнал радиоэлектроники. – 2025. – №. 10. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2025.10.14>