

УДК 621.396.962.2

## МЕТОДИКА ОБОСНОВАНИЯ ТРЕБОВАНИЙ К АНАЛОГО-ЦИФРОВОМУ ПРЕОБРАЗОВАНИЮ В РЛС С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ НЕПРЕРЫВНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

*Рязанцев Л.Б., к.т.н., докторант «Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: kernel386@mail.ru;*

*Купряшкин И.Ф., к.т.н., доцент, доцент кафедры «Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: ifk78@mail.ru;*

*Лихачев В.П., д.т.н., профессор кафедры «Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), e-mail: lvp\_home@mail.ru.*

## METHODOLOGY OF JUSTIFICATION OF REQUIREMENT TO THE ANALOG TO DIGITAL CONVERTER IN THE LFM CW SYNTHETIC APERTURE RADAR

*Ryazantsev L.B., Kupryashkin I.F., Likhachev V.P.*

*The article is devoted to the investigation of the requirements for the bit depth of the analog-to-digital converter of a digital processing system with a synthesized antenna aperture radar with LFM CW signal. It is shown that taking into account the effect of oversampling occurring during the synthesis of radar images provides a significant reduction in the requirements for the capacity of the analog-digital converter.*

**Key words:** FMCW SAR, dynamic range, ADC resolution, unmanned aerial vehicle, oversampling.

**Ключевые слова:** РЛС с синтезированной апертурой антенны, динамический диапазон, непрерывное излучение, разрядность АЦП, беспилотный летательный аппарат, сверхдискретизация.

### Введение

На сегодняшний день РЛС с синтезированной апертурой непрерывного излучения (РСА НИ) в силу их малой массы, габаритов и относительной простоты конструкции являются одним из наиболее перспективных типов радиолокационных систем для малых беспилотных летательных аппаратов (БЛА) [1]. Примером таких РЛС являются зарубежные РЛС MiniSAR [2], ImSAR [3], и отечественная система, разработанная авторами [4].

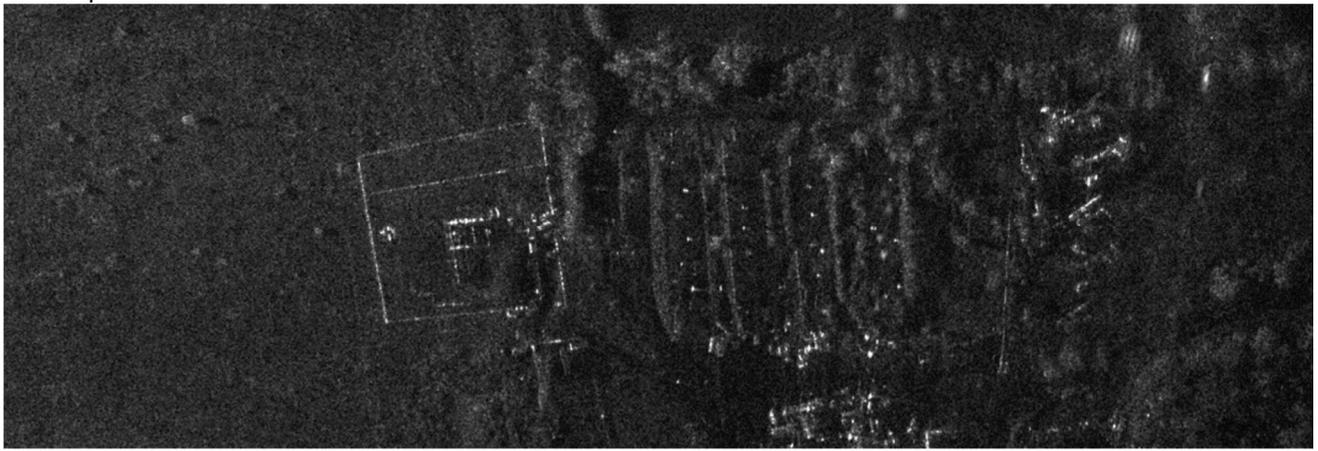
В ходе разработки РСАНИ выбор разрядности аналого-цифрового преобразователя (АЦП) осуществляется исходя из динамического диапазона (ДД) эхо-сигналов на выходе приемного устройства, который по сравнению с импульсными системами характеризуется большими значениями в силу того, что его верхняя граница определяется суммарной мощностью не отдельной разрешаемой полосы дальности, а суммарной мощностью эхо-сигнала всей картографируемой поверхности в пределах следа диаграммы направленности (ДН) антенны. При этом реализация в малогабаритных РСА НИ традиционных мер по расширению ДД, применяющихся в импульсных РЛС (временная регулировка усиления, косекансная форма ДН антенн), не представляется возможной, вследствие частотного принципа измерения дальности и жестких ограничений на массогабаритные характеристики антенных систем

*Статья посвящена исследованию требований к разрядности аналого-цифрового преобразователя системы цифровой обработки РЛС с синтезированной апертурой антенны, использующей в качестве зондирующего непрерывный частотно-модулированный сигнал. Показано, что учет эффекта сверхдискретизации, имеющего место в процессе синтеза радиолокационных изображений в РЛС с непрерывным излучением, обеспечивает значительное снижение требований к разрядности аналого-цифрового преобразователя.*

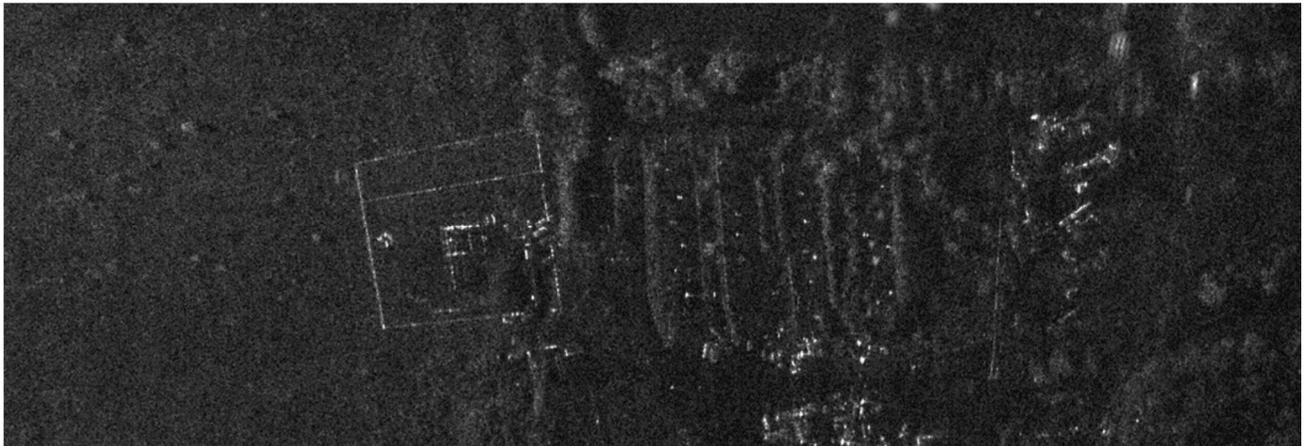
[5]. В результате ДД сигналов может достигать значений порядка 70...80 дБ, что предполагает использование АЦП с разрядностью 12-14 бит и частотой дискретизации до нескольких десятков МГц.

В ходе проведения исследований, направленных на уменьшение объема регистрируемой информации в интересах реализации возможности ее передачи по радиоканалу с борта БЛА на наземный пункт, было установлено, что последовательное уменьшение разрядности АЦП с 16 до 8, 4, 2 и 1 бит практически не приводит к заметному визуальному ухудшению качества формируемых радиолокационных изображений (РЛИ) и их дешифровочных свойств (рис. 1).

Это свидетельствует о том, что начальные требования к разрядности АЦП оказались избыточными, т.к. при оценке требуемой разрядности не учитывался эффект сверхдискретизации [6]. Такой эффект используется во временной области в цифровой обработке сигналов и состоит в том, что за счет увеличения частоты дискретизации и последующей низкочастотной фильтрации возможна оцифровка сигналов, амплитуда которых намного меньше единицы младшего разряда (ЕМР) АЦП [7]. При этом обязательным условием наступления эффекта является наличие в сигнале аддитивной шумовой состав-



а) 16 бит



б) 1 бит

Рис. 1. Фрагменты РЛИ земной поверхности (51°48'33"N, 39°08'25"E) в 3 см диапазоне при различных значениях  $n_{\text{ацп}}$

ляющей со среднеквадратическим отклонением, превышающем значение ЕМР [8]. Аналогичный эффект может быть достигнут в частотной области при выполнении дискретного преобразования Фурье (ДПФ) над выборкой зашумленного сигнала, содержащей достаточно большое количество отсчетов.

Так как процесс формирования РЛИ в РСА НИ при условии качественной коррекции миграции дальности и фокусировке траекторного сигнала по сути сводится к вычислению его двумерного ДПФ [9], а суммарный эхо-сигнал следа ДН носит выраженный шумоподобный характер, то условия наступления эффекта сверхдискретизации можно считать выполняющимися. Отсюда следует, что при обосновании требований к разрядности АЦП РСА НИ необходимо принимать во внимание возможность ее снижения за счет учета описанного эффекта сверхдискретизации.

В то же время чрезмерное снижение разрядности АЦП приводит к появлению в спектре квантованного сигнала паразитных гармонических составляющих, проявляющихся на РЛИ в виде ложных отметок при наличии мощных отражателей, находящихся на малых дальностях. Этот факт также необходимо учитывать при обосновании требований к разрядности АЦП.

Таким образом целью статьи является разработка методики обоснования требований к разрядности АЦП, обеспечивающей приемлемое качество формируемых

радиолокационных изображений с учетом допустимого уровня искажений, обусловленных квантованием принятого сигнала.

Для обоснования методики необходимо оценить диапазон значений отношения уровня эхо-сигнала точечной цели к суммарному эхо-сигналу следа ДН на входе АЦП при типовых для РСА НИ условиях съемки земной поверхности. Далее рассчитывается минимальная разрядность АЦП, обеспечивающая оцифровку эхо-сигнала точечной цели в пределах всего диапазона уровней с учетом ограничений на максимальный уровень ложных отметок на РЛИ, появление которых обусловлено квантованием эхо-сигналов наиболее интенсивных отражателей в пределах зоны обзора.

#### Определение ДД сигналов на входе АЦП РСА НИ

Требуемая разрядность АЦП  $n_{\text{ацп}}$  РСА НИ может быть выбрана исходя из отношения мощности сигнала точечной цели к мощности суммарного сигнала следа ДН

$$q = P_c / P_\phi, \quad (1)$$

где  $P_c \approx \sigma_{\text{ц}} / R_{\text{ц}}^4$ ;  $\sigma_{\text{ц}}$ ,  $R_{\text{ц}}$  – эффективная площадь рассеяния (ЭПР) и наклонная дальность до точечной цели, соответственно:

$$P_\phi \approx \sigma_\phi \int_0^{r_{\text{max}}} \int_{-\pi}^{\pi} f^4(\epsilon, \beta) R^{-4}(\epsilon) \gamma(\epsilon) d\beta dr,$$

где  $\sigma_\phi$  – средняя удельная ЭПР фона в пределах следа ДН;  $\gamma(\varepsilon) = \cos(\varepsilon)$  – коэффициент рассеяния, обуславливающий влияние угла облучения на отражающие характеристики местности;  $f^2(\varepsilon, \beta)$  – функция, описывающая вид диаграммы направленности антенны;  $\varepsilon$ ,  $\beta$ ,  $r$  – угол места, азимут и дальность, соответственно;  $R(\varepsilon) = h/\cos(\varepsilon)$ ;  $h$  – высота полета носителя РСА. Учитывая, что  $r = htg(\varepsilon)$  и, применяя метод замены переменной интегрирования, получим

$$P_\phi \approx \sigma_\phi \int_0^{\varepsilon_{\max}} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{\sin(\varepsilon) \cos(\varepsilon)}{h^2} f^4(\varepsilon, \beta) \gamma(\varepsilon) d\beta d\varepsilon, \quad (2)$$

где  $\varepsilon_{\max} = \arccos(h/R_{\max})$ ;  $R_{\max}$  – расстояние до дальней границы зоны обзора РСА.

Так, на рис. 2 представлены зависимости  $q$  от  $R_{\text{ц}}$  для следующих условий съемки:  $h = 500$  м,  $R_{\max} = 10$  км;  $\sigma_\phi = -15$  дБ (степь);  $f^2(\varepsilon, \beta) = 1$  при  $\beta \in [-\Theta_{\text{аз}}/2; \Theta_{\text{аз}}/2]$  и  $f^2(\varepsilon, \beta) = 0$  при  $\beta \notin [-\Theta_{\text{аз}}/2; \Theta_{\text{аз}}/2]$ ;  $\Theta_{\text{аз}} = 20^\circ$ .

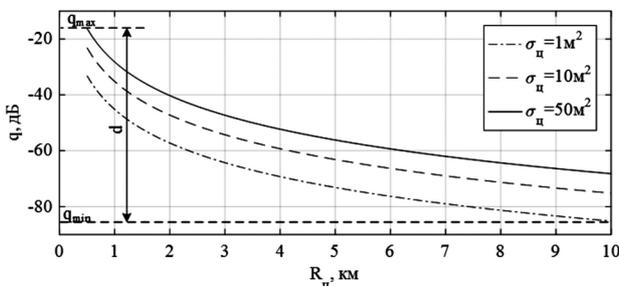


Рис.2. Зависимости  $q$  от  $R_{\text{ц}}$  и  $\sigma_{\text{ц}}$

Из рис. 2 видно, что при заданных условиях диапазон относительных уровней эхо-сигналов точечных целей (динамический диапазон)  $d = |q_{\max} - q_{\min}|$  достигает 70 дБ. При других условиях съемки, а также в случае решения задач обнаружения распределенных целей и картографирования земной поверхности ДД сигналов может быть выше на 10...20 дБ.

**Выбор разрядности АЦП, обеспечивающего оцифровку сигналов в заданном ДД**

Аналогично тому, как во временной области увеличение частоты дискретизации с последующей низкочастотной фильтрацией обуславливает снижение мощности шумов квантования, за счет чего достигается выделение более слабого сигнала на их фоне [7, 10], так и большое количество отсчетов в выборке при выполнении ДПФ приводит к аналогичному эффекту за счет перераспределения их энергии в большем количестве

отсчетов спектральных составляющих. В этом случае спектральная плотность шумов квантования определяется как

$$N_0^2 = \frac{2n_0^2}{M}, \quad (3)$$

где  $n_0^2 = \frac{1}{12} \left( \frac{A_0}{2^{n_{\text{ант}}}} \right)^2$  – средняя мощность шума квантования [7, 10];  $M$  – общее количество отсчетов, по которым выполняется ДПФ;  $A_0$  – амплитуда сигнала.

Из (3) следует, что при уменьшении  $n_{\text{ант}}$  на некоторое количество бит  $w$  обеспечение постоянного значения  $N_0^2$  может быть достигнуто за счет использования выборки из  $M$  отсчетов. То есть учитывая, что  $M(2^{n_{\text{ант}}})^2 = 2^{n_{\text{ант}} + 0,5 \log_2(M)}$ , использование выборки из  $M$  отсчетов при выполнении ДПФ эквивалентно увеличению разрядности АЦП на величину, определяемую выражением  $w = 0,5 \log_2(M)$ .

Тогда  $n_{\text{ант}}$  можно определить с учетом полученной оценки  $d$  как

$$n_{\text{ант}} \geq \begin{cases} \log_2(d) - w, & \text{при } \log_2(d) > w; \\ 1, & \text{при } \log_2(d) \leq w. \end{cases} \quad (5)$$

Так, например, при частоте оцифровки  $f_{\text{ант}} = 12$  МГц и времени синтезирования апертуры  $T_c = 3$  с общее количество отсчетов  $M = f_{\text{ант}} T_c = 36 \times 10^6$ , что эквивалентно увеличению дополнительной разрядности АЦП  $w$  на 12 бит. Тогда из (5) следует, что для обеспечения оцифровки сигналов с ДД  $d = 80$  дБ требуется  $n_{\text{ант}} \geq \log_2(10^{80/20}) - 12 \geq 2$  бит.

**Выбор разрядности АЦП, обеспечивающего заданный уровень искажений на РЛИ**

Следствием процесса дискретизации сигнала является появление дополнительных ложных отметок на РЛИ, обусловленных конечной разрядностью АЦП (рис. 3 а, б). Однако при наличии шума в оцифровываемом сигнале даже при малой разрядности АЦП возможно значительное уменьшение уровня этих отметок (рис. 3 в, г) [6]. При этом уменьшение уровня отметок на РЛИ обусловлено не маскированием шумовой составляющей, а именно снижением их амплитуды.

Степень выраженности негативного эффекта дискретизации наглядно характеризует показатель  $I_{\max} = I_{\text{н}}/I_{\text{л}}$ , где  $I_{\text{н}}$  и  $I_{\text{л}}$  – значения амплитуды истинной отметки

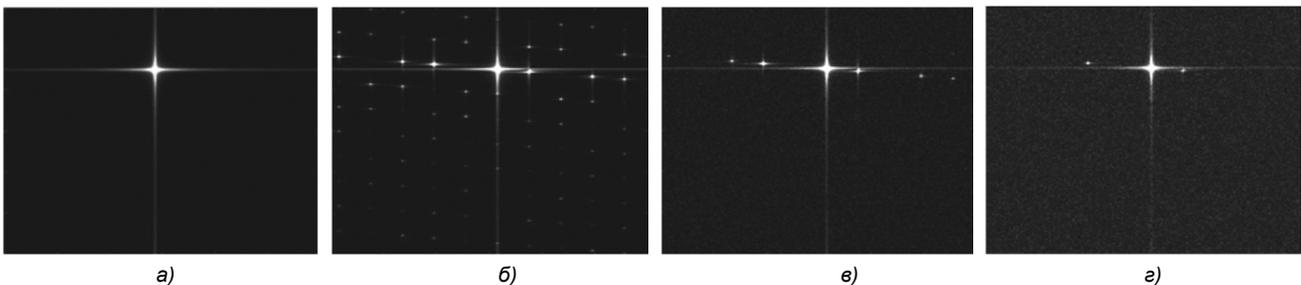
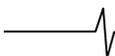


Рис.3. РЛИ точечной цели при различных значениях  $q$  :

а) неквантованное, без шума; б)  $n_{\text{ант}} = 1$ ,  $q = 40$  дБ; в)  $n_{\text{ант}} = 1$ ,  $q = 20$  дБ; г)  $n_{\text{ант}} = 1$ ,  $q = 10$  дБ



(основной гармонике) и максимальной ложной (паразитной гармонике), соответственно. Показатель  $I_{\max}$  является аналогом характеристики АЦП, известной как SFDR – Spurious-free dynamic range. В радиовидении аналогичный показатель носит название максимального уровня боковых лепестков [11].

Для определения влияния  $n_{\text{ант}}$  и  $q$  на значение показателя  $I_{\max}$  проведено численное моделирование процесса формирования РЛИ по аддитивной смеси отсчетов траекторного сигнала точечной цели и шума, результаты которого иллюстрируют зависимости на рис. 4.

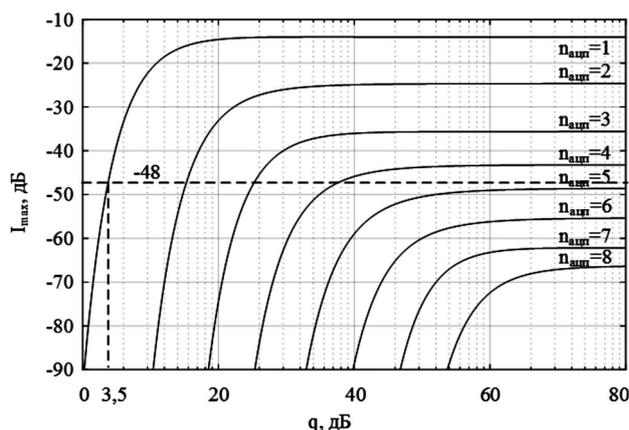


Рис.4. Зависимости уровня гармонических составляющих от  $q$

Характер зависимостей на рис. 4 практически не меняется при изменении размера выборки  $M$ . Из их анализа также следует, что снижение относительного уровня эхо-сигнала точечной цели на входе АЦП до уровня  $q < 6(2^{n_{\text{ант}}} - 1)$  и менее приводит к быстрому снижению уровня искажений  $I_{\max}$ , характер изменения которого становится близким к линейному (в логарифмическом масштабе) при  $q < 3(2^{n_{\text{ант}}} - 1)$ .

Из анализа зависимостей следует, что при  $n_{\text{ант}} = 1$  и использовании для отображения сформированных РЛИ местности мониторов персональных компьютеров, ДД которых не превышает 48 дБ, появление ложных отметок будет наблюдаться при значениях  $q > 3, 5$  дБ. В этом случае, при значениях  $q$ , не превышающих минус 15 дБ (рис. 2), возможно применение бинарного квантования сигнала без появления ложных отметок. Однако, например, при формировании РЛИ объектов при других условиях съемки и отображения требования к  $n_{\text{ант}}$  могут быть выше.

Исходя из полученных результатов методика обоснования требований к АЦП в РСА НИ включает ряд последовательных действий: определение ДД сигналов  $d$  и максимального значения  $q_{\max}$  на входе АЦП для заданных условий съемки и характеристик РСА; вычисление на основе полученного значения  $d$  минимального значения  $n_{\text{ант}}$  с использованием (5), обеспечивающего оцифровку сигналов в требуемом ДД; определение ми-

нимального значения  $n_{\text{ант}}$ , обеспечивающего заданный уровень искажений на РЛИ на основе полученного значения  $q_{\max}$  с помощью зависимостей, представленных на рис. 4; выбор разрядности АЦП, удовлетворяющей условиям оцифровки сигналов в требуемом ДД и заданного уровня искажений на РЛИ.

## Заключение

Таким образом, приведенная методика позволяет обосновать требования к разрядности АЦП РСА НИ для конкретных условий съемки земной поверхности. Полученные результаты свидетельствуют о возможности существенного уменьшения разрядности АЦП (вплоть до бинарного квантования) практически без потери качества формируемых РЛИ. Кроме того, уменьшение объема регистрируемой информации в процессе работы РСА НИ снизит требования к вычислителю при синтезе РЛИ (в том числе на борту носителя) и к пропускной способности радиоканала при передаче зарегистрированного сигнала на наземный пункт управления в количестве раз, пропорциональное снижению разрядности АЦП.

## Литература

1. Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б., Чередников И.Ю. Применение беспилотных летательных аппаратов для ведения тактической радиолокационной разведки // Военная мысль. 2016. № 3. С. 24-28.
2. Sandia National Laboratories [Электронный ресурс] // URL: <http://www.sandia.gov> (дата обращения: 04.04.2017).
3. ImSAR LLC [Электронный ресурс] // URL: <http://www.imsar.com> (дата обращения: 04.04.2017).
4. Богомолов А.В., Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритная двухдиапазонная РСА для беспилотного авиационного комплекса. Труды XXIX Всероссийского симпозиума «Радиолокационное исследование природных сред» / под общ. ред. М.М. Пенькова. – СПб.: ВКА имени А.Ф. Можайского, 2015. Вып. 11. С. 237-242.
5. Рязанцев Л.Б. Обоснование конструкции антенной системы РЛС с синтезированной апертурой для БЛА малого класса // Антенны. 2016. № 5. С. 49-55.
6. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов. М.: ООО «Бином-Пресс», 2006 г.
7. Кестер У. Аналого-цифровое преобразование. М.: Техносфера, 2007.
8. J.C. Candy, G.C. Temes, «Oversampling Methods for A/D and D/A Conversion», pp. 1-29, IEEE Press, 1992.
9. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П. Космическая радиолокационная съемка земной поверхности в условиях помех: монография. Воронеж: Научная книга, 2014.
10. Improving ADC Resolution by Oversampling and Averaging // [Электронный ресурс] // URL: <http://www.silabs.com> (дата обращения: 04.04.2017).
11. Школьный Л.А. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений. М.: ВВИА им. Проф. Н.Е. Жуковского, 2008.