

УДК 621.396.96:621.391.8

И.Г. Леонов, А.В. Костянец, Р.В. Голуб

Харьковский национальный университет Воздушных Сил имени Ивана Кожедуба, Харьков

УЛУЧШЕНИЕ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ СВОЙСТВ МНОГОЧАСТОТНЫХ СИГНАЛОВ С ДВОЙНОЙ ОРТОГОНАЛЬНОСТЬЮ ДЛЯ РЛС ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛОРАЗМЕРНЫХ ЦЕЛЕЙ В УСЛОВИЯХ МНОГОЛУЧЕВОСТИ

Проводится анализ и выбор многочастотных зондирующих сигналов для одноканальных РЛС с параметрами, которые обеспечивают уменьшение уровня бокового лепестка сжатого сигнала, что приводит к улучшению её помехозащищённости в условиях многолучёвости.

Ключевые слова: корреляционная функция, ЛЧМ - КФМ сигналы, параметры зондирующего сигнала.

Введение

Постановка проблемы. Современные тенденции проведения военных конфликтов показывают возросший уровень применения противоборствующими сторонами роботизированных средств боевого применения. В первую очередь это касается беспилотных летательных аппаратов (БПЛА). Тактика применения таких летательных аппаратов, малые размеры, материалы, из которых их производят, погодные условия и среда распространения в целом не всегда позволяют выявить БПЛА имеющимися на вооружении РЛС [1]. Это связано с флуктуациями сигнала отражённого даже от „точечной” цели. С флуктуациями обычно борются путём создания некоррелированными копий эхо-сигналов, полученных в разные моменты времени или разнесённых по частоте с последующим их усреднением. Наиболее технически просто последнее может быть реализовано в РЛС с составными широкополосными зондирующими сигналами. Составляющие таких сигналов обычно ортогональны во временной или частотной области. Наиболее полно требованиям ортогональности отвечают последовательные (составные по времени) многочастотные (составные по частоте) сигналы.

Применение последовательных многочастотных сигналов позволяет в значительной мере уменьшать степень отрицательного влияния флуктуаций отражённых сигналов на характеристики обнаружения РЛС в заданной области пространства. Размер области пространства, в которой производится обнаружение, и её форма определяется, прежде всего, корреляционными свойствами зондирующего сигнала.

В известной литературе достаточно полно рассмотрены свойства параллельных многочастотных и дискретных частотно-манипулированных сигналов [2], которые ограничивают возможности их приме-

нения при локации движущихся в условиях многолучёвого распространения радиоволн. Нестационарность характеристик луча приводит к необходимости оперативного управления параметрами зондирующего сигнала.

Поэтому актуальным является анализ корреляционных свойств сигналов с двойной ортогональностью и изменяемыми частотно-временными параметрами.

Цель статьи: исследование возможностей улучшения корреляционных свойств многочастотных сигналов с двойной ортогональностью для РЛС обнаружения малоразмерных целей в условиях многолучёвости.

Основная часть

Проведенный анализ [3] показывает, что вероятность правильного обнаружения РЛС малоразмерных целей на фоне помех составными сложными сигналами существенно зависит от ширины главного лепестка и уровней боковых лепестков их автокорреляционных функций (АКФ). Поэтому при выборе параметров сложных сигналов для таких РЛС важным является анализ их АКФ. Вычисление АКФ таких сигналов в непрерывных функциях можно осуществить по известному соотношению

$$\dot{\rho}(\tau, \Omega) = \frac{1}{2\sqrt{E_1 E_2}} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{u}_c(t) \dot{u}_\phi(t - \tau) e^{j\Omega t} dt, \quad (1)$$

где $\dot{u}_c(t)$ и $\dot{u}_\phi(t - \tau)$, E_1 и E_2 – комплексные огибающие и энергии сигнала, а так же импульсные характеристики согласованного фильтра (СФ) соответственно; $\Omega = 2\pi F_d$ (F_d – частота Доплера).

Как показано в [3], соотношение (1) для различных видов сигналов достаточно громоздко. Получить же универсальное соотношение для произвольного ансамбля различных видов сложных сигналов в замкнутой математической форме затрудни-

тельно.

Для составных сигналов по времени и частоте (сигналы с двойной ортогональностью) разработана универсальная численная методика расчета на ЭВМ их АКФ. Согласно этой методике, исследуемые сигналы представлялись в виде дискретной временной последовательности парциальных радиоимпульсов длительностью τ_0 и произвольным законом изменения фазы и частоты их заполнения.

Для примера рассмотрим сигналы с двойной ортогональностью, парциальные составляющие которых прямоугольные ЛЧМ импульсы. На рис. 1 показана временная структура таких сигналов для линейного закона изменения частоты. При этом сигнал можно заменить дискретной моделью и представить в виде:

$$u_c(t) = \sum_{n=1}^{N_0} U_n \text{rect}[t - (n-1)\tau_0] \times \exp\left\{j\left[\omega_n(t - (n-1)\tau_0) - \theta_n\right]\right\}, \quad (2)$$

где u_n , ω_n , θ_n – амплитуда, частота, начальная фаза n -й составляющей сигнала; N – общее количество дискрет в сигнале; $j = \sqrt{-1}$;

$$\text{rect}[t - (n-1)\tau_0] = \begin{cases} 1, & \text{при } (n-1)\tau_0 \leq t \leq n\tau_0; \\ 0, & \text{при } (n-1)\tau_0 > t > n\tau_0. \end{cases} \quad (3)$$

Подставляя (2) в выражение (1), и переходя в (2) к одной сумме, после замены переменных получим соотношение удобное для проведения расчетов на ЭВМ:

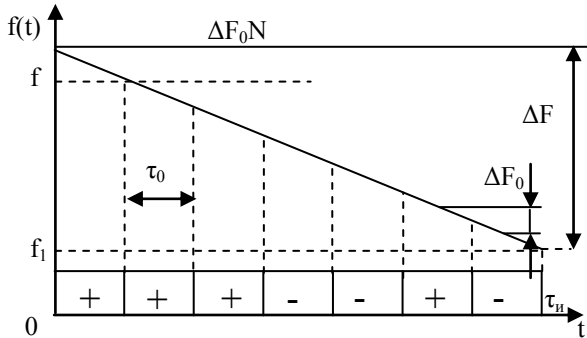


Рис. 1. Временная-частотная структура сигнала

$$\rho(\tau, \Omega) = \begin{cases} \frac{1}{N_0} \sum_{n=N_0-\ell}^{N_0+\ell} \rho_0 \exp\left\{j\left[\omega_n(n+\ell-1,5)\tau_0 + \omega_k(k+1,5)\tau_0 - N_0\tau_0\omega_k + \Omega(n-1,5)\tau_0 + \theta_k - \theta_n\right]\right\}, & \text{при } -\tau_u/2 < 0 < \tau_u/2; \\ 0 & \text{при } |\tau| > \tau_0, \end{cases} \quad (4)$$

где $\rho_0 = \sin\{\omega_k - \omega_n - \Omega\}\tau_0/2 / (\omega_k - \omega_n - \Omega)\tau_0/2$,

а индекс k относится к устройству обработки.

Легко убедиться, что подобная форма записи

является достаточно универсальной и позволяет рассчитывать АКФ с любым законом изменения частоты и фазы парциальных составляющих сигнала и произвольном законе изменения частоты сигнала с двойной ортогональностью. Такое представление составных сигналов позволяет переходить от классических ФКМ сигналов к дискретно-частотно-фазово манипулированным сигналам с произвольным выбором вида парциальных составляющих законом изменения частоты сигнала.

Для анализа АКФ сигнала (рис. 1) выражение (4) можно представить в более простом виде:

$$\rho(\tau, \Omega) = \begin{cases} \frac{1}{N_0} \sum_{n=N_0-\ell}^{N_0+\ell} \rho_0 \exp\left\{j\left[(\Omega - \Delta\omega\ell)(n-1,5) \times \tau_0 + \theta_k - \theta_n\right]\right\}, & \text{при } -\tau_u/2 < 0 < \tau_u/2; \\ 0 & \text{при } |\tau| > \tau_0, \end{cases} \quad (5)$$

где $\Delta\omega = 2\pi\Delta F/(N-1)$; ΔF – девиация частоты ЛЧМ сигнала.

При использовании в качестве кода фазовой манипуляции рекуррентных последовательностей будем применять их условные обозначения, принятые в [2]. Например, M_1^6 обозначает, что количество дискрет КФМ $N_c = 2^6 - 1$, а 1 – условный номер последовательности. Сначала рассмотрим характерные сечения и область, где возможен аналитический анализ функций (5): сечения плоскости $\Omega = \Delta\omega\ell = 2\pi\Delta F\tau_c / \tau_u$; область $\tau < \tau_0$ при $\tau_0 \gg 1/\Delta F$; где τ_0 – длительность дискреты КФМ.

Значение для сечения функции (5) плоскостью $\Omega = \Delta\omega\ell$ сводится к известному выражению [2] для АКФ КФМ сигнала. Это позволяет сделать вывод, что введение внутриимпульсной кодо-фазовой манипуляции в многочастотные сигналы приводит к уменьшению неопределенности вблизи главного пика АКФ.

Для области $|\tau| < \tau_0$ при $\tau_0 \gg 1/\Delta F$, представляющей наибольший практический интерес, выражение (5) можно представить в виде N_c сумм, где N_c – количество парциальных составляющих сигнала. После преобразования каждой из них по методике, описанной в [2], выражение (4) приводится к виду:

$$\rho(\tau, \Omega) = \begin{cases} \sum_n f(n) + \frac{\sin[\pi(T_0 - |\tau|)(F_d + \Delta F\tau / \tau_u)]}{\pi(F_d + \Delta F\tau / \tau_u)\tau_u} \times \\ \times \frac{\sin[N_c T_0 \pi(F_d + \Delta F\tau / \tau_u)]}{N_c \sin[\pi T_0 (F_d + \Delta F\tau / \tau_u)]}, & \text{при } |\tau| \leq \tau_0; \\ 0 & \text{при } |\tau| > \tau_0, \end{cases} \quad (6)$$

где $\sum_n f(n)$ – сумма остаточных членов, которая может быть заменена их оценкой $3/\sqrt{N_c}$ [2].

Анализ (6) показывает, что АКФ сигнала с двойной ортогональностью можно представить произведением двух сомножителей. При этом первый сомножитель описывает функцию, близкую к двумерной АКФ сигнала в целом, а второй сомножитель описывает двумерную функцию в виде гребней единичной амплитуды, расположенной на уровнях $\Omega=2\pi N/\tau_0+\Delta\omega l$, где $N = 0, 1, 2$.

Из выражения (6) следует, что при базе парциального сигнала B_i приблизительно равно базе сигнала в целом B_Σ (рис. 3) имеет характерную структуру АКФ парциальной составляющей сигнала.

При $B_i \leq B_\Sigma$ на поведение АКФ сигнала существенно влияют параметры сигнала в целом (рис. 2 – 5).

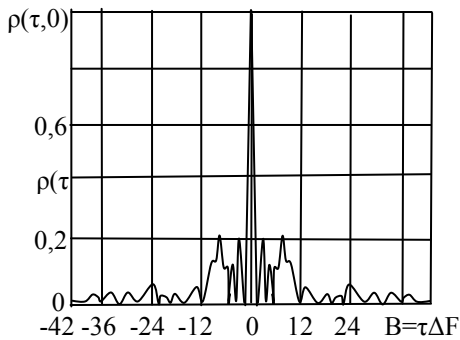


Рис. 2. АКФ сигнала для $N_c=5$, Баркер, $\Delta F\tau_n=100$, $B_i=4$

При этом внутриимпульсная КФМ осуществлялась по закону рекуррентных M -последовательностей, условные номера которых M_1^4, M_1^5, M_1^6 с $N_c = N_\phi = -15, 31, 63$.

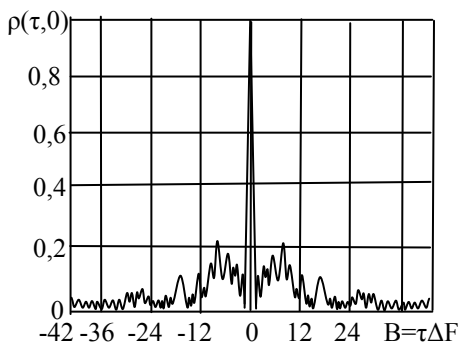


Рис. 3. АКФ сигнала для $N_c=15$, код M_1^4 , $\Delta F\tau_n=100$, $B_i=0,445$

Из рис. 2 – 5 видно, что с увеличением N_c боковые лепестки АКФ приобретают более изрезанный характер, его разрешающая способность по времени

по-прежнему определяется всей шириной спектра сигнала, а уровень и характер боковых лепестков АКФ определяется в основном числом дискрет фазовой манипуляции $N_{c, \phi}$ и корреляционными свойствами кодов КФМ. Увеличение числа дискрет КФМ приводит к тому, что боковые лепестки АКФ приобретают все более хаотический характер, а их максимальный уровень для случая линейных рекуррентных M -последовательностей определяется эмпирически полученной формулой $\rho_m \approx 1/\sqrt{N_c}$.

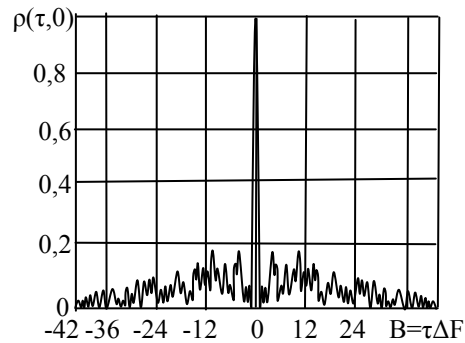


Рис. 4. АКФ сигнала для $N_c=31$, код M_1^5 , $\Delta F\tau_n=100$, $B_i=0,1$

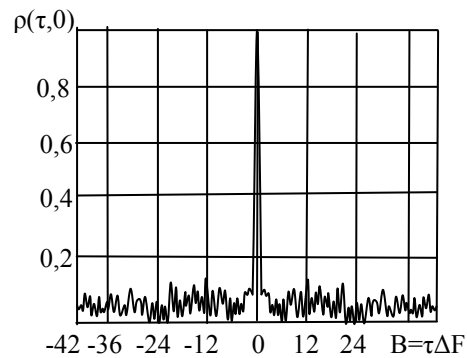


Рис. 5. АКФ сигнала для $N_c=63$, код M_1^6 , $\Delta F\tau_n=256$, $B_i=0,064$

В отличие от КФМ сигнала боковые лепестки АКФ сигнала с двойной ортогональностью при $N_c < 63$ имеют спадающий с увеличением τ средний уровень, образующие своеобразный пьедестал, который становится ближе $\tau_c \geq 63$. Это обусловлено влиянием первого множителя в (6). Такой уровень ρ_m в многолучевых каналах при малых N может оказаться недостаточным [2].

Из полученных результатов следует, что в одноканальных РЛС необходимо рационально выбирать τ_0, f_n, θ_n , – длительность, частоту, начальную фазу n -й парциальной составляющей сигнала и закон изменения частоты сигнала в целом.

Уменьшение ρ_m возможно при нарушении ортогональности по частоте (рис. 6) или по времени.

Практическая реализация нарушения ортогональности по частоте предпочтительней. При этом форма огибающей сигнала остаётся постоянной, спектр становится скруглённым, а сам сигнал квазишумовым. Авто и частотно корреляционные функции такого сигнала будут иметь однопиковый характер, а уровень боковых лепестков будет определяться соотношением ширины спектра $\Delta F_{\text{лчм}}$, длительностью τ_0 парциала и ширины спектра ΔF_{Σ} , длительностью сигнала τ_n в целом.

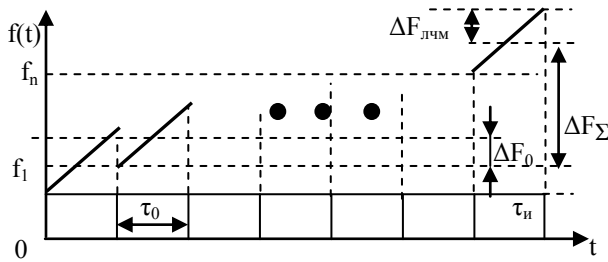


Рис. 6. Время-частотная структура сигнала с перекрытием парциальных составляющих по частоте

На рис. 7 изображена двумерная функция рассогласования сигнала с двойной ортогональностью с перекрытием спектров парциальных составляющих.

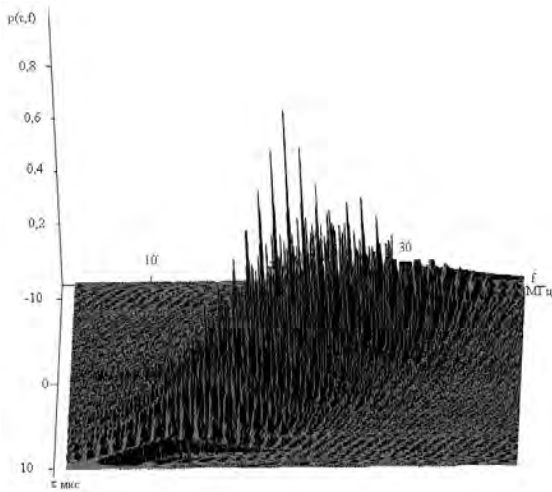


Рис. 7. Двухмерная функция рассогласования сигнала с двойной ортогональностью с перекрытием спектров парциальных составляющих

Анализ результатов математического моделирования показал, что функция рассогласования такого сигнала носит многопиковый характер. АКФ (рис. 8) такого сигнала определяется степенью перекрытия и длительностью парциальных составляющих сигнала. Разрешающая способность по дальности зависит от степени перекрытия и ширины суммарного спектра сигнала и в среднем определяется соотношением $\tau_{\text{сж}} = 1/\Delta F_{\Sigma}$. Уровень боковых лепестков АКФ сигнала

ла с двойной ортогональностью зависит от степени перекрытия спектров парциалов, показан на рис. 9. Кривая 1 соответствует уровню ближнего, а кривая 2 – максимального боковых лепестков.

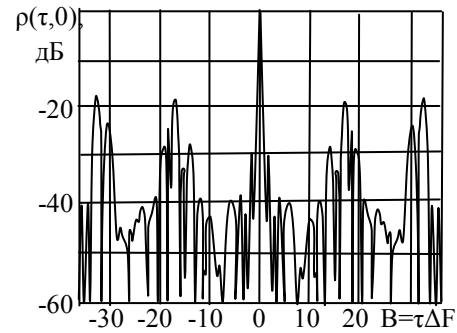


Рис. 8. Характерная АКФ сигнала с двойной ортогональностью с перекрытием спектров парциальных составляющих

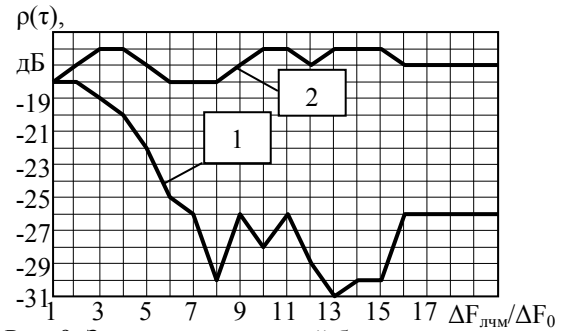


Рис. 9. Зависимость уровней боковых лепестков АКФ сигнала с двойной ортогональностью от степени перекрытия спектров парциалов

Частотная корреляционная зависит от длительности сигнала имеет форму, близкую к $\sin x/x$. Разрешающая способность по частоте определяется длительностью сигнала (τ_n).

Анализ полученных результатов показал, что для заданного количества дискрет и частотного разнеса составляющих существует оптимальное перекрытие спектров парциальных составляющих, которое позволяет синтезировать сигналы с уровнем ближних боковых лепестков АКФ 30 – 31 дБ, а дальних 16 – 18 дБ. Такой уровень боковых лепестков достаточен при локации малоразмерных целей в условиях многолучевого распространения радиоволн при использовании малоканального RAKE приёмника или приёмника с эквалайзингом.

Практическая реализация цифровых формирователей сигналов с двойной ортогональностью рассмотрена в работах [3; 4; 5], а их устройства обработки могут быть синтезированы на основе результатов работ [6; 7].

Выводы

1. Исследована возможность улучшения корреляционных свойств многочастотных сигналов с двойной ортогональностью путём перекрытия спектров частотных составляющих.
2. В качестве практической рекомендации по реализации формирователей рассмотренного типа сигналов предложено использовать ЦСС прямого синтеза.
3. Показана целесообразность использования таких сигналов в РЛС обнаружения малоразмерных целей в условиях многолучёвости.

Список литературы

1. Довідник учасника АТО: озброєння і військова техніка збройних сил Російської федерації / [А.М. Алімнієв, Г.В. Певцов, Д.В. Гриб та ін.]; за загальною редакцією А.М. Алімнієва. – Х.: Оригінал, 2015. – 732 с.
2. Nadav Levanon. Radar Signals / Nadav Levanon, Eli Mozeson. – John Wiley & Sons, Inc, 2004. – 411 p.
3. Леонов И.Г. Цифроаналоговое формирование многочастотных сигналов для РЛС приморского базирования со сверхбыстрым обзором пространства / И.Г. Леонов, А.В. Костянец // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України: науково-технічний журнал. – Х.: ХУПС, 2015. – № 4 (21). – С. 68-70.
4. Лошаков В.А. Анализ возможностей цифровых синтезаторов сигналов по формированию сложных сигналов с изменяемыми параметрами / В.А. Лошаков,

И.В. Красношапка, А.В. Костянец // Системы обработки информации. – Х.: ХУПС, 2006. – Вып. 4(53). – С. 124-133.

5. Карлов В.Д. Формирование сложных сигналов методом цифрового синтеза с дискретным переключением частот для РЛС приморского базирования / В.Д. Карлов, А.В. Костянец и др. // Збірник наукових праць. – Х.: ХВУ, 2003. – Вып. № 3 (46). – С. 46-48.

6. Карлов В.Д. Об одной возможности синтеза когерентного многочастотного сигнала с заданными корреляционными свойствами / В.Д. Карлов, И.Г. Леонов, Р.М. Животовский, В.Н. Петрушенко // Збірник наукових праць Харківського університету Повітряних Сил. – Х.: ХУПС, 2012. – Вып. 4(33). – С. 79-84.

7. Леонов И.Г. О возможности согласования частотных характеристик радиолокационного канала и амплитудно-частотного спектра многочастотного зондирующего сигнала / И.Г. Леонов, А.Н. Коржов, Р.Н. Животовский, И.М. Пичугин // Системы озброєння і військова техніка: науковий журнал. – Х.: ХУПС, 2014. – №3(39). – С. 122-126.

Поступила в редколлегию 13.10.2016

Рецензент: д-р техн. наук проф. В.Д. Карлов, Харьковский национальный университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков.

ПОЛІПШЕННЯ КОРЕЛЯЦІЙНИХ ВЛАСТИВОСТЕЙ БАГАТОЧАСТОТНИХ СИГНАЛІВ З ПОДВІЙНОЮ ОРТОГОНАЛЬНІСТЮ ДЛЯ РЛС ВИЯВЛЕННЯ МАЛОРОЗМІРНИХ ЦІЛЕЙ В УМОВАХ БАГАТОПРОМІНЕВОСТІ

І.Г. Леонов, О.В. Костянець, Р.В. Голуб

Проводиться аналіз і вибір багаточастотних зондуючих сигналів для одноканальних РЛС із параметрами, які забезпечують зменшення рівня бічного пелюстка стислого сигналу, що приводить до поліпшення її завадозахищеності в умовах багатопроміневої.

Ключові слова: кореляційна функція, ЛЧМ - КФМ сигнали, параметри зондуючого сигналу.

CORRELATION PROPERTIES IMPROVEMET OF MF SIGNALS WITH DOUBLE ORTHOGONALITY FOR DETECTION SMALL TARGETS RADAR IN MULTIPATH CONDITIONS

I.G. Leonov, A.V. Kostyanec, R.V. Golub

The analysis and the choice of MF signals for single-channel radar with parameters that provide the decrease side lobe level of the compressed signal is obtained. This fact provides the noise immunity improvement in multipath conditions.

Keywords: correlation function, LFM – PCP signals, signal parameters.