

УДК 621.396.96

СПОСОБЫ И АЛГОРИТМЫ ФОРМИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ В РЕЖИМЕ ДОПЛЕРОВСКОГО ОБУЖЕНИЯ ЛУЧА

Витязев В.В., Колодыко Г.Н., Витязев С.В.

Введение

Проблема формирования радиолокационного изображения (РЛИ) земной поверхности в реальном времени остается одной из актуальных при решении задач радиовидения, несмотря на появление большого количества публикаций в этой области, отражающих целый спектр новых методов и алгоритмов обработки траекторного сигнала с целью повышения качества изображения [1–13].

Основная цель при формировании РЛИ – достижение максимальной разрешающей способности и качества изображения в условиях реальных ограничений, связанных с уходом параметров принимаемого траекторного сигнала (время синтезирования), неточностью измерения и колебательностью летных характеристик (скорость, ускорение, траектория полета), воздействием широкого спектра шумов и помех, как внешних, так и внутренних, на фоне маломощного принимаемого сигнала от удаленных радиотраекторных объектов (энергетические ресурсы), отклонениями в формировании заданной диаграммы направленности антенны (ДНА) и характеристик приемо-передающего тракта (технические возможности) и т.п.

Решение проблемы формирования качественного РЛИ в условиях перечисленных выше ограничений возможно одним из двух подходов. Либо путем максимального снятия ограничивающих факторов при более качественном техническом исполнении всех элементов проектируемой системы радиовидения и более строгом выдерживании летных характеристик (к чему надо всегда стремиться, по мере возможности), либо путем использования более совершенных адаптивных алгоритмов цифровой обработки траекторного сигнала и самого изображения, что предъявляет особые требования к бортовому вычислительному комплексу (БВК), обеспечивающему высокую вычислительную производительность (до 10 и более миллиардов операций в секунду). Созданные за последние годы многопроцессорные модули цифровой обработки сигналов (ЦОС) на базе мощных сигнальных процессоров и ПЛИС [14–16] позволяют достигнуть подобной вычислительной производительности. Таким образом, разработка новых алгоритмов адаптивной пространственной обработки траекторного сигнала не только сохраняет свою актуальность в теоретическом плане, но и становится реально исполнимой современными БВК. Вместе с тем, ограничения

Рассматривается проблема формирования радиолокационного изображения участков земной поверхности при решении задач радиовидения. Предлагаются способы и алгоритмы повышения разрешающей способности и минимизации вычислительных затрат на основе многоскоростной обработки сигналов при работе в режиме доплеровского обужения луча. Приводятся результаты моделирования.

на фактически выделяемые вычислительные ресурсы всегда остаются: растут ресурсы, – открываются новые возможности для решения все более сложных задач в постоянно расширяющемся диапазоне частот и сокращении времени на обработку. Поэтому актуальной остается и проблема минимизации требуемых вычислительных ресурсов, что в первую очередь относится к формированию и обработке РЛИ в реальном времени.

Известно [17–20], что одним из наиболее эффективных способов минимизации вычислительных затрат при решении широкого круга задач ЦОС является многоскоростная обработка сигналов, использующая понижение и повышение частоты дискретизации. Идея последовательного понижения частоты дискретизации траекторного сигнала при переходе от внутривысказочной к межвысказочной обработке и самого РЛИ при его последующем формировании и отображении на индикаторе естественно не обошла вниманием и специалистов в области радиовидения [1, 2].

В зависимости от решаемых задач формирования и обработки РЛИ используют различные виды обзора и картографирования земной поверхности. Если для обеспечения высококачественного картографирования больших участков земной поверхности, как правило, используется боковой обзор с фокусируемым синтезированием апертуры антенны (режим ФСА) [1–3], то для решения специальных задач требуется получать РЛИ земной поверхности при переднем и передне-боковом обзорах [7–9]. Использование фокусировки для синтезирования апертуры антенны в этом виде обзора наталкивается на непреодолимые препятствия с приближением азимутального направления ДНА к направлению полета носителя бортового радиолокационного комплекса (БРК), вследствие значительного увеличения требуемого времени синтезирования (до 10 с и более). Кроме того, хорошо известно [1–3], что режим ФСА (высокого разрешения) – это всегда значительное увеличение времени обзора, что неприемлемо (да и не требуется) при быстром сканировании больших участков земной поверхности.

Поэтому особое внимание при переднем и передне-боковом обзорах уделяется режиму доплеровского обужения луча (режим ДОЛ), гарантирующему среднее азимутальное разрешение при максимально допустимом времени синтезирования, связанном с уходом доплеровских частот траекторного сигнала [3, 4, 6].

Разработке и исследованию эффективных способов и алгоритмов формирования РЛИ земной поверхности в режиме ДОЛ на основе методов многоскоростной обработки траекторного сигнала посвящена настоящая работа.

Математическая модель траекторного сигнала в режиме ДОЛ

Простой и в достаточной степени адекватный способ математического описания радиоизображения основывается на предположении, что РЛИ формируется как совокупность точечных объектов определенной яркости. Каждому i -му точечному объекту ставится в соответствие отраженный от объекта радиосигнал, параметры которого определяются как излучаемым БРК сигналом, так и траекторией полета носителя относительно пространственных координат объекта и его свойств отражения и поглощения радиоволны заданной длины. С увеличением плотности точечных объектов принимаемый траекторный сигнал приближается к непрерывному не только по времени, но и по пространственным координатам «дальность-азимут». Вместе с тем дискретный характер измерения, цифровой обработки и отображения на экране РЛИ в форме двумерной матрицы яркостей в координатах «дальность-азимут» позволяет ограничиться моделью точечных объектов с заданной разрешающей способностью. Однако, надо учитывать, что каждый точечный объект, отражаемый на экране, несет информацию о целой совокупности отражателей, попадающих в зону его пространственного разрешения. И, если эти отражения однородны по яркости на интервалах измерения, то полученное изображение будет в значительной степени адекватно реальному. В то же время при обнаружении ярких точечных объектов с неизвестными пространственными координатами и выделении границ радиоконтрастных областей необходимо учитывать фактор возможного отклонения реальных пространственных координат точечных объектов от координат траекторного сигнала, по которым производится измерение (даже если в i -ом элементе разрешения точечный объект один).

Для i -го точечного объекта принимаемый сигнал $s_i(t)$ можно представить в виде (без учета вносимых в процесс приема-передачи фазовых искажений и помех) [2]:

$$s_i(t) = U_i G(t) \exp \left\{ -j \left[\frac{4\pi}{\lambda} r_{H_i}(t) - \varphi_{0i} \right] \right\}, \quad (1)$$

где U_i , φ_{0i} – случайная амплитуда и начальная фаза сигнала; λ – длина волны; $G(t)$ – нормированная функция, характеризующая модуляцию сигнала ДНА; $r_{H_i}(t)$ – текущее расстояние от носителя БРК до объекта. Заметим, что основным информационным параметром является амплитуда U_i , измерение ко-

торой при случайной фазе можно вести с использованием двух квадратурных каналов. Вопрос состоит в том, каким пространственным координатам «дальность-азимут» соответствует i -й точечный объект? Естественно, если облучающий сигнал излучается непрерывно, то по непрерывному принимаемому сигналу $s_i(t)$ нельзя определить расстояние до i -го объекта. Поэтому используют облучение земной поверхности периодической последовательностью коротких радиоимпульсов, период следования которых задает диапазон дальностей, а длина импульса – разрешающую способность по дальности. Фактически это можно считать пространственной дискретизацией по наклонной дальности. Использование коротких широкополосных импульсов с внутриимпульсной модуляцией типа ФКМ или ЛЧМ позволяет обеспечить относительную разрешающую способность по дальности с отношением $\Delta r / R = 10^{-3} - 10^{-4}$, т.е. до 10 м на 100 км.

Главная проблема – это обеспечение адекватного линейного разрешения по азимуту. И здесь решение проблемы достигается не путем азимутального обужения ДНА до технически недостижимых пределов и быстрого сканирования в режиме реального луча (РЛ), а за счет прямой зависимости доплеровского ухода частоты i -го точечного объекта от его азимутального положения.

Действительно, в соответствии с (1), полная фаза принимаемого сигнала $s_i(t)$ непосредственно зависит от закона изменения текущего расстояния $r_{H_i}(t)$, которое можно представить на конечном интервале синтезирования РЛИ, равном T_c , в виде ряда

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

где R_{H_i} – наклонная дальность до i -го объекта в начальный момент времени; θ_{H_i} – азимут i -го объекта в плоскости ДНА, содержащей наклонную дальность; V – скорость полета носителя БРК. Предполагается, что траектория полета прямолинейна, а скорость постоянна.

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

$$\varphi_{H_i}(t) = \frac{4\pi}{\lambda} Vt \cos \theta_{H_i} - \frac{2\pi}{\lambda} \frac{V^2 t^2}{R_{H_i}} \sin^2 \theta_{H_i} + \varphi_{0i},$$

где $\varphi_{0i} = \varphi_{0i} - \frac{4\pi}{\lambda} R_{H_i}$ – начальная фаза.

При этом доплеровская частота принимает вид:

$$F_{ДН_i}(t) = \frac{2V}{\lambda} \cos \theta_{H_i} - \frac{2V^2 \sin^2 \theta_{H_i}}{\lambda R_{H_i}} t. \quad (3)$$

Первый член выражения (3) определяет среднюю доплеровскую частоту, а второй член – постоянный линейный уход доплеровской частоты на интервале синтезирования РЛИ, приводящий к линейной частотной модуляции (ЛЧМ) траекторного сигнала.

В режиме ДОЛ интервал синтезирования ограничивают предельным временем

$$T_{ci} \leq \sqrt{\frac{\lambda R_{H_i}}{2V^2 \sin^2 \theta_{H_i}}}, \quad (4)$$

в течение которого уход доплеровской частоты не выходит за границы установленного частотного разрешения. В этом случае в выражении (3) учитывается только первый член, т.е. средняя доплеровская частота, однозначно определяемая азимутальным направлением

$$F_{дн_i}(\theta_{H_i}) = \frac{2V}{\lambda} \cos \theta_{H_i}. \quad (5)$$

Формирование РЛИ подвергается воздействию шумов. Принято считать [1], что в простейшем случае эти шумы близки к аддитивному гауссовскому белому шуму с нулевым математическим ожиданием. Следовательно, принятый траекторный сигнал от i -го точечного объекта представляет сумму вида:

$$x_i(t) = s_i(t) + p(t),$$

где $p(t)$ – комплексный гауссовский шум, действительная и мнимая составляющие которого распределены по нормальному закону, имеют нулевое математическое ожидание и равномерную спектральную плотность мощности по всей частотной оси.

Тогда оптимальный приемник траекторного сигнала для i -го точечного объекта принимает форму:

$$J(\theta_{H_i}, \tau_i) = \left| \int_{-\tau_i/2}^{\tau_i/2} x_i(t + \tau_i) h(t, \theta_{H_i}) dt \right|, \quad (6)$$

где $h(t, \theta_{H_i})$ – опорная функция, осуществляющая компенсацию доплеровской частоты сигнала и фокусировку изображения в направлении θ_{H_i} ; τ_i – задержка принимаемого траекторного сигнала относительно момента излучения зондирующих импульсов, определяемая расстоянием до объекта.

В режиме ДОЛ, с учетом (5), опорная функция представляет собой гармонический сигнал вида:

$$h(t, \theta_{H_i}) = w(t) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{\lambda} V t \cos \theta_{H_i} \right\}, \quad (7)$$

где $F_{д}(\theta_{H_i}) = \frac{2V}{\lambda} \cos \theta_{H_i}$ – доплеровская частота,

i -го точечного объекта; $w(t)$ – весовая функция.

Полное двумерное РЛИ в координатах «дальность-азимут» в общем случае может рассматриваться как матрица точечных объектов размерности $R \times L$, где R – число элементов дальности, а L – число азимутальных элементов. При этом каждый (j, i) -й, $j = \overline{1, R}$, $i = \overline{1, L}$, точечный объект несет в себе усредненную информацию о яркости соответствующего (j, i) -го элемента разрешения в координатах «дальность-азимут». Формирование РЛИ выполняется путем временного стробирования с заданной разрешающей способностью по дальности и, как правило, реализуется на высокой частоте дискретизации (до 10 МГц и выше) с использованием согласованной фильтрации ФКМ или ЛЧМ импульсов на ПЛИС. Поэтому вычислительные затраты, приходящиеся на сигнальный процессор в составе БВК,

определяются только межпериодной обработкой по алгоритму (6) для каждого i -го азимутального направления по всем строкам дальности. Однако, даже в этом случае, при работе в реальном времени (например, в сантиметровом диапазоне волн) на частоте повторения зондирующих импульсов в пределах 1 кГц, только число операций комплексного умножения-накопления для формирования матрицы РЛИ размерностью 512×512 составит более 250 миллионов операций в секунду. С увеличением частоты повторения зондирующих импульсов (режим ВЧП) для относительно близких расстояний, а также при использовании миллиметрового диапазона длин волн, требуемая вычислительная производительность возрастает в десятки раз.

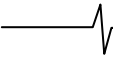
Проблема уменьшения вычислительных затрат и требуемых ресурсов процессора может быть решена одним из двух способов: уменьшением частоты повторения зондирующих импульсов или разработкой более эффективных в вычислительном отношении алгоритмов обработки траекторного сигнала. Ниже рассматриваются возможные способы и алгоритмы формирования РЛИ на основе многоскоростной обработки сигналов (МОС), отличающиеся пониженными требованиями к вычислительной производительности БВК.

Способы и алгоритмы формирования РЛИ на основе МОС

Необходимость разработки нескольких альтернативных способов и алгоритмов формирования РЛИ связана с «несовместимостью» и противоречивостью друг к другу основных требований, предъявляемых к процессу формирования и качеству изображений. Максимальная дальность обзора достигается путем уменьшения частоты повторения зондирующих импульсов, в то время как расширение зоны панорамного обзора по азимуту требует ее увеличения. Естественной противоречивостью характеризуется требование максимального разрешения и минимального времени формирования изображения. Восстановление зашумленного РЛИ – это дополнительные затраты времени и вычислительных ресурсов, связанные с некогерентным накоплением и фильтрацией изображения. Но в каком бы сочетании не были основные показатели качества формирования РЛИ, минимизация общих временных и вычислительных затрат – это всегда задача многокритериальной оптимизации.

В рамках настоящей статьи мы пока не ставим задачу оптимизации и ограничимся анализом ряда известных способов и алгоритмов формирования РЛИ в их различных сочетаниях с целью наиболее эффективной достижимости тех или иных показателей качества проектируемой системы.

Первая проблема, с которой сталкивается разработчик подобных информационных систем, связана с обеспечением заданной дальности обзора (до 200-300 км) при приеме траекторного сигнала, ширина полосы частот которого может многократно превышать допустимую максимальную частоту повторения зондирующих импульсов. Так, например, при работе в



сантиметровом диапазоне длин волн ($\lambda = 0,03$ м), для скорости прямолинейного полета $V = 200$ м/с, диапазон доплеровских частот траекторного сигнала лежит в границах от 7 кГц до 13,3 кГц при угловом обзоре по азимуту от $+60^\circ$ до 0° . В тоже время максимальная частота повторения зондирующего сигнала для дальности до 300 км не должна превышать 500 Гц. Решение данной проблемы достигается использованием пространственно-временной или пространственно-частотной селекции траекторного сигнала, а также их комбинации.

Пространственно-временная селекция предполагает последовательное сканирование узкополосной ДНА по углу места. Повышение частоты повторения зондирующих импульсов становится возможным, если применять временную селекцию коротких интервалов дальности, соответствующих текущему угловому положению ДНА. Недостаток способа – значительное затягивание процесса обзора земной поверхности вследствие длительного сканирования ДНА по углу места. Поэтому наиболее приемлемым является альтернативный способ – пространственно-частотная селекция, предполагающая секторный обзор (СО) по азимуту с использованием сканирующей узкополосной (до 2° и менее) ДНА. В этом случае, в зависимости от азимутального положения центра ДНА, ширина полосы частот принимаемого траекторного сигнала (при тех же исходных условиях) лежит в диапазоне от 400 Гц ($\theta_{H_k} = 60^\circ$) до 24 Гц ($\theta_{H_k} = 3^\circ$). Таким образом, при использовании двух квадратурных каналов и, соответственно, комплексном представлении траекторного сигнала, частота повторения зондирующих импульсов, равная 500 Гц, может обеспечить обзор до 300 км. Секторный обзор практически не имеет альтернативы при формировании РЛИ на больших расстояниях (более 200 км), так как только последовательная концентрация всей мощности передатчика на предельно узких направлениях может обеспечить необходимое соотношение сигнал/шум для удаленных точечных объектов. Естественно, за это приходится расплачиваться значительным увеличением общего времени обзора и формирования РЛИ.

Вместе с тем, для средних (от 40 км до 160 км) и особенно для близких расстояний (от 10 км до 40 км) крайне желательно уменьшение времени обзора при сохранении высокой угловой разрешающей способности. В этом режиме обзора с уменьшением расстояния может быть пропорционально увеличена частота повторения зондирующих импульсов и, как следствие, расширена ДНА от 2° до 32° (в зависимости от расстояния). Переход от чисто секторного к панорамному и секторно-панорамному обзору с кадровой обработкой траекторного сигнала – это путь к существенному уменьшению общего времени обзора земной поверхности и формированию РЛИ с заданной разрешающей способностью.

Вторая проблема, являющаяся следствием противоречивости требований максимальной разрешающей способности и минимального времени обзора, состоит в поиске способов и алгоритмов формирования РЛИ, обеспечивающих заданную разрешающую способность при минимальных временных и вычислительных затратах. Решение данной проблемы находится в прямой зависимости от используемого вида и режима обзора.

Секторный обзор в режиме ДОЛ

В режиме ДОЛ существенное ограничение угловой разрешающей способности по азимуту связано с уходом доплеровских частот (3). Однако, скорость ухода зависит от азимутального положения центра ДНА и от расстояния до точечного объекта. Поэтому, несмотря на сужение полосы частот траекторного сигнала с уменьшением азимутального положения ДНА θ_{H_k} , почти пропорционально уменьшается скорость ухода доплеровских частот, что позволяет пропорционально увеличить время синтезирования T_{c_k} и, соответственно, сохранить заданное угловое разрешение. Вся проблема – в отпущенном времени на формирование РЛИ и в выборе алгоритма обзора земной поверхности и обработки траекторного сигнала. С целью наглядной иллюстрации предлагаемых ниже способов и алгоритмов формирования РЛИ на основе МОС, рассмотрим конкретный пример.

Пусть заданы следующие диапазоны обзора: дальность от 80 км до 160 км (средняя дальность) и от 10 км до 20 км (ближняя дальность). Длина волны $\lambda = 0,03$ м, скорость прямолинейного полета $V = 200$ м/с, обзор секторный в диапазоне от -60° до $+60^\circ$ с шагом 2° (ширина ДНА – 2°). В таблице 1 представлены результаты расчета частотно-временных параметров системы ЦОС, выполняющей спектральную обработку траекторного сигнала в реальном времени, для каждого k -го положения центра ДНА в диапазоне дальностей от 80 км до 160 км.

Здесь: θ_{0k} – азимутальный центр ДНА в k -ом положении; $F_{D_{0k}}$ – средняя доплеровская частота; $F_{D_{min k}}$ и $F_{D_{max k}}$ – минимальное и соответственно максимальное значение доплеровской частоты; ΔF_{D_k} – ширина полосы доплеровских частот при k -ом положении ДНА; $T_{c_{донk}}$ и $T_{сфk}$ – допустимое и фактическое время синтезирования РЛИ при однократном измерении по $N = 16$ и по $N = 64$ частотным каналам; $v_{max k}$ – максимально допустимый коэффициент прореживания (децимации) выходного сигнала, отвечающий условию $v_{max k} \leq F_{D_{0k}} / 2\Delta F_{D_k}$. Предполагается, что частота повторения зондирующего сигнала $F_{D_{0k}} = 800$ Гц (крайняя справа колонка относится к диапазону дальностей от 10 км до 20 км, когда частота повторения увеличивается в 8 раз).

Таблица 1

k	θ_{0k}^0	$F_{D_{0k}}, \text{Гц}$	$F_{D_{\min k}}, \text{Гц}$	$F_{D_{\max k}}, \text{Гц}$	$\Delta F_{D_k}, \text{Гц}$	$T_{c_{\text{допк}}}$	$T_{c_{\text{дфк}}}$	$T_{c_{\text{дфк}}}$	$V_{\max k}$	$V_{\max k}$
							$N = 16$	$N = 64$	СО	ПО
1	3	13315,06	13300,85	13325,21	24,36	2,48	0,667	2,67	16	133
2	5	13282,6	13260,29	1300,85	40,56	1,65	0,395	1,58	10	78
3	7	13233,95	13203,57	13260,29	56,72	1,24	0,28	1,12	7	56
4	9	13169,18	13130,77	13203,57	72,8	1,0	0,219	0,877	5	43
5	11	13088,36	13041,97	13130,77	88,8	0,832	0,18	0,719	4	36
6	13	12991,6	12937,28	13041,97	104,69	0,715	0,154	0,615	4	30
7	15	12879,01	12816,82	12937,28	120,45	0,628	0,133	0,533	3	26
8	17	12750,73	12680,75	12816,82	136,07	0,56	0,118	0,47	3	23
9	19	12606,91	12529,23	12680,75	151,52	0,531	0,105	0,421	2	21
10	21	12447,74	12362,45	12529,23	166,78	0,506	0,096	0,383	2	19
11	23	12273,4	12180,61	12362,45	181,85	0,462	0,088	0,352	2	17
12	25	12084,1	11983,92	12180,61	196,69	0,425	0,0812	0,325	2	16
13	27	11880,09	11772,63	11983,92	211,29	0,395	0,0758	0,303	2	15
14	29	11661,6	11547,01	11772,63	225,63	0,368	0,0708	0,283	1	14
15	31	11428,9	11307,31	11547,01	239,7	0,346	0,0667	0,267	1	13
16	33	11182,27	11053,83	11307,31	253,47	0,326	0,0632	0,253	1	12
17	35	10922,03	10786,89	11053,83	266,94	0,309	0,06	0,24	1	12
18	37	10648,47	10506,81	10786,89	280,08	0,294	0,0571	0,229	1	11
19	39	10361,95	10213,93	10506,81	292,88	0,281	0,0546	0,218	1	11
20	41	10062,79	9908,6	10213,93	305,33	0,269	0,0524	0,21	1	10
21	43	9751,38	9591,2	9908,6	317,4	0,258	0,0505	0,202	1	10
22	45	9428,09	9262,11	9591,2	329,09	0,249	0,0486	0,195	1	9
23	47	9093,31	8921,74	9262,11	340,37	0,24	0,047	0,188	1	9
24	49	8747,45	8570,5	8921,74	351,24	0,233	0,0456	0,182	1	9
25	51	8390,94	8208,82	8570,5	361,68	0,226	0,0442	0,177	1	8
26	53	8024,2	7837,14	8208,82	371,68	0,22	0,043	0,172	1	8
27	55	7647,69	7455,91	7837,14	381,23	0,214	0,042	0,168	1	8
28	57	7261,85	7065,59	7455,91	390,32	0,209	0,041	0,164	1	8
29	59	6867,17	6666,67	7065,59	398,92	0,204	0,04	0,16	1	8

Анализ расчетных данных, представленных в таблице 1, позволяет сделать следующие выводы:

1. С уменьшением азимутального направления центра ДНА от 59^0 до 3^0 ширина полосы доплеровских частот ΔF_{D_k} уменьшается с 400 Гц до 24 Гц, т.е. приблизительно в 16 раз, что позволяет уменьшить частоту дискретизации траекторного сигнала соответственно от 2 до 16 раз, используя цифровые полосовые фильтры-дециматоры [17].

2. Допустимый интервал синтезирования $T_{c_{\text{допк}}}$ пропорционально увеличивается с уменьшением азимутального направления центра ДНА от 0,2 с до 2,48 с, т.е. в 12,4 раза, что при определенном запасе в выборе разрешающей способности по частоте позволяет сохранить высокое азимутальное разрешение во всей полосе обзора от от -60^0 до $+60^0$ (за исключением переднего участка от -2^0 до $+2^0$), однако требует значительного увеличения времени обзора.

3. Максимально допустимое число частотных (азимутальных) каналов в полосе траекторного сигнала (для диапазона от 80 км до 160 км) $N = 64$ практически не зависит от скорости носителя V , если с уменьшением (увеличением) скорости и пропорциональным сужением (расширением) полосы доплеровских частот

адаптивно увеличивать (уменьшать) время синтезирования.

4. Потенциально достижимая разрешающая способность по азимуту позволяет сформировать до 3840 азимутальных элементов в полосе обзора от -60^0 до $+60^0$, что значительно превышает число одновременно выводимых на экран индикатора элементов изображения в одной строке, а значит – требуется разработка алгоритма оперативного обзора с избирательной разрешающей способностью (желательно адаптивного).

5. В каждой k -й полосе частот траекторного сигнала (k -м положении ДНА) доплеровские частоты, для принятой модели в виде суммы точечных объектов, располагаются неравномерно, согласно (5). Вместе с тем, в узкой полосе частот этот уход от равномерности не значителен, и после понижения частоты дискретизации для разделения N частотных каналов и, при необходимости, добавления нулевых отсчетов, можно воспользоваться алгоритмом БПФ, что уменьшит требуемые вычислительные затраты.

Опираясь на сделанные выводы, предлагается следующий алгоритм секторного обзора в диапазоне от 80 км до 160 км, с одновременным выводом на экран до 480 азимутальных элементов (рис.1).

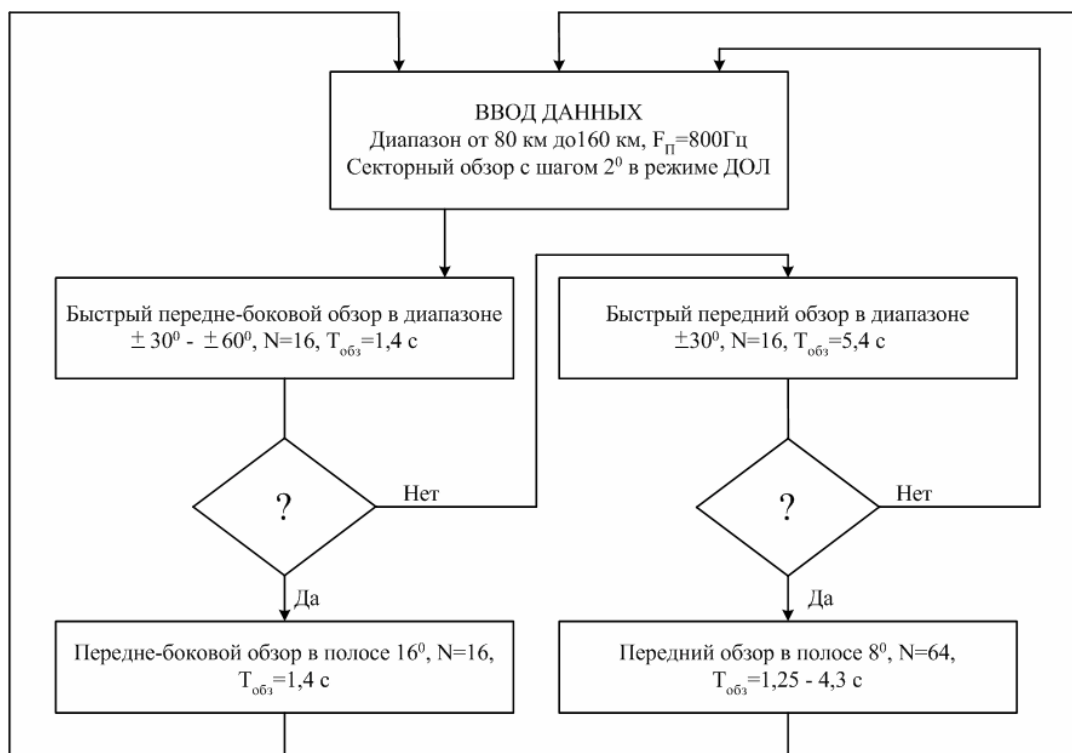


Рис. 1. Алгоритм секторного обзора для диапазона от 80 км до 160 км.

Алгоритм предполагает, что после ввода исходных данных выбирается режим быстрого передне-бокового обзора в диапазоне от $+30^\circ$ до $+60^\circ$ и от -30° до -60° . При числе частотных каналов в каждом азимутальном секторе шириной 2° , равном 16, выполняется однократное формирование РЛИ с линейной разрешающей способностью от 360 м до 180 м (в зависимости от дальности) за время обзора $T_{обз} = 1,4$ с. Если далее устройство принятия решения дает команду на продолжение передне-бокового обзора в выбранной азимутальной полосе шириной 16° с числом частотных каналов $N = 64$ на один сектор, то за время обзора от 1,4 с до 1,6 с формируется новое РЛИ с линейным разрешением от 80 м до 40 м. В противном случае выполняется переход к быстрому передне-боковому обзору в диапазоне $\pm 30^\circ$, исключая переднюю полосу $\pm 2^\circ$, из-за значительного увеличения требуемого времени синтезирования на этом участке. При числе частотных каналов $N = 16$ и соответствующей линейной разрешающей способности по азимуту время обзора $T_{обз} = 5,4$ с увеличивается более чем в 3 раза по отношению к быстрому передне-боковому обзору. Поэтому условный переход к переднему обзору с повышением азимутального разрешения в 4 раза целесообразно для более узких полос, в пределах 8° , исключая переднюю полосу в диапазоне $\pm 4^\circ$. Даже в этом случае максимальное время переднего обзора и формирования РЛИ превышает 4 с.

Произведем оценку требуемой вычислительной производительности БВК, обрабатывающего азимутальные частотные каналы в реальном времени на частоте повторения $F_{П} = 800$ Гц. Если для каждого сектора обзора число частотных каналов $N = 16$, то число операций комплексного умножения-накопления при использовании $N = 16$ параллельных корреляционных приемников (не зависимо от ширины полосы частот) составит $V(N) = N$. Если число элементов дальности $R = 480$, то общая вычислительная производительность, при $N = 16$, составит $V_{\Sigma} = RNF_{П} = 480 \times 16 \times 800 = 6,144$ млн. оп.\с (операций над комплексными данными), а при $N = 64 - V_{\Sigma} = 24,576$ млн.оп.\с. Это относительно невысокая производительность, поскольку обработка и формирование РЛИ ведутся на низкой частоте повторения в режиме последовательного секторного обзора. Вместе с тем, с увеличением времени синтезирования T_c пропорционально увеличивается размерность опорной функции $h_{j,i}(n)$ для каждого элемента разрешения по азимуту и по дальности, а, следовательно, многократно увеличивается память коэффициентов или требуются дополнительные вычислительные ресурсы для формирования множества опорных функций в реальном времени. Поэтому целесообразно ввести понижение частоты дискретизации (децимацию) траекторного сигнала с коэффициентом децимации ν , пропорциональным увеличению интервала синтезирования T_c . При этом структура цифрового приемника-анализатора спектра принимает вид, представленный на рис. 2.

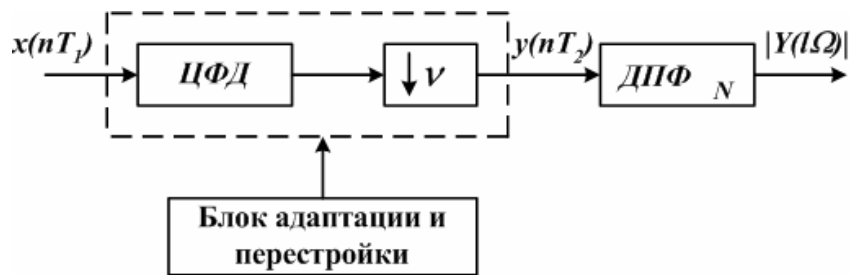


Рис. 2. Структура приемника узкополосного траекторного сигнала

Как показали результаты расчета (Таблица 1), коэффициент децимации V принимает значения от $V = 1$ в диапазоне углов от 59° до 29° , когда полоса частот траекторного сигнала лежит в диапазоне от 400 Гц до 225 Гц, и до $V = 16$ при переднем обзоре в диапазоне углов от 2° до 4° , когда полоса сужается до 24 Гц.

Отметим, что данная структура базируется на перестройке по центральной частоте и ширине полосы пропускания цифрового полосового фильтра-дециматора. Введение узкополосного фильтра предварительной обработки позволяет увеличить соотношение сигнал/шум на входе анализатора спектра, использующего ДПФ-преобразование, и понизить общие вычислительные затраты. Важной особенностью входного фильтра является его потенциальная адаптируемость не только к текущему азимутальному положению ДНА, но и ко всем изменениям узкой полосы частот траекторного сигнала, связанным с маневрированием носителя БРК и воздействием многочисленных факторов, неподдающихся прямому учету и адекватной коррекции на сравнительно длительных интервалах синтезирования РЛИ при переднем обзоре.

С уменьшением расстояния до объекта картографирования, например, в диапазоне дальностей от 10 км до 20 км, возможно пропорциональное увеличение частоты повторения зондирующего сигнала (для дальности до 20 км $F_{П\max} \leq 7,5$ кГц). Если увеличить частоту повторения пропорционально уменьшению расстояния, т.е. в 8 раз, при том же времени синтезирования T_c (что позволит дополнительно увеличить соотношение сигнал/шум), то возрастут, по крайней мере в 8 раз, требования к вычислительной производительности БВК, реализующего N корреляционных приемников в каждом азимутальном секторе прямым способом. Поэтому использование структуры приемника на основе перестраиваемых ЦФД (рис. 2) является эффективным инструментом минимизации требуемых вычислительных затрат. Заметим, что при этом коэффициент децимации V лежит в пределах от 8 до 78 (см. таблицу 1), т.е. применение ЦФД необходимо для всех азимутальных положений ДНА. Как показывают расчеты, вследствие уменьшения максимально допустимого времени синтезирования РЛИ в одном текущем секторе в $\sqrt{8}$ раз спектральное разрешение, при числе частотных каналов $N = 16$, превышает предельно возможное не более чем в 2 раза. Таким образом, дальнейшее повышение разрешающей способности по азимуту возможно только при переходе к режиму фокусируемого синтезирования апертуры антенны, с учетом реальной траектории полета в координатах «дальность-азимут».

Панорамный обзор с покадровым формированием РЛИ

Как было отмечено выше, альтернативой медленному секторному обзору является быстрый панорамный обзор в максимально широком азимутальном секторе (до 32°). Поскольку расширение ДНА приводит к пропорциональному увеличению ширины полосы доплеровских частот траекторного сигнала, то подобный способ обзора и формирования РЛИ фактически возможен только на ближних расстояниях. Поэтому иллюстрацию эффективности переднего панорамного обзора с применением многоскоростной обработки траекторного сигнала рассмотрим на примере формирования РЛИ на ближнем расстоянии, от 10 км до 20 км. Предполагается, что азимутальный обзор выполняется в диапазоне от -30° до -2° и от $+30^\circ$ до $+2^\circ$, поочередно. Число азимутальных элементов $L = 480$, частота повторения зондирующих импульсов $F_{П} = 6400$ Гц. Общее время формирования РЛИ в этом режиме обзора фактически определяется самой «медленной» частотной составляющей траекторного сигнала, приходящей под углом 2° , и составляет $T_{c\max} = 0,667$ с., т.е. почти на порядок меньше по отношению к секторному обзору.

Полоса доплеровских частот траекторного сигнала шириной $\Delta F_{Д} = 1778$ Гц лежит в диапазоне от $F_{Д\min} = 11,547$ кГц до $F_{Д\max} = 13,325$ кГц. При использовании частоты повторения зондирующих импульсов $F_{П} = 6400$ Гц происходит трансформация спектра комплексного траекторного сигнала в полосу от 0 до 6400 Гц таким образом, что его центральная частота принимает значение $F'_{Д0} = 6036$ Гц (см. рис. 3). Для упрощения процедуры синтеза набора цифровых фильтров-дециматоров, выполняющих предварительную селекцию отдельных частотных полос траекторного сигнала (аналогичную пространственно-частотной селекцию при СО), целесообразно использовать дополнительную трансформацию спектра частот в окрестность центральной частоты $F''_{Д0} = 2036$ Гц, как показано на рис.3, т.е. в полосу от 1111 Гц до 2889 Гц.

Далее предлагается синтезировать набор цифровых полосовых фильтров-дециматоров с функциями передачи $H_k(f)$, каждый из которых выделяет полосу доплеровских частот, эквивалентную полосе частот, определяемой соответствующим азимутальным положением ДНА шириной 2° при секторном обзоре. Для диапазона обзора от 30° до 2° таких фильтров $M = 14$. Расположение и параметры соответствующих спектральных полос в диапазоне частот от 1111 Гц до 2889 Гц, разделяемых M фильтрами-дециматорами, показаны на рис.3.

Весь частотный диапазон траекторного сигнала предлагается разбить на 3 поддиапазона: поддиапазон 1 – от 1111 Гц до 2378 Гц, включающий 7 фильтров с коэффициентом децимации $V = 14$; поддиапазон 2 – от 2378 Гц до 2765 Гц, включающий 4 фильтра с коэффициентом децимации $V = 25$; поддиапазон 3 – от 2765 Гц

до 2889 Гц, включающий 3 фильтра с коэффициентом децимации $V = 50$. При этом общая структура набора ЦФД принимает древовидный вид, представленный на рис.4. Предполагается, что далее в каждой полосе выполняется обычный спектральный анализ с числом частотных каналов $N = 16$.

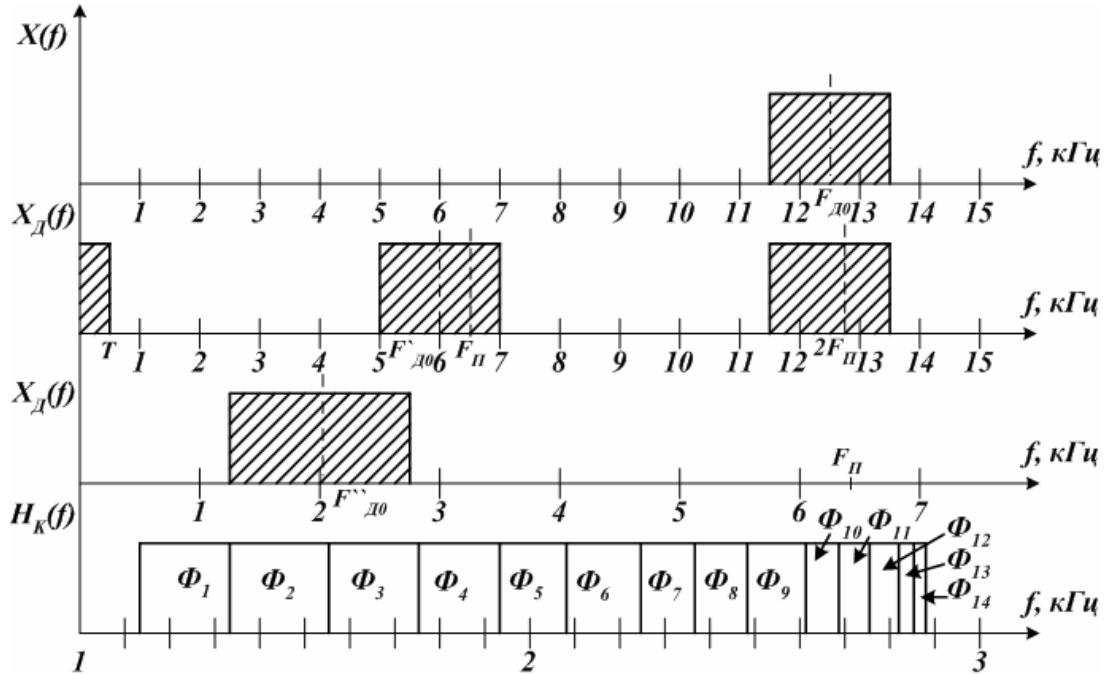


Рис. 3. Трансформация частотного спектра траекторного сигнала

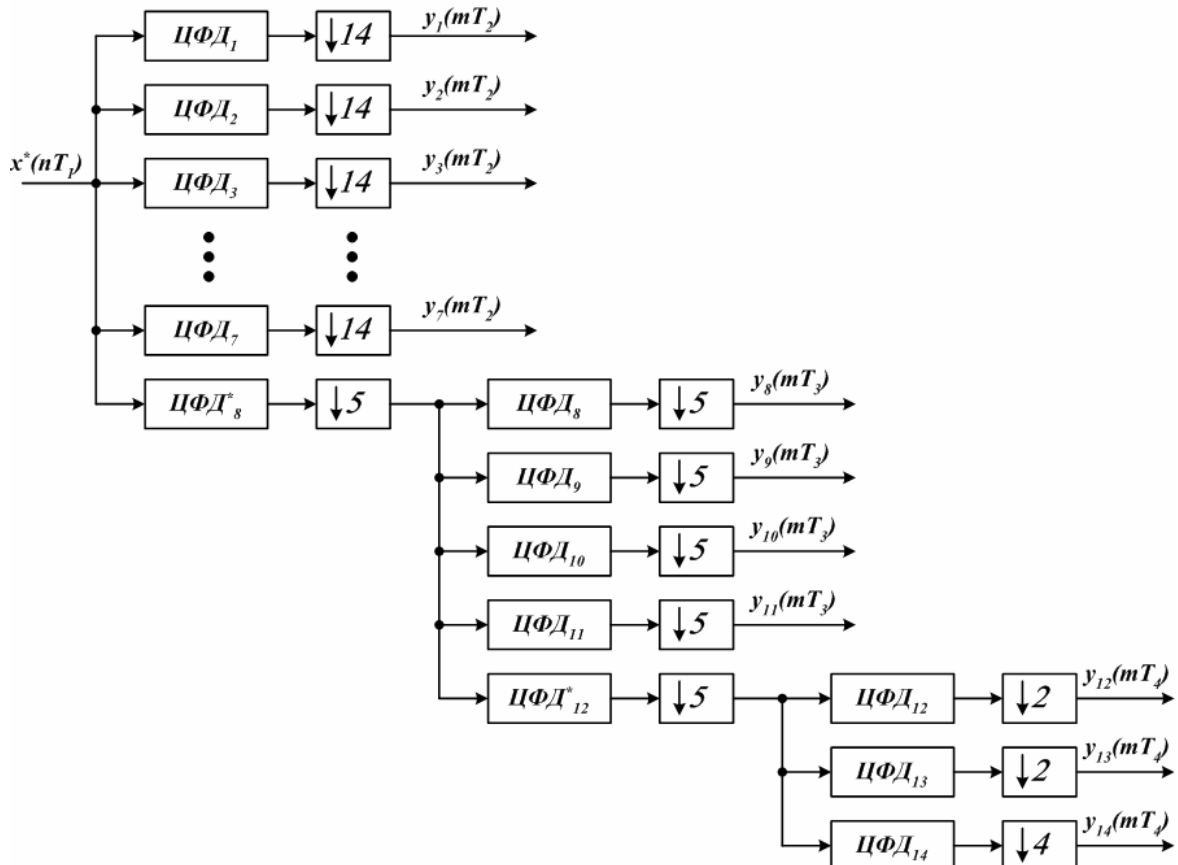


Рис. 4. Структурная схема цифрового приемника траекторного сигнала

Отметим, что при одновременном формировании РЛИ в каждой азимутальной полосе полосовая фильтрация с понижением частоты дискретизации и вычислением амплитудного спектра производится только на заданном допустимом интервале синтезирования. После чего фильтры последовательно отключаются. Вместе с тем, если учесть линейный уход средней доплеровской частоты за интервал первичного синтезирования и перестроить полосовые фильтры по центральной частоте соответствующим образом, то можно реализовать некогерентное накопление кадров изображения на азимутальных направлениях, попадающих в первый и второй поддиапазоны частот, от 1111 Гц до 2765 Гц, т.е. на направлениях от 30° до 10° .

Произведем оценку требуемых вычислительных ресурсов на формирование РЛИ размерностью 480×224 элементов в диапазоне от 30° до 2° ($R = 480$, $L = 224$). Если использовать набор корреляционных приемников, включающих 480×224 умножителей-накопителей комплексных данных, то при работе в реальном времени на частоте повторения $F_n = 6400$ Гц потребуется $V_{\Sigma} = RLF_n = 480 \times 224 \times 6400 = 688$ млн.оп.с (комплексного умножения-накопления). Принимая во внимание, что архитектура сигнального процессора оптимизирована на использование не более двух-четырех одновременно работающих умножителей-накопителей действительных чисел, и, следовательно, в качестве регистров-аккумуляторов придется использовать ячейки памяти данных, общие временные затраты (с учетом внутренних и внешних пересылок) многократно увеличиваются. Можно воспользоваться блочной обработкой траекторного сигнала, накопив его предварительно в буферной памяти на всем интервале синтезирования, и даже применить алгоритм БПФ для определенных поддиапазонов в его полосе частот. Однако, блочная обработка – это большие задержки в получении конечной информации (накопление-обработка-отображение), дополнительные ресурсы памяти, а главное – предположение о равномерном распределении частот при использовании БПФ не отвечает реальной модели траекторного сигнала.

Предложенная на рис. 4 структура цифрового приемного устройства на основе многоскоростной обработки сигналов лишена многих недостатков, свойственных обычному подходу, ориентированному на применение алгоритма БПФ. Во-первых, она отличается «адаптируемостью» к изменению спектральной структуры траекторного сигнала в зависимости от азимутального направления ДНА. Во-вторых, многократно уменьшается размерность последующего ДПФ-преобразования или корреляционного приема (согласованного фильтра) для каждой полосы частот, а, следовательно, уменьшается память данных и коэффициентов, время обработки и уровень собственных шумов. Появляется возможность эффективного разделения частот в каждой узкой полосе с использованием параметрических методов спектрального анализа [21]. В третьих, предварительная узкополосная фильтрация – это повышение помехоустойчивости системы, что особенно важно при использовании методов спектрального оценивания, альтернативных ДПФ, отличающихся повышенной разрешающей способностью, но крайне чувствительных к воздействию шумов. И, наконец, одно из главных досто-

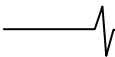
инств – существенное уменьшение требуемых вычислительных затрат. Проведенная оценка требуемых вычислительных ресурсов на реализацию предложенного многоканального приемника (рис.4) с последующим ДПФ-преобразованием размерностью $N = 16$ в каждой полосе частот дала следующие результаты. Суммарные вычислительные затраты на реализацию всего набора цифровых фильтров-дециматоров для 480 элементов дальности составят $V_{\Sigma}^H = 400$ млн.оп.с, а последующий спектральный анализ по всем 224 азимутальным элементам и 480 элементам дальности потребует всего $V_{\Sigma}^{ДПФ} = 35$ млн.оп.с (комплексного умножения-накопления).

Отметим, что несмотря на кажущуюся соизмеримость требуемых вычислительных затрат с обычной реализацией на основе прямого корреляционного приема (без предварительной обработки) 400 млн.оп.с на построение набора полосовых ЦФД – это операции умножения-накопления действительных чисел. При этом каждый фильтр-дециматор реализуется независимо друг от друга по алгоритму обычной прямой свертки на двух аккумуляторах, что не требует многочисленных обращений к памяти данных и тем самым значительно увеличивает фактическую вычислительную производительность БВК. Кроме того, возможно дополнительное снижение требуемых вычислительных затрат, если воспользоваться оптимальной структурой набора полосовых ЦФД, методику расчета которых можно найти в [17].

Моделирование процесса формирования РЛИ в режиме ДОЛ

С целью проверки работоспособности и анализа потенциальной эффективности рассмотренных способов и алгоритмов было проведено моделирование процесса обработки траекторного сигнала и формирования РЛИ по информации, полученной в оптическом диапазоне.

Исходным является прямоугольный кадр оптического изображения, преобразованный в цифровую форму размерностью 480 элементов дальности на 656 азимутальных элементов с фиксированной величиной элемента разрешения по углу и по дальности. Предполагается, что каждый пиксел оптического изображения несет информацию о (j, i) -м точечном объекте в форме траекторного сигнала $s_{j,i}(t)$, модулируемого в соответствии с (1). В зависимости от пространственного положения (j, i) -го точечного объекта периодической последовательности радиоимпульсов $s_{j,i}(t)$ ставится в соответствие своя доплеровская частота и задержка, а амплитуда определяется яркостью его оптического эквивалента. Таким образом, если удастся с помощью частотно-временной обработки суммарного траекторного сигнала обеспечить разделение всего множества точечных объектов (j, i) , $j = \overline{1, 480}$, $i = \overline{1, 656}$, в координатах «дальность-азимут», то восстановление оптического изображения будет полным. В то же время, любая погрешность в обработке или недостаточная разрешающая способность, а также воздействие шумов и помех приведут к искажениям исходного изображения. Это может служить критерием оценки эффективности используемых алгоритмов формирования РЛИ, применение которых исследуется на многоуровневых по яркости оптических изображениях.

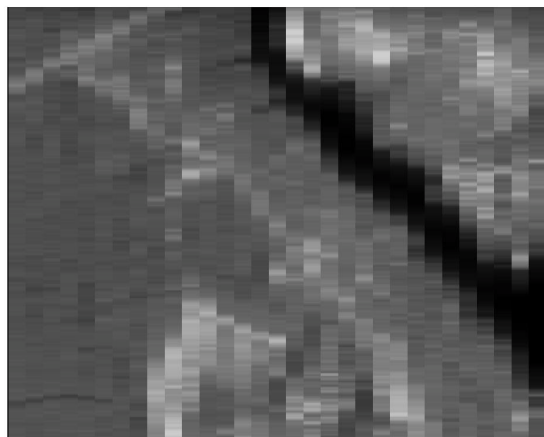


Данный подход не претендует на адекватность моделирования реальных данных, что должно подтверждаться экспериментальными исследованиями с учетом всех факторов, влияющих на формирование траекторного сигнала и его последующую обработку. С тем, чтобы придать исходному оптическому изображению некую «окраску» подобия РЛИ, можно выполнить его модификацию, аналогично [5], принимающую во внимание ЭПР конкретных объектов

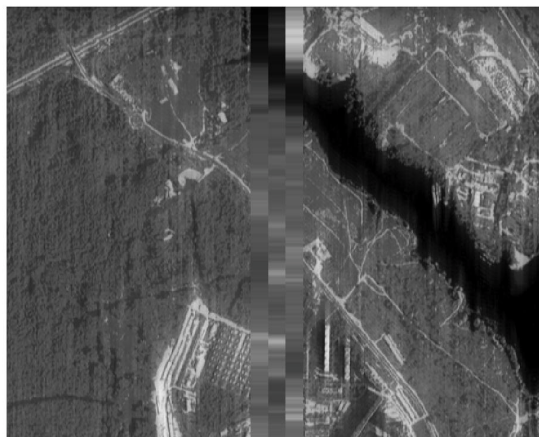
[2]. Это упростит задачу выделения ярких объектов (корабли, автомобили, БМП) на фоне рассеивающих поверхностей (море, реки, степь), но палитра изображения будет мало насыщенной, а качество восприятия значительно уступающее оптическому. На представленном ниже исходном оптическом изображении (рис. 5, а) такой модификации подвергалась только водная поверхность, что позволило более четко выделить находящиеся на ней объекты.



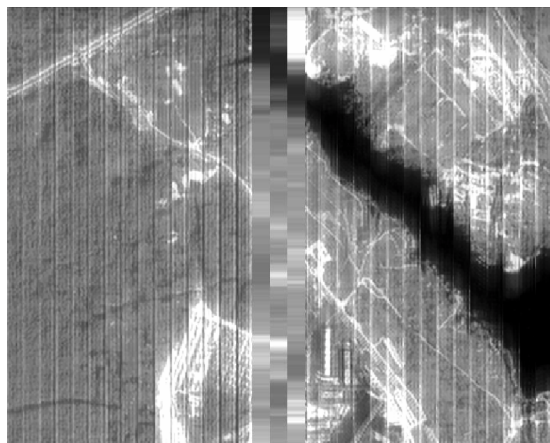
а



б



в



г



д

Рис. 5. Результаты моделирования процесса формирования РЛИ в режимах РЛ (б) и ДОЛ (в-д)

Результаты моделирования представлены на рис. 5, б – 5, д. Рис. 5, б отражает крайне низкую разрешающую способность по азимуту в режиме РЛ, реализуемого путем сканирования ДНА шириной 2° в диапазоне углов $\pm 30^\circ$. Несмотря на высокое разрешение по дальности, достаточное для разделения всех 480 элементов, которое достигается использованием коротких ФКМ-импульсов и последующей согласованной фильтрацией при приеме траекторного сигнала, полученное в результате формирования РЛИ является отдаленной копией исходного изображения.

Переход в режим ДОЛ с использованием $N = 16$ частотных каналов на каждый последовательно формируемый по азимуту сектор (парциальный кадр) дает близкое приближение к исходному изображению, за исключением узкого участка переднего обзора в диапазоне углов $\pm 2^\circ$ (рис. 5, в). Для оценки амплитудного спектра выполнялось условие точного совпадения доплеровской частоты реального траекторного сигнала от i -го точечного объекта и частоты соответствующей опорной функции (б) корреляционного приемника. При их несовпадении, например, когда используется обычное ДПФ-преобразование на равномерной сетке частот, имеют место колебания яркости относительно истинного значения и плохая «стыковка» парциальных кадров друг с другом (рис. 5, г). Рис. 5, д показывает достижимое высокое качество формирования РЛИ в режиме ДОЛ при передне-боковом обзоре, путем разворота носителя БРК от прямого направления на зону картографирования земной поверхности.

Заключение

Проведенный анализ известных и предложенных способов и алгоритмов формирования РЛИ в режиме ДОЛ на основе многоскоростной фильтрации позволил сделать общий вывод об их вычислительной эффективности, в первую очередь, при использовании панорамного обзора с покadroвой обработкой траекторного сигнала. Многоскоростная предварительная обработка в сочетании с элементами адаптации полосовых цифровых фильтров-дециматоров – это способ значительного уменьшения вычислительных и аппаратных затрат, повышения разрешающей способности и помехоустойчивости алгоритмов спектрального анализа и, как следствие, качества изображения, обеспечения гибкости и оперативности всей системы формирования РЛИ.

Вместе с тем, многие вопросы, относящиеся к синтезу оптимальных алгоритмов на основе многоскоростной и адаптивной обработки траекторного сигнала с целью максимально достижимого повышения качества формируемого РЛИ в условиях реальных ограничений на выделенные ресурсы, время синтезирования, отклонений от принятых моделей и воздействия шумов и помех, остались за рамками настоящего обсуждения проблемы, что станет предметом дальнейших исследований в данной области.

Литература

1. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны \ В.Н. Антипов, В.Т. Горяинов, А.Н. Кулин и др.; Под ред. В.Т. Горяинова. – М.: Радио и связь, 1988 – 304 с.

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.
4. Белый Ю.И., Таганцев В.А. Радиолокационный прицельный комплекс Н001: модернизация продолжается \ Радиотехника, 2005, № 2.
5. Матвеев А.М. Построение модели и предобработка изображений подстилающей поверхности для радиолокационных систем с ДОЛ на основе информации, получаемой о поверхности в оптическом диапазоне \
6. Величкин А.И., Карпов О.А., Таланцев В.В., Толстов Е.Ф. Повышение разрешающей способности авиационной РЛС при наблюдении вперед \ Радиотехника, 1998, № 12.
7. Орлов М.С. Обработка сигнала в самолетных РЛС с синтезированием при переднем обзоре \ Радиотехника, 1995, № 3.
8. Орлов М.С., Рагозина И.А. Анализ влияния угла места на характеристики РСА при переднебоковом обзоре \ Радиотехника, 1997, № 8.
9. Орлов М.С. Использование метода синтезирования апертуры антенны в авиационных радиолокационных станциях при переднем обзоре \ Радиотехника, 2002, № 12.
10. Козаев А.А., Колтышев Е.Е., Фролов А.Ю., Янковский В.Т. Алгоритм доплеровского измерения скорости в РЛС с синтезированной апертурой \ Радиотехника, 2005, № 6.
11. Антипов В.Н., Сусяков Д.Ю. Картографирование и обнаружение наземных движущихся целей \ Радиотехника, 2005, № 6.
12. Колодько Г.Н., Шершнева Е.Д., Гераскин В. Бортовые РЛС для полетов на малых и предельно малых высотах \ Военный парад, 2003, № 3.
13. Зеленюк Ю.И., Колодько Г.Н., Шершнева Е.Д. РЛС для полетов на малых высотах \ Аэрокосмический курьер, 2004, № 3.
14. Мистюков В.Г. Модуль цифровой обработки сигналов XDSP-5MC компании Scan Engineering Telecom \ Цифровая обработка сигналов, 2004, № 1, с. 49-56.
15. Андреев Н.А., Рыбаков В.Ю., Марочкин М.В. Модуль цифровой обработки радиолокационных сигналов МОС 1С000 \ Цифровая обработка сигналов, 2004, № 3, с. 47-50.
16. Андреев Н.А., Марочкин М.В., Рыбаков В.Ю., Модуль цифровой обработки радиолокационных сигналов МОС 3С0001 \ Цифровая обработка сигналов, 2005, № 3, с. 45-48.
17. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. М.: Радио и связь, 1993, 240 с.
18. Витязев В.В. Оптимальное проектирование многоступенчатых структур цифровых фильтров на сигнальных процессорах \ Электросвязь, 1992, № 4, с. 23-27.
19. Витязев В.В., Зайцев А.А. Оптимальное проектирование многоступенчатых структур фильтров-дециматоров на сигнальных процессорах \ Цифровая обработка сигналов, 2001, № 2, с.2-9.
20. Витязев В.В., Зайцев А.А. Основы многоскоростной обработки сигналов: Учебное пособие, ч.1. Рязан. Гос. Радитехн. Акад., Рязань, 2005, 124 с.
21. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ., М.: Мир, 1990, 584 с.