

УДК 621.376.32

Ж. Т. Эрдынеев, А. А. Гельцер, Е. П. Великанова, Н. В. Панокин

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ЧАСТОТНОГО МАСШТАБИРОВАНИЯ ДЛЯ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В МАЛОГАБАРИТНЫХ ПОДВИЖНЫХ ПЛАТФОРМАХ

Дата поступления 22.09.2017

Решение о публикации 26.10.2017

Введение. С развитием аппаратных и вычислительных систем, позволяющих улучшить качественные характеристики радаров с синтезированием апертуры при их ограниченных габаритах, появилось множество новых систем, благодаря которым можно использовать более доступные и распространенные подвижные платформы, такие как автомобили, квадрокоптеры, беспилотные летательные аппараты.

Постановка проблемы. Из-за новых типов платформ возникают дополнительные искажения, связанные с особенностями геометрических параметров работы радара и с более сильными траекторными нестабильностями. Таким образом, к новым системам радаров с синтезированием апертуры должны предъявляться особые требования к программной и к аппаратной частям, которые отличаются от классических систем.

Цель. Сравнить алгоритмы, которые используются в современных системах радиовидения для получения качественных радиолокационных изображений и которые могут интегрироваться в подвижные платформы.

Методы. В качестве базового алгоритма взят метод частотного масштабирования и его модификации, включая дополнительные алгоритмы компенсации траекторных нестабильностей. Для сравнения алгоритмов рассмотрены геометрические параметры работы системы для автомобильных и самолетных систем и проведено имитационное моделирование с точечными отражателями при разных показателях дальности и характере движения платформы.

Результаты. Показано различие рассматриваемых алгоритмов на примере блок-схем и математических формул. Согласно результатам моделирования, использование базового алгоритма частотного масштабирования на расстояниях, соответствующих геометрическим параметрам работы автомобильной системы, приводит к искажению отклика вдоль азимута. Кроме того, модифицированный алгоритм компенсации траекторных искажений позволяет корректно сфокусировать цели на разной дальности.

Заключение. Предлагаемая комбинация модифицированных алгоритмов траекторных искажений и частотного масштабирования позволяет равномерно сфокусировать изображение по всему кадру и улучшить качество изображения в ближней зоне.

Автомобиль, БПЛА, радиовидение, РЛИ, PCA, FMCW, FSA.

Введение

С развитием аппаратных и вычислительных систем, позволяющих улучшить качественные характеристики радаров с синтезированием апертуры (РСА) при их ограниченных габаритах, появилось множество новых систем РСА [1–7], благодаря которым можно использовать более доступные и распространенные подвижные платформы, такие как автомобили, беспилотные летательные аппараты (БПЛА), квадрокоптеры, чем самолеты и спутники. Масштаб задач, которые могут быть решены благодаря таким системам, колоссален [8]. Автомобили смогут формировать радиолокационное изображение (РЛИ) бокового пространства за счет скорости автомобиля, используя только одну антенную систему, что уменьшает требования к габаритам устройства [4, 5].

К новым системам РСА должны предъявляться особые требования как к программной, так и к аппаратной частям, которые отличаются от классических систем. В примерах наработок алгоритмов и готовых реализаций для малогабаритных систем РСА можно выделить использование непрерывного ЛЧМ-сигнала (Frequency Modulated Continuous Wave, FMCW), алгоритмов компенсации траекторных искажений и методов частотного масштабирования (Frequency Scaling Algorithm, FSA) [9–13]. Использование FMCW действительно позволяет работать в ближней зоне, а также уменьшать требования к архитектуре цифровой обработки [6], в то же время среди методов частотного масштабирования [12, 13] есть модификации, где используются разные формулы. В данной статье поставлены следующие задачи:

- сравнить алгоритм FSA из статьи [12] с модифицированным алгоритмом FSA из статьи [13] (далее FSA-M);
- применить алгоритм компенсации траекторного искажения из статьи [12] для алгоритмов FSA и FSA-M и сравнить характеристики полученных радиолокационных изображений;
- сравнить характеристики РЛИ при различных наклонных дальностях и азимутальных положениях точечных отражателей для выявления различных геометрических искажений.

В первой части статьи представлена геометрия работы РСА при использовании беспилотного летательного аппарата (БПЛА) и автомобиля в качестве платформы-носителя. Показаны особенности и различия между ними. Во второй части кратко приводится алгоритм обработки FSA и модифицированного FSA-M. В третьей части даны результаты обработки сигналов, полученных при моделировании работы РСА различными методами сжатия и компенсации радиолокационного изображения. В конце приведены выводы по полученным результатам.

1. Геометрия работы РСА

Предварительно необходимо задать начальные условия, а для этого рассмотрим принцип и геометрию работы радара с синтезированием апертуры, выведем формулу, соответствующую принятому сигналу после перемножения с опорным сигналом.

Предположим, что зондирующий сигнал $s_t(t)$ излучается в момент времени τ , при котором дальность равна $R(\tau)$ и возвращается обратно в приемное устройство в момент времени $\tau + \tau_d$, пройдя расстояние $R(\tau + \tau_d)$. Таким образом, задержку двойного распространения сигнала можно выразить как

$$\tau_d = \frac{R(\tau) + R(\tau + \tau_d)}{c}, \quad (1)$$

где $R(\tau + \tau_d) = \sqrt{R_0^2 + v^2 \cdot (\tau + \tau_d - \tau_0)^2}$;

c – скорость света;

v – скорость движения платформы.

Упрощаем формулу (1) через квадратное уравнение, ограничиваясь квадратичными членами разложения, и получаем следующую формулу значения задержки:

$$\tau_d(\tau) = \frac{2 \left(\frac{R(\tau)}{c} + \frac{v^2}{c^2} (\tau - \tau_0) \right)}{1 - \frac{v^2}{c^2}}. \quad (2)$$

С учетом формулы (2) и использования сигнала с линейной частотной модуляцией принятый сигнал можно выразить следующим образом:

$$s_r(t, \tau) = \sigma(\tau_0, r_0) \cdot s_t(t - \tau_d(\tau)) \cdot \exp \left[j2\pi f_0 (t - \tau_d(\tau)) \right],$$

где $\sigma(\tau_0, r_0)$ – эффективная площадь рассеяния цели с соответствующими координатами;

f_0 – частота несущего колебания;

$s_t(t) = \exp(j\pi K_r t^2)$ – сигнал с линейной частотной модуляцией, где K_r – скорость изменения частоты, которая рассчитывается как $\Delta F / T$, где ΔF – полоса сигнала;

T – длительность одного импульса (период излучения импульса).

Когда используется FMCW, принятый сигнал перемножается с опорным комплексно-сопряженным сигналом:

$$s_{ref}(t) = s_t^*(t) \cdot \exp(j2\pi f_0 t).$$

После перемножения с комплексно-сопряженным сигналом получим сигнал следующего вида:

$$s_b(t, \tau) = \sigma(\tau_0, r_0) \cdot \exp[-j2\pi K_r \tau_d(\tau) \cdot t] \times \exp[-j2\pi f_0 \tau_d(\tau)] \cdot \exp[-j2\pi K_r \tau_d^2(\tau)]. \quad (3)$$

Разберем подробнее формулу (3). Первая экспонента формирует гармонический сигнал с частотой, соответствующей произведению задержки $\tau_d(\tau)$ и скорости изменения частоты K_r и таким образом отвечает за *положение цели по дальности*. Вторая экспонента формирует доплеровский спектр вдоль азимута, и по нему можно определить *положение цели по азимуту*. Третья экспонента называется остаточной видеофазой и в большинстве случаев компенсируется за ненадобностью [14].

Рассмотрим разницу между БПЛА и автомобилем в качестве платформы для синтезирования апертуры. Для демонстрации разницы в геометрии работы РСА на автомобильной и самолетной платформе приведен рис. 1. Допустим, параметры антенной системы и высота полета для самолетной платформы составляют величины, приведенные в табл. 1.

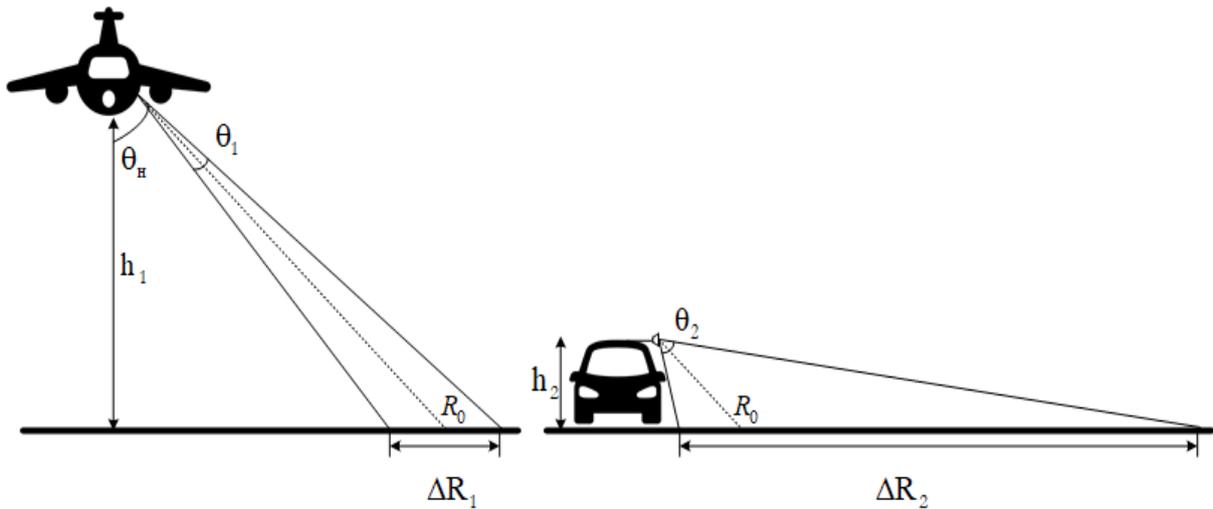


Рис. 1. Геометрия работы РСА для самолетной и автомобильной платформы

Таблица 1

Геометрические параметры самолетного и автомобильного РСА

Параметр	Значение
Угол наклона антенной системы, θ_n , град	45°
Ширины диаграммы направленности антенны по азимуту, θ , град	15°
Ширины диаграммы направленности антенны по углу места, θ_1 , град	15°
Высота самолетной платформы, h_1 , м	1000
Высота автомобильной платформы, h_2 , м	2

Если рассчитать ширину обзора вдоль дальности через угол наклона антенны и ширину ДН по углу места, то получится следующее:

$$\Delta R_1 = (h_1 / \cos(\theta_n + \theta_1 / 2)) - (h_1 / \cos(\theta_n - \theta_1 / 2)) = 382 \text{ м.}$$

Рассчитать длину синтезирования апертуры можно по формуле

$$L_s = 2 \cdot R_0 \cdot \tan(\theta / 2) = 372 \text{ м.}$$

Как видно, размеры зон по обеим координатам соизмеримы, что удобно для представления конечного радиолокационного изображения. Если оставить параметры антенной системы такими же, но при этом расположить ее на автомобильной платформе высотой $h_2 = 2$ м, то ширина обзора будет $\Delta R_2 = 0,76$ м. В результате на конечном изображении размер изображения по дальности составит всего 0,76 м, что совсем непрактично для данной системы.

Поэтому необходимо использовать антенную систему с более широкой диаграммой направленности по углу места при использовании автомобильной платформы или той, которая предполагает малую высоту синтезирования антенны. К примеру, если взять антенну с шириной ДН по углу $\theta_2 = 80^\circ$, то $\Delta R_2 = 21$ м. В некоторых случаях антенную систему располагают выше за счет дополнительных креплений, как, например, в [5, 7], что неудивительно, если надо получить данные с дальних зон.

Теперь, когда сформирована математическая модель принимаемого сигнала и геометрические особенности работы, проведем имитационное моделирование работы РСА и обработку данных алгоритмами FSA и FSA-M при наличии точечного отражателя для сравнения параметров:

- разрешающей способности (РС) по дальности и азимуту;
- отношения уровня боковых лепестков (УБЛ) к главному;
- интегрального отношения УБЛ к главному.

2. Алгоритмы обработки

Как уже говорилось, в качестве алгоритма обработки возьмем две реализации алгоритма FSA, блок-схемы которых приведены на рис. 2 [12, 13].

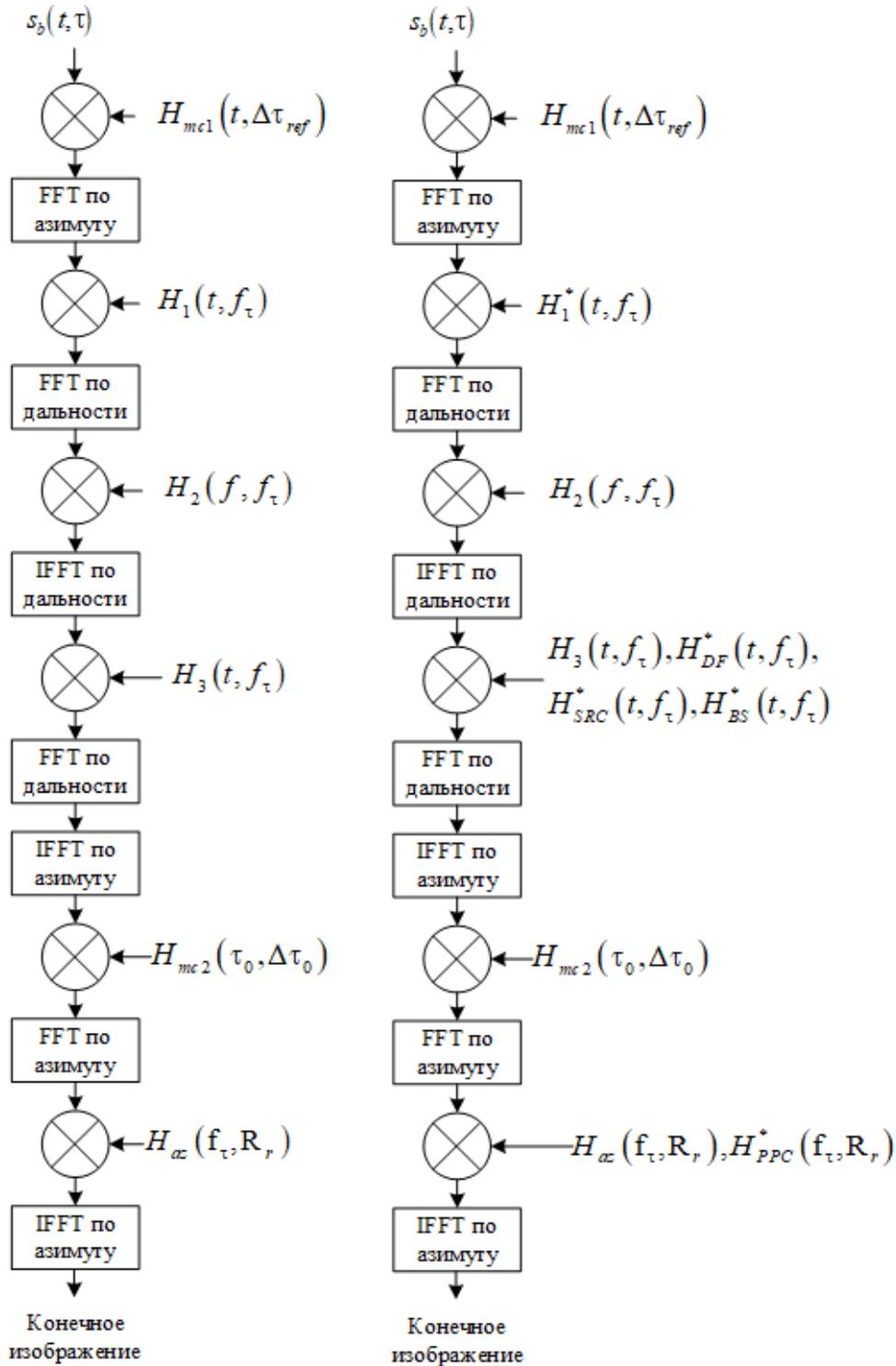


Рис. 2. Блок-схема алгоритмов FSA (слева) и FSA-M (справа)

Полная информация об этапах обработки и формулы опорных сигналов приведены в источниках [12, 13]. Ниже отметим формулы, которые используются либо для одной модификации, либо для компенсации траекторных нестабильностей, которая также была рассмотрена в рамках только одной модификации.

Главной особенностью алгоритмов с частотным масштабированием является то, что миграцию по дальности для разных целей можно компенсировать без интерполяции путем простых перемножений. Это преимущество делает данный алгоритм более привлекательным для интеграции в блок обработки сигналов, так как операции перемножения реализовать проще, чем операции с интерполяцией.

Входными данными алгоритма является массив сигналов с выхода перемножителя, согласно формуле (3).

Алгоритм FSA включает в себя серии преобразований Фурье и фазовые перемножения. Если отбросить этапы компенсации собственного движения платформы, то ключевые различия между алгоритмами выражены следующими формулами.

Функция частотного масштабирования для FSA, которая убирает доплеровские сдвиги:

$$H_1(t, f_\tau) = \exp\left(-j \cdot \left(2\pi \cdot f_\tau \cdot t + \pi \cdot K_r \cdot t^2 (1 - D(f_\tau, v))\right)\right),$$

где $D(f_\tau, v) = \sqrt{1 - \lambda^2 \cdot f_\tau^2 / 4v^2}$;

λ – длина волны;

f_τ – частота азимутальной сетки.

Формула для модифицированного алгоритма FSA-M:

$$H_1^*(t, f_\tau) = \exp\left(-j \cdot \pi \cdot K_r \cdot t^2 (1 - D(f_\tau, v))\right).$$

В модифицированном алгоритме после обратного преобразования Фурье происходит перемножение с еще тремя функциями:

1) коррекции доплеровского фактора:

$$H_{DFC}^*(t, f_\tau) = \exp\left(-j \cdot 2\pi \cdot f_\tau \cdot D(f_\tau, v) \cdot t\right);$$

2) сжатия по дальности второго порядка:

$$H_{SRC}^*(t, f_\tau) =$$

$$= \exp \left(-j \frac{2\pi \cdot R_{ref} \cdot K_r^2 \cdot \lambda}{c^2} \cdot \frac{(D^2(f_\tau, \nu) - 1)}{D^3(f_\tau, \nu)} \cdot \left(D(f_\tau, \nu) \cdot t - \frac{2 \cdot R_{ref}}{c} \right)^2 \right) \cdot \exp \left(-j \frac{2\pi \cdot R_{ref} \cdot K_r^3 \cdot \lambda^3}{c^3} \cdot \frac{(D^2(f_\tau, \nu) - 1)}{D^5(f_\tau, \nu)} \cdot \left(D(f_\tau, \nu) \cdot t - \frac{2 \cdot R_{ref}}{c} \right)^3 \right);$$

3) функция группового сдвига фаз:

$$H_{BS}^*(t, f_\tau) = \exp \left(j \cdot \frac{4\pi \cdot K_r}{c} \cdot R_{ref} \cdot \left(\frac{1}{D(f_\tau, \nu)} - 1 \right) \left(D(f_\tau, \nu) \cdot t - \frac{2 \cdot R_{ref}}{c} \right) \right),$$

где R_{ref} – опорная дальность.

На последнем этапе происходит перемножение с функцией сохранения фазы:

$$H_{PPC}^*(f_\tau, f_r) = \exp \left(j \frac{4\pi \cdot R_{ref}}{c} \frac{f_r}{D(f_\tau, \nu)} \right),$$

где f_r – частотная сетка по дальности.

Рассмотрим особенности компенсации собственного движения радара. Алгоритмы, рассмотренные выше, учитывали только равномерное прямолинейное движение. В реальной ситуации платформа будет неоднократно отклоняться от своей номинальной траектории, что существенно ухудшит качество радиолокационного изображения.

На основе [12, 15] предлагается следующий алгоритм компенсации собственного движения. Принятый сигнал $s_b(t, \tau)$ перемножается с функцией следующего вида:

$$H_{mcl}(t, \Delta\tau_{ref}) = \exp \left(-j \left(\begin{array}{l} \omega_0 \cdot \Delta\tau_{ref} + 2\pi \cdot K_r \cdot t \cdot \Delta\tau_{ref} - \\ -\pi \cdot K_r \cdot (2 \cdot \tau_{ref} \cdot \Delta\tau_{ref} - \Delta\tau_{ref}^2) \end{array} \right) \right), \quad (4)$$

где $\Delta\tau_{ref} = 2 \cdot \Delta R_{ref} / c$; $\Delta R_{ref} = R_{actual} - R_{ideal}$, где R_{actual} – наклонная дальность от платформы до точечной цели с учетом известных отклонений при движении платформы;

R_{ideal} – идеальная траектория движения платформы для того же положения точечной цели.

Следующий этап выполняет дифференцированную коррекцию после сжатия по дальности, где информация о позиции усредняется вдоль всего импульса. Это утверждение опирается на факт, что когда данные сжимаются по дальности, каждая ячейка по дальности формируется из данных, которые распределяются вдоль всего импульса. Корректирующая функция рассчитывается для каждой ячейки по дальности:

$$H_{mc2}(\tau_r, \Delta\tau_r) = \exp \left(j \begin{pmatrix} -\omega_0 \cdot \Delta\tau_r + 2\pi \cdot K_r \cdot \tau_r \cdot \Delta\tau_r - \pi \cdot K_r \cdot \Delta\tau_0^2 + \\ +\omega_0 \cdot \Delta\tau_r - 2\pi \cdot K_r \cdot \tau_r \cdot \Delta\tau_r + \pi \cdot K_r \cdot \Delta\tau_{ref}^2 \end{pmatrix} \right) \quad (5)$$

Представленная методика схожа с традиционной компенсацией движения, но при этом обладает рядом преимуществ. Во-первых, здесь учитывается движение во время излучения, что очень важно для модуляции с непрерывным ЛЧМ. Во-вторых, коррекция здесь происходит без использования интерполяции.

Теперь выполним имитационное моделирование с параметрами, приведенными в табл. 2.

Таблица 2

Параметры моделирования

Параметр	Значение
Тип модуляции сигнала	ЛЧМ
Скорость движения платформы	100 км/ч
Частота несущего колебания	10 ГГц
Длительность импульса	1 мс
Полоса перестройки ЛЧМ	50 МГц
Координаты целей, [дальность, м; азимут, м]	[650; 0], [20; 0], [300; 0], [100; 0]

Сравним алгоритмы с разными модификациями в такой последовательности:

1) РЛИ цели на 650 м, полученное методами FSA и FSA-M с идеальной траекторной коррекцией;

2) РЛИ цели на 20 м, полученное методами FSA и FSA-M с идеальной траекторной коррекцией;

3) РЛИ двух целей на 100 м и 300 м, полученное методами FSA и FSA-M с грубой траекторной коррекцией, где 100 м – опорная дальность;

4) РЛИ двух целей на 100 м и 300 м, полученное методами FSA и FSA-M с предлагаемой траекторной коррекцией, где 100 м – опорная дальность.

3. Моделирование. Результаты обработки

Результаты моделирования первых двух пунктов показаны на рис. 3–6 и в табл. 3.

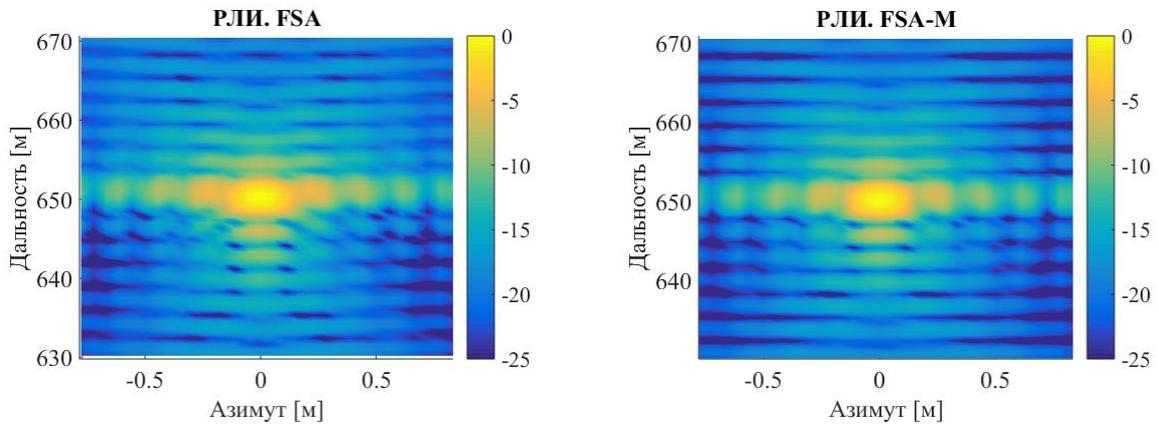


Рис. 3. Радиолокационное изображение точечной цели, полученной методами FSA (слева) и FSA-M (справа) при дальности 650 м

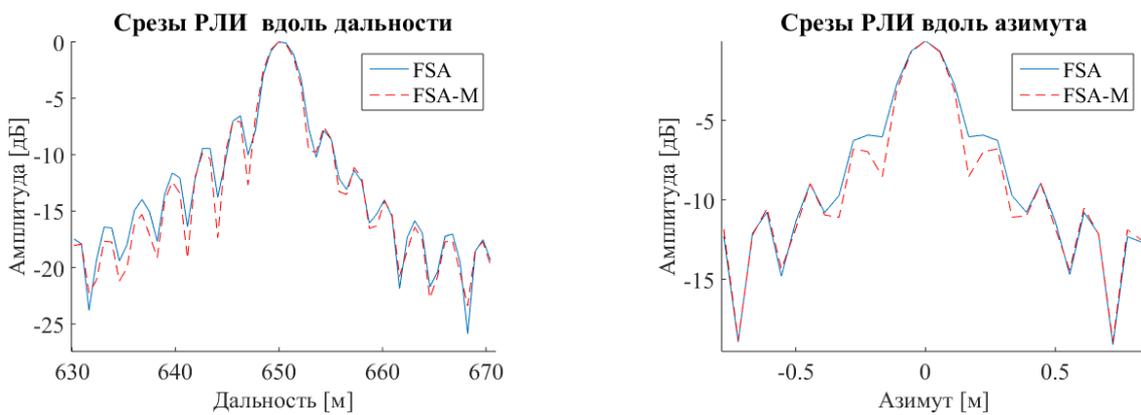


Рис. 4. Срезы РЛИ точечной цели (дальность 650 м) вдоль дальности (слева) и азимута (справа) для методов FSA и FSA-M

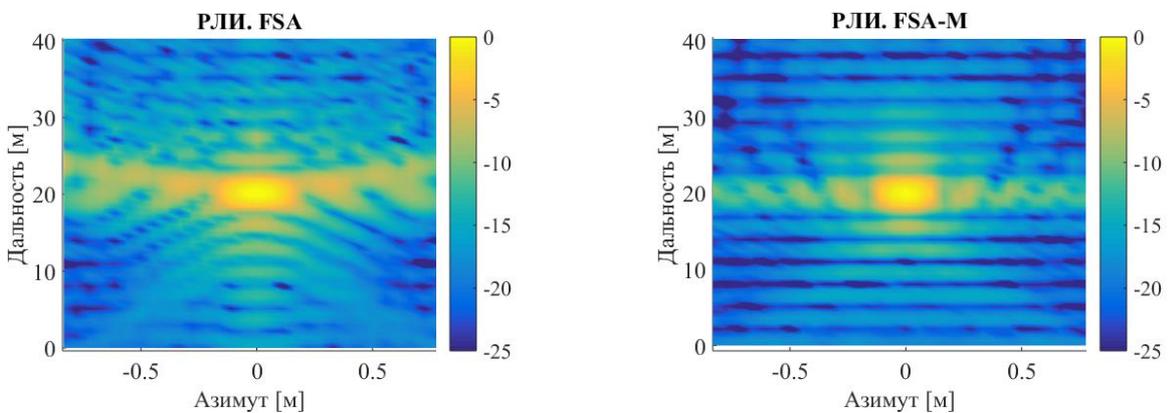


Рис. 5. Радиолокационное изображение точечной цели, полученной методами FSA (слева) и FSA-M (справа) при дальности 20 м

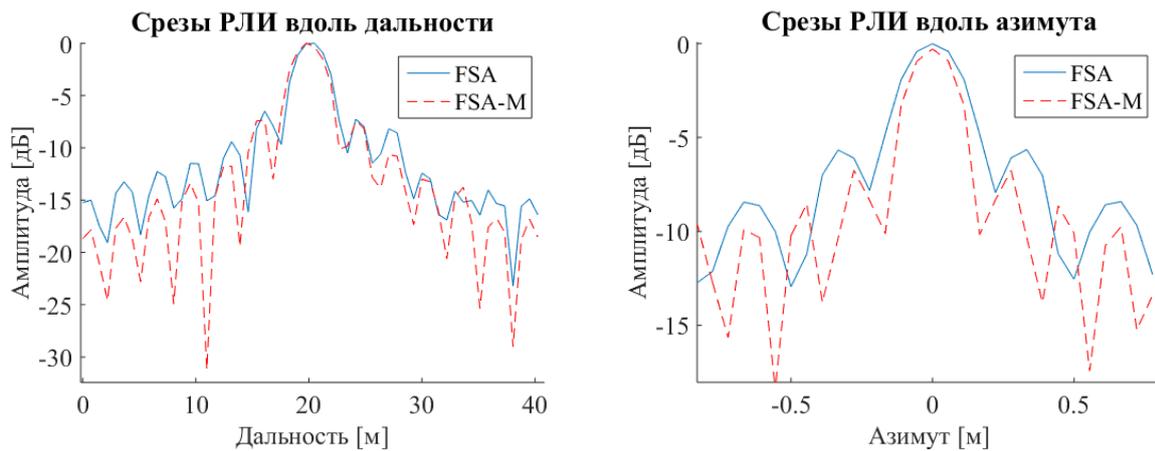


Рис. 6. Срезы РЛИ точечной цели (дальность 20 м) вдоль дальности (слева) и азимута (справа) для методов FSA и FSA-M

Таблица 3

Характеристики РЛИ, полученных методами FSA, FSA-M при имитационном моделировании целей дальности на 650 м и 20 м

Характеристика	FSA	FSA-M	FSA	FSA-M
Дальность, м	650		20	
РС по дальности	3,6	3,58	3,5	3,6
РС по азимуту	0,23	0,22	0,27	0,21
УБЛ по дальности	-7,2	-7,2	-7	-7,4
УБЛ по азимуту	-5,9	-6,8	-5,7	-6,9
Интегральный УБЛ по дальности	5,1	5,5	4	5,6
Интегральный УБЛ по азимуту	1,4	1,6	1	1,5

При анализе траекторной нестабильности было введено синусоидальное искажение в движение платформы вдоль дальности. Оно представлено на рис. 7. Соответственно, в каждом i -м импульсе произойдет фазовый сдвиг, соответствующий значению $\exp(-j \cdot 4 \cdot \pi i \cdot R(i)/\lambda)$. С учетом того, что траектория известна, сравним два подхода для устранения соответствующих фазовых искажений. Первый случай – классический, для него используется формула (4), для второго (модифицированного) – формулы (4) и (5). Отметим, что в качестве опорной была выбрана дальность 100 м. На рис. 8–11 и в табл. 4, 5 показаны результаты моделирования.

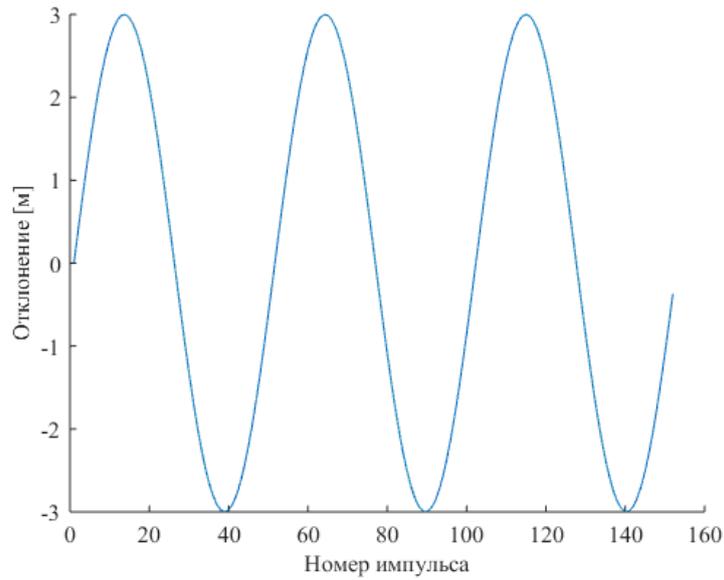


Рис. 7. Траекторная нестабильность платформы

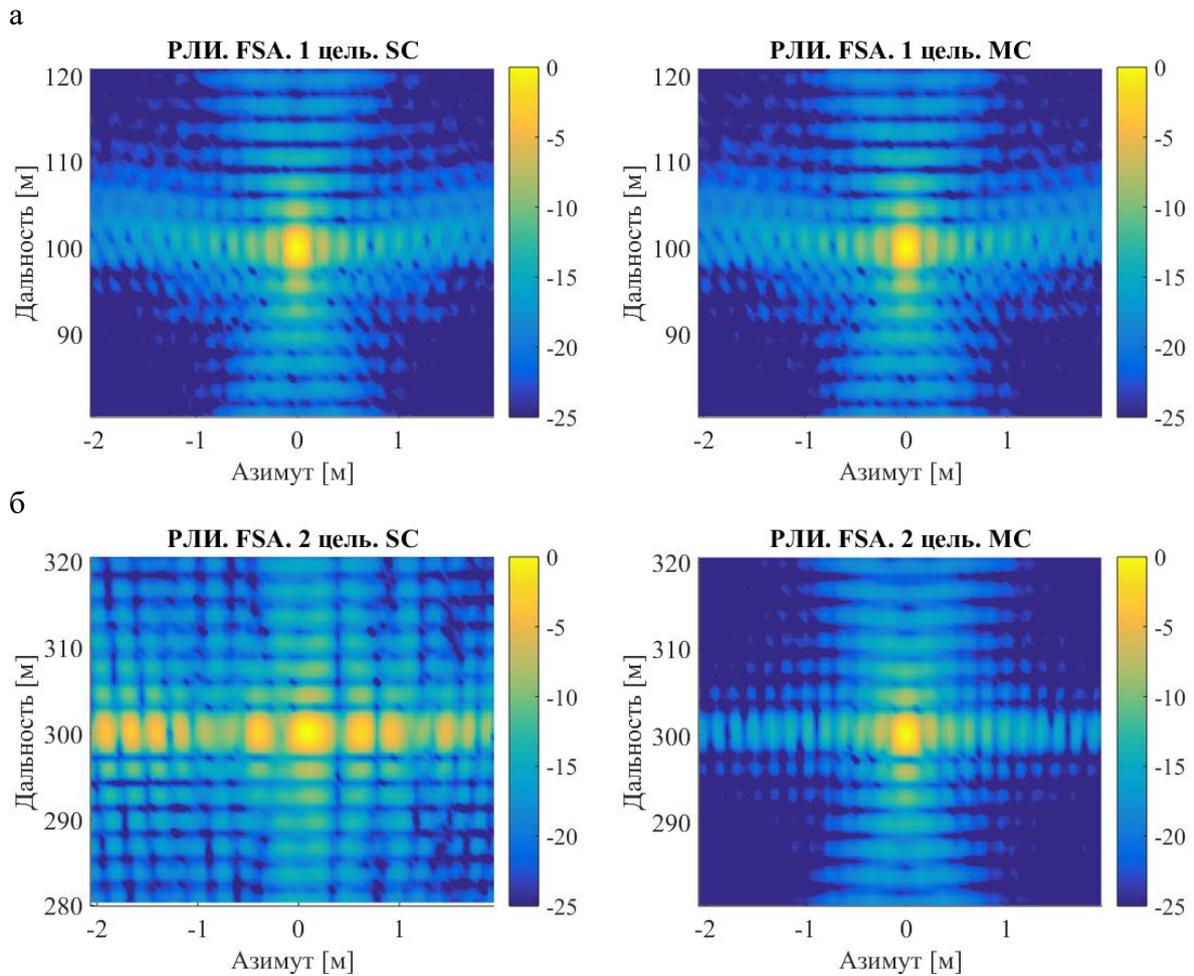


Рис. 8. Радиолокационные изображения точечных целей, полученные методом FSA, находящихся на позициях по дальности 100 м (а), 300 м (б), и полученные классическим (слева) и модифицированным (справа) методом компенсации траекторных искажений

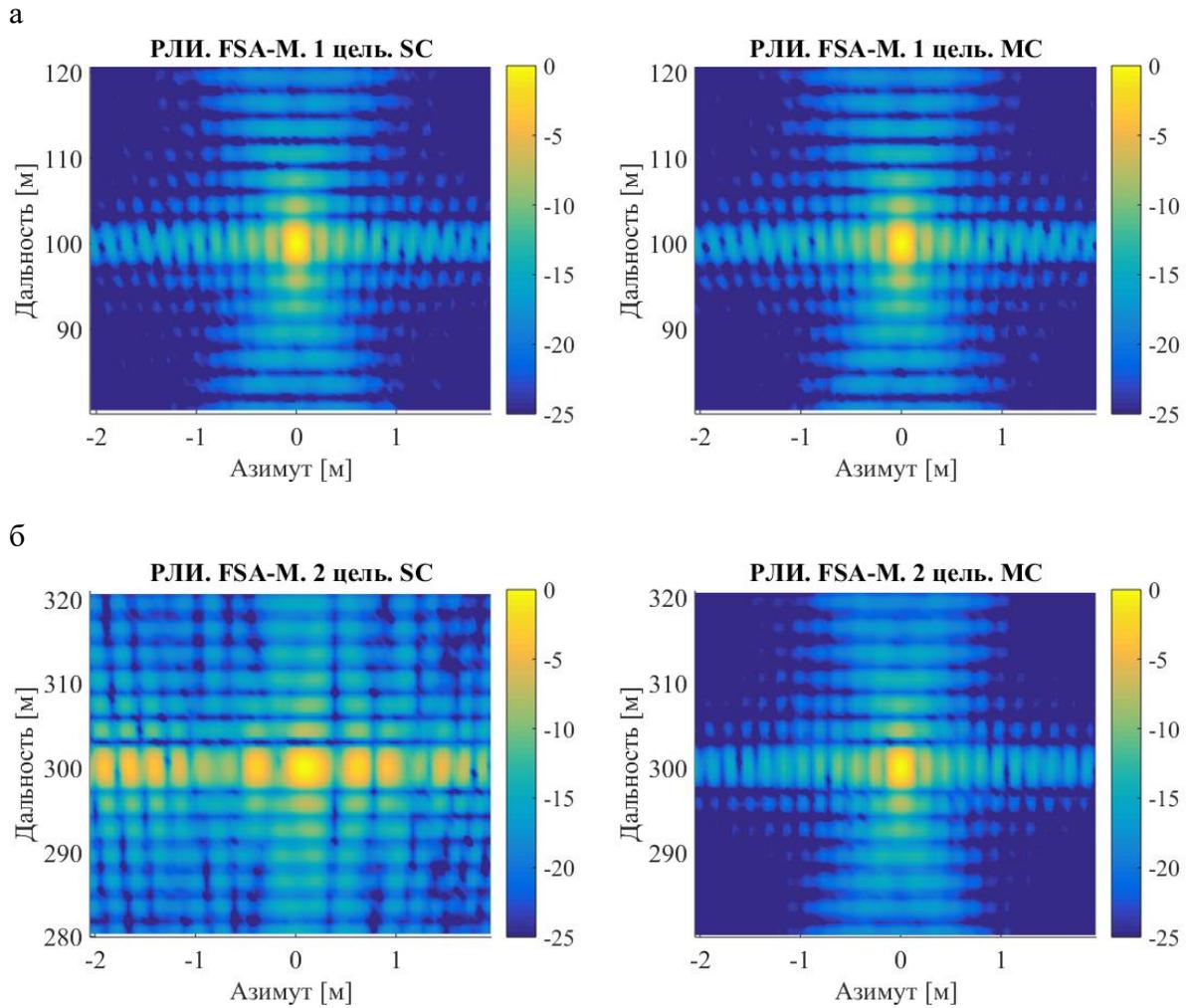


Рис. 9. Радиолокационные изображения точечных целей, полученные методом FSA-M, находящихся на позициях по дальности 100 м (а), 300 м (б), и полученные классическим (слева) и модифицированным (справа) методом компенсации траекторных искажений

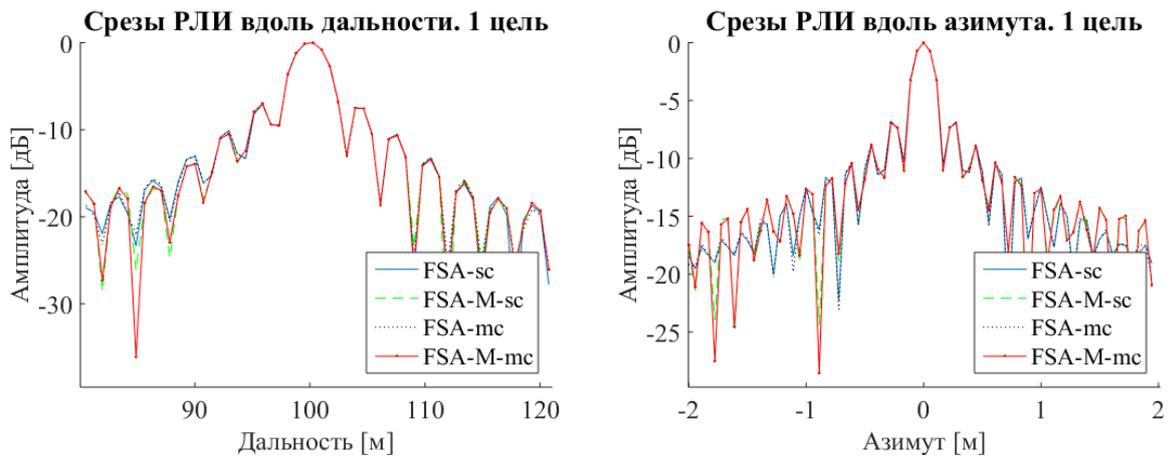


Рис. 10. Срезы РЛИ точечной цели (дальность 100 м), полученные методами FSA и FSA-M вдоль дальности (слева) и азимута (справа) для классического метода (sc) и для модифицированного метода (mc) компенсации траекторных искажений

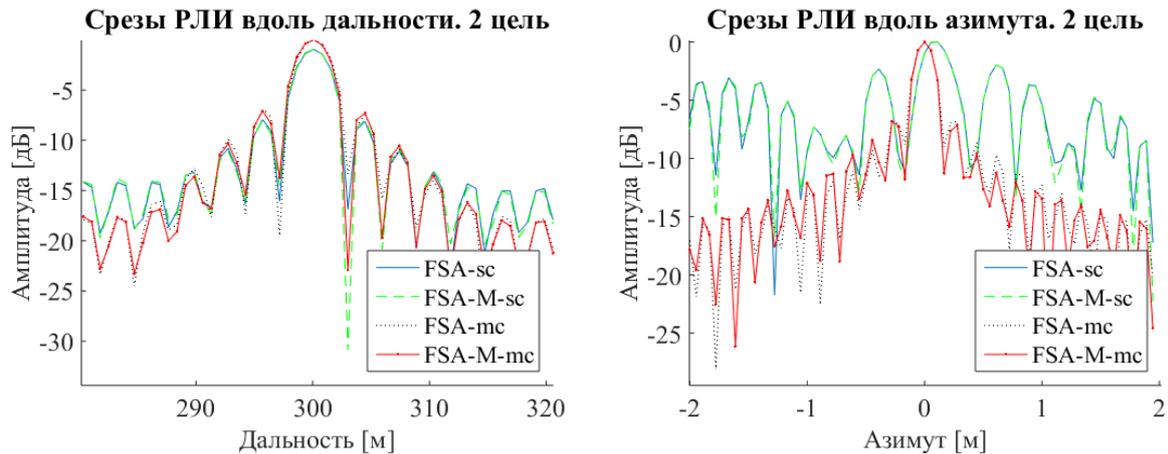


Рис. 11. Срезы РЛИ точечной цели (дальность 300 м), полученные методами FSA и FSA-M вдоль дальности (слева) и азимута (справа) для классического метода (sc) и для модифицированного метода (mc) компенсации траекторных искажений

Таблица 4

Характеристики РЛИ, полученных методами FSA при имитационном моделировании для точечных целей с классической и модифицированной компенсацией траекторных искажений

Параметры	Классическая компенсация		Модифицированная компенсация	
	1-я цель	2-я цель	1-я цель	2-я цель
Номер цели				
Координаты целей по дальности, м	100	300	100	300
РС по дальности	3,6	3,62	3,6	3,65
РС по азимуту	0,22	0,3	0,21	0,21
УБЛ по дальности	-7,3	-6,9	-7,3	-7,2
УБЛ по азимуту	-6,8	-2,1	-6,8	-6,8
Интегральный УБЛ по дальности	3,5	-9,7	3,5	-16,2
Интегральный УБЛ по азимуту	1,35	0,03	1,32	1,6

Таблица 5

Характеристики РЛИ, полученных методами FSA-M при имитационном моделировании для точечных целей с классической и модифицированной компенсацией траекторных искажений

Параметры	Классическая компенсация		Модифицированная компенсация	
	1-я цель	2-я цель	1-я цель	2-я цель
Номер цели				
Координаты целей по дальности, м	100	300	100	300
РС по дальности	3,58	3,64	3,6	3,6
РС по азимуту	0,21	0,31	0,21	0,21
УБЛ по дальности	-7,3	-6,8	-7,25	-7,2
УБЛ по азимуту	-6,9	-2,1	-6,9	-7
Интегральный УБЛ по дальности	3,6	11,4	3,6	-15
Интегральный УБЛ по азимуту	1,32	-0,27	1,3	1,7

По результатам моделирования можно сделать следующие выводы.

Использование алгоритма FSA на расстояниях, соответствующих геометрическим параметрам работы автомобильной системы, приводит к размазыванию отклика точечной цели преимущественно вдоль азимутальной плоскости. Если сравнить результаты, полученные алгоритмом FSA-M, где изображение получилось более фокусированным, то разрешающая способность по азимуту улучшилась на 23 %, уровень боковых лепестков по азимуту стал ниже на 1,2 дБ. Уровень ИУБЛ по обеим осям стал больше при использовании FSA-M, но это связано с уменьшением разрешающей способности. По дальности также есть изменения, но они незначительны. При геометрических параметрах работы, соответствующей летательному аппарату, также есть улучшение при использовании модифицированного алгоритма FSA, но не значительное.

Использование модифицированной компенсации траекторных искажений, в отличие от стандартной, позволяет корректно сфокусировать цели, находящиеся на разном удалении, как это видно на рис. 11. Численно ИУБЛ в модифицированном случае для второй цели становится лучше на 6,5 дБ при FSA и на 26,4 дБ – при FSA-M. Общий уровень ИУБЛ в модифицированном случае для обоих методов FSA и FSA-M отличается на 1,2 дБ. Также наблюдается улучшение разрешающей способности на 30 %.

Заключение

По результатам данной работы проведены имитационное моделирование двух алгоритмов FSA (традиционного и модифицированного) для обработки сигналов в PCA и их сравнительный анализ по разрешающей способности, уровню боковых лепестков, интегральному уровню боковых лепестков. По итогам моделирования можно сделать вывод, что использование модифицированного алгоритма FSA с усложненным алгоритмом компенсации траекторных искажений позволяет получить более качественное и сфокусированное изображение в независимости от геометрических параметров работы системы и выбора опорной дальности при устранении траекторных искажений и тем самым подходит для использования на любых платформах.

Библиографический список

1. González-Partida J.T. SAR system for UAV operation with motion error compensation beyond the resolution cell / J.T González-Partida, P. Almorox-Gonzalez, M. Burgos-Garsia, B.P. Dorta-Naranjo // *Sensors*. – 2008. – Т. 8. – № 5. – P. 3384–3405.
2. Chang W. FMCW SAR: From design to realization, Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS) / W. Chang, H. Tian, C. Gu // *IEEE Int.* – 2016. – P. 1122–1125.
3. Chang W. Miniature high resolution FMCW SAR system, Modern Circuits and Systems Technologies (MOCASST) / W. Chang, H. Tian, X. Li // *5th Int. Conf. IEEE.* – 2016. – P. 1–4.
4. Luo Y. High-resolution automobile FMCW SAR and signal processing / Y. Luo, S. Hongjun, R. Wang, Z. Shichao // *J. Electron. (China)*. – 2013. – Т. 30, № 6. – P. 561–566.
5. Cho B.L. Automobile-based SAR/InSAR system for ground experiments / B.L. Cho, Y.K. Kong, H.G. Park, Y.S. Kim // *IEEE Geosci. Remote Sens. Lett.* – 2006. – Т. 3, № 3. – P. 401–405.
6. Meta A. Signal processing of FMCW synthetic aperture radar data. PhD thesis, TU Delft, Delft. – Univ. Technol., 2006.
7. Gromek D. FMCW SAR based on USRP hardware platform / D. Gromek, P. Krysik, K. Ndini, P. Samczynski // *Radar Conf. IEEE.* – 2014. – P. 0552–0555.
8. Ouchi K. Recent trend and advance of synthetic aperture radar with selected topics // *Remote Sens.* – 2013. – Т. 5, № 2. – P. 716–807.
9. Lort Cuenca M. Ground-based SAR imaging basics and land clutter effects on the focused image: Univ. Politècnica de Catalunya, 2014.
10. De Wit J.J.M. Development of an Airborne Ka-band FMCW Synthetic Aperture Radar. 2005.
11. Stringham C. Developments in LFM-CW SAR for UAV Operation, PhD thesis, Brigham Young Univ., 2014.
12. Zaugg E.C. Theory and application of motion compensation for LFM-CW SAR / E.C. Zaugg, D.G. Long // *IEEE Trans. Geosci. Remote sensing.* – 2008. – Т. 46, № 10. – P. 2990–2998.
13. Jiang Z. Modified frequency scaling algorithm for FMCW SAR data processing / Z. Jiang, F. Huang, J. Wan, Z. Cheng // *Chin. J. Aeronaut.* – 2007. – Т. 20, № 4. – P. 339–345.
14. Carrara W.G. Spotlight Synthetic Aperture Radar Signal Processing Algorithms / W.G. Carrara, R.S. Goodman, R.M. Majewski. – Boston, MA: Artech House, 1995.

15. Fornaro G., Trajectory deviations in airborne SAR: Analysis and compensation / G. Fornaro // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. – 1999. – Vol. 35, № 3. – P. 997–1009.

Сведения об авторах:

ЭРДЫНЕЕВ Жаргал Тумэнович, аспирант.

E-mail: erdineevzh@gmail.com

ГЕЛЬЦЕР Андрей Александрович, к. т. н., заведующий кафедрой.

E-mail: gaa.pochta@gmail.com

ВЕЛИКАНОВА Елена Павловна, к. т. н., доцент.

E-mail: Raliens@mail.ru

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

ПАНОКИН Николай Викторович, к. т. н., начальник управления науки

E-mail: n.panokin@misis.ru

НИТУ «МИСиС»

© Эрдынеев Ж. Т., Гельцер А. А.,
Великанова Е. П., Панокин Н. В., 2017

UDK 621.376.32

Zh. T. Erdyneev, A. A. Geltser, E. P. Velikanova, N. V. Panokin

COMPARATIVE ANALYSIS OF FREQUENCY SCALING ALGORITHMS FOR SIGNAL PROCESSING IN SMALL-SIZE MOBILE PLATFORMS

Data of receipt 22.09.2017

Decision on publication 26.10.2017

Introduction. With the development of hardware and computer systems, which improve qualitative characteristics of synthetic aperture radars, with their dimensions limited, many new systems have appeared that allow using more accessible and widespread mobile platforms such as a car, quadcopters, unmanned aerial vehicles (UAV).

Problem. The use of new types of platforms leads to additional distortions associated with features of the geometry of the radar performance and more severe trajectory instabilities. Thus, new synthetic aperture radar systems should have special requirements for both software and hardware, which differ from classical systems.

Objective. The aim of the work is the comparison various algorithms that are used in modern radiovision systems to obtain high-quality radar images that can be integrated into various kinds of mobile platforms.

Methods. The method of frequency scaling and various modifications of this method are taken as a basic algorithm, including additional algorithms for compensating trajectory instabilities. For comparison of algorithms, the system geometry for automobiles and aircraft systems are considered and simulations were performed with the presence of point reflectors at different distances and the distortion of the platform motion.

Results. The difference of the considered algorithms in the form of flowcharts and mathematical formulas is shown. Based on results of the simulation the use of the basic frequency scaling algorithm at distances corresponding to the geometry of the automobile system leads to the distortion of the response along the azimuth. In addition, the use of the modified algorithm for compensating trajectory distortion allows correct focusing the targets at different distances.

Conclusion. The proposed combination of modified algorithms of trajectory distortion and frequency scaling allows focusing the image evenly throughout the frame and improving the quality of the image in the near zone.

Automobile, UAV, radiovision, radiolocation image (RLI), synthetic aperture radars (SAR), frequency modulated continuous wave (FMCW), frequency scaling algorithm (FSA).

Introduction

With the development of hardware and computer systems, which improve qualitative characteristics of synthetic aperture radars (SAR) [1–7], with their dimensions limited, many new systems have appeared that allow using more accessible and widespread mobile platforms such as a car, quadcopters, unmanned aerial vehicles (UAV), in comparison with planes and satellites. The magnitude of the tasks which can be solved by means of these systems is enormous [8]. Cars would be able to generate panoramic radiolocation images (RLI) at the expense of their speed, using only one antenna system, which would decrease size requirements of the equipment [4, 5].

The new synthetic aperture radar systems should have special requirements for both software and hardware, which differ from classical systems. In the considered examples of the existing elaborations of algorithms and those ready for realisation in small-size SAR, one may point out the following [9–13]: the use of frequency modulated continuous wave (FMCW), algorithms for compensating trajectory distortions, and frequency scaling algorithm (FSA). The use of FMCW actually allows working in the near zone as well as decreases requirements for digital signal processing architecture [6], whereas among the frequency scaling methods [12, 13] there are different modifications, where different formulae are used. Consequently, in the article the following objectives have been set:

- to compare frequency scaling algorithm from the article [12] with the modified frequency scaling algorithm from the article [13] (hereinafter FSA-M);
- to apply the algorithm for compensating trajectory distortions from the article [12] for FSA and FSA-M and compare properties of the obtained radiolocation images;
- to compare properties of the radiolocation images at different slant ranges and azimuth position of point reflectors for detection of geometric distortions.

The article is arranged as follows. In the first part, the geometry of SAR performance is presented for the cases when UAV and cars are used as the bearing platforms. Their peculiarities and differences are demonstrated as well. In the second part, the processing algorithms of FSA and FSA-M are briefly discussed. In the third part, the results of processing of signals are shown, which are obtained during simulation of SAR performance by virtue of different methods of compression and compensation of radiolocation image. In the end of the article, the conclusion is given.

1. The geometry of SAR performance

First of all, it is necessary to set the source conditions, therefore let us consider the principle and geometry of the synthetic-aperture radar performance, derive formula, corresponding to the received signal after its multiplying by reference signal.

Let us suppose, that the sounding signal $s_t(t)$ radiates in the moment of time τ at which the distance is $R(\tau)$ and returns to the receiver in the moment of time $\tau + \tau_d$, covering the distance $R(\tau + \tau_d)$. Thus, the delay of signal double scattering may be expressed as:

$$\tau_d = \frac{R(\tau) + R(\tau + \tau_d)}{c}, \quad (1)$$

where $R(\tau + \tau_d) = \sqrt{R_0^2 + v^2 \cdot (\tau + \tau_d - \tau_0)^2}$;

c – the speed of light;

v – the velocity of the moving platform.

Simplifying the formula (1) by quadratic equation, confining ourselves to quadratic terms of expansion, we obtain the following formula of the delay value:

$$\tau_d(\tau) = \frac{2 \left(\frac{R(\tau)}{c} + \frac{v^2}{c^2} (\tau - \tau_0) \right)}{1 - \frac{v^2}{c^2}}. \quad (2)$$

Considering the formula (2) and the use of the linear frequency modulation signal, the received signal may be expressed as follows:

$$s_r(t, \tau) = \sigma(\tau_0, r_0) \cdot s_t(t - \tau_d(\tau)) \cdot \exp \left[j2\pi f_0 (t - \tau_d(\tau)) \right],$$

where $\sigma(\tau_0, r_0)$ – target cross-section with the corresponding coordinates;

f_0 – carrier wave frequency;

$s_t(t) = \exp(j\pi K_r t^2)$ – linear frequency modulation signal, where K_r – frequency slew rate, which is calculated as $\Delta F / T$, where ΔF – signal band;

T – period of one pulse (period of pulse radiation).

For the cases when FMCW is used, the received signal is multiplied by reference complex conjugate signal:

$$s_{ref}(t) = s_t^*(t) \cdot \exp(-j2\pi f_0 t).$$

After multiplying by reference complex conjugate signal we obtain the following signal:

$$s_b(t, \tau) = \sigma(\tau_0, r_0) \cdot \exp[-j2\pi K_r \tau_d(\tau) \cdot t] \times \exp[-j2\pi f_0 \tau_d(\tau)] \cdot \exp[-j2\pi K_r \tau_d^2(\tau)]. \quad (3)$$

Let us analyse the formula (3) in detail. The first exponent forms harmonic signal with the frequency corresponding to multiplication of delay $\tau_d(\tau)$ and the frequency slew rate K_r , and thus, it is responsible for *the location of the target by range*. The second exponent forms the Doppler spectrum along the azimuth making it possible to determine *the location of the target by azimuth*. The third exponent is called residual video phase and is compensated in most cases due to its uselessness [14].

Let us analyse the difference between UAV and an automobile used as platforms for aperture synthesis. To illustrate the difference in the geometry of SAR on automobile and aircraft platforms, the fig. 1 is given below. Let us assume that antenna system parameters and the height of the aircraft platform make the following values, given in the table 1.

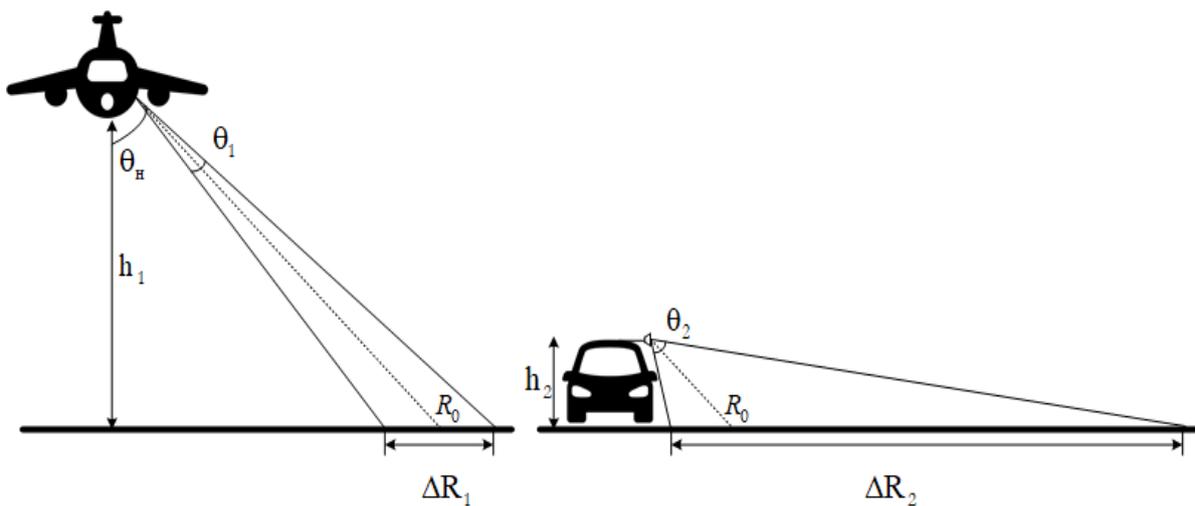


Fig. 1. The geometry of SAR on automobile and aircraft platforms

Table 1

Parameters of the geometry of aircraft and automobile SAR

Parameter	Value
Antenna system look angle, θ_H , degrees	45°
Width of directional diagram by azimuth, θ , degrees	15°
Width of directional diagram by elevation, θ_1 , degrees	15°
Height of the aircraft platform, h_1 , m	1000
Height of the automobile platform, h_2 , m	2

Now, if we calculate the swath width along the range via antenna system look angle and width of directional diagram by elevation, we obtain:

$$\Delta R_1 = (h_1 / \cos(\theta_H + \theta_1 / 2)) - (h_1 / \cos(\theta_H - \theta_1 / 2)) = 382 \text{ м.}$$

If we calculate the length of aperture synthesis by the formula:

$$L_s = 2 \cdot R_0 \cdot \tan(\theta / 2) = 372 \text{ м.}$$

As it may be seen, the sizes of zones in both coordinates are commensurate, which is convenient for displaying the final radiolocation image. If the parameters of the antenna system remain the same, with the antenna system placed on the automobile platform of 2 metres high ($h_2 = 2 \text{ м}$), the width of the look will be: $\Delta R_2 = 0,76 \text{ м}$. As a result, in the final image the size of the image in terms of range will be only 0,76 metres, which is absolutely impractical for this system.

Therefore, it is advisable to use an antenna system with a broader directional diagram by elevation when the automobile platform is used or any other platform requiring low height of antenna synthesis. For instance, if we now take an antenna with the directional diagram width by elevation $\theta_2 = 80^\circ$, then $\Delta R_2 = 21 \text{ м}$. In some cases the antenna system is installed higher by virtue of additional fastenings, as it may be seen from [5, 7], which is not surprising when it comes to receiving data from remote zones.

Now that we have formed the mathematical model of the received signal and the geometry of the performance, let us carry out simulation of the SAR performance and data processing by FSA and FSA-M algorithms with a point reflector for comparison of the following parameters:

- the azimuth and range resolution;
- the relation of the side lobes' level to the main lobe one;
- integral relation of side lobes' level to that of the main one.

2. Processing algorithms

As it was previously mentioned, let us take two realisation of FSA algorithms for processing algorithms. Their flowcharts are given in the fig. 2 [12, 13].

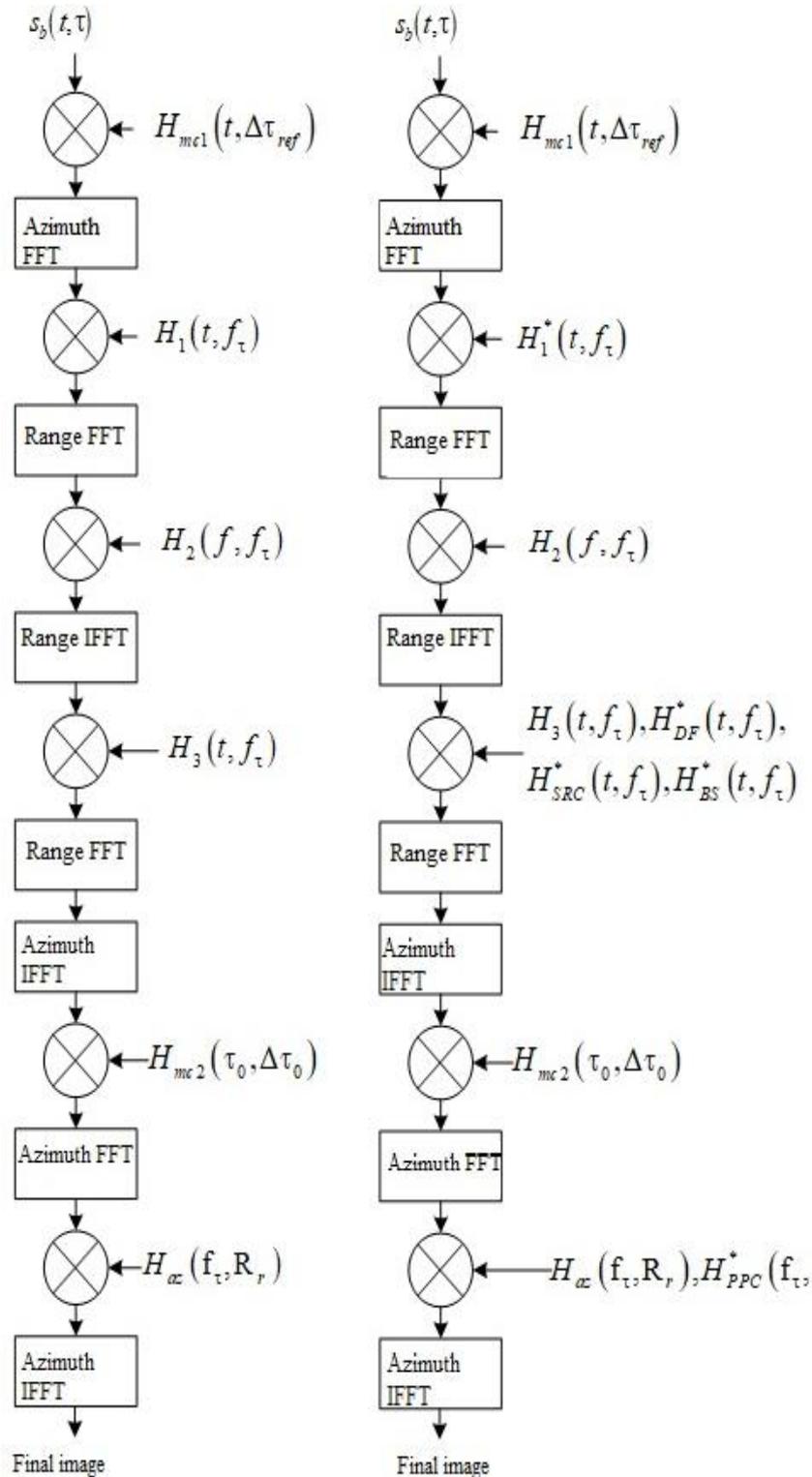


Fig. 2. Flowcharts of FSA (left) and FSA-M (right)

It needs to be pointed out straightaway that the full information about processing stages is given in the sources [12, 13]. Below, the formulae used either for one modification or for trajectory instabilities compensations, will be given. The trajectory instability has also been considered within only one modification.

The main feature of frequency scaling algorithms consists in the range migration for different targets may be compensated without interpolation, only by mere multiplication. This advantage makes this algorithm more attractive for integration into signal processing block, since multiplication operations are simpler than interpolation ones.

The input data of the algorithm are the array of signals from the output of the multiplier, according to the formula (3).

The FSA algorithm includes a series of Fast Fourier Transformation (FFT) and phase multiplications. If we reject the stages of compensation of the platform movement, the key differences between the algorithms will be:

Frequency scaling function for FSA, which removes Doppler oscillations, has the following view:

$$H_1(t, f_\tau) = \exp\left(-j \cdot \left(2\pi \cdot f_\tau \cdot t + \pi \cdot K_r \cdot t^2 (1 - D(f_\tau, \nu))\right)\right),$$

where $D(f_\tau, \nu) = \sqrt{1 - \lambda^2 \cdot f_\tau^2 / 4\nu^2}$;

λ – wavelength;

f_τ – azimuth grid frequency.

The formula for the modified FSA-M algorithm is of the following view:

$$H_1^*(t, f_\tau) = \exp\left(-j \cdot \pi \cdot K_r \cdot t^2 (1 - D(f_\tau, \nu))\right).$$

In the modified algorithm after Inverse Fast Fourier Transformation (IFFT), the multiplication by three more functions takes place:

1) doppler factor correlation function:

$$H_{DFC}^*(t, f_\tau) = \exp\left(-j \cdot 2\pi \cdot f_\tau \cdot D(f_\tau, \nu) \cdot t\right);$$

2) second range compression function:

$$H_{SRC}^*(t, f_\tau) = \exp\left(-j \frac{2\pi \cdot R_{ref} \cdot K_r^2 \cdot \lambda}{c^2} \cdot \frac{(D^2(f_\tau, \nu) - 1)}{D^3(f_\tau, \nu)} \cdot \left(D(f_\tau, \nu) \cdot t - \frac{2 \cdot R_{ref}}{c}\right)^2\right) \bullet$$

$$\exp\left(-j\frac{2\pi \cdot R_{ref} \cdot K_r^3 \cdot \lambda^3}{c^3} \cdot \frac{(D^2(f_\tau, \nu) - 1)}{D^5(f_\tau, \nu)} \cdot \left(D(f_\tau, \nu) \cdot t - \frac{2 \cdot R_{ref}}{c}\right)^3\right);$$

3) group phase shift function:

$$\begin{aligned} H_{BS}^*(t, f_\tau) &= \\ &= \exp\left(j \cdot \frac{4\pi \cdot K_r}{c} \cdot R_{ref} \cdot \left(\frac{1}{D(f_\tau, \nu)} - 1\right) \left(D(f_\tau, \nu) \cdot t - \frac{2 \cdot R_{ref}}{c}\right)\right), \end{aligned}$$

where R_{ref} – reference range.

At the final the multiplication by phase conservation phase:

$$H_{PPC}^*(f_\tau, f_r) = \exp\left(j \frac{4\pi \cdot R_{ref}}{c} \frac{f_r}{D(f_\tau, \nu)}\right),$$

where f_r – range frequency grid.

Let us analyse the peculiarities of the radar movement itself. The algorithms mentioned above took into account only even, direct movement. Actually, the platform will often deviate from its nominal trajectory, which will result in poor radiolocation image quality.

On the basis of [12, 15], the following algorithm of movement compensation is suggested. The receive signal $s_b(t, \tau)$ is multiplied by the function:

$$H_{mcl}(t, \Delta\tau_{ref}) = \exp\left(-j \begin{pmatrix} \omega_0 \cdot \Delta\tau_{ref} + 2\pi \cdot K_r \cdot t \cdot \Delta\tau_{ref} - \\ -\pi \cdot K_r \cdot (2 \cdot \tau_{ref} \cdot \Delta\tau_{ref} - \Delta\tau_{ref}^2) \end{pmatrix}\right), \quad (4)$$

where $\Delta\tau_{ref} = 2 \cdot \Delta R_{ref} / c$; $\Delta R_{ref} = R_{actual} - R_{ideal}$, where R_{actual} – slant range from platform to point target considering known deviations during platform movement;

R_{ideal} – ideal trajectory of platform movement for the same location of the point target.

The next stage carries out differential correction after range compensation, where the location information is averaged along the entire pulse. This statement comes out of the fact that when all data are compressed by range, each cell in

range is formed from data that is distributed along the entire pulse. Correction function is calculated for each cell by range:

$$H_{mc2}(\tau_r, \Delta\tau_r) = \exp \left(j \left(\begin{array}{l} -\omega_0 \cdot \Delta\tau_r + 2\pi \cdot K_r \cdot \tau_r \cdot \Delta\tau_r - \pi \cdot K_r \cdot \Delta\tau_0^2 + \\ +\omega_0 \cdot \Delta\tau_r - 2\pi \cdot K_r \cdot \tau_r \cdot \Delta\tau_r + \pi \cdot K_r \cdot \Delta\tau_{ref}^2 \end{array} \right) \right). \quad (5)$$

The introduced method is similar to traditional movement compensation, but has a number of advantages. Firstly, the movement during radiation is taken into account, which is crucial for modulation with continuous chirp. Secondly, the correction here takes place without interpolation.

Now, let us carry out imitation modelling with the parameters given in the table 2.

Table 2

Modelling parameters

Parameter	Value
Type of signal modulation	chirp
Platform velocity	100 km/h
Carrier wave frequency	10 GHz
Period of pulse	1 ms
Modification strip of chirp	50 MHz
Targets' coordinates, [range, m; azimuth, m]	[650; 0], [20; 0], [300; 0], [100; 0]

Let us compare the algorithms with different modifications in the following sequence:

- 1) radiolocation image of the target at the range of 650 metres, obtained by methods FSA and FSA-M with an ideal trajectory correction;
- 2) radiolocation image of the target at the range of 20 metres, obtained by FSA and FSA-M methods with an ideal trajectory correction;
- 3) radiolocation image of two targets at the range of 100 metres and 300 metres with a rough trajectory correction, where 100 metres is reference range;
- 4) radiolocation image of two targets at the range of 100 metres and 300 metres obtained by means of FSA and FSA-M methods, with a proposed trajectory, where 100 metres is reference range.

3. Modelling. Processing results

The results of the modelling of the first two points are shown in the fig. 3–6 and the table 3.

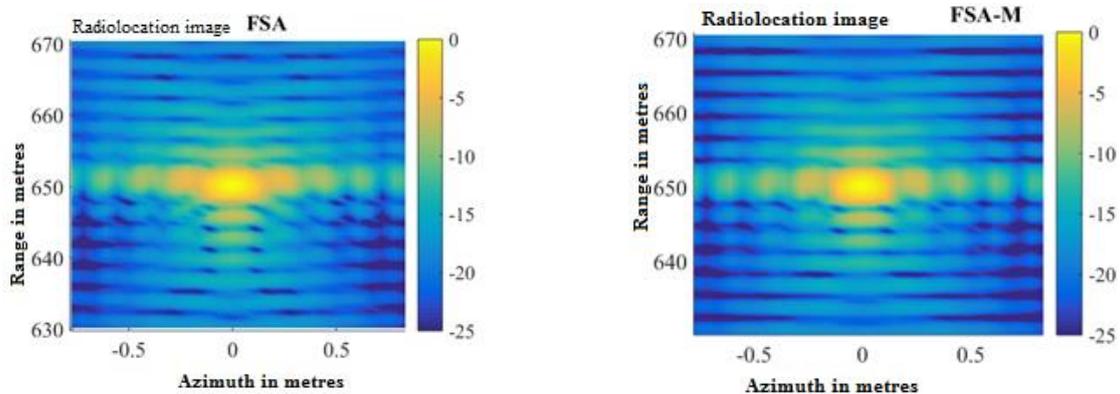


Fig. 3. Radiolocation image of the point target obtained by FSA (left) and FSA-M (right) methods at the range of 650 metres

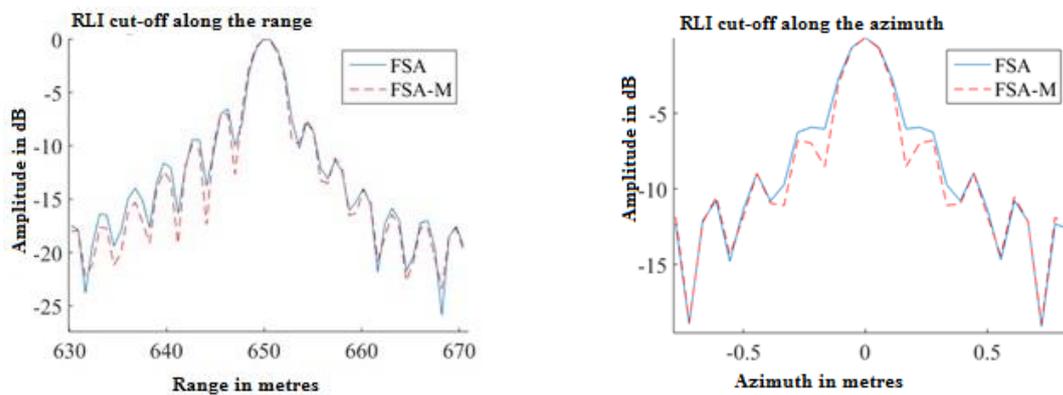


Fig. 4. Point target RLI cut-offs (650 m range) along the range (left) and azimuth (right) for FSA and FSA-M methods

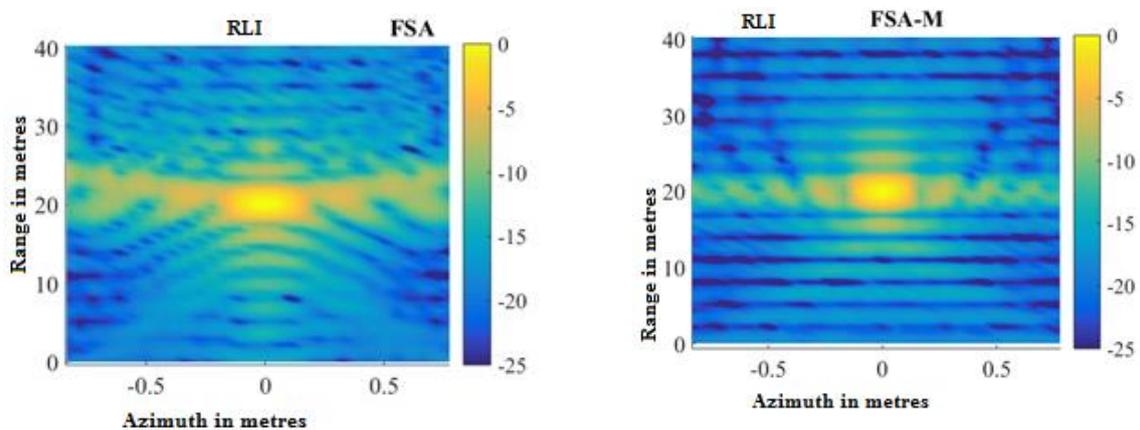


Fig. 5. Radiolocation image of the point target obtained by FSA (left) and FSA-M (right) methods at the range of 20 metres

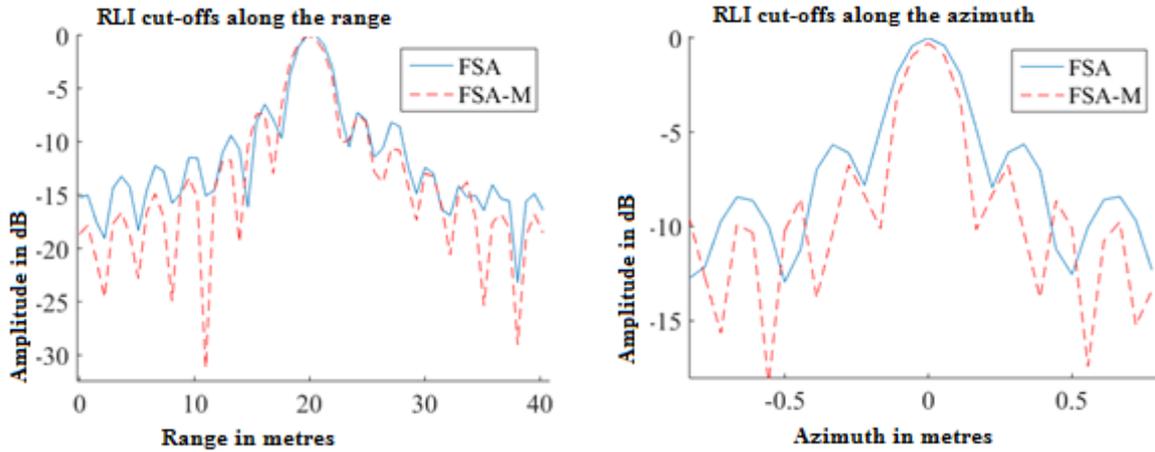


Fig. 6. Point target RLI cut-offs (20 m range) along the range (left) and the azimuth (right) for FSA and FSA-M methods

Table 3

RLI properties obtained by virtue of FSA and FSA-M methods during imitation modelling of targets at the range of 650 metres and 20 metres

Parameter	FSA	FSA-M	FSA	FSA-M
Range, m	650		20	
Range resolution	3,6	3,58	3,5	3,6
Azimuth resolution	0,23	0,22	0,27	0,21
Range side lobes' level	-7,2	-7,2	-7	-7,4
Azimuth side lobes' level	-5,9	-6,8	-5,7	-6,9
Integral range side lobes' level	5,1	5,5	4	5,6
Integral azimuth side lobes' level	1,4	1,6	1	1,5

During analysis of the trajectory instability, a sinusoidal distortion was detected during motion of platform along the range. It is shown in the fig. 7. Consequently, in each i -th pulse the phase shift will take place corresponding to the value $\exp(-j \cdot 4 \cdot \pi \cdot R(i)/\lambda)$. On the assumption that the trajectory is known, let us compare to approaches for elimination of phase distortions. The first case is a classical one for which the formula (4) is used, whereas the formulae (4) and (5) are used for the second one. It needs pointing out that 100 metres value has been taken as a reference range. In the fig. 8–11 and in the tables 4, 5 the results of the modelling are given.

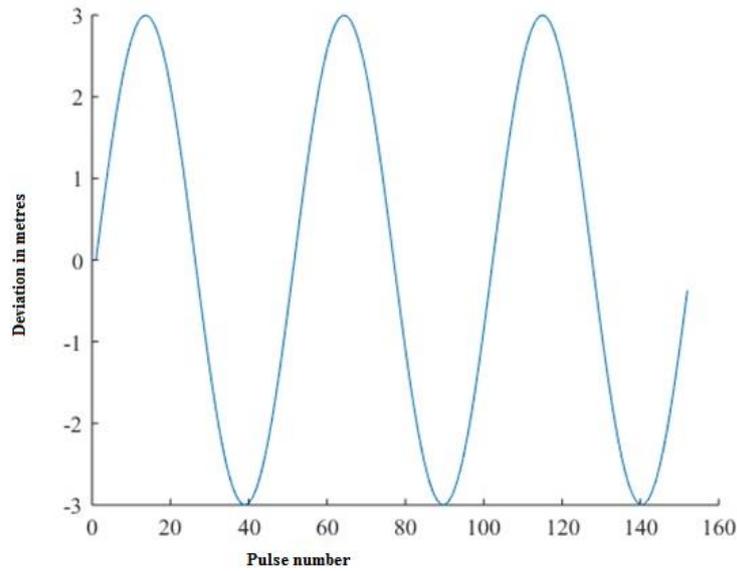


Fig. 7. Trajectory instability of the platform

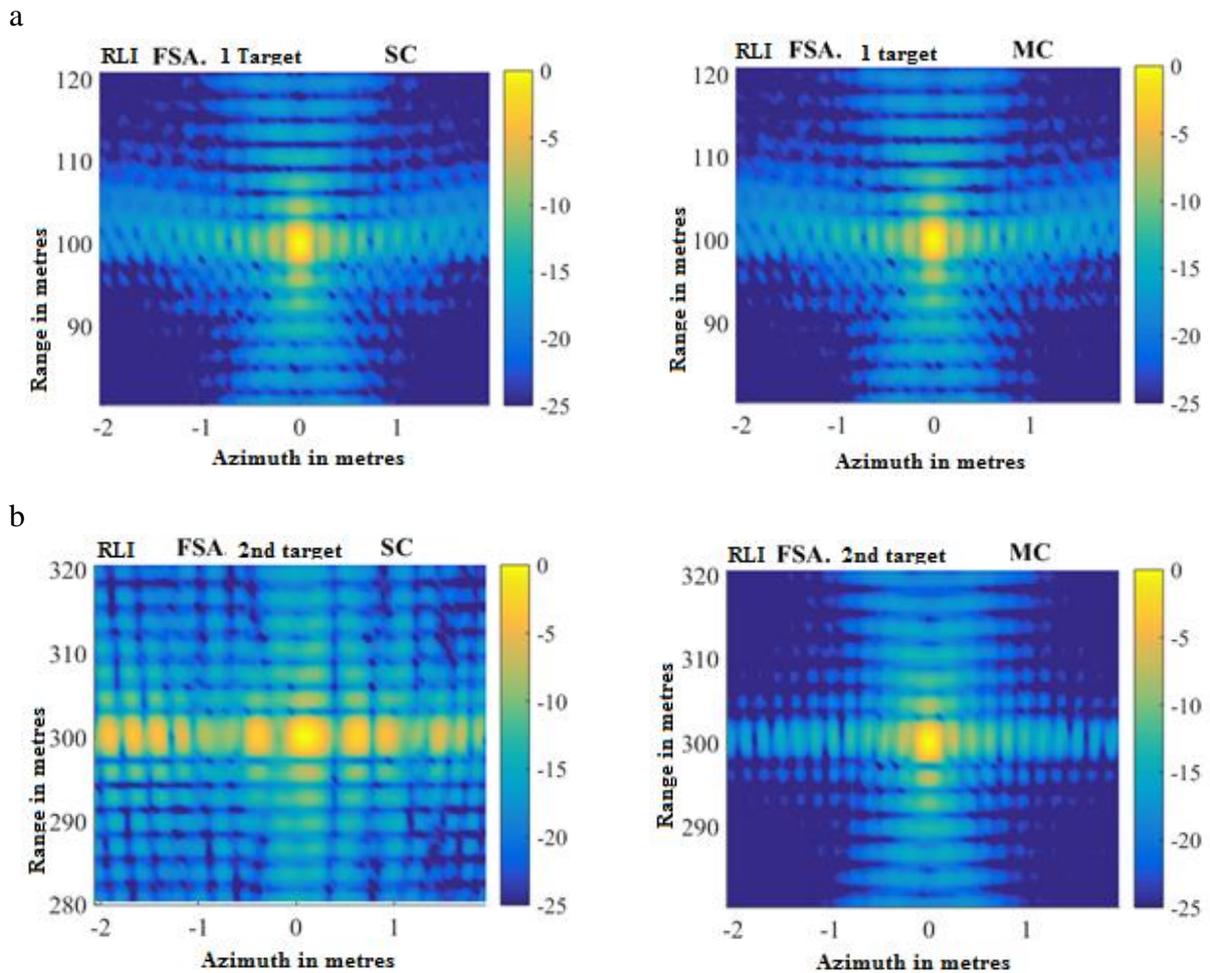
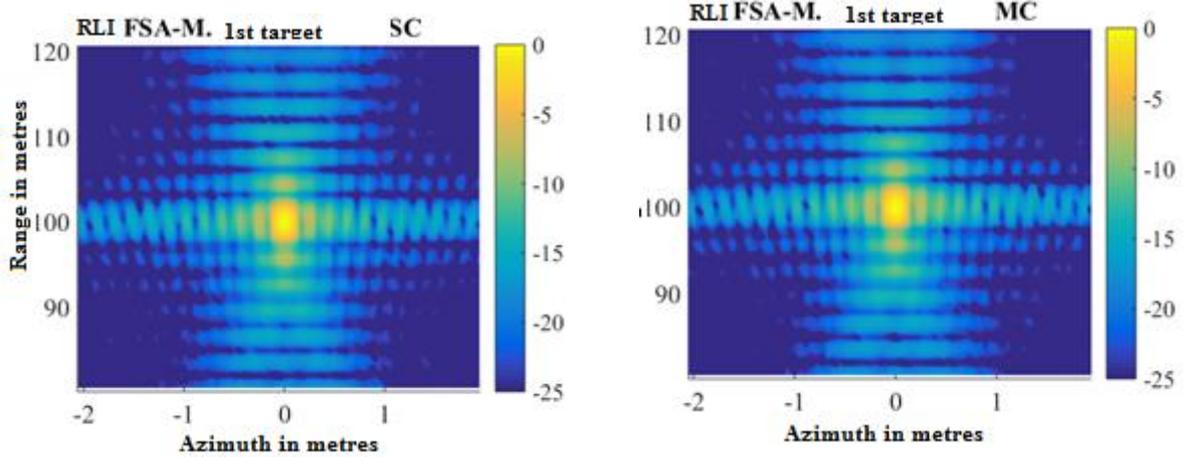


Fig. 8. Radiolocation images of point targets obtained by FSA method, at the range of 100 m (a), 300 m (b), and obtained by classical method (left) and modified method (right) of trajectory deviation compensation

a



b

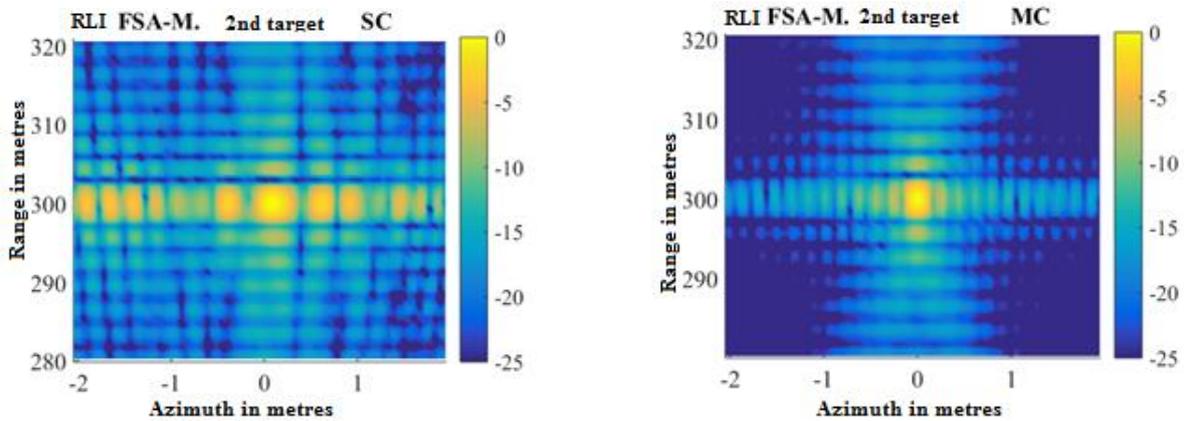


Fig. 9. Radiolocation images of point targets obtained by FSA-M method, at the range of 100 m (a), 300 m (b), and obtained by classical method (left) and modified method (right) of trajectory deviation compensation

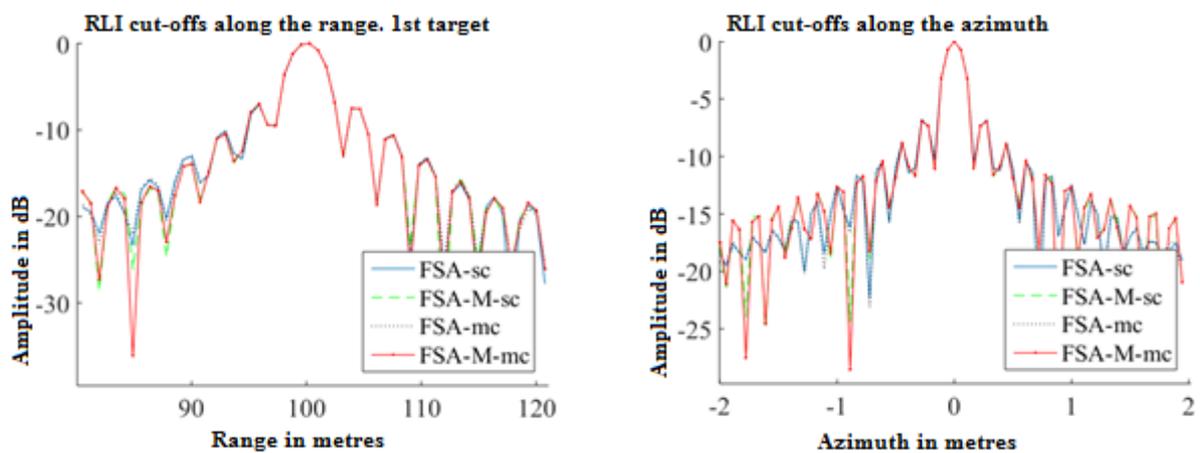


Fig. 10. Point target RLI cut-offs (100 m range) obtained by FSA and FSA-M methods along the range (left) and along the azimuth (right) for classical method (SC) and for modified method (MC) of trajectory distortion compensation

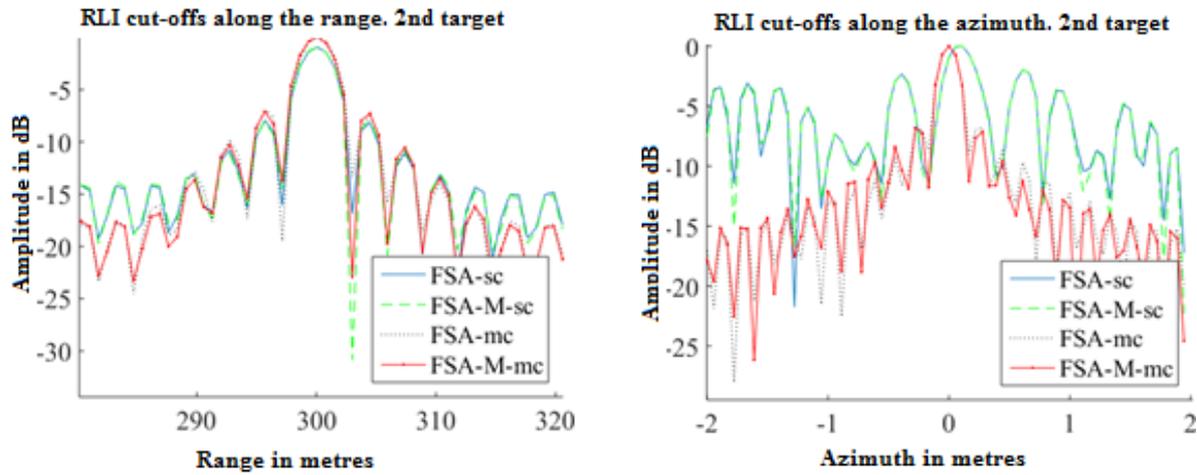


Fig. 11. Point target RLI cut-offs (300 m range) obtained by FSA and FSA-M methods along the range (left) and along the azimuth (right) for classical method (SC) and for modified method (MC) of trajectory distortion compensation

Table 4

Properties of RLI obtained by FSA methods during modelling for point targets with classical and modified methods of trajectory distortion compensation

Parameters	Classical compensation		Modified compensation	
	1 st target	2 nd target	1 st target	2 nd target
Number of target	1 st target	2 nd target	1 st target	2 nd target
Range coordinates of targets, m	100	300	100	300
Range resolution	3,6	3,62	3,6	3,65
Azimuth resolution	0,22	0,3	0,21	0,21
Range side lobes' level	-7,3	-6,9	-7,3	-7,2
Azimuth side lobes' level	-6,8	-2,1	-6,8	-6,8
Integral range side lobes' level	3,5	-9,7	3,5	-16,2
Integral azimuth side lobes' level	1,35	0,03	1,32	1,6

Table 5

Properties of RLI obtained by FSA-M methods during modelling for point targets with classical and modified methods of trajectory distortion compensation

Parameters	Classical compensation		Modified compensation	
	1 st target	2 nd target	1 st target	2 nd target
Number of target	1 st target	2 nd target	1 st target	2 nd target
Range coordinates of targets	100 M	300 M	100 M	300 M
Range resolution	3,58	3,64	3,6	3,6
Azimuth resolution	0,21	0,31	0,21	0,21
Range side lobes' level	-7,3	-6,8	-7,25	-7,2
Azimuth side lobes' level	-6,9	-2,1	-6,9	-7
Integral range side lobes' level	3,6	11,4	3,6	-15
Integral azimuth side lobes' level	1,32	-0,27	1,3	1,7

The results of the studies enable the following conclusions.

The use of FSA algorithm on ranges corresponding to the geometry of the automobile system performance leads to smearing the response of the point target basically along the azimuth surface. If we compare the results, obtained by virtue of FSA-M algorithm, where the image was more sharp, the azimuth resolution improved by 23 %, the azimuth side lobes' level was lower by 1,2 dB. The level of integral side lobes on both axis became bigger at FSA-M, but this is connected with decrease of the resolution. As for the range, there are also some alterations, but they are not that significant. The geometry of aircraft performance also demonstrates improvements when the modified FSA algorithm is in use.

The application of the modified trajectory distortion compensation, in comparison with the traditional one, enables focusing the target correctly, which are in different planes, as it is shown in the fig. 11. Numerically, integral side lobes in case of the modified one application for 2nd target becomes better by 6,5 dB at FSA and 26,4 dB at FSA-M. The common level of integral side lobes in the modified case for both FSA and FSA-M differs by 1,2 dB. The improvement of resolution is also observed.

Conclusion

According to the results of the work conducted, the imitation modelling of two algorithms FSA (traditional and modified) was carried out, for signal processing of SAR. Also their comparative analysis was carried out on the subject of resolution, integral level of side lobes and level of side lobes. The results of the modelling gives us the opportunity to obtain a more detailed and sharp image irrespective of the geometry of the system performance and choice of reference range while eliminating trajectory distortions. Therefor it will be suitable for application on any platforms.

References

1. González-Partida J.T., Almorox-Gonzalez P., Burgos-Garcia M. Dorta-Naranjo B.P. *Sensors*, 2008, T. 8, no. 5, pp. 3384–3405.
2. Chang W., Tian H., Gu C. FMCW SAR: From design to realization, Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), Beijing, China, *IEEE Int.*, 2016, pp.1122–1125.
3. Chang W., Tian H., Li X. Miniature high resolution FMCW SAR system, Modern Circuits and Systems Technologies (MOCASST), *5th Int. Conf. IEEE*, Thessaloniki, Greece, 2016, pp. 1–4.
4. Luo Y., Hongjun S., Wang R., Shichao Z. *J. Electron. (China)*, 2013, T. 30, no. 6, pp. 561–566.

5. Cho B.L., Kong Y.K., Park H.G., Kim Y.S. *IEEE Geosci. Remote Sens. Lett.*, 2006, T. 3, no. 3, pp. 401–405.
6. Meta A. Signal processing of FMCW synthetic aperture radar data. PhD thesis, TU Delft, Delft Univ. Technol., 2006.
7. Gromek D., Krysik P., Ndini K., Samczynski P. FMCW SAR based on USRP hardware platform, *Radar Conf. IEEE*, 2014, Cincinnati, OH, USA, 2014, pp. 0552–0555.
8. Ouchi K. *Remote Sensing*, 2013, T. 5, no. 2, pp. 716–807.
9. Lort Cuenca M. Ground-based SAR imaging basics and land clutter effects on the focused image: PhD thesis. Univ. Politècnica de Catalunya, 2014.
10. De Wit J.J.M. Development of an Airborne Ka-band FMCW Synthetic Aperture Radar, PhD thesis, TU Delft, Delft Univ. Technol., 2005.
11. Stringham C. Developments in LFM-CW SAR for UAV Operation, PhD thesis, Brigham Young Univ., 2014.
12. Zaugg E.C., Long D.G., *IEEE Trans. Geosci. Remote sensing*, 2008, T. 46, no. 10, pp. 2990–2998.
13. Jiang Z. Huang F., Wan J., Cheng Z. *Chin. J. Aeronaut.*, 2007, T. 20, no. 4, pp. 339–345.
14. Carrara W.G., Goodman R.S., Majewski R.M. Spotlight Synthetic Aperture Radar Signal Processing Algorithms. Boston, MA, Artech House, 1995.
15. Fornaro G. *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, 1999, vol. 35, no. 3, pp. 997–1009.

Information about the authors:

Zhargal T. ERDYNEEV, Post-graduate student.

E-mail: erdineevzh@gmail.com

Andrey A. GELTSER, Cand. sci. (Eng.), chair.

E-mail: gaa.pochta@gmail.com

Elena P. VELIKANOVA, Cand. sci. (Eng.), Associate Prof.

E-mail: Raliens@mail.ru

Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics

Nikolay V. PANOKIN, Cand. sci. (Eng.)

Direktorat Head of science.

E-mail: n.panokin@misis.ru

National University of Science and Technology «MISIS»

© Erdyneev Zh. T., Geltser A. A.,
Velikanova E. P., Panokin N. V., 2017