

Исключение эффекта неоднозначного измерения дальности в импульсной РЛС с повышенной разрешающей способностью по дальности и скорости

© А.А. Роженцов, Я.А. Фурман, А.В. Казаринов

Поволжский государственный технологический университет

Рассмотрены подходы к подавлению боковых лепестков сжатого фазокодированного сигнала импульсной радиолокационной системы (РЛС). За счет модификации кодирующих последовательностей с равномерным энергетическим спектром и применения методов их обработки, не требующих выделения на дистанции локуса для получения результатов циклической обработки, показана возможность однозначного разрешения перекрывающихся сигналов от целей даже в тех случаях, когда время запаздывания отраженного сигнала превышает период повторения. Показано, что для достижения уровня корреляционных шумов, обусловленных квантованием квадратурных составляющих ниже -100 дБ, разрядность аналого-цифрового преобразователя (АЦП) должна составлять 12–16 разрядов, причем с увеличением размерности композиционного контура требования к разрядности АЦП снижаются.

Ключевые слова: импульсная радиолокация, сжатие сигналов, разрешение сигналов, аналого-цифровое преобразование, подавление боковых лепестков, корреляционный шум.

Введение. Первые РЛС со сжатием импульсов появились в середине XX в. Наряду с неоспоримыми достоинствами, таким системам присущи и определенные недостатки, связанные с тем, что на выходе фильтра сжатия помимо основного (главного) лепестка корреляционной функции сигнала образуется и ряд боковых лепестков. Если сигналы от нескольких целей с большим отношением эффективной площади рассеяния (ЭПР) перекрываются, то боковые лепестки сигнала от цели с большим значением ЭПР могут замаскировать отклик от цели с малым значением ЭПР, что затрудняет или делает невозможным их обнаружение на фоне шумов и помех. Для борьбы с этим явлением было предложено несколько подходов, среди которых преимущественно используется три.

Первый связан с применением весовых фильтров, устанавливаемых после фильтра сжатия, основная задача которых заключается в подавлении боковых лепестков корреляционной функции [1]. Широкое распространение получили фильтры со взвешиванием по Хеммингу и по Тэйлору, обеспечивающие подавление боковых лепестков линейно-

частотной модуляции (ЛЧМ) сигнала до уровня соответственно -43 и -40 дБ. Однако при этом появилось расширение основного лепестка в отклике системы обработки примерно в 1,5 раза и снижение отношения сигнал/шум на $1,15 \dots 1,34$ дБ. Поскольку применяемые методы обработки на базе ациклической фильтрации принципиально не могут обеспечить полного подавления боковых лепестков корреляционной функции, существующие подходы направлены преимущественно либо на синтез более совершенных весовых фильтров, либо на синтез последовательностей с минимальным уровнем боковых лепестков ациклической корреляционной функции. Задача их полного подавления не ставится.

Иной подход к снижению уровня боковых лепестков корреляционной функции был показан в работах [2, 3], где предложено использовать кодирующие последовательности с равномерным энергетическим спектром и дельтовидной циклической автокорреляционной функцией, имеющей нулевой уровень боковых лепестков. Для обеспечения возможности использования подобных кодирующих последовательностей в РЛС с импульсным режимом работы разработан алгоритм «через- k -шагового суммирования» (ЧКШС), позволяющий получить результаты циклической фильтрации по данным ациклической обработки в пределах некоторого фрагмента дистанции (локуса). Однако при этом необходимы выбор положения локуса на дистанции, определение его размеров и устранение неоднозначности измерения дальности. Кроме того, применение алгоритма ЧКШС приводит к ухудшению отношения сигнал/флуктуационный шум, что ограничивает область его применения.

Подход к полному подавлению боковых лепестков циклической корреляционной функции путем использования инверсного фильтра рассмотрен в работах [4, 5], однако наряду с перечисленными выше факторами дополнительное ухудшение отношения сигнал/шум будет происходить из-за неравномерности амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) инверсного фильтра.

Еще одной проблемой, с которой приходится сталкиваться при работе импульсных РЛС дальнего радиолокационного обнаружения, является неоднозначность измерения дальности до целей, если время задержки отраженного сигнала превышает период повторения станции.

В данной работе предлагается преодолеть эти недостатки за счет модификации кодирующих последовательностей с равномерным энергетическим спектром и применения методов их обработки, не требующих выделения на дистанции локуса для получения результатов циклической обработки в РЛС с импульсным режимом работы.

Кодирующие последовательности на базе композиционных контуров. В работе [2] рассмотрены вопросы синтеза и обработки кодирующих последовательностей (сигнально-кодовых конструкций) с особыми спектральными и корреляционными свойствами, векторные диаграммы которых можно ассоциировать с визуальными фигурами в виде контуров. Такие кодирующие последовательности на базе композиционных контуров обладают равномерным энергетическим спектром и дельтовидной одномерной автокорреляционной функцией, что обеспечивает повышенную разрешающую способность по дальности. Составляющие их элементарные контуры обладают дельтовидными непересекающимися спектрами и образуют алфавит ортогональных сигналов, эффективных для распознавания.

Элементарный контур $\Gamma_m = \{\gamma_m(n)\}_{n=0, s-1}$ размерностью s и порядка m задается следующим соотношением:

$$\gamma_m(n) = \exp\left\{i \frac{2\pi}{s} mn\right\}, \quad n = 0, 1, \dots, s-1.$$

Базовый композиционный контур размерностью $K = s^2$ образуется конкатенацией элементарных контуров:

$$\Gamma_{\bar{0}} = \{\Gamma_m\}_{m=0}^{s-1}.$$

На рис. 1 приведен пример элементарных контуров $\Gamma_0, \Gamma_1, \Gamma_2$ размерностью $s = 3$, составленный из них композиционный контур и его ациклическая и циклическая корреляционные функции.

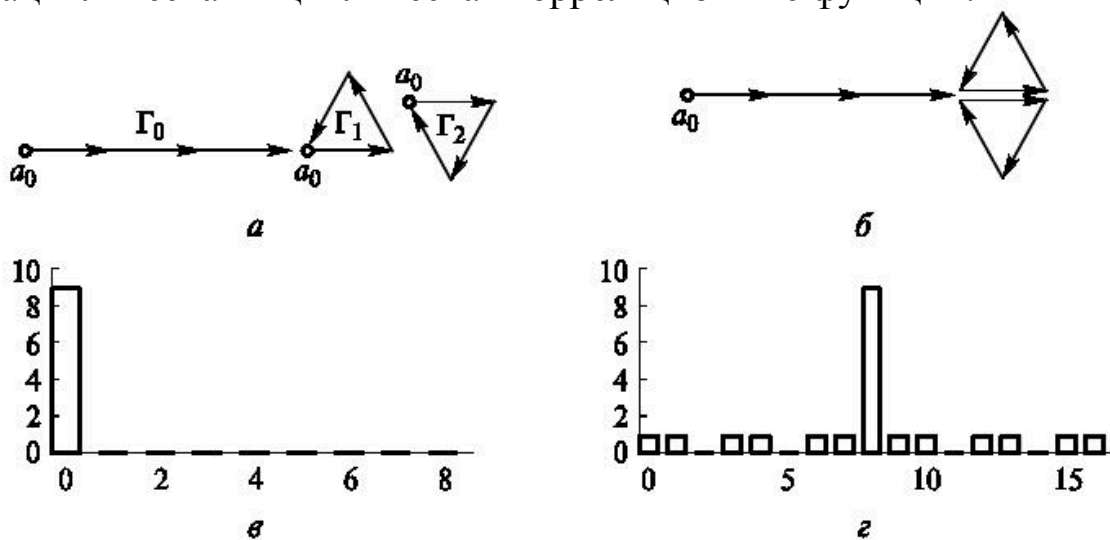


Рис. 1. Пример формирования композиционного контура:

a — элементарные контуры $\Gamma_0, \Gamma_1, \Gamma_2$; b — композиционный контур $\Gamma_{\bar{0}}$; $\bar{\nu}$ — модули отсчетов ациклической АКФ композиционного контура; $\bar{\nu}$ — модули отсчетов циклической АКФ композиционного контура

Отсчеты циклической корреляционной функции могут быть получены по результатам ациклической обработки сигнала, за счет чего обеспечивается режим повышенной разрешающей способности по дальности [2]. Однако при этом происходит увеличение уровня флуктуационных шумов, поскольку необходимо выполнять суммирование отсчетов автокорреляционной функции (АКФ) в пределах некоторого локуса, выделяемого на дистанции на основании априорных сведений о возможном положении целей. В связи с этим возникает задача разработки алгоритмов формирования и обработки сигналов на базе композиционных контуров, свободных от этих недостатков.

В работе [6] показано, что дополнение отсчетов композиционного контура нулями между элементарными контурами таким образом, чтобы количество нулей l удовлетворяло условию $l = rs$, $r = 0, 1, 2, \dots$, не нарушает равномерности энергетического спектра кодирующей последовательности и дельтовидности ее АКФ. Назовем кодирующую последовательность на базе композиционного контура со вставкой нулей модифицированным композиционным контуром.

При формировании на базе такой кодирующей последовательности зондирующего сигнала введение достаточно большого количества нулей между отсчетами кодирующей последовательности будет фактически означать переход от непрерывного режима работы РЛС к импульсному режиму. Если пауза между излучением сигналов, ассоциированных с отдельными элементарными контурами, будет удовлетворять условию

$$T_{\Pi} = l\sigma\tau_{\text{ки}},$$

где $\tau_{\text{ки}}$ — длительность одного кодового интервала, то период между излучением сигналов РЛС будет $T = s\tau_{\text{ки}} + T_{\Pi}$, а время цикла, необходимое для излучения сигнала, ассоциированного с полным композиционным контуром, составит (рис. 2)

$$T_{\text{ц}} = sT.$$

При выполнении указанных условий кодирующая последовательность на интервале $T_{\text{ц}}$ будет иметь АКФ, не обладающую краевыми эффектами. Обновление сигнала в каждом периоде повторения обеспечивает расширение диапазона однозначно измеряемых задержек сигнала от величины T до $T_{\text{ц}}$. Кроме того, появляется возможность эффективной борьбы с уводящими помехами, поскольку одновременное появление сигналов с задержками $\tau \approx \tau_0 + mT$, где τ_0 — истинная задержка прихода сигнала от цели, $m = 1, 2, \dots, s-1$, является маловероятным событием и такие сигналы могут быть легко выявлены при использовании предлагаемых кодирующих последовательностей.

Рассмотрим пример обработки сигнала на базе модифицированного композиционного контура. Положение сигналов на дистанции представлено на рис. 2, б. На рис. 2, в показана смесь сигналов, поступающих на вход приемника. Сигнал, отраженный от цели C_0 , будет повторять сигнал, излучаемый в данном периоде работы РЛС с масштабом μ_0 , сигнал, отраженный от цели C_1 с масштабом μ_1 , будет задержан на один период относительно излучаемого в данном периоде сигнала, сигнал от цели C_2 будет иметь задержку на два периода повторения и масштаб μ_2 .

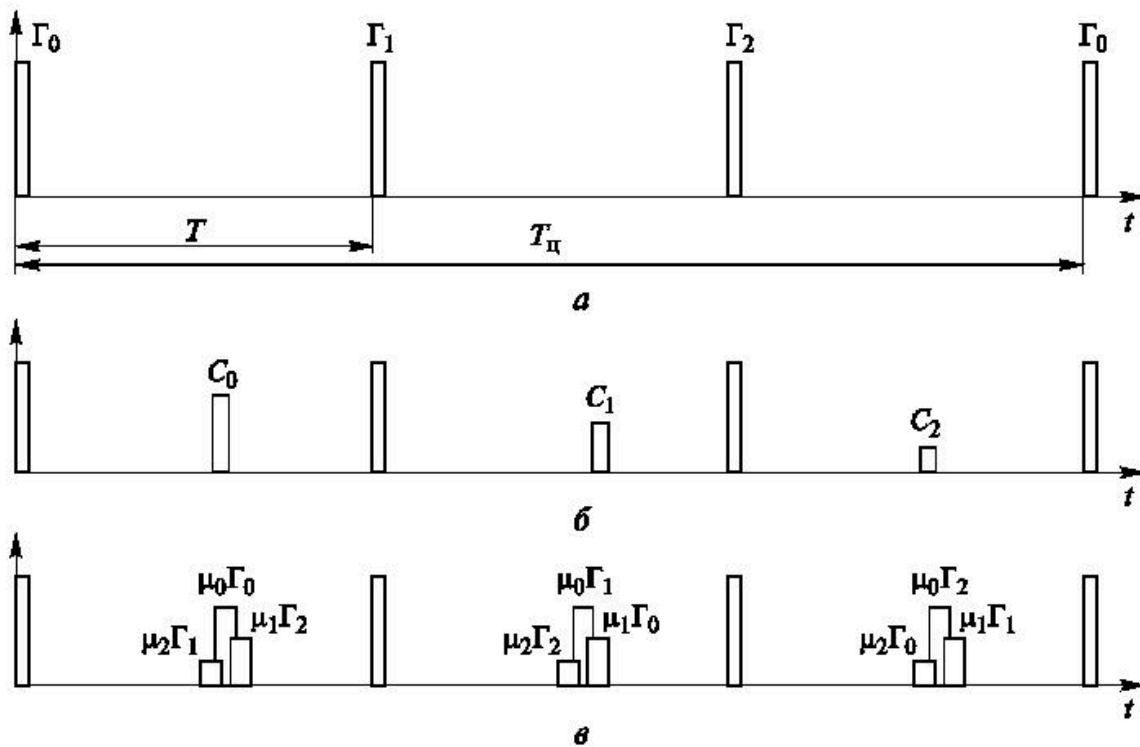


Рис. 2. Пример формирования отраженных сигналов в РЛС с обновляемым в каждом периоде сигналом:

а — порядок излучения сигналов; б — расположение целей на дистанции; в — взаимное расположение отраженных сигналов в различных периодах повторения

На рис. 3 приведены: числовой пример формирования кодирующей последовательности зондирующего сигнала для случая $s = 3, l = 2$, распределение по дистанции кодов отраженных сигналов (рис. 3, а), код суммарного сигнала (рис. 3, б), отсчеты его амплитуды (рис. 3, в) и результаты циклической обработки (рис. 3, г). Так как циклическая АКФ модифицированного композиционного контура является дельтовидной, то и результат обработки сигналов будет содержать ненулевые отсчеты корреляционной функции при тех сдвигах, которые соответствуют времени задержки одного из отраженных сигналов (см. рис. 3, в).

$$\Gamma = \left\{ \begin{array}{l} 1; 1; 1; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 1; -0,5 + 0,86i; 0,5 - 0,86i; \\ 0; 0; 0; 0; 0; 0; 0; 1; -0,5 - 0,86i; 0; 0; 0; 0; 0; 0 \end{array} \right\}.$$

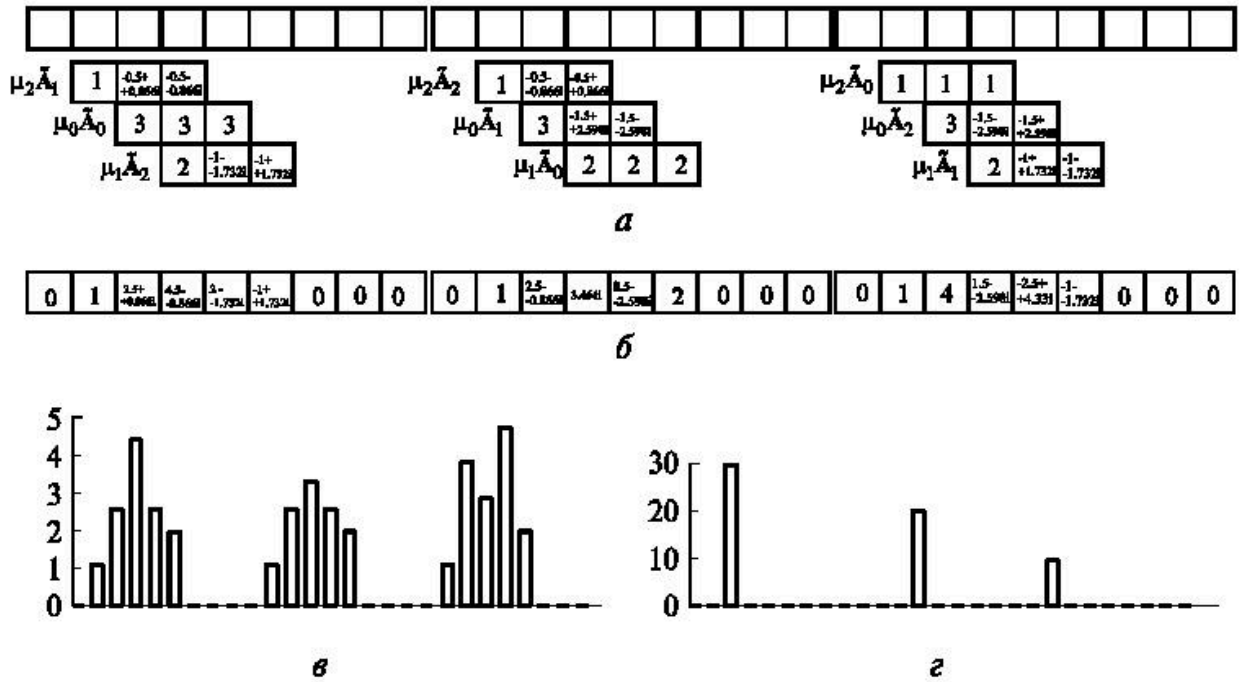


Рис. 3. Пример формирования и обработки отраженного сигнала:

а — положение отсчетов сигнала на дистанции; б — отсчеты суммарного сигнала; в — график модулей отсчетов суммарного сигнала; г — результат вычисления циклической взаимной КФ

Данный пример подтверждает возможность однозначного разрешения перекрывающихся сигналов от целей даже в тех случаях, когда время запаздывания отраженного сигнала превышает период повторения.

Совместное разрешение сигналов на базе модифицированных композиционных контуров по времени и частоте Доплера. Рассмотрим влияние доплеровского сдвига на возможность обработки кодирующих последовательностей на базе композиционных контуров. Потенциальные возможности разрешения сигналов с различными доплеровскими сдвигами определяются формой функции неопределенности сигнала, отсчеты которой для контурного сигнала задаются соотношением

$$\eta(s, \Delta \varphi_D) = \left| \sum_{n=0}^{K-1} v(n) \gamma(n-s) \right| = \left| \sum_{n=0}^{K-1} \gamma(n) \exp \{i n \Delta \varphi_D\} \gamma(n-s) \right|,$$

где $\Delta \varphi_D = F_D \tau_{\text{ки}}$ — доплеровский набег фазы на одном кодовом интервале; F_D — частота Доплера; $\tau_{\text{ки}}$ — длительность кодового интервала. На рис. 4 приведены примеры функции неопределенности

для базового композиционного контура размерностью $K = 9$ и для образованного на его базе модифицированного композиционного контура со значением $l = 6$ размерностью $K = 27$.

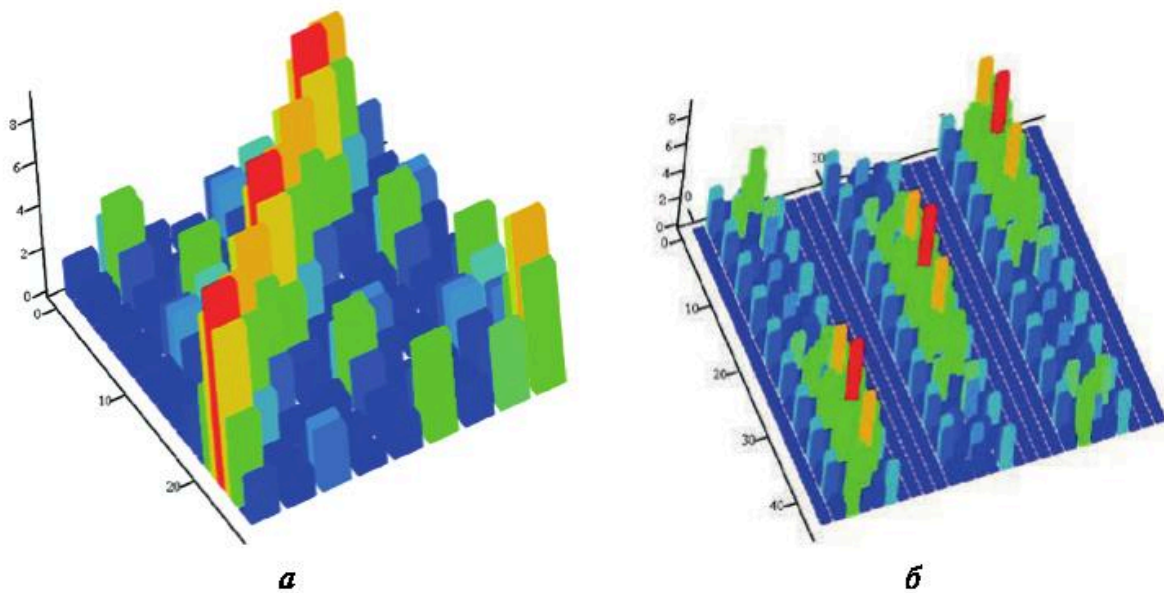


Рис. 4. Функция неопределенности сигнала на базе композиционного контура:

а — для сигнала без вставки нулей; *б* — для сигнала со вставкой нулей

Как показывает анализ формы функции неопределенности, увеличение длительности сигнала за счет вставки нулевых интервалов приводит к группировке боковых лепестков функции неопределенности вокруг оси нулевых временных сдвигов и формированию нескольких областей низкой корреляции.

Оценка влияния шумов квантования на результаты обработки фазокодированных сигналов с равномерным энергетическим спектром. При обработке фазокодированных последовательностей одним из главных вопросов является влияние искажений, вносимых приемопередающим трактом на результаты обработки. Значительное влияние на точность оценки фазы и амплитуды текущего вектора оказывают параметры АЦП, используемого для преобразования в цифровую форму отсчетов сигнала на выходе квадратурного детектора, в частности, разрядность его шкалы квантования. При решении задачи разрешения сигналов критериями качества обработки сигналов могут служить либо максимальный уровень боковых лепестков корреляционной функции, либо их средняя энергия. В связи с этим оценку влияния параметров АЦП на результаты обработки кодовых последовательностей с радиоэлектронными средствами будем проводить на основе указанных критериев. Исследования проводились на основе компьютерного моделирования в соответствии с приведенным ниже алгоритмом.

1. Задается размерность композиционного контура $K = s^2$.
2. Задается разрядность шкалы квантования (с учетом знакового разряда) n .
3. Вычисляются округленные отсчеты композиционного контура:

$$\gamma^{(\text{окр})}(m) = \text{round}\left(\text{Re}(\gamma(m))2^{n-1}\right) + i \cdot \text{round}\left(\text{Im}(\gamma(m)) \cdot 2^{n-1}\right), \\ m = 0, 1, \dots, K-1.$$

4. Вычисляется циклическая АКФ контура.
5. Определяется относительный максимальный уровень бокового лепестка $p_{\max} = 20 \lg \frac{|\eta_{\max}|}{|\eta(0)|}$ и средний нормированный уровень энергии боковых лепестков:

$$p_{\text{ср}} = 10 \lg \frac{\sum_{m=1}^{K-1} |\eta(m)|^2}{|\eta(0)|^2 (K-1)}.$$

6. Повторяются пп. 2–5 для различных разрядностей шкалы квантования.

На рис. 5–7 приведены результаты моделирования воздействия шумов квантования на результаты обработки композиционных контуров различной размерности.

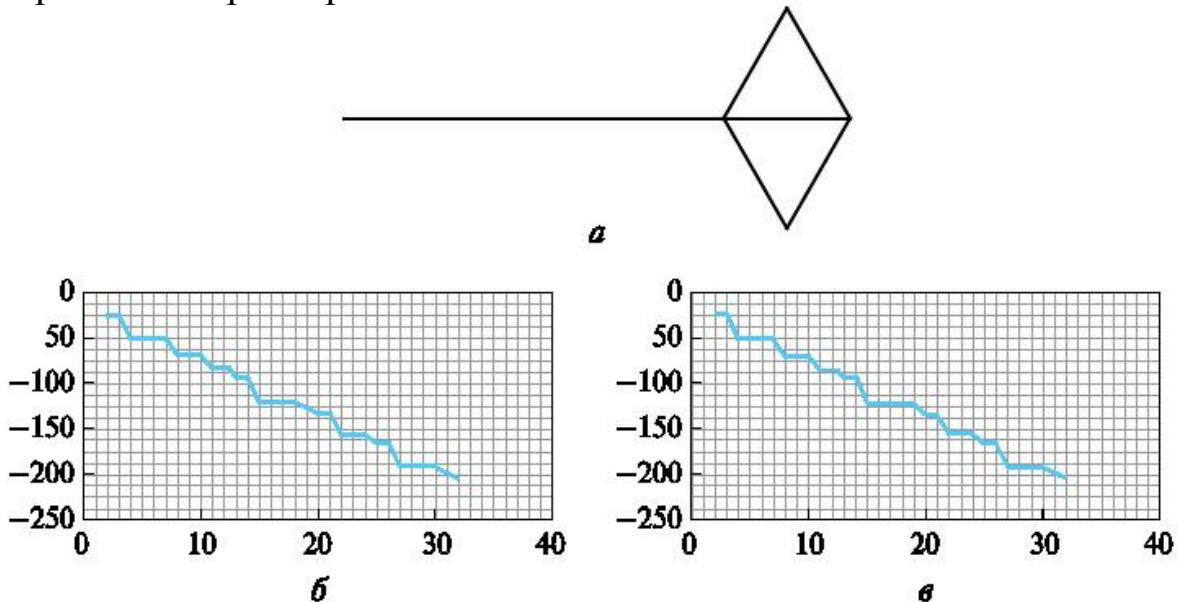


Рис. 5. Результат моделирования воздействия шумов квантования на обработку композиционного контура размерностью $s = 3$:

a — вид контура; b — график зависимости максимального уровня боковых лепестков циклической корреляционной функции от разрядности шкалы квантования; v — график зависимости средней энергии боковых лепестков циклической корреляционной функции от разрядности шкалы квантования

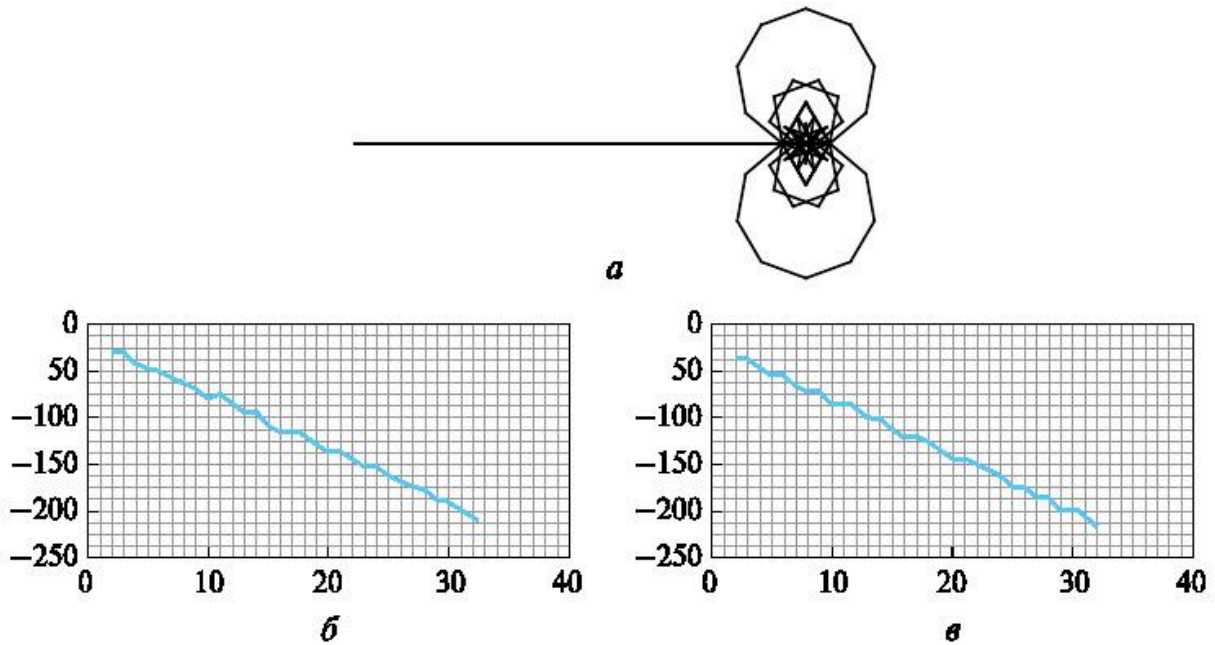


Рис. 6. Результат моделирования воздействия шумов квантования на обработку композиционного контура размерностью $s = 9$:

a — вид контура; b — график зависимости максимального уровня боковых лепестков циклической корреляционной функции от разрядности шкалы квантования; v — график зависимости средней энергии боковых лепестков циклической корреляционной функции от разрядности шкалы квантования

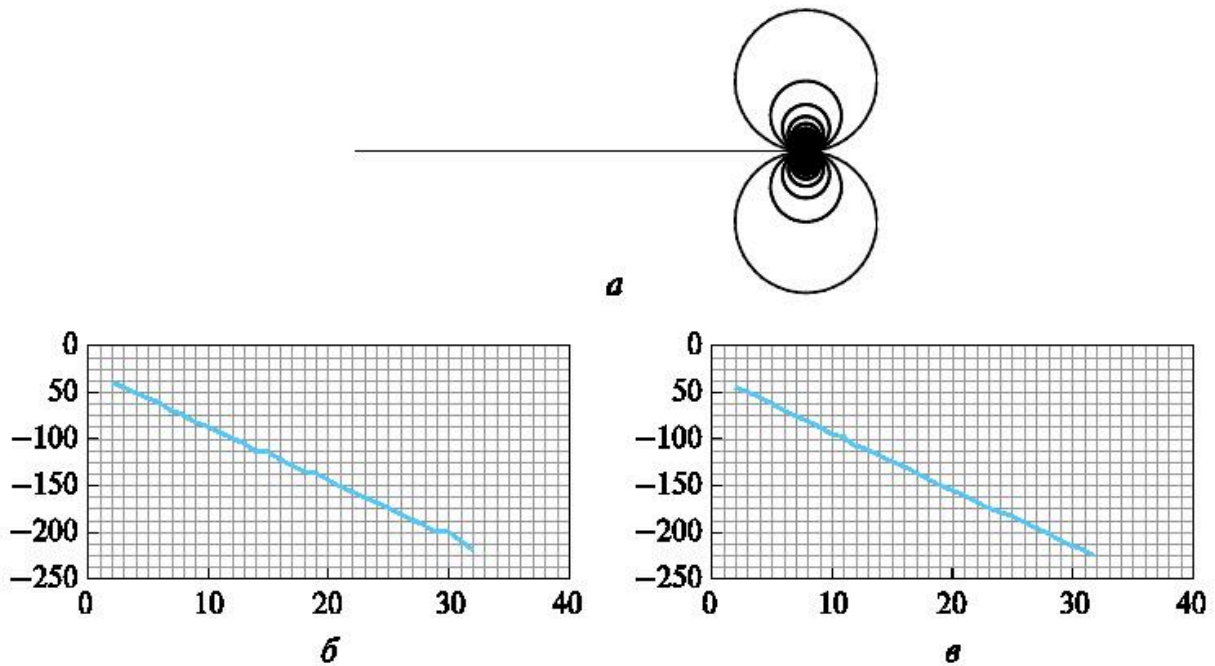


Рис. 7. Результат моделирования воздействия шумов квантования на обработку композиционного контура размерностью $s = 47$:

a — вид контура; b — график зависимости максимального уровня боковых лепестков циклической корреляционной функции от разрядности шкалы квантования; v — график зависимости средней энергии боковых лепестков циклической корреляционной функции от разрядности шкалы квантования

Как показывает анализ полученных результатов, приемлемый уровень боковых лепестков (ниже -100 дБ) достигается уже при 12–16 разрядах шкалы квантования в зависимости от размерности контура.

Заключение. Рассмотренные в работе подходы к формированию и обработке кодирующих последовательностей с хорошими корреляционными свойствами позволяют реализовать циклическую обработку сигнала в РЛС, работающих в импульсном режиме. Исследована возможность однозначного измерения задержек эхо-сигналов, превышающих период повторения зондирующих сигналов, или подавления уводящих помех при работе РЛС в диапазоне дальностей, определяемых одним периодом повторения. Показано, что для достижения уровня корреляционных шумов, обусловленных квантованием квадратурных составляющих ниже -100 дБ, разрядность АЦП должна составлять 12–16 разрядов, причем с увеличением размерности композиционного контура требования к разрядности АЦП снижаются.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Сколник М.И. *Справочник по радиолокации*. В 2 книгах. Верба В.С., ред. Москва, Техносфера, 2014, 680 с.
- [2] Фурман Я.А., Роженцов А.А. Класс кодирующих последовательностей, не приводящих к корреляционным шумам. *Радиотехника*. 2000, № 5, с. 38–43.
- [3] Леухин А.Н., Парсаев Н.В. Бесконечные множества фазокодированных последовательностей с одноуровневой периодической автокорреляционной функцией/ А.Н.Леухин. *Радиотехника*. 2009, № 12, с. 6–11.
- [4] Кревецкий А.В., Мельников А.Д. Разрешение-обнаружение сигналов на базе сопряженных согласованных фильтров. *Радиотехника*. 2007, № 4, с. 3–8.
- [5] Кревецкий А.В., Мельников А.Д., Евдокимов А.О. Обнаружение периодических ФМ-радиосигналов с использованием сопряженного согласованного фильтра. *Радиотехника*. 2003, № 5, с. 11.
- [6] Хафизов Р.Г., Роженцов А.А., Скулкин К.В. *Композиционные контуры с расширенным энергетическим спектром*. Марийск. гос. техн. ун-т. Йошкар-Ола, 2000. Деп. в ВИНТИ 22.02.00, №425-В00.

Роженцов Алексей Аркадьевич — д-р техн. наук, профессор, первый проректор Поволжского государственного технологического университета.

e-mail: RozhencovAA@volgatech.net

Фурман Яков Абрамович — д-р техн. наук, профессор кафедры радиотехнических и медико-биологических систем Поволжского государственного технологического университета. e-mail: FurmanYA@volgatech.net

Казаринов Артемий Витальевич — старший преподаватель Поволжского государственного технологического университета. e-mail: KazarinovAV@volgatech.net

Eliminating the effect of ambiguous ranging in pulse radar with increased resolution in range and speed

© A.A. Rozhencov, Ya.A. Furman, A.V. Kazarinov

Volga State University of Technology

The approaches to suppressing the sidelobes of a compressed phase-coded pulse radar signal are considered. By modifying coding sequences with a uniform energy spectrum and using methods for their processing that do not require isolating a locus at a distance to obtain the results of cyclic processing, the possibility of unambiguous resolution of overlapping signals from targets is shown even in cases where the delay time of the reflected signal exceeds the repetition period. It is shown that in order to achieve a level of correlation noise caused by quantization of quadrature components below -100 dB, the ADC bit depth should be 12-16 bits, and with an increase in the dimensionality of the composite contour, the requirements for the ADC bit depth are reduced.

Keywords: pulse radar, signal compression, signal resolution, analog-to-digital conversion, sidelobe suppression, correlation noise.

Rozhencov A.A., Dr. Sci. (Eng.), Prof., First vice-rector at Volga State University of Technology. e-mail: RozhencovAA@volgatech.net

Furman Ya.A., Dr. Sci. (Eng.), Prof. of the Department of Radio Engineering and Medical-Biological Systems at Volga State University of Technology.
e-mail: FurmanYA@volgatech.net

Kazarinov A.V., Senior lecturer of the Volga State University of Technology.
e-mail: KazarinovAV@volgatech.net