

УДК 621.3

ДИСТАНЦИОННОЕ ЗОНДИРОВАНИЕ ЗЕМЛИ С ПОМОЩЬЮ РАДИОЛОКАТОРОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ АНТЕННЫ

А.Н. Леухин, В.И. Безродный, А.А. Воронин

Марийский государственный университет, г. Йошкар-Ола, 424000, Россия

Аннотация

Радиолокатор с синтезированной апертурой антенны обычно представляет собой сложный программный и аппаратный комплекс, который позволяет получать изображения в радиодиапазоне, сопоставимые по разрешению с оптическими системами. Преимущество радиоволн заключается в том, что фотографии получаются высокого качества, несмотря на облачность и темное время суток. Разработка алгоритмов для такого рода систем – довольно сложный процесс, для уменьшения его стоимости используется математическое моделирование. В настоящей статье дан обзор ранее разработанных систем. Рассмотрены методы для расчета рассеянного электромагнитного поля, наиболее подходящие для моделирования радиолокатора с синтезированной апертурой. Комбинация аппроксимирующих методов позволяет нам моделировать большие сцены. При расчетах учитываются различные эффекты, возникающие при распространении радиоволн. Описаны алгоритмы синтеза радиолокационных изображений, среди которых алгоритм миграции дальностей и алгоритм частотно-временной обработки. Показано, что для построения радио изображения в X-диапазоне предпочтительным является метод частотно-временной обработки. В R-диапазоне показана неэффективность алгоритма частотно-временной обработки и необходимость устранения эффекта миграции дальности.

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированной апертурой, отражательная модель, радиолокационные изображения, математическое моделирование

Введение

Наблюдение за поверхностью Земли из космоса или воздушного пространства с помощью электромагнитных волн различных длин от долей микрометра (видимое оптическое излучение) до метров (радиоволны) является неотъемлемой частью человеческой деятельности в современном мире. Космическая и аэрофотосъемки используются для решения практических задач землепользования, сельскохозяйственного и лесного мониторинга, экологии суши и морской поверхности, контроля районов рыбной ловли, выявления предвестников опасных явлений в окружающей обстановке: оползней, паводков, критических изменений геометрии природных и искусственных объектов и инженерных сооружений, а также задач технической и военной разведки.

Аэрофотосъемка поверхности Земли начала проводиться в начале XX в. и продолжается до сих пор. Преимущества оптического диапазона длин волн – высокое разрешение, относительная простота бортовой аппаратуры, недостатки – зависимость от метеорологических условий и времени суток. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ) космического базирования являются эффективным средством получения оперативной и долговременной информации

о состоянии и динамике объектов и районов земного шара в глобальных и региональных масштабах независимо от метеорологических условий и времени суток. Научные и инженерные основы для реализации таких систем заложены в середине XX в. Они были подготовлены достижениями в области самолетного приборостроения, в том числе разработкой НИИ-17 панорамной РЛС «Кобальт» для бортового комплекса прицельного оборудования «Рубидий» бомбардировщика Ту-4 (1949 г.).

Интенсивные исследования по совершенствованию радиолокаторов ДЗЗ, выполненные в 1958–1961 гг. практически одновременно в СССР (Военно-воздушная инженерная академия имени профессора Н.Е. Жуковского) и в США (Мичиганский технологический университет), привели к созданию принципиально новых средств радиолокационного наблюдения – когерентных радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны (РСА), способных решать задачи радиовидения с пространственным разрешением в единицы и доли метра.

Первый космический эксперимент построения изображений поверхности Земли с использованием РСА в L-диапазоне частот (Seasat-A) был произведен в США в 1978 г. Результаты этого эксперимента показали высокие информационные возможности этих систем при наблюдении различных природных явлений.

В СССР эпоха космической радиолокации наземных и надводных объектов открылась в 1971 г. запуском космического аппарата (КА) «Космос-402» с бортовым радиолокационным комплексом (БРЛК) разведки и целеуказания (МКРЦ). Система успешно функционировала (28 запусков) до 1988 г. Другое направление развития отечественной космической радиолокации связано с использованием радиолокаторов бокового обзора (РБО). Начало этом направлению положил запуск космического аппарата «Космос-1500» в 1983 г. РБО имеют на порядок меньшую разрешающую способность, чем РСА, но отличаются более высокой радиометрической точностью и полосой обзора. КА этой серии используются вплоть до наших дней («Космос-1500», «Океан», «Метеор М», украинские КА серии «Сич»). Третье направление отечественной космической радиолокации, связанное с системами детальной радиолокационной разведки на базе радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны, столкнулось с рядом сложностей. В 1966 г. в МНИИП (ОАО «Концерн «Вега») была начата разработка орбитальной пилотируемой станции (ОПС) «Алмаз-А» с РСА «Меч-А». К 1978 г. летный комплект ОПС «Алмаз-А» был готов к запуску (ранее американского Seasat-A). Запуск был отменен. Была задана разработка РСА «Меч-К» для автоматического КА «Алмаз-Т», который был готов к запуску в 1982 г. Но запуск удалось реализовать лишь в 1987 г., разместив РСА «Меч-К» на спутнике «Космос-1870». Успешная эксплуатация продолжалась в 1987–1989 гг. Усовершенствованный вариант РСА «Меч-КУ» с улучшенными характеристиками был успешно реализован в составе КА «Алмаз-1» в 1991–1992 гг. С 1990 г. в МНИИП (ОАО «Концерн «Вега») созданы бортовые радиолокационные комплексы: ЭКОР-В для КА «Алмаз-1В», Спинар-1 ДМ для КА «Аркон-2».

Исторически реализацию и освоение космических радиолокаторов с РСА можно охарактеризовать четырьмя этапами.

Первый этап – исследовательский, включающий запуск американских РСА Seasat-A (1978 г.), SIR-A (1981 г.), SIR-B (1982 г.), отечественных РСА «Меч-К» и «Меч-КУ» КА «Космос-1870» (1987–1989 гг.) и «Алмаз-1» (1991–1992 гг.), поляриметрического РСА SIR-C/X-SAR (1994 г.) совместной разработки США и Германии. На этом этапе был накоплен большой экспериментальный материал, отработаны методы решения задач военной разведки, разработаны методики, а также программные пакеты для обработки и интерпретации получаемых радиолокационных изображений (РЛИ).

Второй этап – уточнение методик тематической обработки радиолокационных снимков и их применение для решения практических задач ДЗЗ в разных сферах

деятельности. С этой целью используется информация с европейских КА ERS-1 (1991–2000 гг.), ERS-2 (с 1995 г. – по настоящее время), канадского Radarsat-1 (с 1995 г.), японского JERS-1 (1992–1998 гг.), военных спутников США Lacrose (запуски в 1988, 1991, 1997, 2000, 2005 гг.).

Третий этап характеризуется резким скачком в технологии радиолокационной съемки, включает запуск в 2000 г. интерферометрического РСА с жесткой базой со съемкой 80% земной суши для построения карт рельефа местности, эксплуатацию полнополяриметрических РСА Envisat-1 и PALSAR и широкое коммерческое использование космической радиолокационной информации, в том числе для частных потребителей.

Четвертый этап характеризуется информационным взрывом в области космических радаров, который произошел в 2007 г., когда Германия, Италия, Китай, Япония и Канада вывели на орбиты 9 спутников с бортовыми радарными.

Современные технологии позволяют создавать спутниковые радиолокаторы с РСА, способные получать из космоса высокдетальные РЛИ с разрешением в несколько сантиметров. Достигнутая высокая разрешающая способность космических РСА позволяет решать задачу радиовидения, имея преимущества не только во всепогодности, но и в возможности обнаружения и распознавания объектов наблюдения по радиолокационным контрастам, селекции движущихся наземных объектов.

Тем не менее ряд принципиальных задач радиолокации остается нерешенным на сегодняшний день. Такие задачи, как обнаружение, сопровождение и оценка параметров воздушных целей, являются непосильными для современных бортовых радиолокационных комплексов с РСА. Специалистами Марийского государственного университета (г. Йошкар-Ола) и Радиотехнического института имени академика А.Л. Минца (г. Москва) ведутся совместные разработки алгоритмов и программного обеспечения для БРЛК воздушного и космического базирования для обеспечения различных режимов работы БРЛК с РСА. Сотрудничество началось в 2013 г. в рамках выполнения ОКР «Смальта» и продолжается в настоящее время в рамках выполнения НИОКР «Элик».

В настоящей обзоре представим некоторые результаты в области разработки алгоритмов и программного обеспечения для моделирования процесса формирования РЛИ в различных режимах работы БРЛК с РСА:

- результаты формирования 2D-РЛИ в X-, C- и P-диапазонах в маршрутном режиме РСА;
- результаты формирования 3D-РЛИ в интерферометрическом режиме РСА;
- результаты формирования 2D-РЛИ в поляриционном режиме РСА;
- результаты обнаружения движущихся целей в интерференционном режиме РСА.

1. Разрешающая способность радиолокатора

Алгоритмы прямого формирования радиолокационных изображений предусматривают двойное сжатие радиоголограммы по дальности и по азимуту. В зависимости от вида алгоритма сжатие может производиться как во временной, так и в частотной областях с использованием процедуры быстрого преобразования Фурье. Принцип действия РСА представлен на рис. 1.

Антенна, установленная на летательном аппарате (ЛА), в соответствии со своей диаграммой направленности (ДНА) высвечивает на поверхности Земли радиолокационное пятно, форма которого зависит от диаграммы направленности антенны. Размер этого пятна в направлении движения аппарата, или в азимутальном

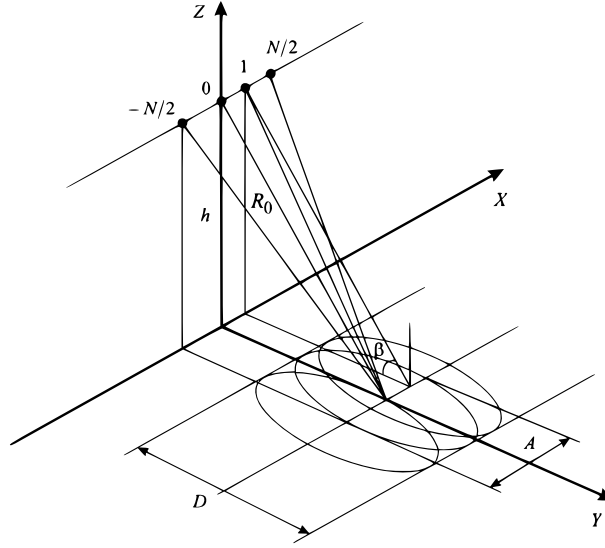


Рис. 1. Принцип действия РСА

направлении, обозначим через A , размер в ортогональном направлении, или в направлении горизонтальной дальности от аппарата, – через D .

Пусть точечная цель облучается последовательностью радиоимпульсов в моменты времени $t_{-N/2}, \dots, t_{-1}, t_0, t_1, \dots, t_{N/2}$.

В момент времени $t_{-N/2}$ приходит первый отраженный импульс, в $t_{N/2}$ – последний. В течение этого времени антенна перемещается в пространстве на расстояние $L_s = A$, которое называют длиной синтезированной апертуры.

Каждый k -й отраженный радиоимпульс в этой пачке получает задержку $r_k = 2R_k/c$, фазовый сдвиг несущего колебания $\phi_k = 4\pi R_k/\lambda$ и некоторый амплитудный коэффициент, модулированный диаграммой направленности антенны (ДНА) G_k , зависящие от момента излучения импульса t_k :

$$u_k(t) = \text{Re}[G_k U_M(t - t_k) \cdot \exp(i(\omega_0 t - \phi_k))].$$

Множество полученных таким образом отраженных сигналов удобно изображать в виде матрицы размером $N \times M$, которую принято называть радиоголограммой, где $N = A/r_a$ – размер радиолокационного пятна по азимуту в дискретах r_a , $M = D/r_d$ – размер радиолокационного пятна по наклонной дальности в дискретах r_d .

Как видно из рис. 1, каждая строка матрицы содержит информацию обо всей полосе изображения. Строго говоря, с помощью радиоголограммы размером $N \times M$ можно получить лишь один столбец изображения с требуемым разрешением $\Delta x \ll A$.

Разрешающая способность РСА по наклонной дальности зависит от типа зондирующего сигнала и определяется эффективной полосой частот сигнала $\Delta r = c/(2\Delta F)$.

Разрешение поперек линии пути связано с разрешением станции по наклонной дальности и углом наблюдения:

$$\Delta y = \frac{\Delta r}{\cos \beta},$$

где Δr – разрешение по наклонной дальности, β – угол скольжения, отсчитываемый от горизонтальной плоскости.

Линейное разрешение по путевой дальности определяется длиной синтезированной антенны и наклонной дальностью:

$$\Delta x = \frac{\lambda R}{2L_s}.$$

Величина предельного разрешения ограничена только горизонтальным размером антенны D_x и равна

$$\Delta x_{\min} = \frac{\lambda R}{2L_s} = \frac{D_x}{2}.$$

В РСА «невысокого» разрешения достаточно проанализировать квадратичную аппроксимацию в окрестности точки траверса цели $t_{\text{ТР}} = t_0$,

$$R(t) = \sqrt{R(t_{\text{ТР}})^2 + (V(t - t_{\text{ТР}}))^2} \approx R(t_{\text{ТР}}) + \frac{V^2}{2R(t_{\text{ТР}})}(t - t_{\text{ТР}})^2.$$

Таким образом, комплексная огибающая пачки отражённых импульсов определяется ДНА и квадратичным фазовым набегом, который эквивалентен линейной частотной модуляции пачки импульсов, так как

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \frac{d}{dt} \phi(t) \approx \frac{2V^2}{\lambda R(t_{\text{ТР}})(t - t_{\text{ТР}})}.$$

Частотную модуляцию пачки отражённых импульсов можно объяснить эффектом Доплера, возникающим вследствие движения ЛА. Данная линейная частотная модуляция огибающей пачки отражённых импульсов имеет полосу частот $\Delta f_{\text{огиб}} = 2VL_s/\lambda R$.

Максимальное квадратичное смещение отражённых импульсов по оси задержки носит название эффекта миграции дальности. В САР «невысокого» разрешения данное смещение, как правило, меньше разрешающей способности РСА по задержке Δr .

Комплексная огибающая пачки импульсов есть не что иное, как дискретное представление ЛЧМ-импульса. Воспользовавшись этим фактом, можно сжать этот сигнал вдоль оси X до величины

$$\Delta x = \frac{V}{\Delta f_{\text{огиб}}} = \frac{\lambda R}{2L_s},$$

применяя согласованный с этим сигналом фильтр.

Таким образом азимутальное разрешение РСА не зависит от расстояния до цели, длины волны, скорости полёта и т. п. и определяется только длиной азимутального раскрытия антенны, причём чем он меньше, тем выше разрешающая способность РСА. Чем меньше апертура реальной антенны, тем больше L_s тем больше отношение длины синтезированной антенны к длине волны, которое можно сделать сколь угодно большим. Таким образом, особенность РСА состоит в необходимости совместной когерентной обработки пачки отражённых импульсов длиной $N = L_s/\Delta x$.

2. Расчет рассеянного поля от объекта сцены

2.1. Методы расчета рассеянного поля. Проблема нахождения рассеянного поля от сложного объекта является частью задачи по определению эффективной поверхности рассеяния (ЭПР), поэтому часть рассуждений будет проводиться в пределах задачи определения ЭПР [1–3].

Табл. 1

Методы расчета рассеянного поля

Метод	Подход к определению поверхностных токов
Метод конечных разностей во временной области	Решение путем вычисления дифференциальной формы уравнений Максвелла для точного расчета полей
Метод моментов	Решение путем вычисления интегральной формы уравнений Максвелла для точного расчета полей
Метод конечных элементов	Аппроксимация двумерными и трехмерными каноническими формами
Геометрическая оптика	Вклад поверхностных токов принимается незначительным за исключением изолированных ярких точек
Физическая оптика	Токи аппроксимируются методом касательной плоскости
Геометрическая теория дифракции	Геометрическая оптика с учетом вклада токов, протекающих вдоль ребер
Физическая теория дифракции	Физическая оптика с учетом вклада токов, протекающих вдоль ребер
Shooting and bouncing rays	Схема расчета, основанная на физической оптике, с множественными переотражениями при обратном рассеянии

Общий подход для определения рассеянного поля заключается в вычислении поверхностного тока объекта. Различия между методиками заключаются в том, как определяется значение поверхностного тока и каким образом поверхностный ток пересчитывается в рассеянное поле.

Среди общего разнообразия методов можно выделить две группы: точные – путем увеличения итераций/более точного разбиения поверхности объекта можно добиться наиболее правдоподобных результатов, и аппроксимирующие, которые отбрасывают часть эффектов как незначительные.

Первые два метода дают наилучшие по качеству результаты, так как все физические явления, присущие электромагнитным полям, могут быть получены из уравнений Максвелла, но они обладают некоторыми недостатками. Элемент каркаса должен составлять, как минимум, одну десятую часть длины волны, что в случае моделирования коротковолнового радиолокатора увеличивает количество вычислений до неприемлемого уровня. Метод конечных разностей плохо подходит для использования вместе с объектами сложной геометрии. В дополнение к этому метод позволяет рассчитывать поле внутри некоторой ограниченной области; если же требуется найти поле на большом удалении от источника, то приходится выполнять расчет на всем протяжении распространения волны. Решение методом моментов может быть получено только для одной частоты [4], но обычно сигналы РСА имеют широкую полосу частот.

Метод конечных элементов – еще один низкочастотный метод, используемый для нахождения рассеянного поля. Как и в методе конечных разностей, расчет производится для ограниченного объема пространства, с другой стороны, метод может использоваться с широкополосными сигналами. Особенностью метода является возможность изменения размера элементов в интересующей области для повышения точности расчета [5].

Геометрическая оптика и геометрическая теория дифракции используют лучевую оптику для исследования процессов распространения электромагнитных волн.

Геометрическая теория дифракции учитывает эффект дифракции на острых ребрах, позволяя вычислять поле в теневых областях. Геометрическая теория дифракции – это достаточно быстрый метод расчета, но часто дает низкую точность для более сложных геометрий [4].

Физическая оптика – аппроксимирующий метод вычисления высокочастотных поверхностных токов, который получен переходом от поверхностных и контурных интегралов к некоторой конечной сумме. Методы физической теории дифракции являются дополнением к физической оптике путем добавления расчета неравномерных токов вблизи острых рёбер объекта. Физическая теория дифракции обычно используется при анализе высокочастотных полей.

Shooting and Bouncing Rays – это оптический метод, который применяется только для моделирования полей высоких частот. Этот метод позволяет производить расчет многократных переотражений от различных элементов геометрии объекта.

Среди всех методов, описанных выше, наиболее интересна тройка: физическая оптика + физическая теория дифракции + Shooting and Bouncing Rays. Тот факт, что все три метода являются аппроксимирующими, не мешает получить достаточно точное приближение. В работах [6–8] описаны основные соотношения для проведения расчетов с учетом поляризации. Сложность вычислений по сравнению с конечными разностями во временной области и методом моментов различается на порядки. Однако стоит отметить, что сильное влияние на скорость вычислений имеет количество отскоков луча.

2.2. Детали реализации отражательной модели. Описанный в [6] подход предполагает, что рассеянное поле есть суперпозиция электромагнитных полей рассеянных различными поверхностными токами:

$$\vec{E}_{\text{scatt}} = \vec{E}_1 + \vec{E}_2 + \vec{E}_3 + \vec{E}_4,$$

где \vec{E}_1 – вектор напряженности поля, соответствующий рассеянию на гладких участках сцены, \vec{E}_2 – вектор напряженности поля, соответствующий рассеянию на острых, ребрах, \vec{E}_3 – вектор напряженности поля, возникающего при многократных переотражениях, \vec{E}_4 – вектор напряженности поля, рассеянный от подстилающей поверхности.

3. Модель сигнала

Отраженный от поверхности сигнал представляет собой сумму сигналов от всех облучаемых facets, причем каждый парциальный сигнал имеет свою амплитуду, определяемую ориентацией локальной диаграммы обратного рассеяния (ДОР), и свою произвольную фазу.

Фаза сигнала, отраженного от k -го элементарного отражателя (facet), имеет вид

$$U(t) = \text{Re} \sum_{k=1}^N A_k \dot{U}_M(t - \tau_k) \exp(i \cdot (\omega_0 t - \phi_k)),$$

где A_k – амплитуда сигнала; $\tau_k = 2R_k/c$ – задержка сигнала, отраженного от k -го facet; \dot{U}_M – закон модуляции зондирующего сигнала; ω_0 – циклическая частота несущего колебания.

Амплитуда сигнала, отраженного от facet, зависит как от расстояния до facet, так и от взаимной ориентации ДНА и ДОР и определяется по формуле

$$A_k = \sqrt{\frac{2PG_{\text{tr}}G_r\lambda^2\eta_a L}{(4\pi)^3 R_k^4}} g_{\text{tr}}(\Theta_k, \alpha_k) g_r(\Theta_k, \alpha_k) \sigma_k^0 S_k,$$

где P – мощность передатчика; G_{tr} , G_r – коэффициенты усиления по мощности соответственно передающей и приемной антенн; $g_{tr}(\Theta_k, \alpha_k)$, $g_r(\Theta_k, \alpha_k)$ – нормальные диаграммы направленности по мощности передающей и приемной антенн соответственно; η_a – коэффициент полезного действия антенно-фидерной системы; L – коэффициент потерь в СВЧ-трактах и на распространение волны в воздушном пространстве; R_k – расстояние от фазового центра антенны до k -го отражателя; σ_k^0 – удельная ЭПР k -го отражателя; S_k – площадь k -го отражателя.

Мощность сигнала, попадающего в приемную антенну РЛС для данного типа подстилающей поверхности, зависит от поляризации излучения и взаимного направления поляризации при излучении и приеме. Если поляризации излучения и приема совпадают, то для большинства поверхностей (пашни, местности, покрытой растительностью) уровни отраженного сигнала для горизонтальной и вертикальной поляризации близки. Исключения составляют гладкие поверхности (бетон, асфальт, гравий, спокойная водная поверхность). Для них отраженный сигнал при горизонтальной поляризации меньше, чем при вертикальной (до 16 дБ при малых углах скольжения) [9].

Наблюдающееся в тропосфере явление рефракции объясняется изменением диэлектрической проницаемости и, соответственно, показателя преломления воздуха с высотой. Величина показателя преломления, особенно в нижней части тропосферы, часто меняется с высотой немонотонно. В зависимости от метеорологических условий температура, атмосферное давление и влажность воздуха могут сложным образом меняться с высотой и во времени. Это, в свою очередь, приводит к сложному характеру изменения показателя преломления [10]. Так как метеорологические параметры весьма изменчивы, при изучении процессов распространения радиоволн в тропосфере принята модель, которая носит название стандартной атмосферы и соответствует ее среднему состоянию [11].

При распространении волн в неоднородной среде, где показатель преломления меняется непрерывно, и относительное изменение показателя преломления на отрезке, равном длине волны в среде, пренебрежимо мало, допустимо рассмотрение рефракции с позиций геометрической оптики. В этом случае изучение процессов распространения радиоволн в неоднородной среде сводится к определению формы луча.

Рассмотрим задачу о распространении луча в среде, показатель преломления которой зависит только от одной координаты. Среду будем рассматривать как набор плоскопараллельных слоев. Показатель преломления в пределах каждого слоя будем считать постоянной величиной.

Согласно закону преломления имеем

$$n_0 \sin \Theta_0 = n_1 \sin \Theta_1 = \dots = n_i \sin \Theta_i, \quad \sin \Theta_i = \frac{n_0}{n_i} \sin \Theta_0,$$

где n_0 – показатель преломления на высоте излучателя; n_i – показатель преломления i -го слоя; Θ_0 – угол между вертикалью и направлением луча на высоте излучателя, Θ_i – показатель преломления i -го слоя.

Исходя из тригонометрических тождеств

$$\operatorname{tg} \Theta_i = \frac{\sin \Theta_i}{\sqrt{1 - \sin^2 \Theta_i}}, \quad 1 + \operatorname{tg}^2 \Theta_i = \frac{1}{1 - \sin^2 \Theta_i},$$

при прохождении i -го слоя смещение луча по горизонтали равно

$$\Delta x_i = \operatorname{tg} \Theta_i \cdot \Delta z_i,$$

где Δz_i – толщина i -го слоя.

Выражения для геометрической длины пути Δl_i^{geom} и для оптической длины пути Δl_i^{opt} при прохождении i -го слоя имеют вид

$$\Delta l_i^{\text{geom}} = \Delta z_i \cdot \sqrt{1 + \text{tg}^2 \Theta_i}, \quad \Delta l_i^{\text{opt}} = n_i \cdot \Delta z_i \cdot \sqrt{1 + \text{tg}^2 \Theta_i}$$

Выберем систему координат таким образом, чтобы излучатель находился в начале координат, ось z направлена вертикально вниз, ось x – горизонтально. Уровню земной поверхности будет соответствовать координата y , равная высоте излучателя над Землей.

Координата x_{ref} точки, в которой луч достигнет земной поверхности, рассчитывается как

$$x_{\text{ref}} = \sum_{i=1}^M \Delta z_i \cdot \text{tg} \Theta_i,$$

где M – количество слоев.

Геометрическая длина пути луча в атмосфере есть

$$L_{\text{geom}} = \sum_{i=1}^M \Delta z_i \cdot (1 + \text{tg}^2 \Theta_i).$$

Оптическая длина пути определяется по формуле

$$L_{\text{opt}} = \sum_{i=1}^M n_i \cdot \Delta z_i \cdot (1 + \text{tg}^2 \Theta_i).$$

Угол между вертикалью и направлением луча у поверхности Земли будем называть углом прихода. Этот угол определяется соотношением

$$\sin \Theta = \frac{n_0 \cdot \sin \Theta_0}{n_e}.$$

где n_e – показатель преломления у земной поверхности.

4. Модель подстилающей поверхности

Для моделирования процесса отражения сигнала от поверхности была использована факетная модель поверхности согласно которой, поверхность есть совокупность элементарных отражающих элементов, представляющих собой пластины конечных размеров, соответствующие крупномасштабным неровностям (рис. 2).

Физическим обоснованием такой модели является принцип Гюйгенса – Кирхгофа, в соответствии с которым каждая точка поверхности, облучаемая электромагнитной волной, является источником вторичной сферической волны [12]. Наиболее целесообразно использование факетной модели для поверхности с разномасштабными неровностями. При разбиении поверхности на факеты (отражатели) необходимо выполнение следующих условий [13]:

- размеры факета должны быть в несколько раз больше длины волны;
- сигнал, отраженный от одного элементарного факета, не зависит от сигналов, приходящих от других отражателей;
- радиус кривизны средней поверхности факета много больше размеров факета, то есть средний уровень факета практически плоский;
- число факетов, образующих отражающую поверхность, должно быть достаточно велико, а их отражающие свойства примерно одинаковыми.

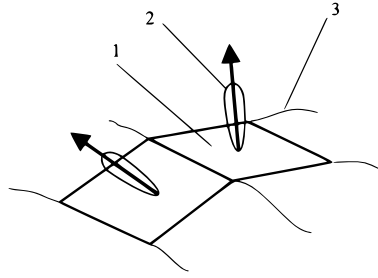


Рис. 2. Фацетная модель радиолокационного отражения земной поверхностью (максимальный вклад в отраженный сигнал дает фацет, перпендикулярный к направлению облучения): 1 – фацет; 2 – локальная диаграмма обратного рассеяния; 3 – поверхность

Отраженный сигнал от поверхности представляет собой сумму сигналов от всех облучаемых фацетов, причем каждый парциальный сигнал имеет свою амплитуду, определяемую ориентацией локальной диаграммы обратного рассеяния (ДОР), и свою произвольную фазу.

Фаза сигнала, отраженного от k -го элементарного отражателя (фацета), представляется в виде

$$\phi_k = \phi_k^{\text{reg}} + \phi_k^{\text{rand}},$$

где $\phi_k^{\text{reg}} = \omega\tau_k = (4\pi/\lambda)R_k$ – регулярный фазовый сдвиг за счет времени распространения волны от k -го элементарного отражателя (фацета) и обратно; h_k – ордината фацета относительно среднего уровня поверхности; ϕ_k^{rand} – случайный фазовый сдвиг, вызванный отражением от фацета и неоднородностями на трассе распространения (тропосфера, ионосфера и т. д.). Обычно считают, что имеет место равномерный закон распределения от 0 до π .

Большинство тестовых моделей объектов в базах данных, таких как Princeton Benchmark, представляет собой наборы треугольников, причем группы смежных треугольников, лежащих на одной плоскости, по возможности объединены в один с целью уменьшения количества вершин.

Для моделирования работы РЛС с заданной разрешающей способностью по азимуту и наклонной дальности поверхность объекта должна быть представлена набором отражающих участков (фацетов) одинаковой площади, равномерно распределенных по поверхности. При этом размеры фацетов должны быть меньше параметров разрешающей способности РЛС.

Для того чтобы преобразовать триангулированную модель в модель с заданной плотностью равномерно распределенных по поверхности фацетов одинаковой площади, применим алгоритм равномерного заполнения модели случайными точками, представленный в работе [14].

5. Алгоритмы синтеза РЛИ

Алгоритмы прямого формирования радиолокационных изображений предусматривают двойное сжатие радиоголограммы по наклонной дальности и азимуту. В зависимости от вида алгоритма сжатие может производиться как во временной, так и в частотной областях с использованием процедуры быстрого преобразования Фурье.

5.1. Алгоритм миграции дальности. Переход к режиму «высокого» разрешения нелинеен, так как в случае «низкого» разрешения соотношение величин L_s и r_d позволяет считать полосу равной дальности линейной, расположенной

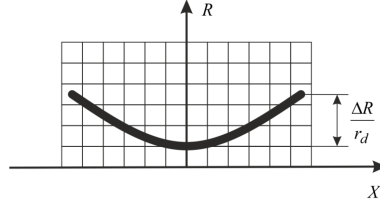


Рис. 3. Миграция отсчетов по дальности на радиоголограмме «высокого» разрешения

параллельно оси движения летательного аппарата, то есть оси азимута. В случае «высокого» разрешения для обеспечения заданной разрешающей способности по азимуту приходится учитывать криволинейность этой полосы [15]. Это означает, что на радиоголограмме последовательность отсчетов, несущих информацию о точке облучения, образует не горизонтальную линию, а искривленную.

Величина миграции оценивается формулой

$$\frac{\Delta R}{r_d} = \frac{\sqrt{R^2 + x^2} - R}{r_d}.$$

Величина миграции на краю радиоголограммы равна

$$\frac{\Delta R_{\max}}{r_d} = \frac{\sqrt{R^2 + (L_s/2)^2} - R}{r_d}$$

Таким образом, за время синтезирования апертуры сигнал от точечного отражателя при наклонной дальности $R = 6000$ м, $r_d = 0.15$ м, $\Delta x = 0.3$ м, $L_s = 350$ м будет наблюдаться в 17 каналах дальности.

Эффект миграции по дальности существенно осложняет задачу синтеза РЛИ. Это объясняется тем, что инвариантность строки отсчетов радиоголограммы к сдвигу по оси X и, следовательно, к сдвигу по времени нарушена. Таким образом, решение задачи сжатия по азимуту как сжатие ЛЧМ-сигнала с помощью согласованного фильтра в частотной области по одной строке радиоголограммы невозможно. Поэтому сжатие по азимуту должно выполняться индивидуально для каждой синтезируемой точки изображения $\dot{I}_{p,q}$ с помощью вычисления скалярного произведения

$$\dot{I}_{p,q} = \sum_{n=-N/2}^{N/2} \dot{w}_{n+p, m+\Delta m(q \cdot r_d, n \cdot r_d)} \cdot \dot{h}_{n,m},$$

где

$$\Delta m(R_m, x_n) = \frac{\Delta R}{r_d} = \frac{\sqrt{R_m^2 + x_n^2} - R_m}{r_d},$$

$$\dot{h}_{n,m} = \exp(-j\phi(n \cdot T \cdot R_m)),$$

$$\phi(t, R_m) = \frac{4\pi}{\lambda} \sqrt{R_m^2 + x_n^2} = \frac{4\pi}{\lambda} \sqrt{R_m^2 + (V(t - t_{\text{ТР}}))^2},$$

$w_{n,m}$ – элемент радиоголограммы после сжатия по наклонной дальности, $\dot{h}_{n,m}$ – импульсная характеристика фильтра для m -го канала наклонной дальности R_m .

5.2. Алгоритм частотно-временной обработки. Как и в предыдущем случае, он предполагает переход от вычисления двумерной свертки к выполнению двух одномерных операций обработки радиоголограммы. Для этого после

сжатия сигнала по дальности производится переход в частотную область по путевой координате [16]. Зависимость доплеровской частоты от путевого времени имеет вид

$$f(t_x) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi(t_x)}{dt_x}.$$

Функция $\phi(t_x) = \frac{4\pi}{\lambda} r(t_x)$ описывает фазовую модуляцию азимутального сигнала РСА. Тогда получим

$$f(t_x) = f_x = \frac{V_n^2 t_x}{\lambda r_0}, \quad t_x = -\frac{f \lambda r_0}{2V_n^2}. \quad (1)$$

Величина текущего приращения наклонной дальности относительно траверзного канала как функция путевого времени имеет вид

$$\tilde{r}(t_x) = r(t_x) - r_0 = \frac{V_n^2 t_x}{2r_0}. \quad (2)$$

Время связано с доплеровской частотой f_x линейно. Поэтому, подставляя (1) в функцию дальности (2), получим следующую зависимость текущей миграции от доплеровской частоты сигнала:

$$\tilde{r}(f_x) = \frac{f_x^2 r_0}{8V_n^2}, \quad -\frac{\Delta f_x}{2} \leq f_x \leq \frac{\Delta f_x}{2}, \quad (3)$$

где Δf_x – ширина спектра траекторного сигнала РСА.

Формула (3) выражает параболический закон изменения дальности от текущей частоты. При этом кривизна параболы пропорциональна наклонной дальности r_0 . С помощью преобразования Фурье только по путевой координате x осуществляется переход из двумерной области «наклонная дальность – путевая дальность» в двумерную область «наклонная дальность – доплеровская частота f_x ». При этом для всех точек поверхности, имеющих одинаковую траверзную дальность, зависимость величины миграции от частоты будет одной и той же. Следовательно, последующее непосредственное выпрямление по закону (3) позволяет переместить в один канал сигналы с одинаковой траверзной дальностью и сформировать двумерный сигнал с отсутствием миграции.

Однако зависимость, вычисляемая с помощью (3), будет иметь различный вид для разных наклонных дальностей, поэтому вдоль наклонной дальности коррекция доплеровского сдвига будет происходить с ошибкой. Считается, что коррекцию целесообразно выполнять относительно центральной точки кадра с наклонной дальностью $r_{0ц}$, однако по краям кадра качество сжатия будет ниже, что приводит к появлению искажений и повышению уровня боковых лепестков. Кроме того, при сложном законе движения носителя, когда опорная функция должна пересчитываться на каждом периоде повторения, использование данного алгоритма оказывается невозможным.

В связи с этим использование описанного выше алгоритма может быть нецелесообразным для некоторых применений.

6. Результаты моделирования методов синтеза РЛИ

С целью сравнения описанных ранее подходов к синтезу РЛИ произведем численное моделирование работы радиолокатора с синтезированной апертурой. На радиолокационной сцене представлена лесная дорога с различной плотностью расположения деревьев, также присутствуют открытые участки местности. Кроме того, на сцене расположены 5 танков в различных местах.

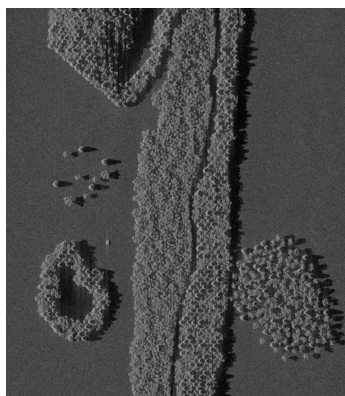


Рис. 4. Алгоритм миграции дальностей в X-диапазоне

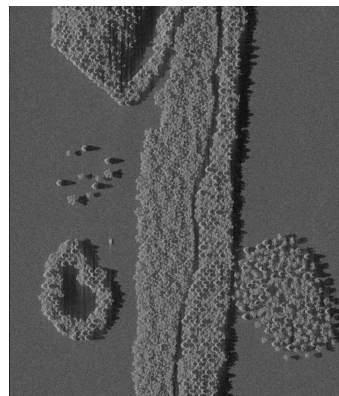


Рис. 5. Алгоритм частотно-временной обработки в X-диапазоне

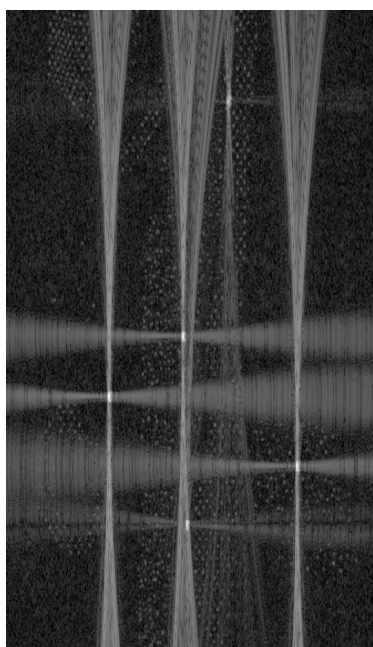


Рис. 6. Алгоритм миграции дальностей в P-диапазоне

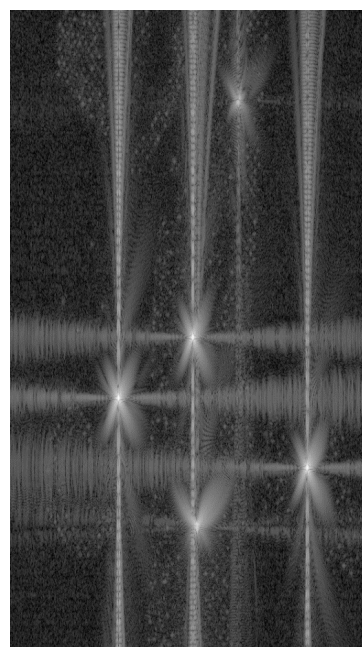


Рис. 7. Алгоритм частотно-временной обработки в P-диапазоне

На рис. 4, 5 представлены результаты работы двух алгоритмов синтеза радиолокационного изображения в X-диапазоне.

Видно, что алгоритм частотно-временной обработки создает изображение, которое не сильно отличается от результата, полученного при помощи алгоритма миграции дальности. В данном случае предпочтительным является метод частотно-временной обработки, так как он позволяет реализовать процедуру БПФ для повышения быстродействия синтеза.

Сцена для моделирования P-диапазона является точной копией из предыдущего вычислительного эксперимента, за исключением свойств материалов сцены. На рис. 6, 7 представлены результаты моделирования в P-диапазоне.

В данном случае очевидны различия в результатах синтеза. В первую очередь следует отметить, что при частотно-временной обработке отметки целей недостаточно сфокусированы. Это связано с тем, что для формирования РЛИ в Р-диапазоне нужна существенно большая синтезированная апертура, и, следовательно, эффект миграции по дальности будет более выраженным. Следует также отметить, что в Р-диапазоне благодаря радиопрозрачности листвы возможно обнаружение целей под покровом леса.

Благодарности. Исследования выполнены при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 15-07-99514, гранта Министерства образования и науки РФ (проекты № 2.2226.2017/ПЧ и № 2.9140.2017/БЧ).

Литература

1. *Hwang J.-T., Hong S.-Y., Song J.-H., Kwon H.-W.* Radar cross section analysis using physical optics and its applications to marine targets // *J. Appl. Math. Phys.* – 2015. – V. 3, No 2. – P. 166–171. – doi: 10.4236/jamp.2015.32026.
2. *Rajyalakshmi P., Raju G.S.N.* Characteristics of radar cross section with different objects // *Int. J. Electron. Commun. Eng.* – 2011. – V. 4, No 2. – P. 205–216.
3. *Sasi Bhushana Rao G., Nambari Swathi, Kota Srikanth, Ranga Rao K.S.* Monostatic radar cross section estimation of missile shaped object using physical optics method // *IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng.* – 2017. – V. 225. – Art. 012278, P. 1–7. – doi: 10.1088/1757-899X/225/1/012278.
4. *Gibson W.C.* The Method of Moments in Electromagnetics. – Chapman and Hall/CRC, 2007. – 288 p.
5. *Галлагер Р.* Метод конечных элементов. Основы. – М.: Мир, 1984. – 428 с.
6. *Борзов А.Б., Соколов А.В., Сучков В.Б.* Методы цифрового моделирования радиолокационных характеристик сложных объектов на фоне природных и антропогенных образований // *Журн. радиоэлектроники. Электрон. журн.* – 2000. – № 3. – URL: jre.cplire.ru/jre/mar00/index.html/.
7. *Борзов А.Б., Соколов А.В., Сучков В.Б.* Цифровое моделирование входных сигналов систем ближней радиолокации от сложных радиолокационных сцен // *Журн. радиоэлектроники. Электрон. журн.* – 2004. – № 4. – URL: jre.cplire.ru/jre/apr04/index.html/.
8. *Сучков В.Б.* Объектно-ориентированный метод определения комплексных коэффициентов отражения элементов полигональной модели объекта локации // *Системы и средства связи, телевидения и радиовещания.* – 2013. – № 1–2. – С. 159–165.
9. *Неронский Л.Б., Михайлов В.Ф., Брагин И.В.* Микроволновая аппаратура дистанционного зондирования поверхности Земли и атмосферы : Радиолокаторы с синтезированной апертурой антенны. – СПб.: С.-Петерб. гос. ун-т аэрокосмич. приборостроения, 1999. – 220 с.
10. *Черный Ф.Б.* Распространение радиоволн. – М.: Сов. радио, 1962. – 480 с.
11. Рекомендация МСЭ-R P.835-5 Эталонные стандартные атмосферы.
12. *Баскаков А.И., Жутяева Т.С., Лукашенко Ю.И.* Локационные методы исследования объектов и сред. – М.: Академия, 2011. – 380 с.
13. *Зубкович С.Г.* Статистические характеристики радиосигналов, отраженных от земной поверхности. – М.: Сов. радио, 1968. – 223 с.

14. *Роженцов А.А.* Оценка параметров и распознавание изображений трехмерных объектов с неупорядоченными отсчетами // *Автометрия*. – 2010. – Т. 46. № 1. – С. 57–69.
15. *Широ Е.Г.* Методы и аппаратура цифрового синтеза высококачественных радиолокационных изображений: Дис. ... канд. техн. наук. – М., 2001. – 165 с.
16. *Школьный Л.А., Толстов Е.Ф., Детков А.Н., Тонких О.А., Цветков О.А., Архангельский А.С.* Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрования радиолокационных изображений. – М.: Изд-во ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008. – 531 с.

Поступила в редакцию
09.11.17

Леухин Анатолий Николаевич, доктор физико-математических наук, проректор по научной работе и инновационной деятельности

Марийский государственный университет
пл. Ленина, д. 1, г. Йошкар-Ола, 424000, Россия

Безродный Владимир Иванович, аспирант кафедры прикладной математики и информатики

Марийский государственный университет
пл. Ленина, д. 1, г. Йошкар-Ола, 424000, Россия

Воронин Андрей Андреевич, аспирант кафедры прикладной математики и информатики

Марийский государственный университет
пл. Ленина, д. 1, г. Йошкар-Ола, 424000, Россия
E-mail: *v.andrei@protonmail.com*

ISSN 2541-7746 (Print)
ISSN 2500-2198 (Online)

UCHENYE ZAPISKI KAZANSKOGO UNIVERSITETA.
SERIYA FIZIKO-MATEMATICHESKIE NAUKI
(Proceedings of Kazan University. Physics and Mathematics Series)

2018, vol. 160, no. 1, pp. 25–41

Remote Sensing of the Earth by Synthetic Aperture Radar

*A.N. Leukhin, V.I. Bezrodnyi, A.A. Voronin**

Mari State University, Yoshkar-Ola, 424000 Russia
E-mail: **v.andrei@protonmail.com*

Received November 9, 2017

Abstract

A synthetic aperture radar is usually a complex software and hardware system. It allows obtaining images in radio range comparable in resolution with optical systems. The advantage of radio waves is that the images are of high quality, despite cloudiness and dark time. The development of algorithms for such systems is a rather complex process. In this case, mathematical modeling is applied in purpose to reduce costs. In this paper, an overview of the earlier created systems has been provided. We have discussed the methods for calculating

the scattered electromagnetic field. We have identified the methods that are most suitable for simulating a synthetic aperture radar. Combination of different approximation methods allows to process large scenes. Various effects that arise upon the propagation of radio waves have been taken into account. We have also described the algorithms for synthesis of radar images. In particular, we have considered the range-migration and time-frequency processing algorithms. We have shown that the frequency-time processing algorithm is preferable for synthesis of radio images in the X-band due to its speed. In opposite, the range-migration effect in P-band is too strong to ignore it. The time-frequency algorithm does not give a focused image with serious artifacts. It is better to use the range-migration algorithm for P-band.

Keywords: synthetic aperture radar, scattering model, radar images, math modeling

Acknowledgments. The study was supported by the Russian Foundation for Basic Research (project no. 15-07-99514) and by the grant of the Ministry of Education and Science of the Russian Federation (projects nos. 2.2226.2017/PCh and 2.9140.2017/BCh).

Figure Captions

Fig. 1. The operating principle of synthetic aperture radars.

Fig. 2. A facet model of radar echo from the Earth's surface (maximum impact in the radar echo is made by the facet that is perpendicular to the radiation): 1 – facet; 2 – local diagram of backward radiation; 3 – surface.

Fig. 3. Counting migration based on distances on the long-wave hologram of "high" resolution.

Fig. 4. An algorithm of distance migration in the P-range.

Fig. 5. An algorithm of time-and-frequency processing in the P-range.

Fig. 6. An algorithm of distance migration in the X-range.

Fig. 7. An algorithm of time-and-frequency processing in the X-range.

References

1. Hwang J.-T., Hong S.-Y., Song J.-H., Kwon H.-W. Radar cross section analysis using physical optics and its applications to marine targets. *J. Appl. Math. Phys.*, 2015, vol. 3, no. 2, pp. 166–171. doi: 10.4236/jamp.2015.32026.
2. Rajyalakshmi P., Raju G.S.N. Characteristics of radar cross section with different objects. *Int. J. Electron. Commun. Eng.*, 2011, vol. 4, no. 2, pp. 205–216.
3. Sasi Bhushana Rao G., Nambari Swathi, Kota Srikanth, Ranga Rao K.S. Monostatic radar cross section estimation of missile shaped object using physical optics method. *IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng.*, 2017, vol. 225, art. 012278, pp. 1–7. doi: 10.1088/1757-899X/225/1/012278.
4. Gibson W.C. *The Method of Moments in Electromagnetics*. Chapman and Hall/CRC, 2007. 288 p.
5. Gallagher R.H. *Finite Element Analysis. Fundamentals*. Englewood Cliffs, New Jersey, Prentice-Hall, 1975. 416 p.
6. Borzov A.B., Sokolov A.V., Suchkov V.B. Methods for digital modeling of the radar characteristics of complex objects against the background of natural and anthropogenic objects. *Zh. Radioelektron.*, 2000, no. 3. Available at: jre.cplire.ru/jre/mar00/index.html/. (In Russian)
7. Borzov A.B., Sokolov A.V., Suchkov V.B. digital modeling of input signals of the short-range radiolocation systems from complex radar scenes. *Zh. Radioelektron.*, 2004, no. 4. Available at: jre.cplire.ru/jre/apr04/index.html/. (In Russian)

8. Suchkov V.B. The object-oriented method for determining the complex reflection coefficients of the polygonal model of the location object. *Sist. Sredstva Svyazi, Telev. Radioveshchaniya*, 2013, nos. 1–2, pp. 159–165. (In Russian)
9. Neronskii L.B., Mikhailov V.F., Bragin I.V. *Mikrovolnovaya apparatura distantsionnogo zondirovaniya poverkhnosti Zemli i atmosfery: Radiolokatory s sintezirovannoi aperturoi anteny* [Microwave Equipment for Earth Surface and Atmosphere Remote Sensing: Synthetic Aperture Radars]. St. Petersburg, S.-Peterb. Gos. Univ. Aerokosm. Priborostr., 1999. 220 p. (In Russian)
10. Chernyi F.B. *Rasprostraneniye radiovoln* [Radio Waves Distribution]. Moscow, Sov. Radio, 1962. 480 p. (In Russian)
11. ITU-R Recommendation R.835-5 Reference Standard Atmospheres.
12. Baskakov A.I., Zhutyayeva T.S., Lukashenko Yu.I. *Lokatsionnye metody issledovaniya ob"ektov i sred* [Radar Methods for Studying Objects and Media]. Moscow, Akademiya, 2011. 380 p. (In Russian)
13. Zubkovich S.G. *Statisticheskie kharakteristiki radiosignalov, otrazhennykh ot zemnoi poverkhnosti* [Statistical Characteristics of Radio Signals from the Earth Surface]. Moscow, Sov. Radio, 1968. 223 p. (In Russian)
14. Rozhentsov A.A., Baev A.A., Naumov A.S. Estimation of parameters and recognition of images of three-dimensional objects with disordered samples. *Optoelectron. Instrument. Proc.*, 2010, vol. 46, no. 1, pp. 46–55. doi: 10.3103/S8756699010010061.
15. Shiro E.G. Methods and equipment for digital synthesis of high-quality radar images. *Cand. Tech. Sci. Diss.* Moscow, 2001. 165 p. (In Russian)
16. Shkol'nyi L.A., Tolstov E.F., Detkov A.N., Tonkikh O.A., Tsvetkov O.A., Arkhangel'skii A.S. *Radiolokatsionnye sistemy vozduшной razvedki, deshifrovaniya radiolokatsionnykh izobrazhenii* [Radar Systems of Aerial Survey, Interpretation of Radar Images]. Moscow, Izd. VVIA im. Prof. N.E. Zhukovskogo, 2008. 531 p. (In Russian)

⟨ **Для цитирования:** Леухин А.Н., Безродный В.И., Воронин А.А. Дистанционное зондирование Земли с помощью радиолокаторов с синтезированной апертурой антенны // Учен. зап. Казан. ун-та. Сер. Физ.-матем. науки. – 2018. – Т. 160, кн. 1. – С. 25–41. ⟩

⟨ **For citation:** Leukhin A.N., Bezrodnyi V.I., Voronin A.A. Remote sensing of the Earth by synthetic aperture radar. *Uchenye Zapiski Kazanskogo Universiteta. Seriya Fiziko-Matematicheskie Nauki*, 2018, vol. 160, no. 1, pp. 25–41. (In Russian) ⟩