

УДК [519.87+629.7.058.54]:535.317.23

МЕТОД ФОРМИРОВАНИЯ ВХОДНОЙ РЕАЛИЗАЦИИ В СОСТАВЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ - ЦИФРОВОГО ДВОЙНИКА РАДИОЛОКАТОРА С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ

ДАВЫДЕНКО И. Н., КОЗЛОВ С. В., РАДИОНОВИЧ В. В.

Республиканское научно-производственное унитарное предприятие
«Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси»
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Беларусь)

E-mail: radionovich@bsuir.by

Аннотация. Для использования в составе цифрового двойника радиолокатора с синтезированием апертуры с широкополосным зондирующим линейно-модулированным сигналом предложен быстродействующий метод формирования входной реализации от совокупности элементов разрешения земной поверхности и блестящих точек расположенных на ней объектов. Метод предполагает расчет суммы отсчетов отраженных от множества блестящих точек сигналов на выходе согласованного фильтра по дальности в пределах главного и двух-четырех боковых лепестков функции рассогласования для каждого периода повторения зондирующего сигнала, вычисление внутривысказочных спектров, деление отсчетов внутривысказочных спектров на ненулевые отсчеты комплексной частотной характеристики согласованного фильтра и вычисление обратного преобразования Фурье для каждого периода повторения с последующим добавлением отсчетов внутреннего шума приемного канала. Приведены оценки степени искажения формируемых с использованием предлагаемого метода сигналов. Показано, что выигрыш во времени моделирования пропорционален базе ЛЧМ-сигнала и приведены оценки времени моделирования для типовых ситуаций.

Abstract. For use as part of a digital twin of a radar with aperture synthesis with a broadband probing linearly modulated signal, a high-speed method for generating an input realization from a set of resolution elements of the earth's surface and bright points of objects located on it is proposed. The method involves calculating the sum of samples of the signals reflected from the set of bright points at the output of the matched filter in terms of range within the main and two to four side lobes of the mismatch function for each repetition period of the probing signal, calculating the intraperiod spectra, dividing the samples of the intraperiod spectra by nonzero samples of the complex frequency response of the matched filter and calculation of the inverse Fourier transform for each repetition period, followed by the addition of samples of the internal noise of the receiving channel. Estimates of the degree of distortion of signals generated using the proposed method are given. It is shown that the gain in simulation time is proportional to the base of the chirp signal, and simulation time estimates for typical situations are given.

Постановка задачи

Для обоснования новых способов обработки сигналов и оценке информационных возможностей радиолокаторов с синтезированием апертуры (РСА) авиационного и космического базирования широко используются их математические модели – цифровые двойники (ЦД) РСА. Неотъемлемой частью ЦД являются процедуры формирования матрицы S отсчетов $\dot{S}_{m,k}$ траекторного сигнала (ТС), где $m = \overline{0, M-1}$; $k = \overline{0, K-1}$; M - число отсчетов по наклонной дальности; K - число моделируемых периодов повторения зондирующего сигнала (ЗС). Для современных РСА ширина спектра ЗС составляет $\Delta f_0 = 50 \dots 300$ МГц, частота дискретизации по быстрому времени выбирается как $F_s = K_N \Delta f_0$, где $K_N = 1, 0 \dots 2, 0$ – коэффициент увеличения частоты дискретизации (коэффициент Найквиста). Значение M определяется полосой захвата ΔL , составляющей для РСА космического базирования величину $\Delta L = 15 \dots 25$ км [1,2], откуда $M > \frac{2\Delta L}{c} F_s = 5 \cdot 10^3 \dots 10^5$. Значение K определяется временем моделирования T_H и частотой повторения F_r , составляющих для РСА КБ $T_H = 0,5 \dots 2$ с (маршрутный и детальный режим) и $F_r = 3 \dots 5$ кГц, откуда $K = 1,5 \cdot 10^3 \dots 10^4$.

При оценке качества функционирования РСА и его информационных возможностей необходимо воспроизвести внутренние шумы приемного канала, отражения от земной поверхности, расположенных на ней неподвижных и движущихся объектов. В общем случае число элементов разрешения на земной поверхности составит $N_{зп} = \frac{\Delta L T_H V}{\Delta r \Delta r_{\perp}}$, где $\Delta r = \frac{c}{2\Delta f_0}$ -

разрешающая способность по наклонной дальности; $\Delta r_{\perp} = \frac{\lambda R}{2T_c V}$ - разрешающая способность по

поперечной дальности; $T_c < T_H$ - время синтезирования; λ - длина волны; R - наклонная дальность; V - скорость РСА, при типовом значении $\Delta r_{\perp} = 1...50$ м. Тогда

$N_{зп} = \frac{4\Delta f_0 \Delta L T_c T_H V^2}{\lambda R c} = \frac{4\Delta f_0 \Delta L T_c T_H V^2}{\lambda R c}$. Для типовых параметров РСА с длиной волны $\lambda = 3,125$

см получим $N_{зп} = 10^7...10^8$, и расчет отраженного сигнала крайне затруднителен. Поэтому ограничиваются моделированием только части радиолокационной сцены, выбирая $N_{зп} = 10^3...10^5$. Число блестящих точек для моделируемых объектов также определяется их геометрическими размерами в продольном и поперечном направлениях, сложностью конструкции и разрешающей способности РСА и может составить $N_{но} = 10^2...10^3$

Для траекторного сигнала, ограничившись отражениями от элементов разрешения земной поверхности (для блестящих точек объектов выражения аналогичны), можно в общем случае можно записать

$$\dot{U}_{m,k} = \sum_{i=1}^{N_{зп}} A_{i,k} \dot{U}_0 \left(\frac{m}{F_s} - t_{r_i,k} \right) e^{j \frac{4\pi}{\lambda} r_{i,k}} e^{j 2\pi F_{i,k} \left(\frac{m}{F_s} - \frac{2r_{i,k}}{c} \right)}, \quad (1)$$

где $A_{i,k}$, $r_{i,k}$, $F_{i,k}$ - амплитуда отраженного от i -го разрешаемого элемента ЗП сигнала в k -ом периоде повторения, дальность до указанного элемента и доплеровский сдвиг частоты отраженного сигнала, соответственно; $t_{r_i,k} = \frac{2r_{i,k}}{c}$ - время задержки; $\dot{U}_0(t)$ - закон модуляции ЛЧМ сигнала, имеющий вид

$$\dot{U}_0(t) = \begin{cases} e^{j \frac{\pi \Delta f_0}{T_0} t^2}, & 0 \leq t \leq T_0; \\ 0, & t < 0 \text{ и } t > T_0, \end{cases} \quad (2)$$

где T_0 - длительность одиночного ЗС с типовыми значениями $T_0 = 10...30$ мкс [1,2]. Третий множитель в (1) определяет изменение фазы отсчетов в пределах длительности одиночного ЗС из-за ненулевого доплеровского сдвига частоты и может не учитываться в маршрутном режиме радиолокационной съемки. Для детального режима, когда угол между вектором скорости и направлением на центр зоны синтезирования заметно отличается от $\pi/2$, учет изменения фазы на длительности импульса необходим.

Анализ (1) показывает, что основные затраты на моделирование связаны с вычислением отсчетов закона модуляции с учетом временной задержки и умножением их на фазовый

множитель $e^{j \frac{4\pi}{\lambda} r_{i,k}}$. При этом общее число отсчетов составит $M_s = F_s T_0$ с типовым значением $M_s = 500...1,8 \cdot 10^4$, то есть затраты даже для одного элемента разрешения значительны и увеличиваются при увеличении ширины спектра ЗС.

Цель работы – обоснование метода формирования входной реализации со сниженными вычислительными затратами.

Обоснование метода

Центральной идеей метода является переход от расчета при моделировании закона модуляции ЗС к использованию и расчету отсчетов функции рассогласования (ФР) ЛЧМ-

сигнала. Как известно [3], в пределах главного и трех-четырех боковых лепестков функция рассогласования ЛЧМ-сигнала может быть представлена в виде

$$C_0(\tau, \gamma) = \frac{\sin(\pi\Delta f_0 \tau)}{\pi\Delta f_0 \tau} = \text{sinc}(\pi\Delta f_0 \tau), |\tau| \leq T_0. \quad (3)$$

Боковые лепестки ФР быстро убывают с увеличением τ (рисунок 1), поэтому при моделировании сигнала на выходе согласованного фильтра (СФ) по дальности можно ограничиться значениями $\Delta f_0 |\tau| \leq \gamma$ при $\gamma = 5 \dots 10$ (главный и до четырех...девяти боковых лепестков вправо и влево) при числе вычисляемых отсчетов $M'_s = 2\gamma \frac{F_s}{\Delta f_0} - 1$. Поэтому число

вычисляемых отсчетов сократится в $\frac{T_0 F_s}{M'_s} \approx \frac{T_0 F_s}{2\gamma K_s} = \frac{T_0 \Delta f_0}{2\gamma}$ раз. Дополнительным фактором,

указывающим на возможность использования «укороченной» функции рассогласования является применение при сжатии сигнала по дальности оконных функций, снижающих относительный уровень дальних боковых лепестков сжатого сигнала до $-(30 \dots 50)$ дБ [1,2,4].

Импульсная характеристика СФ $\dot{V}(t) = U_0^*(t_0 - t)$, где $t_0 \geq T_0$ - постоянное время задержки в СФ. При вычислении ДПФ над отсчетами $\dot{V}_m = U_0^*(t_0 - m/F_s)$ импульсной характеристики получим $m = \overline{0, M-1}$ отсчетов \dot{G}_m комплексной частотной характеристики СФ (рисунок 2). Амплитудная характеристика $|\dot{G}_m|$ СФ ЛЧМ-сигнала практически прямоугольная [3]. При $K_s > 1$ примерно M/K_s с индексами $m = \overline{M - M/K_s - 1, M - 1}$ близки к нулю. Кроме того, примерно 2% отсчетов спектра с индексами $m_1 = \overline{0 \dots M_0 - 1}$ и $m_2 = \overline{M - M/K_s - M_0 \dots M - M/K_s - 1}$ могут иметь небольшую амплитуду. Параметр M_0 может быть определен по заданному (0,5) уровню от среднего значения ненулевых участков спектра.

Пусть отсчеты \dot{X}_m реализации на входе включают укороченный сжатый импульс с увеличенной в корень из коэффициента сжатия раз амплитудой

$$\dot{X}_m = \sqrt{\Delta f_0 T_0} \cdot C'_0(m/F_s - t_r - T_0, \gamma) \cdot e^{j\pi(m/F_s - t_r - T_0)F_s/K_s}, \quad (4)$$

где $C'_0(\tau, \gamma) = \begin{cases} \text{sinc}(\pi\Delta f_0 \tau), & \Delta f_0 |\tau| \leq \gamma \\ 0, & \Delta f_0 |\tau| > \gamma \end{cases}$ - укороченная функция рассогласования ЛЧМ-сигнала.

Фазовый множитель в (4) определяет соотношение между квадратурными компонентами сигнала при $K_s > 1$. При $K_s = 1$ его использование не требуется.

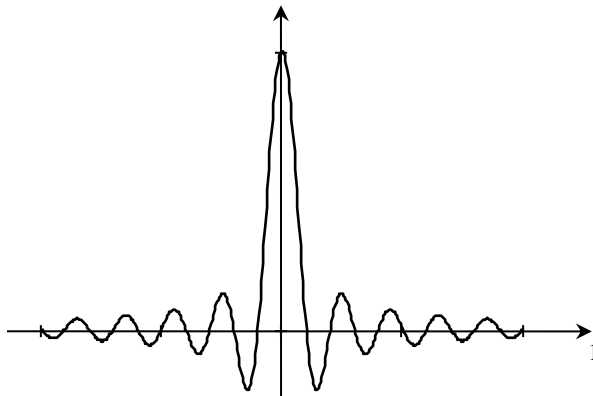


Рис. 1. Функция рассогласования

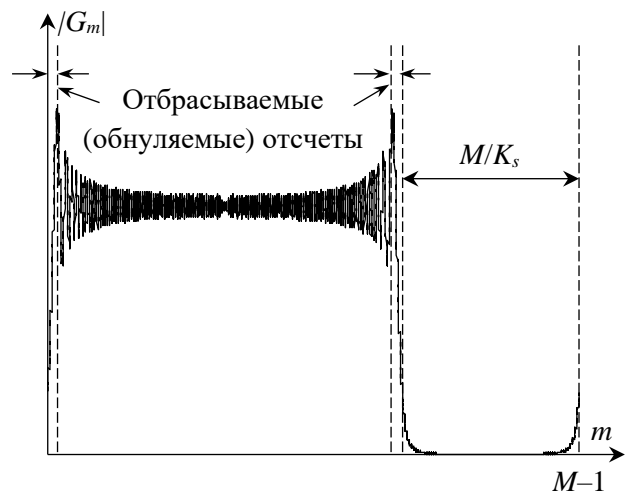


Рис. 2. Амплитудно-частотная характеристика СФ

Вычислим ДПФ над входной реализацией $\mathbf{d} = FFT(\mathbf{x})$, где $\mathbf{d} = (\dot{D}_0, \dot{D}_1, \dots, \dot{D}_{M-1})^T$ - вектор отсчетов \dot{D}_m спектра, и отсчеты спектра на входе согласованного фильтра:

$$\dot{W}_m = \begin{cases} \frac{\dot{D}_m}{\dot{G}_m}, & m=M_0-1 \dots M-M/K_S-M_0-1; \\ 0, & m=0 \dots M_0-1 \text{ или } m=M-M/K_S-M_0 \dots M-M/K_S-1. \end{cases} \quad (5)$$

Выполнив обратное ДПФ $\mathbf{z} = IFFT(\mathbf{w})$ над вектором $\mathbf{w} = (\dot{W}_0, \dot{W}_1, \dots, \dot{W}_{M-1})^T$ отсчетов спектра, получим вектор \mathbf{z} отсчетов входной реализации.

На рисунке 3 приведен восстановленный таким образом сигнал. Расчеты приведены при $M = 2^{12}$; $M_0 = 20$; $\gamma = 10$; $K_S = 1,5$; $T_0 = 10$ мкс; Как видно из результатов расчетов, восстановление сигнала произошло достаточно точно, и его спектрально-временная структура сохранена. Так как для РСА амплитуда сигнала на входе приемника существенно меньше среднеквадратического значения внутреннего шума, то видимые на рисунке 3 искажения сигнала не являются существенными и могут рассматриваться как дополнительный аддитивный шум. Более того, аналогичные отличия сигнала от прямоугольной формы (затягивание переднего и спадание заднего фронта, выбросы амплитуды в районе переднего и заднего фронта) характерны для передатчиков импульсных радиолокационных станций [5].

Степень искажения сигнала можно оценить величиной нормированного среднего квадрата отклонения восстановленного сигнала от модельного (идеального) сигнала \dot{U}_m , сформированного согласно (1):

$$\beta = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} |\dot{X}_m - \dot{U}_m|^2}{\sum_{m=0}^{M-1} |\dot{U}_m|^2}. \quad (6)$$

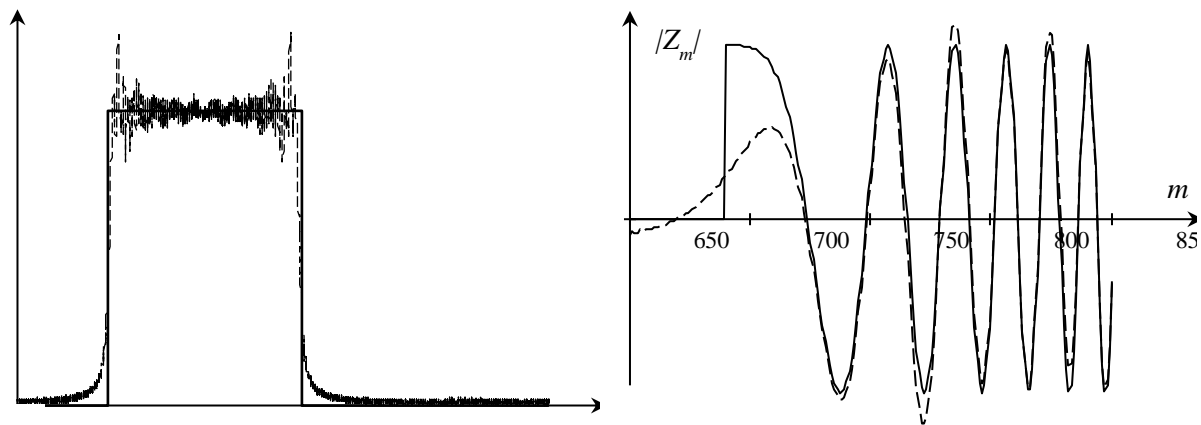
Для рассматриваемых исходных данных величина β в диапазоне $\gamma = 2 \dots 10$ изменяется в пределах $\beta = (3,5 \dots 1,9)\%$. При минимальном значении $K_S = 1$ у восстановленного сигнала могут появляться значительные паразитные компоненты вне длительности исходного импульса. Поэтому, с учетом значительного выигрыша в числе операций следует использовать кратное увеличение частоты дискретизации ($K_S = 2; 3; 4$) при формировании траекторного сигнала с соответствующей децимацией.

Алгоритм формирования траекторного сигнала и оценка выигрыша в числе операций

С использованием предлагаемого метода принимаемая реализация формируются следующим образом:

- формируются отсчеты сигнала на выходе согласованного фильтра

$$\dot{Y}_{m,k} = \sum_{i=1}^{N_{зп}} A_{i,k} \cdot \sqrt{\Delta f_0 T_0} \cdot C_0 \left(\frac{m}{F_s} - \frac{2r_{i,k}}{c} - T_0 \cdot \gamma \right) e^{j\pi \left(\frac{m}{F_s} - \frac{2r_{i,k}}{c} - T_0 \right) F_s / K_S} e^{j \frac{4\pi}{\lambda} r_{i,k}}; \quad (7)$$



а) амплитудная огибающая

б) синфазная компонента для участка в районе переднего фронта

Рис. 3. Вид исходного (сплошная кривая) и сформированного предлагаемым методом (пунктирная кривая) сигнала

- вычисляются ДПФ над каждой строкой полученной матрицы Y и выполняется операция (5) деления на ненулевые отсчеты КЧХ согласованного фильтра;
- вычисляется обратное ДПФ над каждой строкой с одновременным восстановлением сигналов от всех элементов разрешения земной поверхности на входе приемника;
- к полученной реализации добавляются внутренние шумы приемных каналов и (или) внешние помехи.

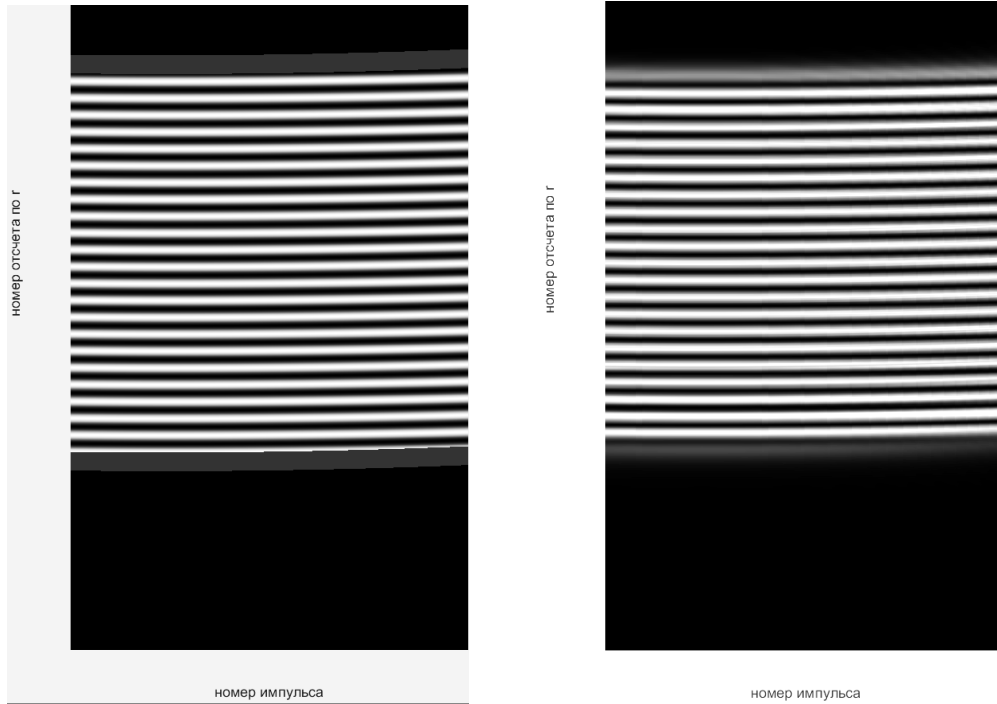
Отметим, что ввиду малой длительности «укороченной» функции рассогласования учет доплеровского сдвига частоты в данном случае не нужен. Полученная реализация траекторного сигнала практически эквивалента сформированной согласно (1) и может быть использована в качестве исходных данных при построении и анализе радиолокационных изображений, исследовании энергетических параметров входного сигнала, оптимизации параметров аналого-цифрового преобразования и т.д.

На рисунке 4 приведен траекторный сигнал в виде яркостного радиолокационного изображения (в координатах «отсчеты по быстрому времени – номер периода повторения»), сформированный исходным (1) и предлагаемым методом. Рассматривался случай наличия двух блестящих точек с одинаковой ЭПР, расположенных на некотором расстоянии друг от друга. В этом случае сигналы, отраженные от разных блестящих точек, интерферируют, что выражается в появлении на радиолокационном изображении чередующихся продольных линий. Как видно из рисунка 4, изображения траекторного сигнала для случая моделирования полной длительности содержит 23 яркие интерференционные полосы. Изображение траекторного сигнала для предлагаемого сигнала содержит 21 яркую интерференционную полосу, которые практически не отличимые от интерференционных полос траекторного сигнала при моделировании полной длительности импульса, а также 2 крайние интерференционные полосы, соответствующий и интерференционным полосам на рисунке 4а, но меньшей амплитуды.

На рисунке 5 приведены сформированные радиолокационные изображения после сжатия по азимуту. Они визуально идентичны. Дальнейшим развитием предлагаемого подхода является ситуационный выбор параметра укорочения γ , когда БТ с большой амплитудой учитываются с большим значением γ вплоть до дальних боковых лепестков функции рассогласования, элементы разрешения с малым значением амплитуды учитываются с малым γ вплоть до одного отсчета. Это позволяет адекватно учесть маскировку и искажения слабых сигналов боковыми лепестками сильных сигнала при сжатии по поперечной дальности.

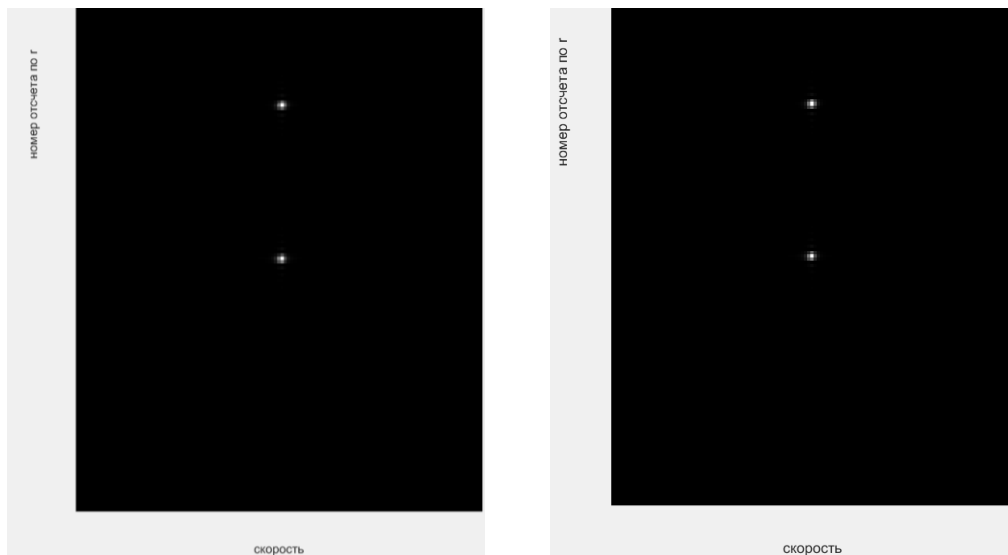
Оценим ориентировочный выигрыш в операциях комплексного умножения. При $N_{3П} \gg 1$ дополнительные операции прямого и обратного ДПФ несут незначительные. При традиционном способе формирования и частоте дискретизации $F_s \geq \Delta f_0$, для каждой блестящей точки и каждого

периода повторения необходимо вычислить и накопить в выходном массиве $F_s T_0$ отсчетов. При предлагаемом способе число отсчетов снижается до $2\gamma K_s - 1$. Поэтому выигрыш можно оценить как $\mu \approx \frac{T_0 \Delta f_0}{2\gamma}$. Так, например, при моделировании сцены при $T_0 = 10$ мкс; $F_s = \Delta f_0 = 150$ МГц и $\gamma = 7$ выигрыш в числе операций составит $\mu = 107$, то есть значительную величину, причем с увеличением базы сигнала выигрыш увеличивается.



а) расчет (1) по полной длительности сигнала б) при использовании предлагаемого метода

Рис. 4. Яркостное изображение траекторного сигнала



а) расчет ТС по полной длительности сигнала б) при использовании предлагаемого метода

Рис. 5. Сформированные траекторные сигналы и радиолокационные изображения

Заключение

Предлагаемый метод формирования траекторного сигнала является эффективным с позиций вычислительных затрат и может быть использован при моделировании сложных радиолокационных сцен в составе цифрового двойника радиолокатора с синтезированием апертуры.

Литература

1. Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.
2. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. М.: Радиотехника, 2020. – 280 с.
3. Охрименко А.Е. Основы радиолокации. – Военное издательство Министерства обороны СССР, 1983. 456 с.
4. Ричард Лайонс, Цифровая обработка сигналов. – Издательство Бином, 2006. 652 с.
5. Мельников Ю.П., Попов С.В. Радиотехническая разведка. Методы оценки эффективности местоопределения источников излучения. – М.: Радиотехника, 2008, 432.