

ПРИМЕНЕНИЕ ЗОНДИРУЮЩИХ СИГНАЛОВ С НУЛЕВОЙ ЗОНОЙ АВТОКОРРЕЛЯЦИИ ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ РЕКУРРЕНТНЫХ ПОМЕХ ПО ДАЛЬНОСТИ В РАДИОЛОКАТОРАХ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ¹

© 2024 г. Р. Н. Ипанов*, А. А. Комаров, К. Ю. Кожевников, С. В. Пермяков

Национальный исследовательский университет “МЭИ”,
ул. Красноказарменная, 14, стр.1, Москва, 111250 Российская Федерация

*E-mail: iproman@ya.ru

Поступила в редакцию 20.11.2023 г.

После доработки 20.11.2023 г.

Принята к публикации 15.01.2024 г.

Рассмотрена проблема наложения эхо-сигналов соседних тактов зондирования в радиолокаторах с синтезированной апертурой (РСА), называемых помехами неоднозначности по дальности, или рекуррентными помехами, которую обычно решают путем использования в соседних тактах зондирования РСА ортогональных линейно-частотно модулированных (ЛЧМ) и фазокодоманипулированных (ФКМ) сигналов, что позволяет успешно подавлять ложные сигналы ярких точечных целей из соседних периодов повторения. Для РСА рассмотрены различные типы зондирующих ФКМ-сигналов с нулевой зоной автокорреляции, позволяющие успешно решать задачу подавления рекуррентных помех как от точечных целей, так и от протяженных объектов. Проведен сравнительный анализ корреляционных характеристик ортогональных ЛЧМ- и ФКМ-сигналов с различными типами ФКМ-сигналов с нулевой зоной автокорреляции.

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

DOI: 10.31857/S0033849424040063, **EDN:** JRYNXU

ВВЕДЕНИЕ

Из разнообразных классов сложных сигналов практическое применение в радиолокаторах с синтезированной апертурой (РСА) пока нашли два основных: сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) и сигналы с фазокодовой манипуляцией (ФКМ). В космических РСА дистанционного зондирования Земли до настоящего времени используются ЛЧМ-сигналы [1, 2]. Периодическая 127-элементная М-последовательность (МП) успешно применялась в РСА на космических аппаратах Венера-15 и –16 для картографирования поверхности Венеры, а также высотомеров для измерения рельефа ее поверхности [1–3]. В американском эксперименте Магеллан по картографированию Венеры для бортового РСА была использована специально сконструированная 64-элементная аperiодическая псевдослучайная последовательность [4]. Аperiодическая МП применяется учеными США для

детального радиолокационного картографирования с Земли поверхности Луны и планет [5].

Вместе с тем следует отметить усиливающийся интерес специалистов к ФКМ-сигналам, связанный с тем, что использование дискретного кодирования когерентного ансамбля зондирующих импульсов в РСА открывает перспективу существенного улучшения качества радиолокационного изображения (РЛИ) по показателям суммарных корреляционных функций когерентного ансамбля сигналов [1, 2, 6–8].

Основной временной характеристикой радиолокационной съемки в РСА является период повторения зондирующих импульсов. С одной стороны, частота повторения импульсов должна быть не меньше полосы доплеровских частот отраженного сигнала, а с другой — не должна быть слишком высокой, чтобы избежать рекуррентных помех в виде наложения эхо-сигналов соседних зондирующих импульсов при съемке полосы поверхности в широкозахватном режиме.

Одним из способов решения проблемы подавления рекуррентных помех при сравнительно высокой частоте повторения зондирующих импульсов

¹ Работа доложена на X Международной конференции “Инжиниринг и Телекоммуникации — En&T-2023”.

является использование в соседних тактах зондирования РСА ортогональных ЛЧМ- и ФКМ-сигналов [1, 2, 9, 10]. Смежные ортогональные ЛЧМ-импульсы когерентной пачки имеют противоположные знаки производной изменения частоты, а смежные ортогональные ФКМ-сигналы кодированы МП с различными порождающими полиномами и циклическими сдвигами.

Для оценки уровня подавления рекуррентных помех используется взаимнокорреляционная функция (ВКФ), которая рассчитывается только для смежных пар когерентной пачки сигналов, обрабатываемых совместно на интервале синтеза апертury РСА, поскольку помехи из последующих тактов зондирования могут быть исключены диаграммой направленности антенны РСА.

Степень подавления рекуррентных помех от точечных и протяженных целей характеризуют относительный уровень максимального лепестка ВКФ и интегральный относительный уровень мощности лепестков ВКФ на длительности сигнала (относительный уровень одностороннего интегрального корреляционного шума) [1], которые для ФКМ-сигнала определяются соответственно:

$$R_{ij \text{ макс}} = \max_{|m| \leq L-1} \{ |R_{\xi, \xi+1}(mT_0)| \};$$

$$R_{ij \text{ инт}} = \frac{1}{2} \sum_{m=-L+1}^{L-1} R_{\xi, \xi+1}^2(mT_0), \quad (1)$$

где $R_{\xi, \xi+1}(\tau)$ — нормированная ВКФ комплексных огибающих (КО) смежных ортогональных ξ -го и $\xi+1$ -го, $\xi=1, 2, \dots, M-1$, ФКМ-импульсов когерентной пачки (M — число импульсов в пачке); T_0 — длительность дискрета; L — число дискрет в импульсе.

На интервале когерентного накопления эхо-сигналов, соответствующего времени синтеза апертury РСА, анализируются суммарные корреляционные характеристики ансамбля сигналов. Автокорреляционная функция (АКФ) пачки из M зондирующих сигналов при $\tau_c(Q_n - 1) \leq |\tau| < \tau_c(Q_n + 1)$, где τ_c и Q_n — длительность сигнала и скважность пачки, есть суммарная ВКФ смежных сигналов ансамбля, которая равна сумме всех $(M-1)$ ВКФ пар смежных сигналов, входящих в пачку:

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

На интервале синтеза апертury РСА степень подавления рекуррентных помех от точечных и протяженных целей характеризуют соответственно относительный уровень максимального лепестка $R_{ij \text{ макс}}^{\Sigma}$ и относительный уровень одностороннего интегрального корреляционного шума $R_{ij \text{ инт}}^{\Sigma}$ суммарной ВКФ, которые рассчитываются по формуле (1) для суммарной ВКФ (2).

Ортогональные ЛЧМ- и ФКМ-сигналы позволяют подавлять ложные сигналы ярких точечных целей из соседних тактов зондирования. Однако высокий уровень одностороннего интегрального корреляционного шума ВКФ ортогональных сигналов искажает радиолокационные изображения слабо отражающих поверхностей, расположенных рядом с яркими протяженными объектами [1, 9]. Например, для когерентной пачки ортогональных ЛЧМ-сигналов при $M \gg 1$ $R_{ij}^{\Sigma} = (1 - 1/M) R_{\xi, \xi+1}(\tau) \cong R_{\xi, \xi+1}(\tau)$ откуда следует, что $R_{ij \text{ инт}}^{\Sigma} \cong R_{ij \text{ инт}} = -(6 \div 9)$ дБ и практически не зависит от величины базы сигнала.

В данной работе в качестве зондирующих сигналов для РСА рассмотрены два типа ФКМ-сигналов с нулевой зоной автокорреляции (НЗАК) [11–16], позволяющих решать задачу подавления рекуррентных помех как от точечных целей, так и от протяженных объектов. Когерентная пачка НЗАК-сигналов при отсутствии рассогласования по частоте Доплера имеет $R_{ij \text{ макс}}^{\Sigma}, R_{ij \text{ инт}}^{\Sigma} < -300$ дБ. Проведен сравнительный анализ суммарных ВКФ НЗАК-сигналов с ЛЧМ [11, 12] и частотной манипуляцией [13–16] дискрет с суммарными ВКФ ортогональных ЛЧМ и ФКМ-сигналов когерентной пачки.

1. КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ НЗАК-СИГНАЛОВ

В работах [11–16] проведен сравнительный анализ АКФ одиночных НЗАК-сигналов и суммарных АКФ ансамбля НЗАК-сигналов с модуляцией дискрет, названных когерентными дополнительными сигналами (КДС), с соответствующими корреляционными характеристиками ортогональных ЛЧМ- и ФКМ-сигналов когерентной пачки.

Для формирования НЗАК-сигнала с КО

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

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

$$\mathbf{A}_{M,N} = \|a_{i,n}\|_{i,n=1}^{M,N} \quad (4)$$

должны состоять из комплементарных последовательностей либо столбцы — из ортогональных последовательностей [17, 18].

Для уменьшения уровня боковых лепестков (БЛ) вне НЗАК, а также подавления БЛ в НЗАК 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 подматриц со смежными p -парам дополнителных последовательностей (ДП), называется КДС [17, 18].

У каждого из p своих импульсов КДС 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 $|\tau| \geq T_{\text{и}}$ и $|\tau| < T_0$, а также подавить БЛ в НЗАК при рас- согласовании по частоте Доплера, используя

$$\mathbf{A}_{p,N}^{\xi'} = \left(\mathbf{A}_{p,N/p}^{(1)} W^{(\xi-1)(1-1)} \quad \dots \quad \mathbf{A}_{p,N/p}^{(\eta)} W^{(\xi-1)(\eta-1)} \quad \dots \quad \mathbf{A}_{p,N/p}^{(p)} W^{(\xi-1)(p-1)} \right);$$

$$\xi' = \langle \xi - 1 \rangle_p + 1; \quad \xi = 1, 2, \dots, M, \quad (5)$$

где $\mathbf{A}_{p,N/p}^{(\eta)}$ при $\eta = 1, 2, \dots, p$ — подматрицы со смежными p -парам ДП [17, 18]; $W = \exp(j2\pi/p)$; $\langle z \rangle_M$ — число z по модулю M .

Из (4) и (5) следует, что

$$\mathbf{A}_{p,N}^{\xi'} = \left\| a_{i,n}^{\xi'} \right\|_{i,n=1}^{p,N}, \quad N = p^{q+1},$$

где $a_{i,n}^{\xi'} = a_{i,n} W^{(\xi-1)(\eta-1)}$, $\xi' = 1, 2, \dots, p$,

$$\mathbf{A}_{p,N}^1 = \mathbf{A}_{p,N} = \left\| a_{i,n}^1 \right\|_{i,n=1}^{p,N} = \left\| a_{i,n} \right\|_{i,n=1}^{p,N}.$$

Автокорреляционная функция пачки из M КДС при $|\tau| < \tau_c$, где $\tau_c = T_0 N ((p-1)Q + 1)$, $N = p^{q+1}$, — длительность КДС, есть суммарная АКФ ансамбля КДС, которая равна сумме из M АКФ КДС, входящих в пачку. Так как при $T_0 \leq |\tau| < T_{\text{и}}$ АКФ КДС, входящих в пачку, равна $R_{\xi}(\tau) = 0$, $\xi = 1, 2, \dots, M$, то суммарная АКФ $R^{\Sigma}(\tau)$ ансамбля КДС при $T_0 \leq |\tau| < T_{\text{и}}$ также равна нулю.

Автокорреляционная функция пачки из M КДС при $\tau_c(Q_{\text{п}} - 1) \leq |\tau| < \tau_c(Q_{\text{п}} + 1)$ есть суммарная ВКФ смежных КДС ансамбля, которая равна сумме всех $(M-1)$ ВКФ пар смежных КДС, входящих в пачку (2). Согласно рекурсивному правилу построения, описанному в [19], в соответствующих строках матриц $\mathbf{A}_{p,N}^{\xi'}$, $\xi' = 1, 2, \dots, p$, располагаются p -парные ДП. Поэтому ВКФ КО смежных КДС когерентной пачки при $T_0 \leq |\tau| < T_{\text{и}}$ $R_{\xi, \xi+1}(\tau) = 0$, $\xi = 1, 2, \dots, M-1$ [20, 21], откуда следует, что суммарная ВКФ (2) смежных КДС ансамбля при $T_0 \leq |\tau| < T_{\text{и}}$ имеет вид

$$R_{ij}^{\Sigma}(\tau) = 0. \quad (6)$$

дополнительную ортогональную модуляцию дискрет импульсов по фазе или частоте [17, 18].

Для улучшения параметров суммарных корреляционных характеристик когерентной пачки КДС на интервале синтеза апертуры РСА для кодирования смежных КДС пачки необходимо использовать смежные p -пары ДП. Матрица (4) с подматрицами из смежных p -пар ДП формирует только один (первый) КДС пачки. Для формирования смежных КДС пачки необходимо построить матрицы, образующие наборы p -парных ДП к матрице (4), для чего воспользуемся рекурсивным правилом построения, описанным в [19]. В этом случае блочная матрица (4), кодирующая ξ -й КДС когерентной пачки, будет иметь вид

Рассмотрим теперь ВКФ КО смежных КДС когерентной пачки при $|\tau| < T_0$. Выражение для суммарной ВКФ смежных КДС ансамбля при $|\tau| < T_0$ согласно (5) имеет вид [17, 18]

$$R_{ij}^{\Sigma}(\tau) = \frac{1}{pNM} \left[\sum_{\xi=1}^{M-1} \sum_{k=1}^N a_{1,k}^{(\xi+1)'} a_{1,k}^{\xi'*} R_{S_k^{\xi+1}, S_k^{\xi}}(\tau) + \right. \\ \left. + \sum_{\xi=1}^{M-1} \sum_{k=1}^N a_{2,k}^{(\xi+1)'} a_{2,k}^{\xi'*} R_{S_k^{\xi+1}, S_k^{\xi}}(\tau) + \dots + \sum_{\xi=1}^{M-1} \sum_{k=1}^N a_{p,k}^{(\xi+1)'} a_{p,k}^{\xi'*} R_{S_k^{\xi+1}, S_k^{\xi}}(\tau) \right] = \\ = \frac{1}{pNM} \left[\sum_{\xi=1}^{M-1} \sum_{k=1}^N a_{1,k} W^{\xi(\eta-1)} a_{1,k}^* W^{-(\xi-1)(\eta-1)} R_{S_k^{\xi+1}, S_k^{\xi}}(\tau) + \right. \\ \left. + \sum_{\xi=1}^{M-1} \sum_{k=1}^N a_{2,k} W^{\xi(\eta-1)} a_{2,k}^* W^{-(\xi-1)(\eta-1)} R_{S_k^{\xi+1}, S_k^{\xi}}(\tau) + \dots + \sum_{\xi=1}^{M-1} \sum_{k=1}^N a_{p,k} W^{\xi(\eta-1)} a_{p,k}^* W^{-(\xi-1)(\eta-1)} R_{S_k^{\xi+1}, S_k^{\xi}}(\tau) \right] = \\ = \frac{1}{NM} \sum_{\xi=1}^{M-1} \sum_{k=1}^N W^{\eta-1} R_{S_k^{\xi+1}, S_k^{\xi}}(\tau) = \\ = \frac{1}{NM} \sum_{\xi=1}^{M-1} \sum_{k=1}^N W^{\lfloor k-1 \rfloor_{N/p}} R_{S_k^{\xi+1}, S_k^{\xi}}(\tau) = \\ = \frac{1}{NM} \sum_{\xi=1}^{M-1} \left[\sum_{k=1}^{N/p} W^0 R_{S_0^{\xi+1}, S_0^{\xi}}(\tau) + \sum_{k=N/p+1}^{2N/p} W^1 R_{S_1^{\xi+1}, S_1^{\xi}}(\tau) + \dots \right]$$

$$+ \dots + \sum_{k=(p-1)N/p+1}^N W^{p-1} R_{S_{p-1}^{\xi+1}, S_{p-1}^{\xi}}(\tau) \Bigg] = \\ = \frac{1}{pM} \sum_{\xi=1}^{M-1} \left[W^0 R_{S_0^{\xi+1}, S_0^{\xi}}(\tau) + W^1 R_{S_1^{\xi+1}, S_1^{\xi}}(\tau) + \dots + \right. \\ \left. + W^{p-1} R_{S_{p-1}^{\xi+1}, S_{p-1}^{\xi}}(\tau) \right],$$

где $a_{i,k}^{(\xi+1)'} = a_{i,k} W^{\xi(\eta-1)}$, $a_{i,k}^{\xi'*} = a_{i,k}^* W^{-(\xi-1)(\eta-1)}$;

$[z]_M = [z/M]$ — целая часть числа z/M .

Таким образом, суммарная ВКФ смежных КДС ансамбля при $|\tau| < T_0$ имеет вид

$$R_{ij}^{\Sigma}(\tau) = \frac{1}{pM} \sum_{\xi=1}^{M-1} \sum_{\eta=1}^p W^{\eta-1} R_{S_{\eta-1}^{\xi+1}, S_{\eta-1}^{\xi}}(\tau), \quad (7)$$

где $R_{S_{\eta-1}^{\xi+1}, S_{\eta-1}^{\xi}}(\tau)$ — нормированная ВКФ соответствующих КО дискрет η -й, $\eta=1, 2, \dots, p$, части импульса ξ -го и $\xi+1$ -го смежных КДС когерентной пачки.

Для оценки уровня подавления рекуррентных помех от точечных целей используются следующие показатели суммарных ВКФ смежных КДС ансамбля:

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

$$R_{ij}^{\Sigma} \text{ макс} = \max_{1 \leq |m| \leq Z-1} \left\{ |R_{ij}^{\Sigma}(mT_0)| \right\} -$$

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

$$R_{ij}^{\Sigma} \text{ макс} = \max_{|m| < 1} \left\{ |R_{ij}^{\Sigma}(mT_0)| \right\} -$$

относительный уровень центрального лепестка ВКФ.

Для оценки уровня подавления рекуррентных помех от протяженных отражающих поверхностей используются следующие показатели:

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

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

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

2. КОГЕРЕНТНЫЕ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СИГНАЛЫ С ЛИНЕЙНОЙ ЧАСТОТНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ДИСКРЕТА

Закон изменения фазы в пределах n -го дискрета импульса ξ -го КДС с линейной частотной модуляцией дискрета (КДС-ЛЧМ) пачки [11, 12] определяем по формуле

$$\varphi_n(t) = 2\pi \left\langle [n-1]_{N/p} \right\rangle_2 B \frac{t}{T_0} + \\ + \pi (-1)^{[n-1]_{N/p}} B \left(\frac{t}{T_0} \right)^2 + \frac{2\pi}{p} \tilde{a}_{i,n}^{\xi'} + \pi [\xi-1]_2, \quad (8)$$

где $\tilde{A}_{p,N}^{\xi'} = \left\| \tilde{a}_{i,n}^{\xi'} \right\|_{i,n=1}^{p,N}$, а $\tilde{a}_{i,n}^{\xi'} = \exp \left(j \frac{2\pi}{p} \tilde{a}_{i,n}^{\xi'} \right)$ — элемент матрицы (5); $B = T_0 \Delta f$ — база ЛЧМ-дискрета (Δf — девиация частоты).

Фаза π в выражении (8) добавляется для каждой четной смежной пары КДС пачки для подавления центрального лепестка суммарной ВКФ смежных КДС-ЛЧМ ансамбля.

Таким образом, КО пачки из M КДС-ЛЧМ длительностью $\tau_n = \tau_c [Q_n(M-1)+1]$ имеет вид

$$\dot{u}_n(t) = \sum_{\xi=1}^M \dot{u}_{\xi}(t - (\xi-1)Q_n\tau_c), \quad (9)$$

где КО (3) ξ -го КДС-ЛЧМ будет иметь вид

$$\dot{u}_{\xi}(t) = (-1)^{[\xi-1]_2} \sum_{l=1}^p \sum_{n=1}^N S_{[n-1]_{N/p}} \left(t - (n-1)T_0 - (l-1)NQ T_0 \right) \times \\ \times \exp \left\{ j \left[2\pi \left\langle [n-1]_{N/p} \right\rangle_2 B \frac{t}{T_0} + \pi (-1)^{[n-1]_{N/p}} B \left(\frac{t}{T_0} \right)^2 + \frac{2\pi}{p} \tilde{a}_{i,n}^{\xi'} \right] \right\}. \quad (10)$$

Здесь

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

$n = (\eta-1)N/p + 1, \dots, \eta N/p$, $\eta = 1, 2, \dots, p$, — прямоугольная огибающая n -го дискрета импульсов КДС-ЛЧМ.

Суммарная ВКФ смежных КДС-ЛЧМ когерентной пачки при $|\tau| < T_0$ определяется с помощью выражения (7), где

$$R_{S_{\eta-1}^{\xi+1}, S_{\eta-1}^{\xi}}(\tau) = (-1)^{\xi-1} (1 - |\tau|/T_0) \operatorname{sinc}[B\tau/T_0 (1 - |\tau|/T_0)] -$$

$$R_{ij}^{\Sigma}(\tau) = \frac{1}{pM} (1 - |\tau|/T_0) \operatorname{sinc}[B\tau/T_0 (1 - |\tau|/T_0)] \sum_{\eta=1}^p W^{\eta-1} \sum_{\xi=1}^{M-1} (-1)^{\xi-1}. \quad (11)$$

Из (11) следует, что при четном M суммарная ВКФ равна $R_{ij}^{\Sigma}(\tau) = 0$, так как сумма в (11) представляет собой сумму p членов геометрической прогрессии. Однако при отсутствии расогласования по частоте Доплера относительный уровень центрального лепестка ВКФ будет $R_{ij}^{\Sigma} Z_{\max} < R_{ij}^{\Sigma} C_{\max} < -100$ дБ, что связано с наличием так называемой погрешности дискретизации. При численном моделировании ВКФ по теореме Котельникова задается интервал дискретизации. Чем он меньше, тем меньше уровень центрального лепестка суммарной ВКФ смежных КДС ансамбля $R_{ij}^{\Sigma} C_{\max}$. Например, для бинарного КДС при $M = 2$ выражение (11) будет иметь вид

$$R_{ij}^{\Sigma}(\tau) = \frac{1}{4} (R_{S_0^{\xi+1}, S_0^{\xi}}(\tau) - R_{S_1^{\xi+1}, S_1^{\xi}}(\tau)),$$

из которого следует, что при уменьшении интервала дискретизации разность ВКФ КО ЛЧМ-дискрет первой $R_{S_0^{\xi+1}, S_0^{\xi}}(\tau)$ и второй $R_{S_1^{\xi+1}, S_1^{\xi}}(\tau)$ частей импульсов смежных КДС пачки будет стремиться к нулю. При нечетном M суммарная ВКФ равна $R_{ij}^{\Sigma}(\tau) = 0$ еще и по причине наличия фазы π в выражении (8).

При $T_0 \leq |\tau| < T_{\text{и}}$ согласно (6) суммарная ВКФ смежных КДС-ЛЧМ ансамбля $R_{ij}^{\Sigma}(\tau) = 0$.

3. КОГЕРЕНТНЫЕ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СИГНАЛЫ С ЧАСТОТНОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ ДИСКРЕТА

В КДС с частотной манипуляцией сигнала (КДС-ЧМн) дискреты импульсов дополнительно

согласно (10) нормированная ВКФ соответствующих КО ЛЧМ-дискрет η -й части импульсов ξ -го и $\xi + 1$ -го смежных КДС пачки.

Так как ВКФ $R_{S_{\eta-1}^{\xi+1}, S_{\eta-1}^{\xi}}(\tau)$ в разных частях $\eta = 1, 2, \dots, p$ импульсов смежных КДС пачки не отличаются (совпадают с АКФ), то из (7) получим, что

манипулированы по частоте частотно-кодowymi последовательностями (ЧКП) длиной b , т.е. каждый дискрет имеет b значений частоты и состоит из b бит длительностью $T_6 = T_0/b$ [13–16]. Система из p ЧКП задается матрицей

$$\mathbf{K}_{p,b} = \|\kappa_{\eta,r}\|_{\eta,r=1}^{p,b}, \quad \kappa_{\eta,r} = 0, 1, \dots, b-1,$$

где при $p = 2$ и $p > 2$ соответственно имеем

$$\mathbf{K}_{2,b} = \|(-1)^{\eta-1} [r - b^{\eta-1}]\|_{\eta,r=1}^{2,b},$$

$$\mathbf{K}_{p,b} = \begin{pmatrix} \mathbf{K}_{p-1,b}^{(1)} \\ \mathbf{K}_{1,b}^{(2)} \end{pmatrix}; \mathbf{K}_{p-1,b}^{(1)} =$$

$$= \|(-1)^{\eta-1} [r - b^{(\eta-1)_2}]\|_{\eta,r=1}^{p-1,b}; \mathbf{K}_{1,b}^{(2)} = \|\kappa_r^{(2)}\|_{r=1}^b,$$

где $\mathbf{K}_{1,b}^{(2)}$ — ЧКП, ортогональная линейным ЧКП из первых $p-1$ частей импульсов КДС-ЧМн.

Закон изменения фазы в пределах r -го бита импульса ξ -го КДС-ЧМн пачки определяется по формуле

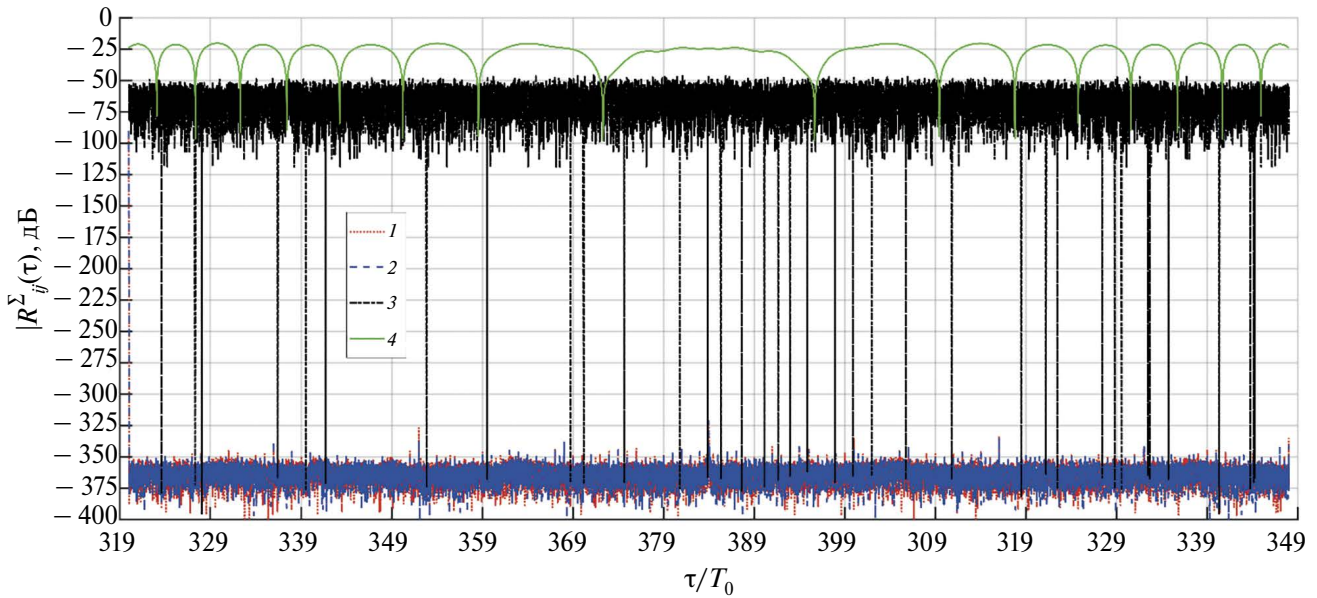
$$\varphi_r(t) = 2\pi \left(\kappa_{[r-1]_{bN/p}+1, \langle r-1 \rangle_b + 1} + 1 \right) \frac{t}{T_b} + \frac{2\pi}{p} \tilde{a}_{i, [r-1]_b + 1}^{\xi'} + \pi [\xi - 1]_2, \quad (12)$$

где $r = 1, 2, \dots, bN = bp^{q+1}$ — номер бита в импульсе КДС-ЧМн ($n = [r-1]_b + 1$ — номер дискрета), $F_c = b/T_6 = b^2/T_0$ — ширина спектра КДС-ЧМн.

Таким образом, КО (3) ξ -го КДС-ЧМн имеет вид

$$\begin{aligned} \dot{u}_{\xi}(t) = & (-1)^{[\xi-1]_2} \sum_{l=1}^p \sum_{r=1}^{bN} S_{[r-1]_{bN/p}} (t - (r-1)T_6 - (l-1)bNQ T_6) \times \\ & \times \exp \left\{ j \left[2\pi \left(\kappa_{[r-1]_{bN/p}+1, \langle r-1 \rangle_b + 1} + 1 \right) \frac{t}{T_6} + \frac{2\pi}{p} \tilde{a}_{i, [r-1]_b + 1}^{\xi'} \right] \right\}, \end{aligned} \quad (13)$$

(a)



(б)

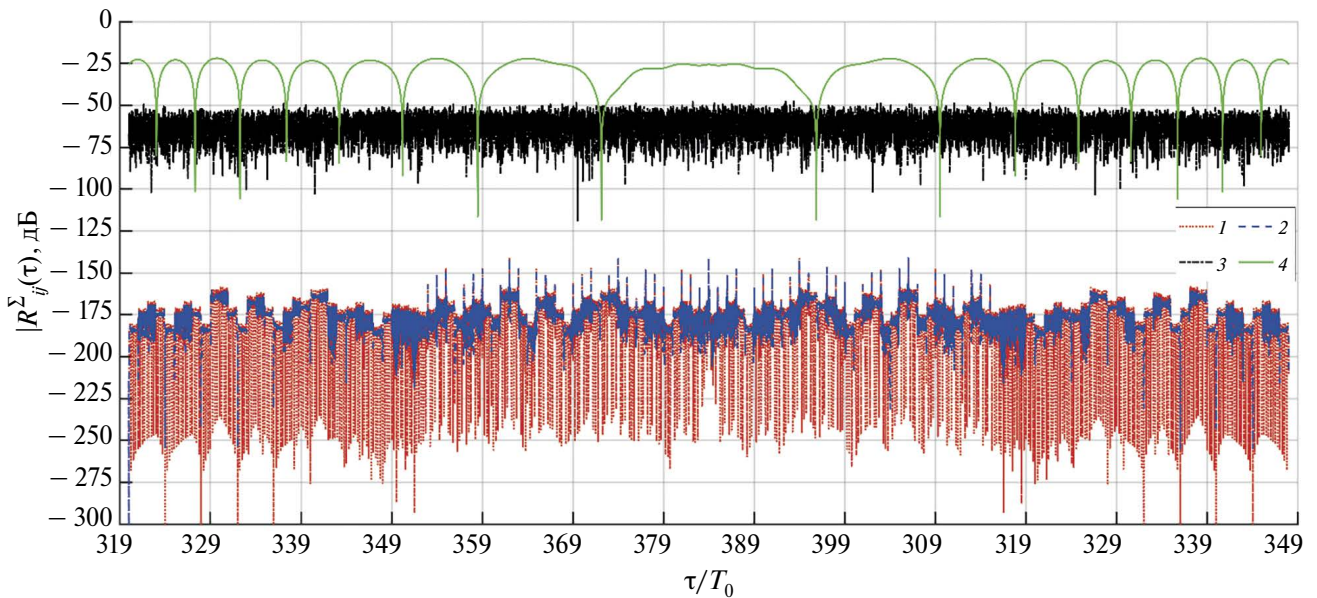


Рис. 1. Суммарные ВКФ сигналов при $F = 0$ (а) и $FpT = 0.5$ (б): КДС-ЧМн (1), КДС-ЛЧМ (2), ФКМ-сигнала (3) и ЛЧМ-сигнала (4).

а КО пачки из M КДС-ЧМн длительностью $\tau_n = \tau_c [Q_n (M-1) + 1]$ имеет вид (9).

Суммарная ВКФ смежных КДС-ЧМн когерентной пачки при $|\tau| < T_0$ определяется с помощью выражения (7), где согласно (13) нормированная ВКФ соответствующих КО дискрет η -й части импульсов ξ -го и $\xi+1$ -го смежных КДС пачки при $\tau = mT_0$ и $|m| = 0, 1, \dots, b-1$ имеет вид [13–16]

$$R_{S_{\eta-1}^{\xi+1}, S_{\eta-1}^{\xi}}(\tau) = (-1)^{\xi-1} \frac{1}{b} \sum_{v=1}^{b-m} \text{sinc}(\kappa_{\eta,v} - \kappa_{\eta,v+m}).$$

Так как ВКФ $R_{S_{\eta-1}^{\xi+1}, S_{\eta-1}^{\xi}}(\tau)$ не зависят от номера пары ξ КДС-ЧМн в пачке (совпадают с АКФ, отличаются только знаком), то из (7) получим

$$R_{ij}^{\Sigma}(\tau) = \frac{1}{pbM} \sum_{\eta=1}^p W^{\eta-1} \sum_{v=1}^{b-m} \sin c(\kappa_{\eta,v} - \kappa_{\eta,v+m}) \sum_{\xi=1}^{M-1} (-1)^{\xi-1}. \quad (14)$$

Для КДС- ЧМн $\kappa_{2,v} - \kappa_{2,v+m} = -(\kappa_{1,v} - \kappa_{1,v+m})$ [13–16], откуда $R_{S_0^{\xi+1}, S_0^{\xi}}(mT_6) = R_{S_1^{\xi+1}, S_1^{\xi}}(mT_6)$. Тогда для бинарного КДС- ЧМн при четном M из (14) получим выражение

$$R_{ij}^{\Sigma}(\tau) = \frac{1}{2bM} \left[\sum_{v=1}^{b-m} \sin c(\kappa_{1,v} - \kappa_{1,v+m}) - \sum_{v=1}^{b-m} \sin c(\kappa_{2,v} - \kappa_{2,v+m}) \right] = 0,$$

которое выполняется также при $\tau = \pm(mT_6 + \delta)$, $m = 0, 1, \dots, b-1$ и $0 < \delta < T_6$. Однако из-за наличия погрешности дискретизации при отсутствии рас- согласования по частоте Доплера относительный уровень центрального лепестка ВКФ будет

$$R_{ij}^{\Sigma} Z_{\text{макс}} < R_{ij}^{\Sigma} C_{\text{макс}} < -100 \text{ дБ.}$$

Для полифазных КДС- ЧМн при четном M сум- марная ВКФ (14) смежных КДС-ЧМн ансамбля тож- дественно не равна нулю по причине нелинейного распределения частот в p -й части импульсов КДС.

При нечетном M получаем суммарную ВКФ (14) смежных КДС-ЧМн ансамбля, равную $R_{ij}^{\Sigma}(\tau) = 0$, по причине наличия фазы π в выражении (12) в ка- ждой четной смежной паре КДС- ЧМн пачки.

При $T_0 \leq |\tau| < T_{\text{и}}$ согласно (6) получаем суммар- ную ВКФ смежных КДС- ЧМн ансамбля, равную $R_{ij}^{\Sigma}(\tau) = 0$.

4. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СУММАРНЫХ ВКФ КДС И ОРТОГОНАЛЬНЫХ ЛЧМ- И ФКМ-СИГНАЛОВ

Для сравнительного анализа корреляционных характеристик различных типов зондирующих сигналов необходимо обеспечить равенство их импульсных мощностей (длительностей импуль- сов $T_{\text{и}}$) для равенства основных лепестков АКФ и равенство полос их спектров $F_{\text{с}}$. Для КДС-ЛЧМ и КДС-ЧМн запишем условия равенства их $T_{\text{и}}$ и $F_{\text{с}}$:

$$\begin{cases} T_{\text{и}} = NT_0 = NbT_6 \\ F_{\text{с}} = B/T_0 = b^2/T_0 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} T_0 = bT_6 \\ B = b^2 \end{cases}. \quad (15)$$

Условия равенства $T_{\text{и}}$ и $F_{\text{с}}$ для КДС-ЛЧМ и ФКМ-сигнала, кодированного МП, имеют вид

$$\begin{cases} pT_{\text{и}} = T_{\text{иМП}} \\ F_{\text{с}} = F_{\text{сМП}} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} pNT_0 = (N_{\text{М}} + 1)T_{0\text{МП}} \\ B/T_0 = 1/T_{0\text{МП}} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} T_0 = BT_{0\text{МП}} \\ N_{\text{М}} = pNB - 1 \end{cases}, \quad (16)$$

где $T_{\text{иМП}}$, $T_{0\text{МП}}$, $F_{\text{сМП}}$, $N_{\text{М}} = p^r - 1$ — длительности импульса, дискрета, ширина спектра ФКМ-сигна- ла, кодированного усеченной МП, и период МП соответственно.

Для КДС-ЛЧМ и ЛЧМ-сигнала условия равен- ства $T_{\text{и}}$ и $F_{\text{с}}$ имеют вид

$$\begin{cases} pNT_0 = T_{\text{иЛЧМ}} \\ B/T_0 = \Delta f_{\text{ЛЧМ}} \end{cases} \Rightarrow B_{\text{ЛЧМ}} = T_{\text{иЛЧМ}} \Delta f_{\text{ЛЧМ}} = pBN = N_{\text{М}} + 1, \quad (17)$$

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

Кроме выполнения условий (15)–(17) необ- ходимо определить связь между скважностями

когерентных пачек КДС и ФКМ-, ЛЧМ-сигналов, так как они имеют одинаковые периоды повторе- ния ($T_{\text{КДС}}$, $T_{\text{МП}}$ и $T_{\text{ЛЧМ}}$ соответственно), но раз- ные длительности:

$$T_{\text{КДС}} = Q_{\text{п}} \tau_{\text{с}} = Q_{\text{п}} T_{\text{и}} ((p-1)Q + 1) = T_{\text{МП}} = T_{\text{ЛЧМ}} = Q'_{\text{п}} p T_{\text{и}} \Rightarrow Q'_{\text{п}} = Q_{\text{п}} ((p-1)Q + 1)/p,$$

где Q_p , Q'_p — скважности пачек КДС и ФКМ, ЛЧМ-сигналов соответственно (Q — скважность КДС).

На рис. 1а и 1б представлены суммарные ВКФ смежных бинарных КДС-ЛЧМ, КДС-ЧМн, ФКМ-и ЛЧМ-сигналов когерентных пачек ($M = 53$) без рассогласования и с относительным рассогласованием по частоте Доплера на величину $FpT = 0.5$ ($T = QT_{\text{и}}$) соответственно.

Сигналы имеют следующие параметры:

$$N = 64, B = 64, b = 8, N_M + 1 = B_{\text{ЛЧМ}} = 8192, T_0 = 6.4 \text{ мкс}, T_6 = 0.8 \text{ мкс},$$

$$T_{0\text{мп}} = 0.1 \text{ мкс}, T_{\text{и,лчм}} = 819.2 \text{ мкс}, Q = 2, Q_t = 2, Q'_t = 3.$$

Суммарные ВКФ смежных сигналов когерентной пачки имеют следующие показатели при отсутствии рассогласования по частоте Доплера:

для КДС-ЛЧМ —

$$R_{ijC \text{ макс}}^{\Sigma} = -321.4 \text{ дБ}, R_{ijZ \text{ макс}}^{\Sigma} = -335.1 \text{ дБ}, \\ R_{ij \text{ макс}}^{\Sigma} = -34.6 \text{ дБ}, R_{ijZ \text{ инт}}^{\Sigma} = -320.9 \text{ дБ}, \\ R_{ij \text{ инт}}^{\Sigma} = -10.2 \text{ дБ};$$

для КДС-ЧМн —

$$R_{ijC \text{ макс}}^{\Sigma} = -321.8 \text{ дБ}, R_{ijZ \text{ макс}}^{\Sigma} = -327.3 \text{ дБ}, \\ R_{ij \text{ макс}}^{\Sigma} = -32.8 \text{ дБ}, R_{ijZ \text{ инт}}^{\Sigma} = -320.5 \text{ дБ}, \\ R_{ij \text{ инт}}^{\Sigma} = -10.4 \text{ дБ};$$

для ФКМ-сигнала —

$$R_{ij \text{ макс}}^{\Sigma} = -46.1 \text{ дБ}, R_{ij \text{ инт}}^{\Sigma} = -21.2 \text{ дБ};$$

для ЛЧМ-сигнала —

$$R_{ij \text{ макс}}^{\Sigma} = -18.7 \text{ дБ}, R_{ij \text{ инт}}^{\Sigma} = -6.2 \text{ дБ}.$$

При рассогласовании по частоте Доплера на величину $FpT = 0.5$ имеем: для КДС-ЛЧМ —

$$R_{ijC \text{ макс}}^{\Sigma} = -141.2 \text{ дБ}, R_{ijZ \text{ макс}}^{\Sigma} = -141.2 \text{ дБ}, \\ R_{ij \text{ макс}}^{\Sigma} = -138.2 \text{ дБ}, R_{ijZ \text{ инт}}^{\Sigma} = -132.2 \text{ дБ}, \\ R_{ij \text{ инт}}^{\Sigma} = -129.0 \text{ дБ};$$

для КДС-ЧМн —

$$R_{ijC \text{ макс}}^{\Sigma} = -141.2 \text{ дБ}, R_{ijZ \text{ макс}}^{\Sigma} = -141.6 \text{ дБ}, \\ R_{ij \text{ макс}}^{\Sigma} = -138.1 \text{ дБ}, R_{ijZ \text{ инт}}^{\Sigma} = -132.3 \text{ дБ}, \\ R_{ij \text{ инт}}^{\Sigma} = -129.0 \text{ дБ};$$

для ФКМ-сигнала —

$$R_{ij \text{ макс}}^{\Sigma} = -47.1 \text{ дБ}, R_{ij \text{ инт}}^{\Sigma} = -20.9 \text{ дБ};$$

для ЛЧМ-сигнала —

$$R_{ij \text{ макс}}^{\Sigma} = -20.1 \text{ дБ}, R_{ij \text{ инт}}^{\Sigma} = -7.6 \text{ дБ}.$$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в работе определено, что показатели суммарных ВКФ смежных КДС когерентной пачки превосходят соответствующие показатели суммарных ВКФ смежных ортогональных ФКМ- и ЛЧМ-сигналов как без рассогласования, так и с рассогласованием по частоте Доплера. При этом в нулевой зоне взаимной корреляции КДС-ЛЧМ и КДС-ЧМн имеют приблизительно одинаковые показатели и при отсутствии рассогласования составляют $R_{ijZ \text{ макс}}^{\Sigma}, R_{ijZ \text{ инт}}^{\Sigma} < 300$ дБ, а при относительном рассогласовании по частоте Доплера на величину $FpT = 0.5$ составляют $R_{ijZ \text{ макс}}^{\Sigma}, R_{ijZ \text{ инт}}^{\Sigma} < 100$ дБ, что позволяет решать задачу подавления рекуррентных помех как от точечных целей, так и от протяженных объектов.

Авторы данной работы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при финансовой поддержке Российского научного фонда (проект № 23-19-00485).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Груздов В.В., Колковский Ю.В., Криштопов А.В., Кудря А.И. Новые технологии дистанционного зондирования Земли из космоса. М.: Техносфера, 2018.
2. Кудря А.И., Толстов Е.Ф., Четверик В.Н. // Тр. 5-й Всерос. научн. конф. "Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред". Муром. 26–28 июня 2012. Муром: МивЛГУ, 2012. С. 518.
3. Alexandrov Yu.N., Basilevski A.T., Kotelnikov V.A. et al. // Astrophysics and Space Phys. Rev. 1988. V. 6. № 1. P. 61.
4. Johnson W.T.K. // Proc. IEEE. 1991. V. 79. № 6. P. 777.
5. Campbell B.A., Carter L.M., Campbell D.B. et al. // Icarus. 2010. V. 208. № 2. P. 565.
6. Alfonzo G.C., Jirousek M., Peichl M. // Proc. 9th Europ. Conf. Synthetic Aperture Radar. Nuremberg, 23–26 April 2012. Frankfurt: VDE, 2012.

7. Galati G., Pavan G., Franco A. // Proc. 9th Europ. Radar Conf. Amsterdam, 31 October — 2 November 2012. N.Y.: IEEE, 2013. P. 310.
8. Garren D.A., Pace P.E., Romero R.A. // Proc. 2014 IEEE Radar Conf. Cincinnati, 19–23 May 2014. N.Y.: IEEE, 2014. P. 0765.
9. Захаров А.И. // Тр. 7-й Всерос. научн. конф. “Радиофизические методы в дистанционном зондировании сред”. Муром, 31 мая — 2 июня 2016. Муром: МиВЛГУ, 2016. С. 377.
10. Mittermayer J., Martinez J.M. // Proc. 2003 IEEE Int. Geoscience and Remote Sensing Symp. Toulouse. 21–25 July 2003. N.Y.: IEEE, 2004. P. 4077.
11. Ипанов Р.Н. // РЭ. 2020. Т. 65. № 9. С. 894.
12. Ipanov R.N. // Infocommunications J. 2020. V. 12. № 1. P. 45.
13. Ипанов Р.Н. // Журн. радиоэлектроники. 2019. № 8. <http://jre.cplire.ru/jre/aug19/7/text.pdf>
14. Ipanov R.N. // IET Electron. Lett. 2019. V. 55. № 19. P. 1063.
15. Ипанов Р.Н. // Журн. радиоэлектроники. 2020. № 6. <http://jre.cplire.ru/jre/jun20/11/text.pdf>
16. Ipanov R.N., Komarov A.A. // J. Appl. Remote Sensing. 2020. V. 14. № 4. P. 040501.
17. Ипанов Р.Н. // Журн. радиоэлектроники. 2022. № 7. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.7.5>
18. Ipanov R.N. // Sensing and Imaging. 2023. V. 24. № 1. P. 18.
19. Ипанов Р.Н. // Журн. радиоэлектроники. 2017. № 1. <http://jre.cplire.ru/jre/jan17/14/text.pdf>
20. Ипанов Р.Н. // РЭ. 2018. Т. 63. № 8. С. 823.
21. Ипанов Р.Н. // РЭ. 2020. Т. 65. № 6. С. 578.

APPLICATION OF PROBING SIGNALS WITH ZERO AUTOCORRELATION ZONE FOR SUPPRESSION OF RECURRENT RANGE INTERFERENCE IN SYNTHETIC APERTURE RADARS

R. N. Ipanov*, A. A. Komarov, K. Yu. Kozhevnikov, S. V. Permyakov

*National Research University “Moscow Power Engineering Institute”,
14, Krasnokazarmennaya str., Moscow, 111250 Russian Federation*

**E-mail: iproman@ya.ru*

Received November 20, 2023; revised November 20, 2023; accepted January 15, 2024

The problem of overlap of echo signals of adjacent probing cycles in synthetic aperture radars (SARs), called range ambiguity interference, or recurrent interference, is considered, which is usually solved by using orthogonal linear frequency modulated (chirp) and phase-code shift keyed (PCSK) in adjacent SAR probing cycles, which allows you to successfully suppress false signals from bright point targets from adjacent repetition periods. For SAR, various types of probing PCSK signals with a zero autocorrelation zone are considered, which make it possible to successfully solve the problem of suppressing recurrent interference from both point targets and extended objects. A comparative analysis of the correlation characteristics of orthogonal chirp and PCSK signals with various types of PCSK signals with a zero autocorrelation zone has been carried out.

Keywords: autocorrelation function, cross-correlation function, coherent complementary signal, M-sequence, zero autocorrelation zone, orthogonal signal, pulse train, recurrent interference