



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-5-35-44>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.396

АЛГОРИТМЫ ДЛИТЕЛЬНОГО КОГЕРЕНТНОГО НАКОПЛЕНИЯ ОТРАЖЕННОГО СИГНАЛА ПРИ НЕНУЛЕВЫХ ВЫСШИХ ПРОИЗВОДНЫХ ДАЛЬНОСТИ ДО РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ЦЕЛИ В СПЕКТРАЛЬНОЙ ОБЛАСТИ

С.В. КОЗЛОВ, ЛЕ ВАН КЫОНГ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 16 ноября 2020

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2020

Аннотация. Целью статьи является изложение экономичных в вычислительном плане алгоритмов длительного когерентного накопления отраженных от точечной цели сигналов с компенсацией миграции дальности (МД) и частоты (МЧ) и накоплением сигналов в спектральной области. Алгоритмы включают внутрипериодную обработку (ВПО) с одновременной коррекцией МД и МЧ и междупериодную обработку с когерентным накоплением сигналов на выходе ВПО. В первом варианте алгоритма ВПО реализуется путем вычисления спектров принимаемых сигналов в каждом периоде повторения, умножения отсчетов спектров на отсчеты амплитудно-фазочастотной характеристики согласованного фильтра одиночного сигнала и корректирующие фазовые коэффициенты, определяемые номером периода повторения и значениями производных дальности, и обратного преобразования Фурье преобразованных спектров. Отличие второго варианта алгоритма на этапе ВПО заключается в коррекции только квадратичной и последующих составляющих МД и МЧ и использовании преобразования замкового камня, устраняющем линейную миграцию дальности. Когерентное накопление для обоих вариантов реализуется за счет быстрого преобразования Фурье отсчетов сигнала по периодам повторения для всех отсчетов по дальности. Введено понятие «разрешающая способность по грубой скорости», определяющее расстановку каналов при компенсации миграции дальности. Получена функция неопределенности в координатах «скорость – ускорение». Показана эквивалентность двух вариантов алгоритма и приведены оценки для требуемого числа каналов приемника. Приведены результаты моделирования, подтверждающие работоспособность предлагаемых алгоритмов.

Ключевые слова: отраженный сигнал, когерентное накопление, миграция дальности, миграция доплеровской частоты, быстрое преобразование Фурье, преобразование замкового камня.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Козлов С.В., Ле Ван Кыонг. Алгоритмы длительного когерентного накопления отраженного сигнала при ненулевых высших производных дальности до радиолокационной цели в спектральной области. Доклады БГУИР. 2021; 19(5): 35-44.

LONG-TIME COHERENT ACCUMULATION ALGORITHMS FOR REFLECTED SIGNAL WITH NON-ZERO HIGHER DERIVATIVES OF THE RANGE TO RADAR TARGET IN THE SPECTRAL DOMAIN

SERGEI V. KOZLOV, LE VAN CUONG

Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 16 November 2020

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2020

Abstract. The purpose of the article is to present computationally economical algorithms for long-term coherent accumulation of signals reflected from a point target with compensation for range and frequency migration and accumulation of signals in the spectral region. The algorithms include intra-period processing with simultaneous correction of range and frequency migration and inter-period processing with coherent accumulation of signals at the output of intra-period processing. In the first variant of the algorithm, intra-period processing is implemented by calculating the spectra of the received signals in each repetition period, multiplying the samples of the spectra by the samples of the amplitude-phase-frequency characteristic of the matched filter of a single signal and correcting phase coefficients determined by the number of the repetition period and the values of the range derivatives, and the inverse Fourier transform of the transformed spectra. The difference between the second version of the algorithm at the stage of intraperiod processing is the correction of only the quadratic and subsequent components of the range and frequency migration and the use of the keystone transformation, which eliminates the linear range migration. Coherent accumulation for both variants is realized due to the fast Fourier transform of the signal samples over the repetition periods for all samples over the range. The concept of “rough speed resolution” is introduced, which determines the arrangement of channels when compensating for range migration. The uncertainty function in the coordinates “velocity–acceleration” is obtained. The equivalence of the two variants of the algorithm is shown and estimates for the required number of receiver channels are given. The simulation results confirming the operability of the proposed algorithms are presented.

Keywords: reflected signal, coherent accumulation, range migration, Doppler frequency migration, fast Fourier transform, keystone transformation.

Conflict of interests. The authors declares no conflict of interests.

For citation. Kozlov S.V., Le Van Cuong. Long-time coherent accumulation algorithms for reflected signal with non-zero higher derivatives of the range to radar target in the spectral domain. Doklady BGUIR. 2021; 19(5): 35-44.

Постановка задачи

В [1] на основе математической модели отраженного сигнала предложен базовый алгоритм длительного когерентного накопления (КН) отраженного от точечной цели сигнала при ненулевых высших производных дальности до нее. Алгоритм предполагает вычисление спектров принимаемой реализации в каждом периоде повторения, коррекцию миграции дальности (МД) и частоты (МЧ) с выравниваем фаз спектральных отсчетов для разных периодов повторения путем умножения спектров на фазовые функции, определяемые ожидаемыми параметрами движения цели, суммирование спектров по периодам повторения, умножение отсчетов суммарного спектра на отсчеты амплитудно-фазочастотной характеристики (АФЧХ) согласованного фильтра одиночного сигнала и получение выходного сигнала когерентного накопителя путем обратного преобразования Фурье суммарного взвешенного спектра. Число каналов обработки при типовых диапазонах изменения производных дальности оказывается весьма большим, что снижает возможность его практического использования. Другие алгоритмы обработки, кратко проанализированные в [1], приводят к компенсации МД/МЧ лишь для частных случаев и (или) характеризуются существенными энергетическими потерями.

Цель работы – обоснование экономичных в вычислительном плане вариантов алгоритмов длительного КН отраженных от точечной цели сигналов в спектральной области.

Алгоритм на основе компенсации миграции дальности и преобразования Фурье

Первый вариант экономичного алгоритма разработан на основе подхода, изложенного в [1], и предполагает компенсацию всех видов МД (линейной, квадратичной и кубической) и миграции доплеровской частоты. При этом происходит выравнивание времен задержки всех импульсов пачки отраженного сигнала (ОС) и их доплеровских сдвигов частоты ко времени задержки и доплеровскому сдвигу частоты первого импульса пачки. В отличие от базового [1] алгоритма фазы сжатых сигналов, обусловленные начальным значением доплеровского сдвига частоты, не выравниваются. Когерентное накопление ОС для различных начальных доплеровских сдвигов частоты реализуется путем быстрого преобразования Фурье (БПФ) по периодам повторения в матрице сжатых сигналов с выровненными временными задержками, что приводит к формированию матрицы «время задержки – доплеровский сдвиг частоты», которую можно трактовать как радиолокационное изображение (РЛИ) сцены в соответствующих координатах.

Далее все обозначения в статье соответствуют использованным в [1]: $T_{\text{КН}}$ – время КН; Δf_0 – ширина спектра зондирующего сигнала (ЗС); K – число импульсов в пачке; $T_r = \text{const}$ – период повторения импульсов ЗС; $t_k = kT_r$ ($k = \overline{0, K-1}$) – моменты времени, соответствующие началу k -го периода повторения; $t_m = m / F_s$, $m = \overline{0, M-1}$ – моменты времени в пределах одного периода повторения; M – число отсчетов в пределах периода повторения; F_s – частота дискретизации; V_{0r}, a_r, a_r' – начальные радиальная скорость, радиальное ускорение и скорость изменения радиального ускорения цели; V_{0s}, a_s, a_s' – опорные значения начальных радиальной скорости, радиального ускорения, и производной ускорения цели; $\mu = \Delta f_0 / T_0$ – скорость изменения частоты ЗС с линейной частотной модуляцией; f_0 – несущая частота; T_0 – длительность импульса; $\mu_c = \mu(1 - V_\tau)^2$ – скорректированное значение скорости изменения частоты; $V_\tau = 2V_{0rc} / c$ – скорость изменения времени задержки; V_{0rc} – скорректированная начальная радиальная скорость; $c = 3 \cdot 10^8$ м/с; $\lambda = c / f_0$ – длина волны; $\dot{G}_{\text{сф}}(F)$ – АФЧХ согласованного фильтра.

Алгоритм реализуется следующей последовательностью шагов.

1. Вычисление спектров $\dot{G}(F, t_k)$ принимаемого сигнала в $k = \overline{0, K-1}$ периодах повторения.

2. Компенсация линейной (ЛМД), квадратичной (КВМД), кубической (КубМД) МД и миграции доплеровской частоты (МДЧ) в каждом периоде повторения в спектральной области с одновременным умножением на АФЧХ согласованного фильтра одиночного сигнала. В результате формируется спектр выходного сигнала спектральной функции:

$$\dot{G}_1(F, t_k) = \dot{G}_{\text{сф}}(F) e^{j \frac{2\pi f_0}{c} a_s t_k^2} e^{j \frac{2\pi f_0}{3c} a_s' t_k^3} \times$$

$$j \frac{4\pi}{c} \left(F + \frac{2f_0(V_{0s} + a_s t_k + \frac{1}{2} a_s' t_k^2)}{c} \right) \left(\left(V_{0s} + \frac{f_0}{\mu_c} a_s \right) t_k + \frac{1}{2} \left(a_s + \frac{f_0}{\mu_c} a_s' \right) t_k^2 + \frac{1}{6} a_s' t_k^3 \right) \dot{G}(F, t_k). \quad (1)$$

Отличием (1) от соответствующей спектральной функции в [1] является отсутствие фазового множителя, выравнивающего фазы сжатых сигналов для различных импульсов пачки.

3. Вычисление обратного быстрого преобразования Фурье (ОБПФ – IFFT) для $\dot{G}_1(F, t_k)$ с формированием временного представления выходного сигнала в каждом периоде повторения:

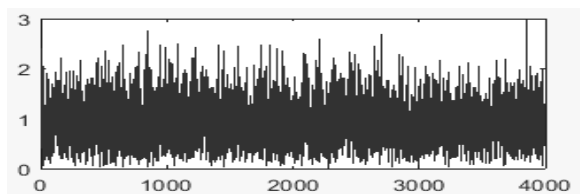
$$\hat{S}_1(t_m, t_k) = \text{IFFT}\{\hat{G}_1(F, t_k)\}. \quad (2)$$

4. Выполнение БПФ – FFT над столбцами матрицы $\hat{S}_1(t_m, t_k)$ с формированием матрицы $\hat{G}_2(t_m, F_D)$:

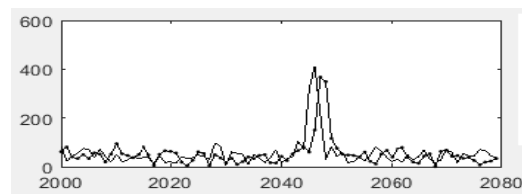
$$\hat{G}_2(t_m, F_D) = \text{FFT}\{\hat{S}_1(t_m, t_k)\}. \quad (3)$$

Модули $|\hat{G}_2(t_m, F_D)|$ или их квадраты определяют результат КН для элементов разрешения по времени задержки / неоднозначной радиальной скорости.

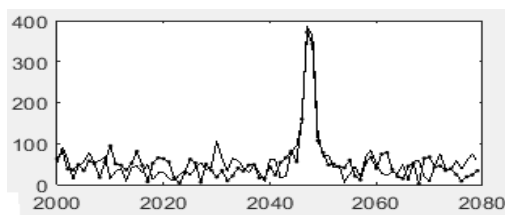
На рис. 1 приведена иллюстрация процесса обработки сигналов при длительном КН с использованием предлагаемого алгоритма. Моделирование проводилось при $V_{or} = -300$ м/с, $a_r = -150$ м/с², $a'_r = 0$, $\lambda = 0,1$ м, $T_{кн} = 1$ с, $T_0 = 1$ мс и ОСШ по пачке 30 дБ. Как видно из рис. 1, в результате выполнения шагов 2 и 3 алгоритма максимумы сжатых сигналов, с различными значениями времен задержек (рис. 1, b), совмещаются после компенсации МД на рис. 1, c с первым импульсом пачки.



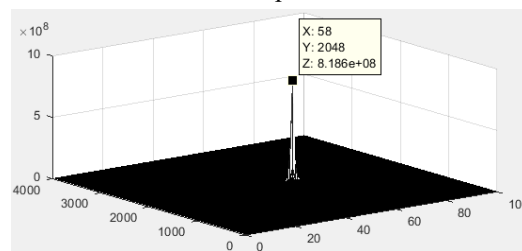
a – принятый сигнал ($k = 0$)



b – сигналы на выходе фильтра сжатия ($k = 0$ – штрих-пунктир и $k = 99$ – сплошные кривые) без компенсации миграции по дальности



c – сигналы на выходе фильтра сжатия ($k = 0$ – штрих-пунктир и $k = 99$ – сплошные кривые) при компенсации миграции по дальности



d – результат когерентного накопления – матрица «время задержки – доплеровский сдвиг частоты»

Рис. 1. Иллюстрация процесса обработки сигнала для первого варианта экономичного алгоритма

Fig. 1. Illustration of the signal processing process for the first version of the economical algorithm

Оценим требуемое число каналов обработки для базового [1] и предлагаемого алгоритма. Разрешающая способность по скорости при КН определяется как $\Delta V = \lambda / 2T_{кн}$ [2], причем в зависимости от соотношения между максимальным доплеровским сдвигом частоты и частотой повторения скорость может определяться однозначно или неоднозначно.

При неполной компенсации МЧ за счет рассогласования по радиальному ускорению $\delta a = a_r - a_s$ и производной ускорения $\delta a' = a'_r - a'_s$ сигнал на выходе ВПО после ОБПФ в пределах каждого периода повторения можно представить в виде $\dot{Y}_{иск}(t) = \dot{X}(t)\dot{Y}(t)$, где $\dot{Y}(t)$ –

сигнал при отсутствии рассогласования, $\dot{X}(t) = e^{j\frac{4\pi}{\lambda}\left(\frac{1}{2}\delta a t^2 + \frac{1}{6}\delta a' t^3\right)}$ – модулирующая функция. В терминологии работы [3, с. 54, 59] $\dot{X}(t)$ является функцией помеховой модуляции (ФПМ) и определяет относительную амплитуду неискаженного остатка сигнала

$$\dot{\alpha}_0 = \frac{1}{T_{кн}} \int_0^{T_{кн}} \dot{X}(t) dt = \frac{1}{T_{кн}} \int_0^{T_{кн}} e^{j\frac{4\pi}{\lambda}\left(\frac{1}{2}\delta a t^2 + \frac{1}{6}\delta a' t^3\right)} dt, \quad (4)$$

квадрат модуля $|\dot{\alpha}_0|^2$ которой представляет собой относительную мощность неискаженного остатка сигнала на выходе системы обработки [3] и соответствует функции неопределенности (ФН) [2] сигнала в координатах «радиальная скорость – производная радиальной скорости»:

$$\rho(\delta a, \delta a') = |\dot{\alpha}_0|^2 = \frac{1}{T_{\text{КН}}^2} \left| \int_0^{T_{\text{КН}}} e^{j \frac{4\pi}{\lambda} \left(\frac{1}{2} \delta a \cdot t^2 + \frac{1}{6} \delta a' \cdot t^3 \right)} dt \right|^2. \quad (5)$$

Объемный вид и сечения ФН (5) при $\lambda = 1$ м приведены на рис. 2. Разрешающие способности по радиальному ускорению и его производной по уровню 0,5 определяются как

$$\Delta a = \frac{0,435 \cdot \lambda}{T_{\text{КН}}^2}; \quad \Delta a' = \frac{1,414 \cdot \lambda}{T_{\text{КН}}^3}, \quad (6)$$

причем радиальное ускорение и его производная определяются однозначно.

Начальная скорость используется не только при компенсации фазовых сдвигов, но и для компенсации ЛМД. При неудовлетворительной компенсации амплитуда выходного сигнала будет снижаться, что может быть использовано для снижения неоднозначности.

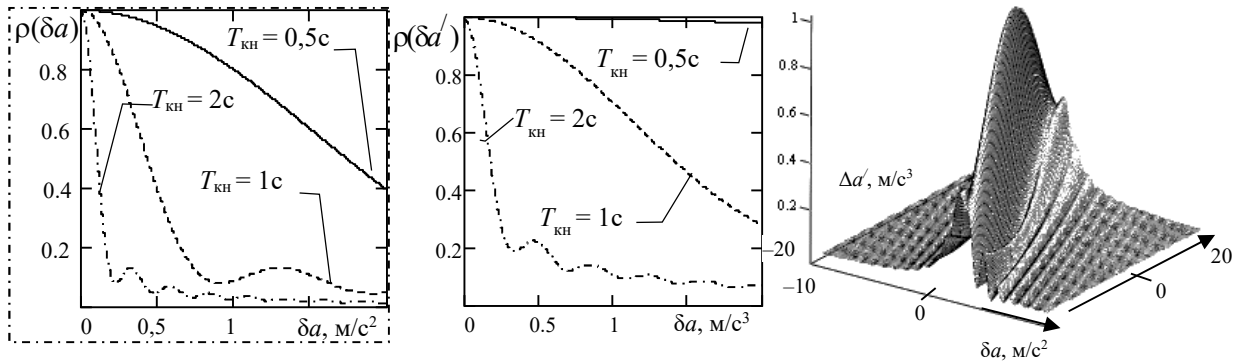


Рис. 2. Сечения и объемный вид функции неопределенности
Fig. 2. Sections and volumetric view of the uncertainty function

Требуемое $N_{\text{Гр}}$ число каналов по «грубой» скорости при компенсации ЛМД на шагах 2, 3 обработки определим из условия, чтобы последний импульс пачки смещался не более чем на половину элемента разрешения по отношению к первому $\Delta V_{\text{ЛМД}} = |V_{0r} - V_{0s}| T_{\text{КН}} < \frac{c}{4\Delta f_0}$, откуда требуемый шаг сетки и общее число каналов по грубой радиальной скорости при компенсации ЛМД:

$$\Delta V_{\text{ЛМД}} = \frac{c}{4\Delta f_0 T_{\text{КН}}}; \quad N_{\text{Гр}} = \frac{V_{\text{max}}}{\Delta V_{\text{ЛМД}}} = \frac{4\Delta f_0 T_{\text{КН}} V_{\text{max}}}{c}, \quad (7)$$

где V_{max} – максимальная радиальная скорость (в одном из направлений).

Требуемое число каналов по ускорению и производной ускорения (при $a'_{\text{max}} > \Delta a'$):

$$N_a = \frac{T_{\text{КН}}^2 a_{\text{max}}}{0,435\lambda}; \quad N_{a'} = \frac{T_{\text{КН}}^3 a'_{\text{max}}}{1,414\lambda}, \quad (8)$$

где a_{max} , a'_{max} – максимальные значения радиального ускорения и его производной.

Для большинства воздушных объектов, как правило, производной радиального ускорения можно пренебречь, $a'_{\text{max}} \ll \Delta a'$, откуда общее число формируемых каналов на шагах 2, 3 алгоритма

$$N_{\Sigma} = N_{\text{Гр}} N_a = \frac{4\Delta f_0 T_{\text{КН}} V_{\text{max}}}{c} \frac{T_{\text{КН}}^2 a_{\text{max}}}{0,435\lambda} \approx \frac{9,2 V_{\text{max}} a_{\text{max}} \Delta f_0 T_{\text{КН}}^3}{c\lambda} \quad (9)$$

прямо пропорционально ширине спектра и третьей степени времени КН.

Так, например, для $\Delta f = 10$ МГц, $\lambda = 0,1$ м, $T_{\text{кн}} = 1$ с при обнаружении самолетов с $V_{\text{max}} = 300$ м/с, тангенциальной составляющей скорости $V_{\tau} = 200$ м/с на дальности $r = 30$ км, получим $a_{\text{max}} = V_{\tau}^2 / r = 1,33$ м/с² и $N_{\Sigma} \approx 1224$. Уменьшение $T_{\text{кн}}$ в два раза приводит к требуемому числу каналов $N_{\Sigma} \approx 153$.

Для базового алгоритма [1] требуемое число каналов увеличивается в отношении интервала однозначного определения скорости к разрешающей способности по скорости, то есть в число импульсов в пачке раз:

$$N_{V_T} = \frac{\lambda / (2T_r)}{\lambda / (2T_{\text{кн}})} = \frac{T_{\text{кн}}}{T_r} = K. \quad (10)$$

Отметим, что основными операциями предлагаемого алгоритма являются операции поэлементного матричного перемножения и БПФ. Указанные операции эффективно реализуются с использованием программируемых логических матриц (FPGA) и параллельных вычислений на графических процессорах [4].

Алгоритм на основе частичной компенсации миграции дальности и преобразования замкового камня

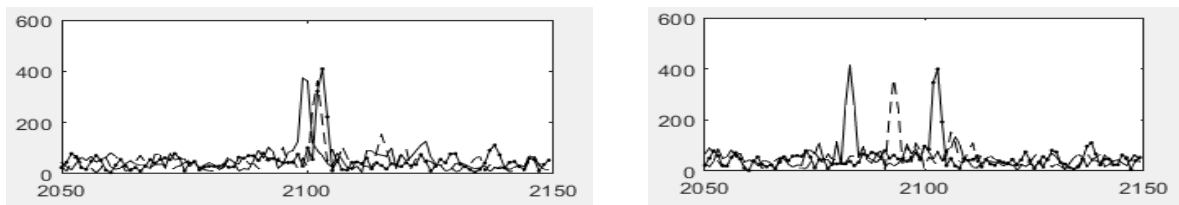
Преобразование замкового камня (ПЗК) [5, 6] может быть использовано для обнаружения сигнала с неизвестным доплеровским сдвигом частоты в условиях ЛМД. Поэтому для реализации алгоритма замкового камня необходимо предварительно компенсировать только квадратичную и кубическую МД и МДЧ.

Алгоритм обработки предусматривает подготовительные операции – вычисление спектров $\dot{G}(F, t_k)$ и компенсацию КвМД, КубМД и МДЧ в пределах каждого k -го периода повторения в спектральной области.

Спектр выходного сигнала спектральной функции:

$$\begin{aligned} \dot{G}_2(F, t_k) = & \dot{G}_{\text{сф}}(F) e^{j \frac{2\pi f_0}{c} a_s t_k^2} e^{j \frac{2\pi f_0}{3c} a_s' t_k^3} \times \\ & e^{j \frac{4\pi}{c} \left(F + \frac{2f_0(a_s t_k + \frac{1}{2} a_s' t_k^2)}{c} \right) \left(\frac{f_0}{\mu c} a_s t_k + \frac{1}{2} \left(a_s + \frac{f_0}{\mu c} a_s' \right) t_k^2 + \frac{1}{6} a_s' t_k^3 \right)} \dot{G}(F, t_k), \end{aligned} \quad (11)$$

где корректирующая МД спектральная функция не содержит начальной радиальной скорости цели. В результате максимумы сжатых сигналов на выходе спектральной функции будут расположены на равных временных задержках друг от друга, что обеспечивает необходимое условие для ПЗК. Это наиболее очевидно при наблюдении цели с большим ускорением. Указанный случай ($V_{0r} = -500$ м/с, $a_r = -500$ м/с²) приведен на рис. 3.



а – сигналы на выходе фильтра сжатия без компенсации миграции по дальности ($k = 0$ – штрих-пунктир, $k = 49$ – штриховая кривая и $k = 99$ – сплошные кривые)
б – сигналы на выходе фильтра сжатия при компенсации КвМД

Рис. 3. Сигналы на выходе согласованного фильтра одиночного импульса до и после компенсации квадратичной миграции дальности

Fig. 3. Signals at the output of the matched single pulse filter before and after compensation of the square-law range migration

До компенсации максимумы расположены неравномерно, после компенсации квадратичной МД – равномерно с расстояниями между максимумами, определяемыми начальной радиальной скоростью цели.

Предположим, что КвМД, КубМД и МДЧ полностью скомпенсированы, т. е. $a_s = a_{rc}$, $a'_s = a'_{rc}$, тогда выражение (11) можно записать в виде

$$\dot{G}_2(F, t_k) = \dot{A}(F) e^{-j \frac{4\pi(f_0+F)}{c} V_{0rc} t_k}, \quad (12)$$

где $\dot{A}(F)$ – комплексный спектр сигнала на выходе ВПО при $k=0$. Экспоненциальный множитель в (12) обусловлен нескомпенсированной линейной миграцией дальности. Составляющие спектра для различных периодов повторения сдвинуты по фазе на величину $4\pi(f_0 + F)V_{0rc}t_k/c$.

В (12) частота F и скорость V_{0rc} связаны между собой и не появляются по отдельности. Указанная связь устраняется при ПЗК [5, 6] путем масштабирования моментов отсчета времени

$$\tau_k = \frac{f_0 + F}{f_0} t_k \Rightarrow t_k = \frac{f_0}{f_0 + F} \tau_k \quad (13)$$

с последующей интерполяцией спектра для новых моментов времени

$$\dot{G}_{\text{инт}}(F, \tau_k) = \text{interp}(\mathbf{g}(F), k), \quad (14)$$

где $\mathbf{g}(F) = (\dot{G}_2(F, t_0), \dot{G}_2(F, t_1), \dots, \dot{G}_2(F, t_{K-1}))^T$ – вектор отсчетов спектра по периодам повторения для частоты F ; $\text{interp}(\bullet)$ – оператор интерполяции и устранения неоднозначности доплеровского сдвига частоты

$$\dot{G}_{\text{ЗК}}(F, \tau_k) = \dot{G}_{\text{инт}}(F, \tau_k) e^{-j 2\pi N_{\text{одн}} \frac{f_0}{f_0 + F} k}. \quad (15)$$

В выражении (15) параметр $N_{\text{одн}}$ представляет собой номер интервала неоднозначного измерения доплеровского сдвига частоты. Указанное значение определяется как $N_{\text{одн}} = \lceil f_D - \{f_D + 0,5\} + 0,5 \rceil$, где $f_D = \frac{2V_{0rc}}{\lambda} T_r$ – доплеровский сдвиг частоты, нормированный к частоте повторения импульсов (число периодов доплеровского сдвига частоты за период повторения сигнала); $\lceil \bullet \rceil$, $\{ \bullet \}$ – округление до ближайшего целого и дробная часть числа соответственно.

Интерполяция в (15) выполняется любым удобным способом, например, при использовании ряда Котельникова $\dot{G}_{\text{инт}}(F, \tau) = \sum_{k=0}^{K-1} \dot{G}_2(F, t_k) \text{sinc}(\tau/T_r - k)$; $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$.

Физически перебор параметра неоднозначности $N_{\text{одн}}$ в (15) соответствует разным гипотезам о неоднозначной радиальной скорости цели.

Следующими шагами алгоритма является выполнение ОБПФ для полученного спектра $\dot{G}_{\text{ЗК}}(F, \tau_k)$

$$\dot{S}_{\text{ЗК}}(t_m, t_k) = \text{IFFT} \{ \dot{G}_{\text{ЗК}}(F, t_k) \} \quad (16)$$

и БПФ над столбцами матрицы $\dot{S}_{\text{ЗК}}(t_m, t_k)$ с формированием матрицы $\dot{G}_{\text{ПЗК}}(t_m, F_D)$:

$$\dot{G}_{\text{ПЗК}}(t_m, F_D) = \text{FFT} \{ \dot{S}_{\text{ЗК}}(t_m, t_k) \}. \quad (17)$$

Модули $\dot{G}_{\text{ПЗК}}(t_m, F_D)$ определяют решающую статистику для элементов разрешения по времени задержки / неоднозначной радиальной скорости, как и $|\dot{G}_2(t_m, F_D)|$.

На рис. 4 для тех же исходных данных, что и для рис. 1, приведены промежуточные и окончательные результаты обработки при использовании алгоритма замкового камня. Расчеты проводились при $N_{\text{одн}} = 100$. Исходя из полученных результатов, можно сделать вывод, что алгоритм обработки, основанный на ПЗК, полностью эквивалентен алгоритму на основе компенсации миграции дальности и преобразования Фурье. Параметр $N_{\text{одн}}$ физически эквивалентен параметру «грубой» скорости указанного алгоритма. Требуемое число каналов обработки может быть определено согласно (9).

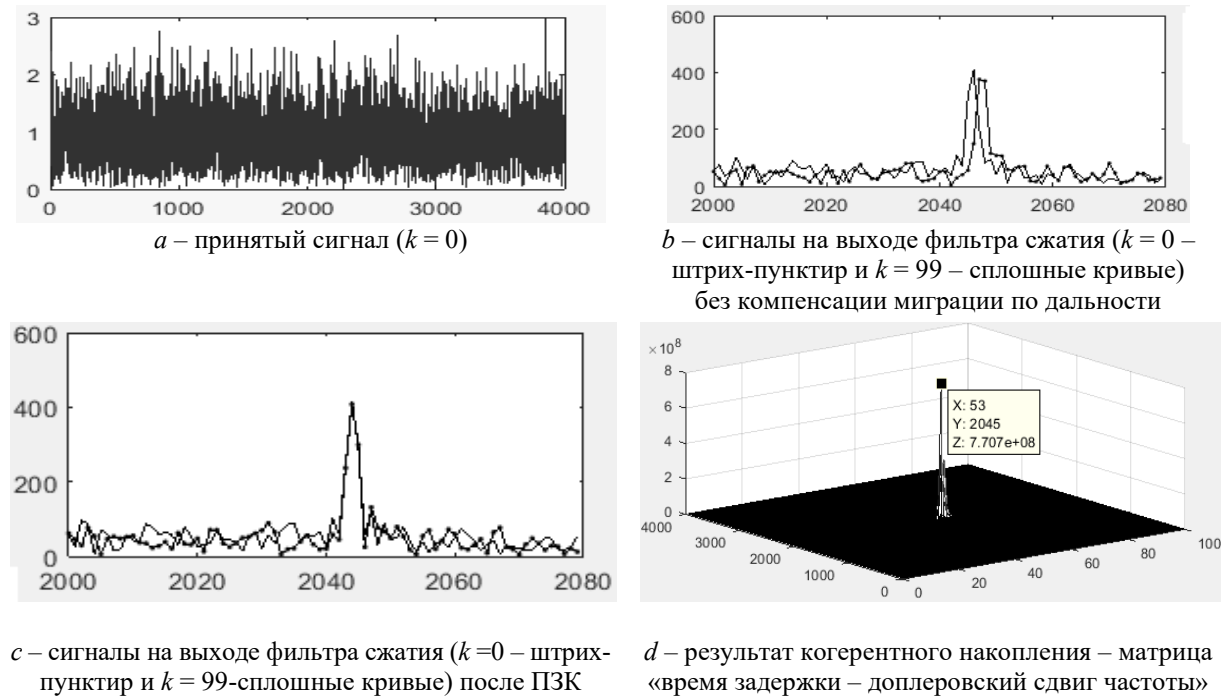


Рис. 4. Иллюстрация процесса обработки при использовании преобразования замкового камня
Fig. 4. Illustration of the processing process using the transformation of the keystone

Сравнение вариантов алгоритмов по числу каналов

Очевидно, что требуемое число каналов при компенсации МД и МЧ, обусловленных второй и последующими производными дальности, для рассматриваемых алгоритмов одинаково. В то же время факторы, обуславливающие расстановку каналов по начальной радиальной скорости для первого и второго алгоритма различны. Для первого алгоритма интервал расстановки каналов по радиальной скорости совпадает с (7) $\Delta V_1 = \Delta V_{\text{ЛМД}}$ и определяется шириной спектра Δf_0 сигнала и временем $T_{\text{кн}}$ когерентного накопления. Для алгоритма замкового камня $\Delta V_2 = \lambda / 2T_r$ соответствует интервалу однозначного определения скорости [2]. Для сравнения двух алгоритмов в табл. 1 приведены расчеты параметров $\Delta V_{1(2)}$ при различных значениях λ , $T_{\text{кн}}$, F_r , Δf_0 .

Из этих закономерностей следует, что первый вариант алгоритма предпочтителен при относительно узкополосных сигналах и малых временах КН безотносительно к длине волны и частоте повторения. Второй вариант на основе ПЗК предпочтителен при больших длинах волн и высоких частотах повторения безотносительно к ширине спектра сигнала и времени накопления. Вместе с тем при выборе алгоритма обработки необходимо дополнительно учитывать повышенную вычислительную сложность алгоритма ПЗК за счет интерполяции спектра и соображения, связанные с устранением неоднозначности по дальности и (или) скорости.

Таблица 1. Требуемая расстановка каналов по скорости
Table 1. Required channelization by speed

$T_{\text{кн}}, \text{с}$	Значения ΔV_1 , м/с, при ширине Δf_0 спектра сигнала, МГц			
	Values ΔV_1 , м/с, with signal spectrum width Δf_0 , МГц			
	1	10	50	100
0,1	750	75	15	7,5
1	75	7,5	1,5	0,75
$\lambda, \text{см}$	Значения ΔV_2 , м/с при частоте F_r повторения импульсов, кГц			
	Values ΔV_2 , м/с with pulse repetition frequency F_r , кГц			
	0,1	1	10	100
10	5	50	500	5000
3	1,5	15	150	1500

Заклучение

Предлагаемые быстрые алгоритмы основаны на сочетании полной или частичной коррекции миграции дальности и миграции частоты и преобразований Фурье и замкового камня, что делает их привлекательными для реализации на ПЛИС или графических процессорах. Алгоритмы могут быть реализованы непосредственно или быть основой для разработки более экономичных алгоритмов при сочетании когерентного и некогерентного накопления принимаемого сигнала.

Литература

1. Козлов С.В., Ле Ван Кыонг. Модель и базовый алгоритм длительного когерентного накопления отраженного сигнала при ненулевых высших производных дальности до радиолокационной цели. *Доклады БГУИР*. 2021;2:49-57.
2. Охрименко А.Е. *Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба. Часть 1. Основы радиолокации*. Москва: Военное издательство Министерства обороны СССР; 1983.
3. Кремер И.Я., Владимиров В.И., Карпукhin В.И. *Модулирующие (мультипликативные) помехи и прием радиосигналов*. Москва: Советское радио; 1972.
4. Голутвин Р.И., Красилов А.А. Применение технологии CUDA для обработки радиолокационных данных. *Информационные технологии и системы 2013 (ITS 2013): материалы международной научной конференции, БГУИР, Минск, Беларусь, 23 октября 2013 г. – Information Technologies and Systems 2013 (ITS 2013); редкол.: Л.Ю. Шилин [и др.]*. Минск: БГУИР; 2013: 264-265.
5. Mark A.R. The Keystone transformation for correcting range migration in range-Doppler processing. Available at <http://users.ece.gatech.edu/mrichard/Keystone.pdf>; 2014.
6. Perry R.P., Dipietro R.C., Fante R.L. Coherent integration with ranger migration using keystone formatting. *IEEE Radar Conference*. 2007: 863-868.

References

1. Kozlov S.V., Le Van Cuong. [Model and long-term coherent accumulation basic algorithm for the reflected signal with non-zero higher derivative range to radar target]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2021;2:49-57. (In Russ.)
2. Okhrimenko A. E. [*Fundamentals of radar and electronic warfare. Part 1. Basic of radar*]. Moscow: Military publishing house of the Ministry of Defense of the USSR; 1983. (In Russ.)
3. Kremer I.Ya., Vladimirov V.I., Karpukhin V.I. [*Modulating (multiplicative) interference and radio reception*]. Moscow: Soviet Radio; 1972. (In Russ.)
4. Golutvin R.I., Krasilov A.A. [Application of CUDA technology for processing radar data]. *Information technologies and systems 2013 (ITS 2013): materials of the international scientific conference, BSUIR, Minsk, Belarus, October 23, 2013 – Information Technologies and Systems 2013 (ITS 2013); editorial board: L.Yu. Shilin [et al.]*. Minsk: BSUIR; 2013: 264-265. (In Russ.)

5. Mark A.R. [The Keystone transformation for correcting range migration in range-Doppler processing]. Available at <http://users.ece.gatech.edu/mrichard/Keystone.pdf>; 2014.
6. Perry R.P., Dipietro R.C., Fante R.L. [Coherent integration with ranger migration using keystone formatting]. *IEEE Radar Conference*. 2007: 863-868.

Вклад авторов / Authors contribution

Козлов С.В. разработал постановку задачи и выполнил анализ полученных результатов.
Ле Ван Кыонг обосновал алгоритмы обработки и выполнил моделирование.

Authors' contribution

Kozlov S.V. developed the problem statement and performed the analysis of the obtained results.
Le Van Cuong developed processing algorithms and performed modeling.

Сведения об авторах

Козлов С.В., д.т.н., доцент, профессор кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Ле Ван Кыонг, аспирант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Kozlov S.V., D.Sc., Associate Professor, Professor at the Information Radioengineering Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Le Van Cuong, Postgraduate student at the Information Radioengineering Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-17-293-89-11;
e-mail: kozlov@bsuir.by
Козлов Сергей Вячеславович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka str., 6,
of the Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-17-293-89-11;
e-mail: kozlov@bsuir.by
Kozlov Sergei Vyacheslavovich