

## ФОРМИРОВАНИЕ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ В РЕЖИМЕ ФОКУСИРУЕМОГО СИНТЕЗИРОВАНИЯ АПЕРТУРЫ ДНА:

### *Моделирование и исследование эффективности*

*Витязев В.В., Колодько Г.Н., Воронков Д.В.*

#### Введение

Проблема формирования радиолокационного изображения (РЛИ) земной поверхности в реальном времени с разрешающей способностью, приближающейся, по крайней мере, в отдельных выделенных участках к оптическим системам, остается актуальной, научно значимой и требует для своего решения разработки новых подходов, опирающихся на все шире открывающиеся возможности методов и технологий цифровой обработки сигналов. В ранее представленной работе [1] проблема формирования РЛИ была рассмотрена с общих позиций. Было показано, что методы и алгоритмы многоскоростной и адаптивной обработки траекторного сигнала являются эффективным инструментом формирования РЛИ в режиме доплеровского облучения луча (ДОЛ). Вместе с тем, режим ДОЛ ограничен с позиции достижимой разрешающей способности по угловым координатам, и поэтому наиболее приемлем для реализации быстрого передне-бокового обзора с относительно невысокой разрешающей способностью [2,3]. Для более детального анализа выделенных участков земной поверхности используют режим фокусируемого синтезирования апертуры (ФСА), повышающий разрешающую способность в десятки раз.

Проблемы, с которыми приходится сталкиваться при реализации режима ФСА, являются предметом обсуждения настоящей работы. Как известно [2], главный сдерживающий фактор потенциально достижимого азимутального разрешения в данном режиме заключается в требовании стабильности параметров траекторного сигнала на длительном временном интервале (до 10 с). Уход параметров принимаемого сигнала должен компенсироваться соответствующим изменением параметров опорных функций. Таким образом, адаптация и самофокусировка – это единственная возможность решения проблемы повышения разрешающей способности в реальных условиях формирования РЛИ [2,3]. Но стабилизация или отслеживание изменения параметров траекторного сигнала – не единственная проблема реализации режима ФСА. Повышение разрешающей способности по дальности и по угловым координатам требует адекватного увеличения вычислительных затрат и емкости памяти данных, которые растут по квадратичной зависимости. Поэтому

*Рассматривается проблема формирования РЛИ в режиме ФСА и пути ее эффективного решения с позиции минимизации общих затрат на реализацию при телескопическом обзоре предварительно выделенных участков земной поверхности. Проводится оценка влияния рассогласования параметров траекторного сигнала и опорной функции на качество формирования РЛИ. Предлагается способ построения цифрового приемника с использованием многоскоростной адаптивной обработки траекторного сигнала. Приводятся результаты моделирования.*

желательна разработка методов и алгоритмов их минимизации при сохранении потенциально достижимой разрешающей способности и качества формируемых РЛИ.

Ниже рассматривается проблема формирования РЛИ в режиме ФСА и пути ее эффективного решения с позиции минимизации общих затрат на реализацию при телескопическом обзоре предварительно выделенных участков земной поверхности. Проводится моделирование процесса формирования РЛИ выделенного участка с заданными: размером, пространственными координатами относительно носителя бортового радиолокационного комплекса (БРЛК) и линейной разрешающей способностью. Предполагается, что за время синтезирования РЛИ параметры движения носителя БРЛК остаются постоянными.

#### Математическая модель траекторного сигнала в режиме ФСА. Постановка задачи исследований.

Простой и в достаточной степени адекватный способ математического описания радиоизображения основывается, как и ранее [1], на предположении, что РЛИ формируется как совокупность точечных объектов определенной яркости. Каждому  $i$ -му точечному объекту ставится в соответствие принимаемый сигнал  $S_i(t)$  вида:

$$S_i(t) = U_i G(t) \exp \left\{ -j \left[ \frac{4\pi}{\lambda} r_{ni}(t) - \varphi_{oi} \right] \right\}, \quad (1)$$

где:  $U_i$ ,  $\varphi_{oi}$  - случайные амплитуда и начальная фаза сигнала;  $\lambda$  - длина волны;  $G(t)$  - нормированная функция, характеризующая модуляцию сигнала ДНА;  $r_{ni}(t)$  - текущее расстояние от носителя БРЛК до объекта.

Если считать, что заданное разрешение по дальности обеспечивается применением коротких широкополосных импульсов с внутриимпульсной модуляцией типа ФКМ или ЛЧМ, то главной проблемой остается поддержание высокой разрешающей способности по азимуту путем соответствующего увеличения времени

синтезирования РЛИ. При этом решающую роль в азимутальном разделении объектов методом доплеровской фильтрации начинает играть квадратичная составляющая изменения текущего расстояния до каждого  $i$ -го точечного объекта:

$$r_{ni}(t) = R_{ni} - Vt \cos \theta_{ni} + \frac{V^2 t^2 \sin^2 \theta_{ni}}{2 R_{ni}} + \frac{V^3 t^3 \sin^2 \theta_{ni} \cos \theta_{ni}}{4 R_{ni}^2} + \dots \quad (2)$$

где:  $R_{ni}$  - наклонная дальность до  $i$ -го объекта в начальный момент времени,  $\theta_{ni}$  - азимут  $i$ -го объекта в плоскости ДНА, содержащей наклонную дальность,  $V$  - скорость полета БРЛК. Предполагается, что траектория полета носителя прямолинейна.

Подставив (2) в аргумент функции (1) и отбрасывая все составляющие выше кубической, получим, что фаза траекторного сигнала изменяется по закону:

$$\varphi_{ni}(t) = \frac{4\pi}{\lambda} Vt \cos \theta_{ni} - \frac{2\pi}{\lambda} \frac{V^2 t^2}{R_{ni}} \sin^2 \theta_{ni} - \frac{\pi}{\lambda} \frac{V^3 t^3}{R_{ni}^2} \sin^3 \theta_{ni} \operatorname{ctg} \theta_{ni} + \varphi_{noi} \quad (3)$$

где  $\varphi_{noi} = \varphi_{oi} - \frac{4\pi}{\lambda} R_{ni}$  - начальная фаза.

При этом доплеровская частота принимает вид:

$$F_{dni}(t) = \frac{2V}{\lambda} \cos \theta_{ni} - \frac{2V^2 t}{\lambda R_{ni}} \sin^2 \theta_{ni} - \frac{3V^3 \sin^3 \theta_{ni} \operatorname{ctg} \theta_{ni}}{2\lambda R_{ni}^2} t^2 \quad (4)$$

Первый член выражения (4) определяет среднюю доплеровскую частоту, второй – постоянный линейный уход (ЛЧМ-модуляцию), третий - квадратичную составляющую частотной модуляции принимаемого сигнала.

В режиме ФСА, при полной компенсации линейной и квадратичной составляющих изменения фазы траекторного сигнала, теоретический предел интервала синтезирования РЛИ ограничивается временем  $T_{сдон}$ , в течение которого фазовый набег (3), обусловленный только кубической составляющей, на краях апертуры не превысит  $\pi/4$  [2]. Можно показать, что эта величина достигает значения

$$T_{сдон} < \frac{\sqrt[3]{2\lambda R_{ni}^2}}{V \sin \theta} \quad (5)$$

которое более чем на порядок превышает допустимый интервал синтезирования в режиме ДОЛ, и поэтому во всех расчетах, как правило, принимают во внимание взаимосвязь между заданным линейным разрешением  $\delta l$  и требуемым временем синтезирования в режиме ФСА, полагая, что главная проблема этого режима – автофокусирование и стабилизация параметров движения носителя БРЛК [2]:

$$T_{ci} = \frac{\lambda R_{ni}}{2V\delta l \sin \theta_{ni}} \quad (6)$$

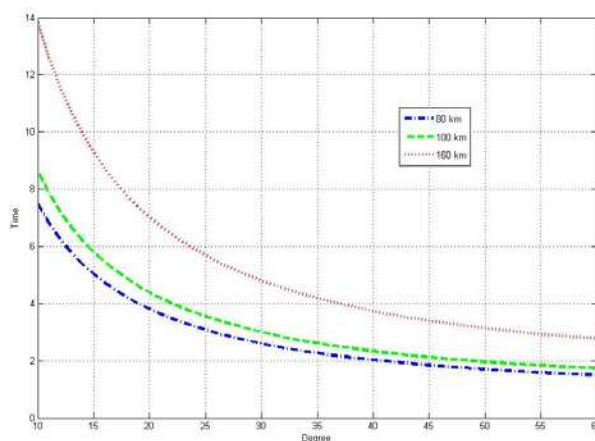


Рис.1. Зависимость времени синтезирования от угла обзора

На рис.1, в качестве примера, представлены зависимости времени синтезирования от угла обзора  $\theta_{ni}$  при заданных значениях параметров БРЛК:  $\lambda = 0,03$ ,  $V = 200$  м/с,  $\delta l = 5$ м, для диапазона дальностей 80 – 160 км. Из этих зависимостей видно, что, если в диапазоне углов обзора выше  $30^\circ$  время синтезирования изменяется в небольших пределах, то при малых углах формирование РЛИ связано с большими временными затратами, и при углах меньше  $10^\circ$  практически неприемлемо. Заметим, что при уменьшении дальности обзора в 8 раз (10-20 км) и том же времени синтезирования разрешающая способность потенциально увеличивается в 8 раз. Однако уменьшение расстояния  $R_{ni}$  требует согласования с ограничением на допустимое время синтезирования (5).

Таким образом, ограничиваясь квадратичной составляющей фазового набега (3), траекторный сигнал от  $i$ -го точечного объекта представим в виде

$$S_i(t) = U_i G_i(t) \exp \left\{ j \frac{4\pi}{\lambda} \left[ Vt \cos(\theta_{ni}) - \frac{V^2 t^2}{2R_{ni}} \sin^2(\theta_{ni}) \right] \right\} \quad (7)$$

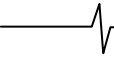
Полный траекторный сигнал – это суперпозиция сигналов всех элементов отражателей, расположенных в зоне обзора ДНА, и шума  $p(t)$ , включающего все внутренние и внешние источники:

$$x(t) = \sum_{i=1}^N S_i(t) + p(t) \cdot$$

Если принять, что  $p(t)$  - комплексный гауссовский шум, действительная и мнимая составляющие которого распределены по нормальному закону, имеют нулевое математическое ожидание и равномерную спектральную плотность мощности, то оптимальный приемник сигнала от  $i$ -го точечного объекта ( задержанного относительно начала приема на  $\tau_i$  ) на интервале синтезирования  $T_c$  принимает форму:

$$J(\theta_{ni}, \tau_i) = \left| \int_{-T_c/2+\tau_i}^{T_c/2+\tau_i} x(t) h(t-\tau_i, \theta_{ni}) dt \right| = \left| \int_{-T_c/2}^{T_c/2} x(t+\tau_i) h(t, \theta_{ni}) dt \right| \quad (8)$$

где  $h(t, \theta_{ni})$  - опорная функция, осуществляющая компенсацию доплеровской частоты и фокусирование изображения в направлении  $\theta_{ni}$  (компенсацию ЛЧМ-составляющей);  $\tau_i$  - задержка принимаемого сигнала



относительно момента излучения зондирующих импульсов, определяемая расстоянием до  $i$ -го объекта.

В режиме ФСА, с учетом принятых ограничений, опорная функция для  $i$ -го точечного объекта может быть представлена в виде:

$$h_i(t, \theta_{ni}) = W(t) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{\lambda} \left[ Vt \cos \theta_{ni} - \frac{V^2 t^2}{2R_{ni}} \sin^2 \theta_{ni} \right] \right\}, \quad (9)$$

где  $W(t)$  - весовая функция.

При реализации корреляционного приемника (8) в цифровой форме частоту дискретизации сигнала  $x(t)$ , фактически определяющую минимальную частоту повторения зондирующих импульсов, следует выбирать исходя из ширины его спектра, которая зависит от ширины раскрыва ДНА и, соответственно, диапазона изменения доплеровских частот (4). Без учета внутриимпульсной модуляции зондирующего сигнала, это относительно неширокий диапазон. Однако, высокое разрешение по дальности достигается значительным «обужением» по времени зондирующего сигнала, представляющего собой последовательность коротких импульсов с внутриимпульсной модуляцией. Прием и первичная цифровая обработка таких последовательностей импульсов обычно ведется на частоте дискретизации до 30 МГц и более, с использованием высокоскоростных алгоритмов, реализуемых на ПЛИС. Поэтому вычислительные затраты и требуемая память данных и коэффициентов, приходящиеся на сигнальный процессор в составе БРЛК, определяются только межпериодной обработкой по алгоритму (8) для каждого  $i$ -го азимутального направления по всем строкам дальности.

Полное двумерное РЛИ в координатах «дальность-азимут» рассматривается как матрица точечных объектов размерности  $R \times L$ , где  $R$  - число элементов дальности, а  $L$  - число азимутальных элементов. При этом каждый  $(i, j)$ -й,  $j = \overline{1, R}$ ,  $i = \overline{1, L}$ , точечный объект несет в себе усредненную информацию о яркости соответствующего  $(i, j)$ -го элемента разрешения в координатах «дальность-азимут». Формирование РЛИ размерности  $R \times L$  в цифровой форме непосредственно по алгоритму (8), как  $RL$  корреляционных приемников (что с точки зрения эффективности реализации на сигнальных процессорах является не лучшим решением), предполагает использование  $RL$  опорных функций и  $RL$  умножителей-накопителей за период повторения зондирующих импульсов.

Пусть формируется РЛИ выделенного участка земной поверхности размером 256x256 пикселей с заданной линейной разрешающей способностью (до 5 метров) на дальности 80 – 160 км. Изображение синтезируется методом телескопического обзора в режиме ФСА с помощью ДНА шириной  $2^\circ$  в диапазоне азимутальных координат от  $10^\circ$  до  $60^\circ$ , слева или справа от направления движения носителя БРЛК.

Для матрицы 256x256 это потребует более 65 миллионов операций в секунду (что сравнительно немного), но память коэффициентов (отсчетов опорных функций)  $h_i(t, \theta_{ni})$  в значительной степени зависящая от интервала синтезирования  $T_c$  и от частоты повторения зондирующих импульсов  $F_n$ , составит  $Q = RL T_c F_n$  слов. Так, если  $T_c = 1$  с,  $F_n = 1$  кГц и  $R = L = 256$ , то требуемая память коэффициентов  $Q = 64$  М слов. И, это только для одного небольшого фрагмента РЛИ размерностью 1,28 x

1,28 км (при линейном разрешении 5 м). Поскольку число таких фрагментов на общей площади обзора от  $\pm 10^\circ$  до  $\pm 60^\circ$  и в диапазоне дальностей от 80 км до 160 км превышает 8 тысяч, то требуемая память коэффициентов может достигнуть 512 миллиардов слов! При переходе на другие диапазоны дальностей с пропорциональным увеличением разрешающей способности потребуются новый массив отсчетов опорных функций такой же размерности. Следовательно, минимизация требуемого числа опорных функций и увеличение периода их дискретизации – главная задача на пути эффективной реализации на сигнальных процессорах БРЛК режима ФСА (разумеется, при условии стабильности параметров движения носителя БРЛК на всем интервале синтезирования  $T_c$ ).

Далее проводится анализ влияния неточного представления опорных функций на качество формирования РЛИ в режиме ФСА и рассматривается метод построения цифрового приемника, отличающийся возможностью значительного уменьшения емкости памяти данных и коэффициентов, а также повышения вычислительной эффективности и помехоустойчивости.

#### Оценка влияния рассогласования параметров траекторного сигнала и опорной функции на качество формирования РЛИ

Прежде всего, отметим, что в соответствии с (4), максимальный уход доплеровской частоты, пропорциональный расширению его спектра, за время синтезирования РЛИ составит

$$\Delta F_{\text{dmax}}(T_c) = \frac{2V^2 T_c}{\lambda R_{ni}} \sin^2 \theta_{n \text{max}}.$$

Однако, это сравнительно небольшая величина по отношению к ширине спектра траекторного сигнала без учета ухода частоты, даже при относительно узкой ДНА шириной раскрыва  $2^\circ$ . Так, например, для заданного в [1] контрольного примера:  $V = 200$  м/с,  $\lambda = 0,03$  м,  $R_n = 100$  км,  $\theta_n = 28^\circ$  и времени синтезирования  $T_c = 3,64$  с (что обеспечивает в режиме ФСА линейное азимутальное разрешение 5 м), максимальное расширение спектра частот  $\Delta F_{\text{dmax}} = 9,6$  Гц при исходной ширине спектра траекторного сигнала, равной 226 Гц.

Произведенная оценка расширения спектра траекторного сигнала, обусловленного его ЛЧМ модуляцией, позволяет сделать вывод о незначительном влиянии этого фактора на выбор частоты повторения зондирующих импульсов. Вместе с тем обеспечение заданного линейного разрешения по азимуту (5 м на расстоянии 100 км) достигается на интервале синтезирования  $T_c = 3,64$  с, а, следовательно, при требуемом частотном разрешении, ориентировочно равном 0,3 Гц. Таким образом, за время синтезирования доплеровские частоты «пробегают» до 32 частотных каналов. С тем, чтобы «остановить» их, необходимо формирование опорных функций (9) с точностью, гарантирующей, что за время синтезирования РЛИ частотное рассогласование между опорной функцией и траекторным сигналом в соответствующей области частот не превышало потенциально достижимое частотное разрешение  $\Delta f_{\text{max}} = 1/T_c$  (0,3 Гц в конкретном примере).

Данное предположение позволяет, в свою очередь, оценить минимально необходимое число опорных функций, отвечающих заданному выше требованию с позиции допустимого рассогласования доплеровских частот. Рассогласование может возникать вследствие одного из двух факторов: несовпадения параметров траекторного сигнала и опорной функции по дальности или по азимуту.

В первом случае, рассогласование по дальности на  $\Delta R$  дает частотное рассогласование на величину:

$$\Delta f_R \approx \frac{2V^2 T_c}{\lambda R_n^2} \sin^2 \theta_n \Delta R, \quad (10)$$

а во втором случае, рассогласование по азимуту на величину  $\Delta \theta$  приведет к уходу доплеровской частоты на величину:

$$\Delta f_\theta \approx \frac{2V^2 T_c}{\lambda R_n} \sin 2\theta_n \Delta \theta, \quad (11)$$

С тем, чтобы этот уход по частоте за время синтеза РЛИ  $T_c$  не превысил потенциальную разрешающую способность  $1/T_c$ , должны выполняться следующие условия:

$$\Delta R < \frac{\lambda R_n^2}{2V^2 T_c^2 \sin^2 \theta_n}; \quad \Delta \theta < \frac{\lambda R_n}{2V^2 T_c^2 \sin 2\theta_n}, \quad (12)$$

или с учетом приближенного соотношения между угловым и линейным азимутальным разрешением  $\Delta \mathcal{L} = \Delta \theta R_n$ :

$$\Delta \mathcal{L} < \frac{\lambda R_n^2}{2V^2 T_c^2 \sin 2\theta_n}. \quad (13)$$

Для рассматриваемого примера:  $\lambda = 0,03$  м,  $R_n = 100$  км,  $T_c = 3,64$  с,  $V = 200$  м/с,  $\theta_n = 28^\circ$ , допустимое рассогласование по дальности  $\Delta R = 1,14$  км и по азимуту  $\Delta \mathcal{L} = 0,328$  км. Если при этом размеры фрагмента телескопического обзора (1,28 x 1,28) км, то для формирования РЛИ достаточно одной опорной функции на все элементы дальности и не менее 4-х различных опорных функций на азимутальные элементы. Таким образом, общее число опорных функций, а, следовательно, и емкость памяти коэффициентов уменьшаются в 16 тысяч раз!

Еще один фактор, влияющий на требуемую память весовых коэффициентов – это частота повторения зон-

сигнала с помощью входного фильтра-дециматора предварительной обработки.

### Структура цифрового приемника на основе многоскоростной адаптивной обработки траекторного сигнала

Как и в рассмотренном ранее [1] режиме ДОЛ для секторного обзора, прием траекторного сигнала предлагается вести с использованием многоскоростной адаптивной обработки по структуре, представленной на рис.2.

В зависимости от азимутального положения центра выбранного фрагмента РЛИ и его размеров, вектор параметров  $\bar{p}$  определяет настройку полосы пропускания ЦФД на выделяемую полосу частот траекторного сигнала. Поскольку полоса частот последнего сужается от 400 Гц до 80 Гц для сектора шириной  $2^\circ$ , при изменении направления ДНА от  $60^\circ$  до  $10^\circ$  [1], а полоса фактически выделяемых частот уменьшается пропорционально уменьшению азимутального размера фрагмента РЛИ, то коэффициент децимации  $V$  ЦФД может меняться в широких пределах. Например, для фрагмента 256x256 пикселей с линейным разрешением 5 м ширина полосы частот приблизительно в 3 раза меньше ширины полосы частот всего траекторного сигнала, а значит - коэффициент децимации  $V$  лежит в пределах от 3 до 12, уменьшая в соответствующее число раз размерность обрабатываемых далее отсчетов предварительно преобразованного траекторного сигнала, а, следовательно, и память коэффициентов. Отметим также, что уменьшение размерности массивов обрабатываемых данных и скорости их ввода – это эффективный способ уменьшения общих вычислительных затрат и собственного шума.

Последующая корреляционная обработка выделенного фрагмента траекторного сигнала  $y(nT_2)$  предполагает для каждого элемента дальности использование в общем случае  $h = 256$  демодуляторов ЛЧМ-сигналов и 256 опорных функций. Вместе с тем, как показал приведенный выше анализ влияния рассогласования параметров опорных функций и траекторного сигнала, число различных опорных функций в данном конкретном примере может быть уменьшено до  $m = 4$ .

В этом случае достаточно выполнить линейную частотную демодуляцию (ЛЧДМ) с использованием

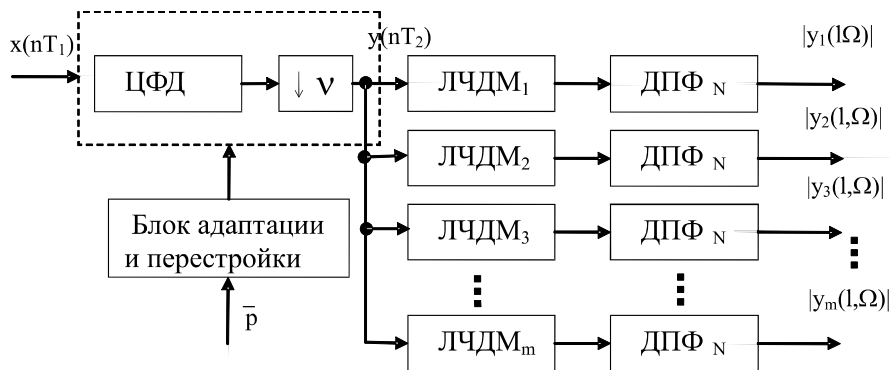
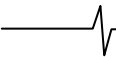


Рис. 2. Структура цифрового приемника

дирующих импульсов, а точнее - потенциально возможное понижение частоты дискретизации траекторного

только 4-х опорных функций, а последующее разделение каждой составляющей по 64 частотным кана-



лам произвести с помощью ДПФ размерностью  $N$ , которая определяется длительностью интервала синтеза и частотой дискретизации сигнала  $y(nT_2)$  на выходе фильтра-дециматора.

### Моделирование телескопического обзора в режиме ФСА

Моделирование телескопического обзора проводилось при следующих исходных данных. Фрагмент РЛИ размерностью 256x256 пикселей формируется в режиме ФСА с линейным разрешением 5 м на дальности 99329 – 100610 м под азимутальным углом в направлении полета носителя БРЛК, равном  $28^\circ$ . Время синтеза  $T_c = 3,64$  с, частота повторения зондирующих импульсов  $F_n = 500$  Гц, скорость полета носителя БРЛК  $V = 200$  м/с, длина волны  $\lambda = 0,03$  м.

Синтез траекторного сигнала от каждого  $i$ -го точечного объекта (всего 65536 точечных объектов) выполнялся в соответствии с выражением (7), а формирование самого РЛИ по алгоритму корреляционного приема (8) с использованием 65536 опорных функций вида (9), дискретное представление каждой из которых на интервале синтеза  $T_c = 3,64$  с содержит  $N = 1820$  комплексных отсчетов. Полученный фрагмент синтезированного изображения при точной фокусировке режима ФСА по всем элементам дальности и азимута представлен на рис.3а. Прямая реализация корреляционного приемника для заданных исходных данных требует хранения 65536 опорных функций по 1820 комплексных отсчетов каждая, что эквивалентно резервированию памяти коэффициентов емкостью ориентировочно 238 миллионов слов.

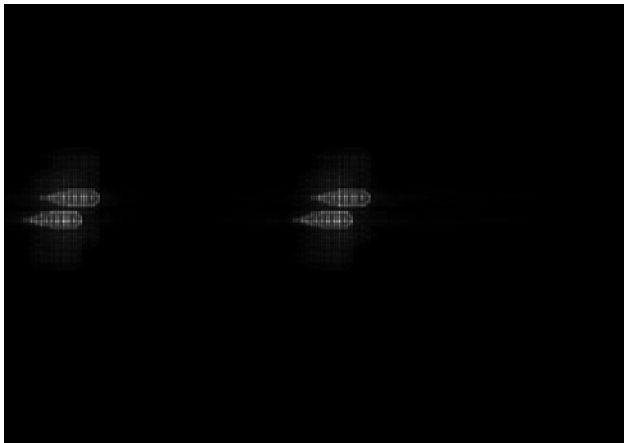


Рис.3а. Изображение местности при точной фокусировке

Цель настоящего моделирования состояла в том, чтобы показать экспериментально возможность многократного уменьшения числа различных опорных функций без существенного ухудшения качества синтезируемого РЛИ. В частности, как следует из расчетных соотношений (12) и (13), для рассматриваемого примера достаточно ограничиться одной опорной функцией для всех элементов дальности и использовать только четыре вместо 256 опорных функций по азимуту.

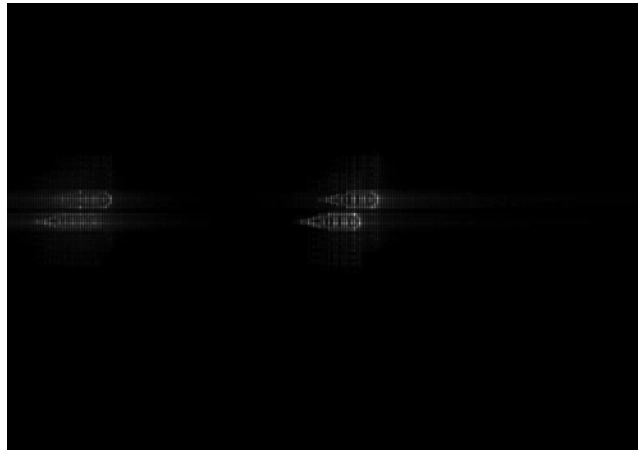


Рис. 3б. Изображение местности при использовании только одной опорной функции и алгоритма БПФ

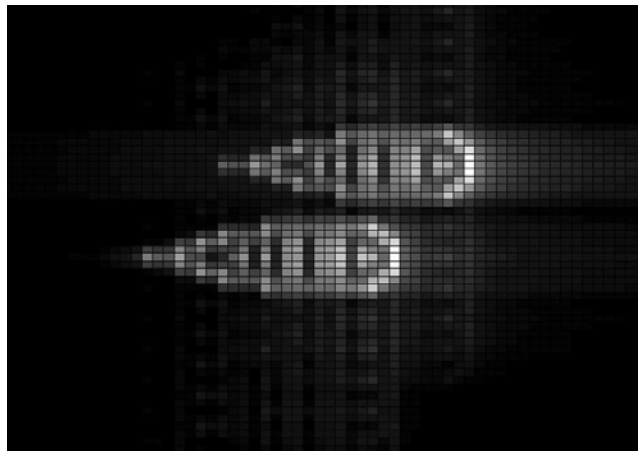


Рис.3в. Фрагмент изображения с помощью способа, основанного на алгоритме БПФ вблизи от опорной функции

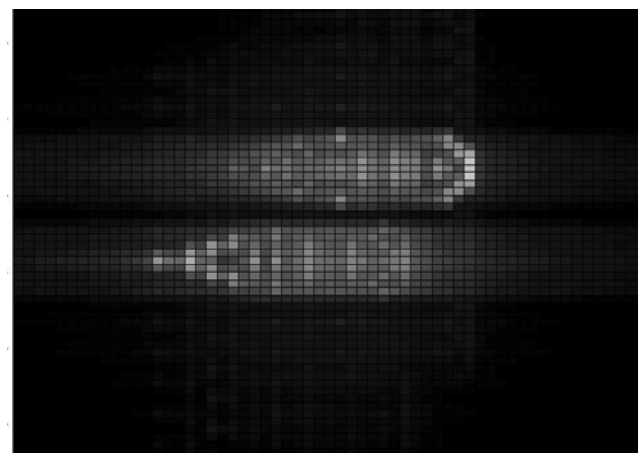


Рис. 3г. Фрагмент изображения с помощью способа, основанного на алгоритме БПФ вдали от опорной функции

На рис.3б – 3г представлены результаты моделирования. Рис.3б отражает тот факт, что использование одной и той же опорной функции для всех элементов дальности (т.е. без учета номера канала по дальности) не приводит к заметному ухудшению качества изображения. Вместе с тем, использование только одной опорной функции по азимуту и алгоритма БПФ для частотного разделения каналов дает отклонение от исходного изображения, осо-

бенно заметное на краях фрагмента. Это проявляется в явной форме в увеличенном масштабе изображения (рис.3в и рис.3г). Поэтому последующие исследования проводились путем увеличения числа различных по азимутальной координате опорных функций.

На рис. 4 представлены результаты моделирования для ситуации, когда объекты РЛИ являются точечными излучателями и рассматривается только небольшой фрагмент (20x25) пикселей. Рис. 4а – исходное изображение. Последующие иллюстрации (рис. 4б – 4е) отражают влияние используемого числа опорных функций

на качество формирования РЛИ и показывают, что применение 4-х опорных функций достаточно для восстановления требуемого азимутального разрешения.

Совместную работу БРЛК в режиме секторного переднее-бокового обзора с ДОЛ и в режиме телескопического обзора с ФСА выделенного фрагмента земной поверхности иллюстрирует рис. 5. Выделяемый в режиме ДОЛ фрагмент исходного изображения (рис. 5а) на рис. 5б отмечен штриховым контуром. На рис. 5в представлено синтезируемое в режиме ФСА изображение выделенного фрагмента.

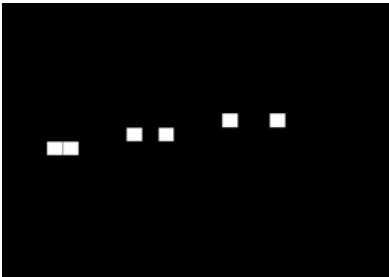


Рис.4а. Исходное изображение



Рис.4б. Способ, основанный на алгоритме БПФ (объект вблизи от опорной функции)



Рис. 4в. Способ, основанный на алгоритме БПФ (объект вдали от опорной функции)

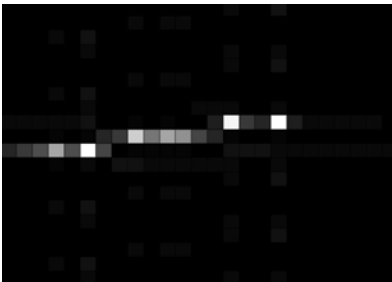


Рис.4г. Способ, основанный на алгоритме БПФ (объект вдали от опорной функции) 2 опорные функции



Рис.4д. Способ, основанный на алгоритме БПФ (объект вдали от опорной функции) 3 опорные функции



Рис.4е. Способ, основанный на алгоритме БПФ (объект вдали от опорной функции) 4 опорные функции

Рис. 4. Моделирование точечных излучателей

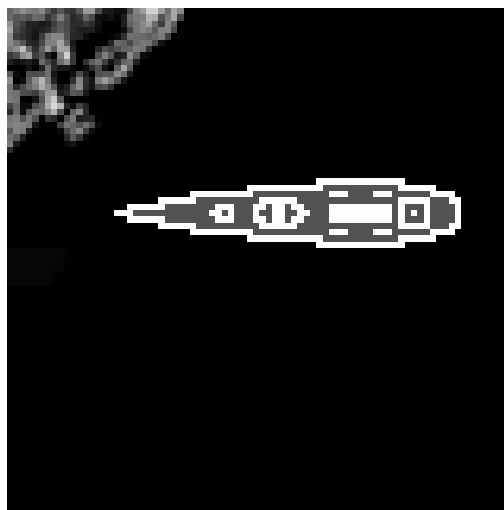


Рис. 5а. Исходное оптическое изображение



Рис. 5б. Синтезированное РЛИ в режиме секторного обзора с ДОЛ

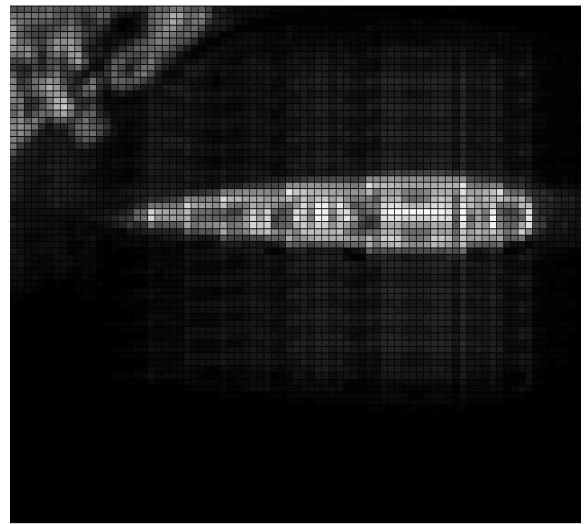


Рис. 5в. Синтезированный в режиме ФСА фрагмент изображения

### Заключение

Проведенное моделирование телескопического обзора фрагмента земной поверхности в режиме ФСА позволяет сделать вывод о потенциальной возможности достижения высокой разрешающей способности и соответственно качества формирования РЛИ при использовании сравнительно небольшого числа различных опорных функций. Относительно небольшая чувствительность разрешающей способности приемника к рассогласованию параметров опорной функции и траекторного сигнала по азимутальной координате, в свою очередь, дает возможность использовать вместо множества точно настроенных корреляционных приемников несколько частотных демодуляторов, компенсирующих линейную составляющую ухода частот от центра к краям формируемого фрагмента РЛИ, и процессор ДПФ, реализующий последующее частное разделение каналов, как правило, по алгоритму БПФ.

Общая требуемая память данных и коэффициентов, а также вычислительные затраты могут быть дополнительно уменьшены путем введения предварительной обработки траекторного сигнала с использованием адаптивной многоскоростной фильтрации по структуре приемника, представленной на рис.2. Так, например, для рассмотренного выше примера ширина полосы час-

тот выделяемой части спектра траекторного сигнала не превышает 70 Гц при общей ширине спектра 218 Гц. Таким образом, если частота повторения зондирующих импульсов  $F_n = 500$  Гц, то коэффициент децимации принимает значение  $V = 7$  и, соответственно, число отсчетов траекторного сигнала на интервале синтеза может быть уменьшено до 256 с последующей весовой обработкой (для заданного множества их 4-х опорных функций размерностью  $N = 256$ ) и 256-точечным БПФ-преобразованием по каждой из 4-х составляющих.

### Литература

1. Витязев В.В., Колодько Г.Н., Витязев С.В. Способы и алгоритмы формирования радиолокационного изображения в режиме доплеровского облучения луча // Цифровая обработка сигналов, 2006, № 3, с. 31-41.
2. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Учебное пособие \ Под ре. Г.С. Кондратенкова. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.
3. Антипов В.Н., Ильчук А.Р., Фролов А.Ю. Радиолокационные системы с синтезированной апертурой в комплексах управления самолетом и его оружием // Радиотехника, 2005, № 6.