

МНОГОСКОРОСТНАЯ АДАПТИВНАЯ ОБРАБОТКА ТРАЕКТОРНОГО СИГНАЛА В ЗАДАЧАХ РАДИОВИДЕНИЯ

Андреев Н.А., к.т.н. начальник лаборатории НТЦ ОАО «Государственный рязанский приборный завод»

Витязев В.В., д.т.н., зав. кафедрой телекоммуникаций и основ радиотехники Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: vityazev.v.v@rsreu.ru

Колодько Г.Н., к.т.н., директор НТЦ ОАО «Государственный рязанский приборный завод»

Ключевые слова: радиовидение, синтезирование апертуры, адаптивная, многоскоростная, цифровая обработка, траекторный сигнал.

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.

Основная цель при формировании РЛИ и последующего распознавания и селекции неподвижных объектов и движущихся целей – достижение максимальной разрешающей способности в условиях реальных ограничений, связанных с уходом параметров принимаемого траекторного сигнала на интервале синтезирования, воздействием широкого спектра шумов и помех (как внешних, так и внутренних), отклонениями в формировании заданной диаграммы направленности антенны (ДНА) и характеристик приемо-передающего тракта [1-5].

Решение проблемы формирования качественного РЛИ в указанных условиях предполагает использование более совершенных адаптивных алгоритмов цифровой обработки траекторного сигнала и самого изображения, что предъявляет особые требования к бортовому радиолокационному комплексу (БРЛК), обеспечивающему высокую вычислительную производительность (до 10 и более миллиардов операций в секунду). Известно [6-8], 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 внутрипериодной к межпериодной обработке и самого РЛИ при его последующем формировании и отображении на индикаторе естественно не обошла вниманием и специалистов в области радиовидения [1,2]. Краткому описанию общих принципов построения структуры цифрового приемника траекторного сигнала и алгоритмов его обработки в различных режимах работы БРЛК на основе методов многоскоростной и адаптивной фильтрации, представленных авторами в ранее опубликованных работах [9,21], посвящена настоящая статья.

Рассматриваются способы построения структуры цифрового приемника траекторного сигнала и алгоритмы его обработки на основе многоскоростной и адаптивной фильтрации. Приводятся модель траекторного сигнала и структурные схемы цифрового приемника в режимах картографирования и селекции наземных движущихся целей. Показано, что применение многоскоростной адаптивной фильтрации является эффективным инструментом решения задач радиовидения.

Математическая модель траекторного сигнала

Предполагается [14], что РЛИ формируется как совокупность точечных объектов определенной яркости. Каждому i -му точечному объекту ставится в соответствие отраженный от объекта радиосигнал, который несет в себе информацию о целой совокупности отражателей, попадающих в зону его пространственного разрешения. В самом общем случае на фоне земной поверхности возможно движение M точечных объектов (целей) в направлениях α_i по отношению к направлению движения носителя БРЛК с неизвестными скоростями $V_{ци}$ и ускорениями $a_{ци}$, $i = \overline{1, M}$. При этом, если размеры цели не выходят за элемент пространственного разрешения, то движение всех M точечных объектов выполняется не независимо друг от друга. В противном случае, может наблюдаться полная корреляционная зависимость между точечными объектами, принадлежащими одной цели.

В дальнейшем будем рассматривать ситуацию, когда каждая i -я цель – это отдельный точечный объект с независимыми параметрами движения, а число целей равно M . Тогда принимаемый БРЛК траекторный сигнал можно представить в виде:

$$s(t) = \sum_{i=1}^M s_{ци}(t) + s_{\phi}(t) + p(t), \quad (1)$$

где $s_{ци}(t)$ – составляющая траекторного сигнала от i -й цели, $s_{\phi}(t)$ – фоновая составляющая отражений от земной поверхности и неподвижных объектов, $p(t)$ – комплексный шум от внешних и внутренних источников.

Для i -й точечной цели принимаемый сигнал $s_{ци}(t)$ связан с полярными координатами и параметрами движения носителя БРЛК выражением вида:

$$s_{ци}(t) = U_i G(t) \exp \left\{ -j \left[\frac{4\pi}{\lambda} r_i(t) - \varphi_{0i} \right] \right\}, \quad (2)$$

где U_i , φ_{0i} – случайные амплитуда и начальная фаза сигнала; λ – длина волны; $G(t)$ – нормированная функ-

ция, характеризующая модуляцию сигнала ДНА; $r_i(t)$ – текущее расстояние от носителя БРЛК до объекта.

Пусть в момент $t = 0$ координаты i -ой цели относительно БРЛК принимают значения (X_{Hi}, Y_{Hi}) . Носитель БРЛК движется в горизонтальном направлении со скоростью V , а i -я цель в противоположном направлении под углом α_i (рис.1.) со скоростью V_{ci} . Текущее расстояние $r_i(t)$ между носителем БРЛК и i -й целью меняется с течением времени в общем случае по нелинейной зависимости вида

$$r_i(t) = \sqrt{[X_{ni} - (V + V_{ci}^t)t]^2 + [Y_{ni} - V_{ci}^\perp t]^2}, \quad (3)$$

где V_{ci}^t, V_{ci}^\perp – проекции скорости цели по направлению движения носителя БРЛК и перпендикулярному к нему направлению.

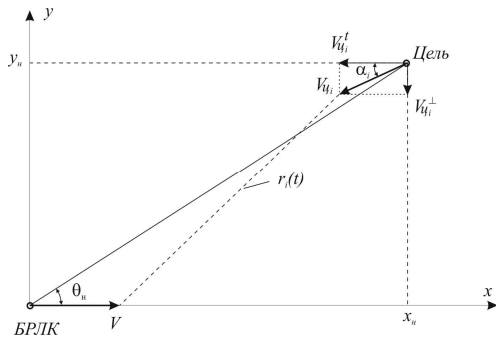


Рис 1. Система координат при определении текущего расстояния от движущейся цели

Используя разложение нелинейной зависимости (3) в ряд Тейлора и ограничиваясь на концах интервала обработки T_c первой и второй производными (при постоянных значениях параметров движения), получим [14]:

$$r_i(t) = R_{ni} - [V \cos \theta_{ni} t + (V_{ci}^t \cos \theta_{ni} + V_{ci}^\perp \sin \theta_{ni})t] + \frac{[(V + V_{ci}^t) \sin \theta_{ni} - V_{ci}^\perp \cos \theta_{ni}]^2}{2R_{ni}} t^2 + \dots \quad (4)$$

Заметим, что если i -я цель неподвижна, то $V_{ci}^t = V_{ci}^\perp = 0$, и выражение (4) принимает форму

$$r_i(t) = R_{ni} - V \cos \theta_{ni} t + \frac{V^2 \sin^2 \theta_{ni}}{2R_{ni}} t^2 + \dots,$$

используемую в режиме картографирования земной поверхности. Более того, если вместо горизонтальной и вертикальной проекций V_{ci}^t и V_{ci}^\perp вектора скорости цели V_{ci} воспользоваться радиальной V_{ci}^R и перпендикулярной к ней $V_{ci}^{R\perp}$ составляющими, то выражение (4) примет следующий вид:

$$r_i(t) = R_{ni} - V \cos \theta_{ni} t - V_{ci}^{R\perp} t + \frac{(V \sin \theta_{ni} + V_{ci}^{R\perp})^2}{2R_{ni}} t^2 + \dots \quad (5)$$

Из выражения (5) следует, что если в момент времени $t = 0$ i -я цель движется строго в направлении на носитель БРЛК и $V_{ci}^{R\perp} = 0$, то

$$r_i(t) = R_{ni} - (V \cos \theta_{ni} + V_{ci}^R)t + \frac{V^2 \sin^2 \theta_{ni}}{2R_{ni}} t^2 + \dots \quad (6)$$

и обнаружение i -й цели выполняется только по радиаль-

ной составляющей. С другой стороны, если i -я цель движется параллельно носителю БРЛК, то в режиме бокового обзора (когда $\theta_{ni} = 90^\circ$), решающую роль играет тангенциальная составляющая $V_{ci}^t = V_{ci}^{R\perp}$.

Подставив (5) в аргумент функции (2) и отбросив все составляющие выше квадратичной, получим, что фаза траекторного сигнала i -й цели изменяется по закону:

$$\varphi_i(t) = \frac{4\pi}{\lambda} (V \cos \theta_{ni} + V_{ci}^R)t - \frac{2\pi}{\lambda R_{ni}} (V \sin \theta_{ni} + V_{ci}^{R\perp})^2 t^2 + \varphi_{n0i} \quad (7)$$

где $\varphi_{n0i} = \varphi_{0i} - \frac{4\pi}{\lambda} R_{ni}$ – начальная фаза. При этом доплеровская частота принимает вид:

$$F_{di}(t) = \frac{2(V \cos \theta_{ni} + V_{ci}^R)}{\lambda} - \frac{2(V \sin \theta_{ni} + V_{ci}^{R\perp})^2}{\lambda R_{ni}} t \quad (8)$$

Примечание: В выражениях (7) и (8) предполагается, что i -я цель движется навстречу носителю БРЛК, в противном случае – знаки перед составляющими вектора скорости V_{ci} меняются на противоположные.

Первый член выражения (8) определяет среднюю доплеровскую частоту, а второй член – ее линейный уход, обусловленный как движением носителя БРЛК, так и движением цели. Следовательно, возникает неоднозначность в принятии решения и оценке координат и параметров движения цели только по изменению значения доплеровской частоты. Вместе с тем, именно анализ траекторий доплеровских частот лежит в основе большинства методов и алгоритмов решения задачи селекции наземных движущихся целей (НДЦ).

Последующий анализ спектральной структуры траекторного сигнала, принимаемого БРЛК в режиме секторного обзора остронаправленной ДНА, показал [9-12], что траекторный сигнал является узкополосным, ширина полосы частот которого при обзоре в направлении движения ЛА может сужаться до 10 Гц при частоте повторения зондирующих импульсов до 10-100 кГц. Вследствие нестабильности параметров траекторного сигнала на интервале синтезирования РЛИ его полоса частот может уходить (смещаться) относительно исходного положения на значительную величину. При этом закон изменения фазы сигнала может быть произвольным, что требует значительных усилий (вычислительных затрат) по реализации эффективных алгоритмов автофокусировки. Поэтому переход от исходной частоты дискретизации, определяемой частотой повторения зондирующих импульсов, к частоте дискретизации, определяемой шириной полосы траекторного сигнала (с учетом ее ухода на интервале синтезирования), с использованием методов многоскоростной обработки, – это инструмент значительного уменьшения приведенных вычислительных затрат.

Общая структура цифрового приемника траекторного сигнала

Общая структура цифрового приемника с применением предварительной фильтрации и многоскоростной

обработки траекторного сигнала [15] приведена на рис. 2.

Входной аналоговый сигнал, поступающий с приемной части системы в виде квадратурной и синфазной составляющих, обрабатывается в тракте оцифровки (аналого-цифрового преобразования – АЦП) и на частоте дискретизации $F_{кв0}$ подается на схему согласованной фильтрации, обеспечивающей оптимальный прием сигнала на фоне шумов и заданное разрешение РЛИ по дальности.

Предварительная фильтрация траекторного сигнала $x_i[nT_1]$ по каждому i -му каналу дальности с понижением частоты дискретизации в ν раз производится блоками адаптивного цифрового фильтра-демодулятора (АЦФД). В структуру фильтра-демодулятора (ФД) входит этап комплексного смещения спектра, описываемый выражением:

$$x_{oi}[nT_1] = x_i[nT_1] \cdot e^{j2\pi f_{0i}nT_1},$$

где $x_{oi}[nT_1]$ и $x_i[nT_1]$ – сигнал на выходе и входе демодулятора i -го канала дальности, а f_{0i} – центральная частота полосы входного траекторного сигнала, рассчитываемая на основе известных параметров движения ЛА и заданного угла наблюдения.

Следующим этапом производится низкочастотная фильтрация, совмещаемая с прореживанием по времени (децимацией). Целью фильтрации является подавление спектральных составляющих, лежащих выше половины новой частоты дискретизации $F_{кв2}$. Работа фильтра описывается выражением:

$$y_i(mT_2) = y_i(\nu_1 n T_1) = \sum_{k=0}^{N_{нч}} h_{нч}[kT_1] \cdot x_{oi}[(\nu_1 n - k)T_1]$$

где $y_i(mT_2)$ – выход фильтра с понижением частоты дискретизации в ν_1 раз, $h_{нч}[mT_1]$ – импульсная характеристика низкочастотного фильтра, $N_{нч}$ – порядок фильтра. Частота дискретизации на выходе ФД $F_{кв2}$ выбирается в соответствии с выражением:

$$F_{кв2} = F_{кв1} / \nu_1 = F_{кв1} / \text{ceil}\{F_{кв1} / \Delta F\},$$

где ν_1 – коэффициент децимации, $F_{кв1}$ – исходная частота дискретизации, а ΔF – ширина полосы частот траекторного сигнала, рассчитываемая в соответствии с известными параметрами движения ЛА и сектора обзора. Оператор $\text{ceil}\{\}$ выполняет округление до ближайшего меньшего целого.

Последующая обработка, связанная собственно с выделением из принятого сигнала информации об РЛИ и адаптивной фильтрацией (АФ), производится на новой частоте дискретизации $F_{кв2}$. Коэффициент децимации может лежать в диапазоне от 10 до 100 и более [9], и предварительная фильтрация с применением многоскоростной обработки узкополосного траекторного сигнала в общем случае дает ощутимый выигрыш по снижению вычислительных затрат. В режиме картографирования с фокусируемым синтезированием апертуры осуществляется компенсация линейного ухода доплеровских частот – компенсатор ЛЧМ. Компенсация ЛЧМ производится путем умножения на опорную функцию в соответствии с

известным выражением типовой обработки сигнала в режиме синтезирования апертуры:

$$y_i^*(mT_2) = y_i(mT_2)w_{j,i}(mT_2) = y_i(mT_2) \exp\left\{-j \frac{4\pi}{\lambda} [VmT_2 \cos(\theta_j) - \frac{V^2(mT_2)^2}{2R_n + r_i} \sin^2(\theta_j)]\right\}$$

где θ_j – азимут j -го частотного канала.

Если же обработка выполняется в режиме доплеровского обужения луча, то этап фокусировки пропускается. Ядром обработки сигнала является преобразование ДПФ, измеряющее амплитуду спектра траекторного сигнала с заданным разрешением, соответствующим требуемому разрешению РЛИ по азимуту:

$$|Y(i, j)| = \left| \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} y_i(m) e^{-j2\pi jm/N} \right|, \quad j = \overline{1, M}, \quad i = \overline{1, K}.$$

Выход ДПФ анализируется и помещается в общую матрицу РЛИ, выводимую на экран.

Отметим, что благодаря использованию принципа многоскоростной обработки сигнала затраты на ДПФ, а также на фокусировку (в случае режима ФСА) и автофокусировку удается существенно снизить [10, 13].

Чтобы обеспечить быстрое и простое программное переключение от одного режима работы к другому (например, при изменении скорости полета ЛА, угла обзора, параметров зоны обзора, требований к РЛИ и других факторов), в структуру включен блок адаптации. Этот блок получает информацию о параметрах движения ЛА и обзора и делает перерасчет параметров обработки, адаптируя систему к новым условиям работы. Этот же блок может быть использован для перестройки узлов предварительной фильтрации с целью их адаптации к изменяющейся структуре входного сигнала.

В верхней части схемы располагается линейка блоков обработки траекторного сигнала, реализующая режим селекции наземных движущихся целей. Если низкочастотный фильтр на этапе предварительной фильтрации в основном канале обработки выделяет заданную полосу траекторного сигнала, то в схеме селекции НДЦ для режекции отражений от земной поверхности достаточно выполнить вычитание сигнала после фильтрации из исходного траекторного сигнала. Обеспечение когерентности сигналов гарантирует блок задержки в цепи НДЦ на величину порядка НЧ-фильтра. Предполагается, что режекторный фильтр, реализуется в классе КИХ-цепей по структуре, представленной в [15], на основе последовательного соединения фильтра-дециматора и фильтра-интерполятора. Таким образом, в структуре сигнала в цепи селекции НДЦ после подавления частот в основной полосе остаются лишь шумовые составляющие и «отметки» от движущихся целей. Мощность сигнала после режекции анализируется решающим устройством, которое, в случае превышения порогового уровня и детектирования движущейся цели, разрешает анализ остаточного сигнала с помощью процедуры ДПФ, дающей информацию о количестве и скоростях движущихся целей на данном азимуте и текущей дальности.

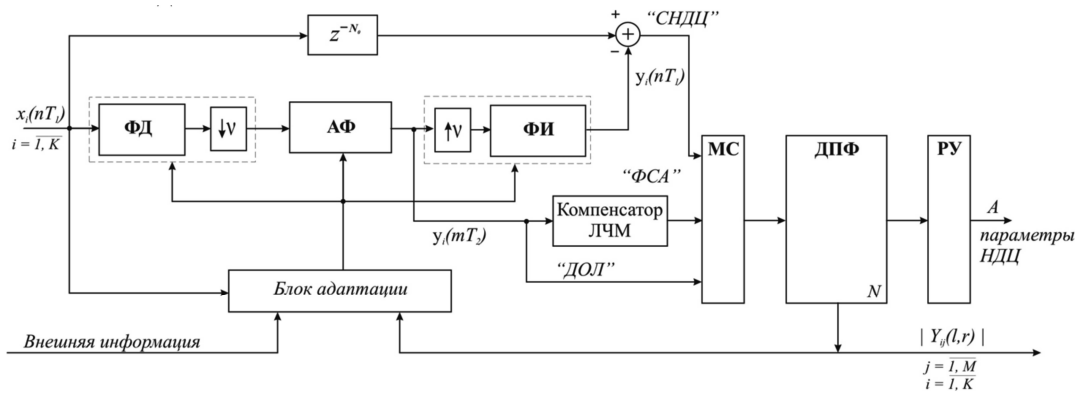


Рис. 2. Общая структура цифрового приемника траекторного сигнала

На управляющее устройство выдается матрица РЛИ $|Y(i, j)|$ и вектор A параметров движущихся целей. В этой ветви алгоритма ДПФ выполняется на исходной относительно высокой частоте дискретизации. Однако, поскольку процедура выполняется лишь тогда, когда уровень сигнала превышает порог, общие затраты на нее оказываются незначительными. В то же время остается возможность применения методов многоскоростной обработки и в цепи СНДЦ [14].

Представленная структура описывает обобщенный подход к построению цифрового приемника узкополосного траекторного сигнала с возможностью адаптации и применения методов многоскоростной обработки. Разработка конкретных схем адаптации к характеристикам траекторного сигнала, действующих в рамках представленной структуры, проводится в работах [15, 17-20].

Адаптивная многоскоростная обработка узкополосного траекторного сигнала

Наличие этапа предварительной фильтрации в алгоритме обработки узкополосного траекторного сигнала в режиме секторного обзора оказывается эффективным не только с точки зрения понижения частоты дискретизации перед основной обработкой, но и с позиции возможности предварительной компенсации фазовых искажений за счет применения адаптивных методов настройки фильтра-дециматора [19].

Блок адаптации реализует сочетание «грубой» и «точной» настройки узкополосного ЦФД. На первом этапе адаптации, когда не известен амплитудный спектр траекторного сигнала, можно воспользоваться «грубой» оценкой ухода доплеровских частот по максимуму мощности сигнала на выходе набора полосовых фильтров.

На втором этапе, по информации об амплитудном спектре траекторного сигнала, полученной с выхода устройства формирования РЛИ, или с помощью дополнительного БПФ-преобразования, производится «точная» подстройка полосы пропускания цифрового приемника. С этой целью используется набор из M формирующих фильтров (рис. 3), перекрывающих диапазон частот, выделенный входным фильтром-дециматором. Предполагается, что АЧХ формирующих фильтров (ФФ) совпадают с амплитудным спектром принимаемого траекторного сигнала и отличаются только значением центральных частот. В более общем случае, при реализации алгоритмов автофокусировки, должны учитываться фактические изменения траектории движения доплеровских частот на всем интервале синтезирования РЛИ.

Как известно [6-8], с целью значительного уменьшения вычислительных затрат и памяти данных используются многоступенчатую реализацию узкополосного фильтра-дециматора. Поэтому общая структурная схема устройства предварительной обработки траекторного сигнала включает m ступеней децимации, обеспечивающих

понижение частоты дискретизации в $\nu = \prod_{i=1}^m \nu_i$ раз, и набора из M формирующих фильтров, работающих на предельно низкой частоте дискретизации и обеспечивающих согласование со спектральной структурой траекторного сигнала.

Ставится задача оптимального синтеза многоступенчатой структуры адаптивного узкополосного фильтра-дециматора. Цель оптимизации – минимизация общих вычислительных затрат при заданном числе ФФ и коэффициенте перекрытия АЧХ соседних частотных каналов.

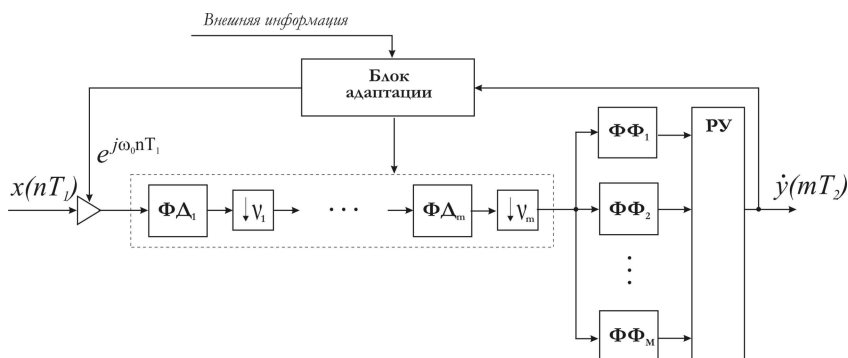


Рис.3. Структурная схема устройства предварительной обработки узкополосного траекторного сигнала

Методика оптимального проектирования на цифровых сигнальных процессорах многоступенчатой структуры узкополосного фильтра-дециматора в классе КИХ-цепей предложена в [16, 21].

Адаптивная многоскоростная обработка широкополосного траекторного сигнала

С целью значительного уменьшения времени формирования РЛИ в [9] рекомендуется использовать режим панорамного обзора, который фактически имитирует обработку множества узкополосных траекторных сигналов режима секторного обзора, но выполняет ее одновременно для всех азимутальных каналов, отличаясь лишь разделением на отдельные азимутальные каналы в частотной, а не во временной области. Для обеспечения частотной селекции азимутальных каналов в режиме панорамного обзора требуется набор адаптивных фильтров-дециматоров предварительной обработки, перестраиваемых по центральной частоте и ширине полосы пропускания, в соответствии с уходом доплеровских частот, вследствие траекторных нестабильностей принимаемого широкополосного сигнала [18-20].

Ставится задача построения набора адаптивных ЦФД устройства предварительной обработки траекторного сигнала в режиме панорамного обзора и картографирования земной поверхности. Предполагается, что набор адаптивных ЦФД устройства предварительной обработки используется для обеспечения равной угловой разрешающей способности вне зависимости от азимутального направления полосы обзора, а также автоматической фокусировки синтезируемого радиоизображения земной поверхности при уходе доплеровских частот траекторного сигнала. Задача оптимизации структуры и параметров цифрового приемника преследует целью минимизацию общих вычислительных затрат при заданных ограничениях на выделенные ресурсы памяти данных и программ. Общая структурная схема цифрового приемника траекторного сигнала в режиме панорамного обзора приведена на рис.4.

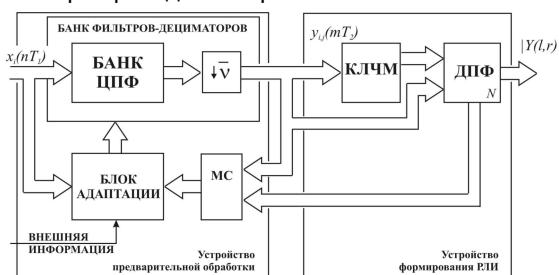


Рис. 4. Структурная схема цифрового приемника траекторного сигнала в режиме панорамного обзора

Заметим, что единственное отличие от общей структурной схемы цифрового приемника узкополосного траекторного сигнала в режиме секторного обзора состоит в том, что вводится банк (набор) цифровых полосовых фильтров (ЦФФ), перекрывающих заданный диапазон рабочих частот траекторного сигнала по некоторому алгоритму согласования спектральных окон соседних частотных каналов. При этом банк фильтров-дециматоров, включающий M полосовых фильтров, работающих с понижением частоты дискретизации в v_j раз, $j = \overline{1, M}$, принимает вид, представленный на рис.5а.

Входной траекторный сигнал $x_i(nT_1)$, в общем случае комплексный, подается на вход устройства предварительной обработки, включающего в себя набор из M ЦФФ, перестраиваемых по центральной частоте ω_{0j} и ширине полосы пропускания $2\omega_{c_j}$, $j = \overline{1, M}$, и блок адаптации. Задача первого блока – банка фильтров-дециматоров, выделить заданную полосу частот траекторного сигнала, соответствующую определенному азимутальному направлению ДНА в режиме секторного обзора, и понизить частоту дискретизации в v_j раз, пропорционально отношению частоты повторения зондирующих импульсов к ширине полосы частот j -ой составляющей траекторного сигнала. Предполагается, что при переходе от бокового обзора к переднему и формированию РЛИ в соответствующем азимутальном направлении ДНА равной ширины, полоса частот траекторного сигнала в значительной степени сужается (рис. 5б), а, следовательно, возрастает коэффициент децимации v_j .

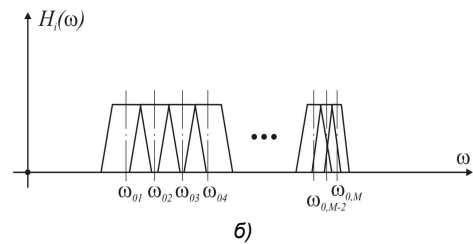
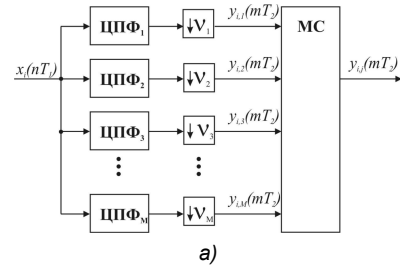


Рис. 5. а) банк полосовых фильтров-дециматоров; б) и его частотные свойства

Задача второго блока – блока адаптации, – слежение за возможным непропорциональным уходом центральных частот ω_{0j} и ширины полосы частот траекторного сигнала на выходе каждого канального ЦФФ, вследствие траекторных нестабильностей и маневров носителя БРЛК, и автоматическая настройка соответствующих параметров набора полосовых фильтров-дециматоров. По внешней информации, поступающей от блока управления БРЛК, задается ширина сектора и направление обзора. Устройство формирования РЛИ по прореженным последовательностям траекторного сигнала $y_{i,j}(mT_{2j})$, $j = \overline{1, M}$, $i = \overline{1, K}$, синтезирует текущий кадр изображения $|Y(i, j)|$ путем вычисления ДПФ последовательностей $y_{i,j}(mT_{2j})$, $j = \overline{1, M}$, $i = \overline{1, K}$, и оценки модуля элементов матрицы вычисленных коэффициентов Фурье.

В работах [19,20] рассмотрены два подхода к решению задачи предварительной обработки траекторного сигнала с помощью набора полосовых фильтров-дециматоров. Первый предполагает, что ширина полосы частот траекторного сигнала на выходе каждого j -го ЦФФ изменяется в относительно небольших пределах

(не более чем на половину ширины полосы пропускания), а уход по центральной частоте ω_{0j} компенсируется блоком адаптации по внешней информации о скорости и ускорении носителя БРЛК, траектории его полета и другим параметрам, однозначно определяющим уход доплеровских частот траекторного сигнала. В этом случае задача построения оптимальной структуры цифрового приемника траекторного сигнала сводится к оптимизации параметров в общем случае многоступенчатой пирамидальной структуры набора из M полосовых фильтров-дециматоров с заданными параметрами и свойствами частотной избирательности. При этом, с учетом возможного расширения полосы частот и не скомпенсированного блоком адаптации ухода доплеровских частот, следует увеличить коэффициент перекрытия соседних частотных каналов как минимум в два раза, оставляя прежними значения центральных частот ω_{0j} каждого j -го фильтра, что позволит в последующем, на этапе формирования РЛИ, выполнить «подстройку» амплитудного спектра в каждой j -й полосе частот траекторного сигнала.

Второй подход к реализации устройства предварительной обработки траекторного сигнала полностью ориентируется на методы и алгоритмы автофокусировки и адаптации в частотной области с использованием устройства спектрального оценивания. По результатам спектрального оценивания решающее устройство блока адаптации производит оценку возможного ухода полосы частот траекторного сигнала, используя один из алгоритмов автофокусировки, а блок перестройки параметров вносит соответствующую коррекцию центральных частот набора полосовых фильтров-дециматоров.

Задача оптимизации набора ЦПФ в рамках данной структуры устройства предварительной обработки траекторного сигнала должна формулироваться с учетом затрат на реализацию алгоритма спектрального оценивания и автофокусировки в частотной области. Предполагается, что спектральное оценивание ведется в расширенной полосе частот каждого отдельного j -го канала или по всей совокупности каналов с тем, чтобы учесть ее возможный уход при маневрах носителя БРЛК и траекторных неустойчивостях.

В свою очередь, как показано в [20], автофокусировка в частотной области может быть осуществлена одним из двух способов. В первом случае производится оценка ухода и трансформации полосы частот всего траекторного сигнала, как единого целого, по характерным перепадам спектра, например, по смещению верхней и нижней границ полосы частот.

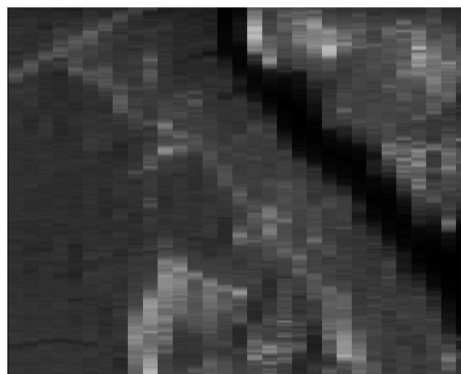
Альтернативный способ предполагает, что адаптация выполняется независимо в каждом азимутальном канале, для полосы частот каждой составляющей на выходе набора полосовых фильтров-дециматоров. Первый подход проще в реализации с позиции вычислительных затрат. Вторым является более точным и универсальным, но требует существенного увеличения вычислительной нагрузки. В любом случае, в основе самой адаптации лежат методы оценки максимума мощности и корреляции в частотной области.

Моделирование процесса формирования РЛИ в режиме ДОЛ

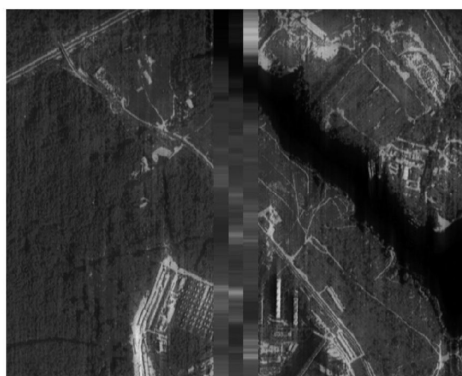
С целью проверки работоспособности и анализа потенциальной эффективности рассмотренных способов и алгоритмов было проведено моделирование процесса обработки траекторного сигнала и формирования РЛИ по информации, полученной в оптическом диапазоне [9,12,13,19]. В частности в [9], исходным является прямоугольный 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 (2). 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) , $j = 1, 480$, $i = 1, 656$, 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, принимая 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. 6а) такой модификации подвергалась только водная поверхность, что позволило более четко выделить находящиеся на ней объекты. Результаты моделирования представлены на рис. 6б–6д. Рис. 6б 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.



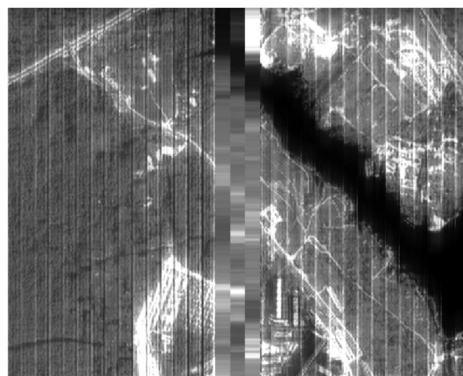
а)



б)



в)



г)



д)

Рис. 6. Результаты моделирования процесса формирования РЛИ в режимах РЛ (б) и ДОЛ (в-д)

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. 6в). Для оценки амплитудного спектра выполнялось условие точного совпадения доплеровской частоты реального траекторного сигнала от i -го точечного объекта и частоты соответствующей опорной функции 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. 2.5г). Рис. 2.5д показывает достижимое высокое качество формирования РЛИ в режиме ДОЛ при перед-

не-боковом обзоре, путем разворота носителя БРЛК от прямого направления на зону картографирования земной поверхности.

Заключение

Проведенный анализ известных и предложенных способов и алгоритмов формирования РЛИ на основе многоскоростной фильтрации позволил сделать общий вывод об их вычислительной эффективности, в первую очередь, при использовании панорамного обзора с поккадровой 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 алгорит-

мов 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 является 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 ред. Г.С. Кондратенкова. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.
3. Ключко В.К. Математические методы восстановления и обработки изображений в радиотеплооптоэлектронных системах / Рязань: РГРТУ, 2009. – 228 с.
4. Spotlight synthetic aperture radar: signal processing algorithms / Walter G. Carrara, Ron S. Goodman, Ronald M. Majewski, - 1995 ARTECH HOUSE, INC.685 Canton Street Norwood, MA 02062, 554 p.
5. Bu-Chin Wang. Digital signal processing techniques and applications in radar image processing – A John Wiley & Sons, Inc., Publication, 2008, 338 p.
6. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов. М.: Радио и связь, 1993, 240 с.
7. Витязев В.В., Витязев С.В., Зайцев А.А. Многоскоростная обработка сигналов: ретроспектива и современное состояние, часть 1 // Цифровая обработка сигналов. - 2008. - № 1. - С.12-21.
8. Витязев В.В., Витязев С.В., Зайцев А.А. Многоскоростная обработка сигналов: ретроспектива и современное состояние, часть 2 // Цифровая обработка сигналов. - 2008. - № 3. - С.2-9.
9. Витязев В.В., Колодыко Г.Н., Витязев С.В. Способы и алгоритмы формирования радиолокационного изображения в режиме доплеровского облучения луча // Цифровая обработка сигналов, 2006, № 3, с. 31-41.
10. Витязев В.В., Колодыко Г.Н., Воронков Д.В. Формирование радиолокационного изображения в режиме фокусируемого синтезирования апертуры ДНА // Цифровая обработка сигналов, 2006, № 4, с. 34-40.
11. Витязев В.В., Колодыко Г.Н. Многоскоростная обработка сигналов в задачах радиовидения // Труды 9-й МНТК «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2007», г. Москва, ИПУ РАН, март 2007.
12. Витязев С.В., Колодыко Г.Н. Моделирование и исследование эффективности формирования радиолокационного изображения в режиме доплеровского облуче-

ния луча // Труды 9-й МНТК «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2007», г. Москва, ИПУ РАН, март 2007.

13. Воронков Д.В., Колодыко Г.Н., Витязев В.В. Моделирование и исследование эффективности формирования радиолокационного изображения в режиме ФСА // Труды 9-й МНТК «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2007», г. Москва, ИПУ РАН, март 2007.

14. Витязев В.В., Колодыко Г.Н., Витязев С.В. Селекция наземных движущихся целей на основе многоскоростной адаптивной обработки траекторного сигнала // Цифровая обработка сигналов, 2007, № 1, с. 41-50.

15. Колодыко Г.Н. Многоскоростная и адаптивная обработка сигналов в задачах радиовидения // Вестник РГРТУ, 2007, № 21.

16. Витязев В.В., Андреев Н.А. Оптимальное проектирование на сигнальных процессорах многоступенчатой структуры адаптивного узкополосного фильтра-дециматора предварительной обработки траекторного сигнала // Труды 10-й МНТК «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2008», Москва, Т.2, с.256-258.

17. Андреев Н.А., Витязев С.В., Витязев В.В. Алгоритмы адаптации к уходу доплеровских частот узкополосного траекторного сигнала // Труды 11-й МНТК «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2009», Москва, Т.1, с.111-113.

18. Андреев Н.А., Витязев С.В., Витязев В.В. Алгоритмы адаптивной многоскоростной обработки широкополосного траекторного сигнала // Труды 12-й МНТК «Цифровая обработка сигналов и ее применение-DSPA'2010», Москва, Т.1, с.171-174.

19. Андреев Н.А., Витязев С.В., Витязев В.В. Методы и алгоритмы адаптивной многоскоростной обработки траекторного сигнала в задачах радиовидения // Цифровая обработка сигналов, 2010, № 1, с.38-44.

20. Андреев Н.А. Способы построения структуры адаптивного цифрового приемника траекторного сигнала в режиме панорамного обзора // Цифровая обработка сигналов, 2010, № 2, с.42-46.

21. Андреев Н.А., Витязев В.В. Оптимальное проектирование на сигнальных процессорах многоступенчатой структуры цифрового приемника узкополосного траекторного сигнала // Цифровая обработка сигналов, 2010, № 2, с.47-52

MULTIRATE ADAPTIVE PROCESSING OF REFLECTED SIGNAL IN RADAR IMAGING SYSTEMS

Andreev N.A., Vityazev V.V., Kolod'ko G.N.

Methods of SAR-signal digital receiver design and algorithms of its processing based on multirate adaptive filtering are considered in this paper. The model of a radio reflection and structures of a digital receiver in ground-mapping and moving targets selection modes are described. It is shown that multirate and adaptive filtering techniques are effective tools for radar imaging tasks solution.