

УДК 621.396.96

Г.Н. Колодыко

МНОГОСКОРОСТНАЯ И АДАПТИВНАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В ЗАДАЧАХ РАДИОВИДЕНИЯ

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.

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].

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 приемопередающего тракта.

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 [2,3], 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 внутриве-

риодной к межпериодной обработке и самого РЛИ при его последующем формировании и отображении на индикаторе, естественно, не обошла вниманием и специалистов в области радиовидения [4,5]. Разработке общих принципов построения структуры цифрового приемника траекторного сигнала и алгоритмов его обработки в различных режимах работы БРЛК на основе методов многоскоростной и адаптивной фильтрации посвящена настоящая статья.

Математическая модель траекторного сигнала. 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 принимаемый сигнал $S_i(t)$ вида [4,5]:

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

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

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

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

где R_{ni} - наклонная дальность до i -го объекта в начальный момент времени, θ_{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 отбросив 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 выражений (3), (4) определяет среднюю доплеровскую частоту, второй – постоянный линейный уход (ЛЧМ-модуляцию), третий - квадратичную составляющую частотной модуляции принимаемого сигнала.

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

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

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 τ_i) на интервале синтезирования T_c принимает форму:

$$J(\theta_{ni}, \tau_i) = \left| \int_{-T_c/2+\tau_i}^{T_c/2+\tau_i} x(t) h(t - \tau_i, \theta_{ni}) dt \right| = \left| \int_{-T_c/2}^{T_c/2} x(t + \tau_i) h(t, \theta_{ni}) dt \right|, \quad (5)$$

где $h(t, \theta_{ni})$ - опорная функция, осуществляющая компенсацию доплеровской частоты и фо-

кусирование изображения в направлении θ_{ni} (компенсацию ЛЧМ-составляющей); τ_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:

$$h_i(t, \theta_{ni}) = W(t) \exp \left\{ -j \frac{4\pi}{\lambda} \left[Vt \cos \theta_{ni} - \frac{V^2 t^2}{2R_{ni}} \sin^2 \theta_{ni} \right] \right\}, \quad (6)$$

где $W(t)$ - весовая функция.

При реализации корреляционного приемника (5) 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 раскрытия 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 ведутся 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 (5) для каждого i -го азимутального направления по всем строкам дальности.

Полное двумерное РЛИ в координатах «дальность-азимут» рассматривается как матрица точечных объектов размерностью $R \times L$, 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 решения в координатах «дальность-азимут». Формирование РЛИ размерности $R \times L$ в цифровой форме непосредственно по алгоритму (5), 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. Как показывают расчеты [1], это потребует вычислительной производительности БРЛК в режиме ДОЛ до нескольких миллиардов операций в секунду, а в режиме ФСА память весовых коэффициентов (опорных функций) может достигать 512 миллиардов слов.

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. В статье рассматриваются возможные способы и алгоритмы формирования РЛИ на основе многоскоростной и адаптивной обработки сигналов, отличающиеся пониженными требованиями к вычислительной производительности БРЛК.

Общая структура цифрового приемника траекторного сигнала. Рассмотрим общую структурную схему цифрового приемника траекторного сигнала (рисунок 1), отвечающую сформулированным выше требованиям формирования РЛИ в различных режимах работы БРЛК.

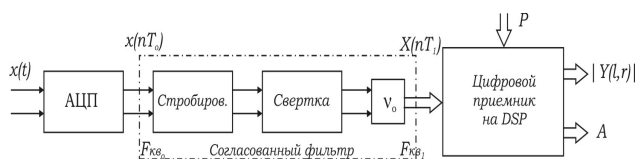


Рисунок 1 – Общая структурная схема цифрового приемника траекторного сигнала

Входной траекторный сигнал $x(t)$, имеющий две квадратурные составляющие, проходит две ступени преобразований. На первой ступени выполняются прием, аналого-цифровое преобразование на частоте дискретизации $F_{кв_0}$, принимающей значение до нескольких десятков МГц, и согласованная фильтрация по каждому i -му элементу дальности с понижением частоты дискретизации в ν_0 раз до частоты повторения зондирующих импульсов $F_{кв_1}$ (в диапазоне от 6,4 кГц до 0,8 кГц в зависимости от дальности). Так, если $F_{кв_0} = 32$ МГц, а $F_{кв_1} = 6,4$ кГц, то коэффициент первичной децимации (понижения частоты дискретизации) $\nu_0 = 5000$ раз! В результате с частотой повторения зондирующих импульсов $F_{кв_1}$ формируется вектор

$$X(nT_1) = \{x_1(nT_1), x_2(nT_1), x_3(nT_1), \dots, x_k(nT_1)\}$$
 сигналов по k элементам дальности.

На второй ступени обработки, выполняемой

на значительно уменьшенной частоте дискретизации, и производится собственно формирование РЛИ (матрица элементов $|Y(l,r)|$) и последующее решение задач обнаружения, распознавания и сопровождения НДЦ (вектор A параметров НДЦ). Отметим, что, несмотря на значительное уменьшение частоты дискретизации траекторного сигнала по каждому i -му элементу дальности, на вход цифрового приемника поступает k -мерный сигнал, число составляющих которого определяется требуемым разрешением по дальности и диапазоном дальностей. При максимально достижимой разрешающей способности во всем диапазоне дальностей, определяющем период повторения зондирующих импульсов, размерность k приближается к коэффициенту децимации ν_0 , что равносильно обработке одномерного траекторного сигнала на частоте дискретизации до нескольких десятков МГц, т.е. требование к вычислительной производительности цифрового приемника остается очень высоким. Вместе с тем с учетом необходимости оперативной реализации множества различных алгоритмов обработки траекторного сигнала на этапе формирования РЛИ и селекции НДЦ и требований адаптируемости цифрового приемника к изменяющимся условиям приема эффективная реализация последнего возможна только на современных ЦСП высокой производительности. В то время как первая ступень преобразований, как правило, реализуется на ПЛИС обработки сигналов.

Потенциальная точность измерения дальности (шаг разделения отсчетов траекторного сигнала по элементам дальности) определяется эффективной шириной спектра $\Delta F_{зн}$ зондирующих импульсов и при $\Delta F_{зн} = F_{кв_0} = 32$ МГц составит приблизительно 5 м независимо от дальности (если не учитывать влияние значительного уменьшения соотношения сигнал/шум с увеличением расстояния до земной поверхности). С целью расширения спектра частот зондирующего сигнала, как правило, используются ЛЧМ-сигналы или ФКМ-последовательности, в частности код Баркера. Это и обуславливает необходимость предварительной согласованной фильтрации во временной области на первой ступени преобразований.

Вместе с тем в режиме «РЛ» (реального луча) и «ДОЛ» (доплеровского облучения луча) такое разрешение по дальности не требуется, так как не обеспечивается адекватное разрешение по азимуту. Кроме того, с увеличением дальности пропорционально падает линейное разрешение

по азимуту. Поэтому в том и в другом случае используется расширение зондирующих импульсов так, что на один элемент дальности приходится от 10 до 160 выборок с выхода АЦП, работающего на частоте дискретизации 32 МГц. Для согласования частот дискретизации сигналов на входе собственно согласованного фильтра, выполняющего операцию свертки, и на его выходе используется стробирование, т.е. накопление всех выборок траекторного сигнала, попавших в один элемент дальности. В этом случае частота дискретизации на входе линейного фильтра свертки предварительно уменьшается от 19 до 160 раз и последний обеспечивает дальнейшее понижение частоты дискретизации в число раз, определяемое числом элементов дальности.

Вся последующая обработка траекторного сигнала выполняется параллельно по всем k элементам дальности цифровым приемником, структура которого зависит от режима работы БРЛК. На рисунке 2 представлена структурная схема цифрового приемника траекторного сигнала, реализующего различные режимы картографирования земной поверхности, а на рисунке 3 – упрощенный вариант построения структуры цифрового приемника в режиме селекции НДЦ.

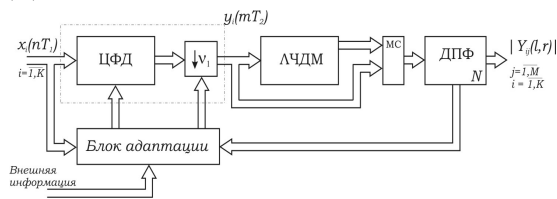


Рисунок 2 – Структурная схема цифрового приемника траекторного сигнала в режимах картографирования

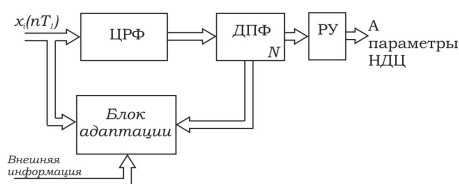


Рисунок 3 – Структурная схема цифрового приемника траекторного сигнала в режиме селекции НДЦ

В режиме картографирования земной поверхности и формирования РЛИ (рисунок 2) входной траекторный сигнал $x_i(nT_1)$ каждого i -го элемента (канала) дальности ($i = \overline{1, k}$) поступает на блок предварительной обработки, выполняющий функцию согласования его спектра с частотно-временными параметрами последующего устройства спектрального оценивания амплитуд (яркости) сигнала по каждому j -му ази-

мутальному направлению ($j = \overline{1, M}$). Необходимость такого согласования обусловлена тем, что устройство спектрального оценивания строится, как правило, с использованием дискретного преобразования Фурье (ДПФ), имеющего равномерное частотное разрешение во всем диапазоне рабочих частот, а спектр реального траекторного сигнала требует неравномерного разрешения, так как с уменьшением азимутального направления при переднем обзоре наблюдается значительное его «сжатие». Поэтому для обеспечения одинакового линейного разрешения по азимуту необходимо увеличивать частотное разрешение в узкой полосе траекторного сигнала, приходящего под углом менее 10^0 к направлению полета носителя БРЛК. Не менее важной является необходимость согласования и по частоте, а именно по положению спектрального окна анализа относительно фактического смещения полосы частот траекторного сигнала вследствие маневрирования носителя БРЛК и траекторных нестабильностей. Введение входного перестраиваемого фильтра-дециматора, понижающего частоту дискретизации траекторного сигнала в V_1 раз, является эффективным инструментом как согласования частотно-временных характеристик и параметров траекторного сигнала и измерителя, так и минимизации общих вычислительных затрат, повышения помехоустойчивости цифрового приемника, в том числе к собственным шумам.

Таким образом, фильтр-дециматор должен быть адаптивным, быстро перестраиваемым, по крайней мере, по центральной частоте и ширине полосы пропускания. Перестройка параметров ЦФД выполняется как по внешней информации с навигационной системы носителя БРЛК, так и по результатам спектрального анализа траекторного сигнала с выхода процессора ДПФ или в самом блоке адаптации.

В зависимости от выбранного режима картографирования: «ДОЛ» или «ФСА» (фокусируемого синтезирования апертуры), отфильтрованный сигнал $y(mT_2)$ с выхода ЦФД подается непосредственно на устройство спектрального анализа (режим «ДОЛ») или предварительно проходит через устройство линейно-частотной демодуляции (ЛЧДМ), компенсирующее на интервале синтезирования апертуры антенны (формирования РЛИ) линейный уход доплеровских частот (режим «ФСА»). Полученный на выходе процессора ДПФ спектр амплитуд $|Y_{ij}(l, \Omega)|$ используется в дальнейшем для формирования РЛИ выделенного участка земной поверхности.

В режиме селекции НДЦ классическая структура построения цифрового приемника на основе анализатора доплеровских частот (рисунков 3) использует в качестве устройства предварительной обработки цифровой режекторный фильтр (ЦРФ), удаляющий помеху от земной поверхности и неподвижных объектов. Последующий спектральный анализ, как правило с применением алгоритма БПФ, выявляет положение доплеровских частот от НДЦ, вышедших за зону режекции ЦРФ. Для быстро перемещающихся объектов с постоянной радиальной скоростью (при небольших маневрированиях) и в стационарном положении РЛК (например, на земле) селекция НДЦ на основе анализа и измерения доплеровских частот является эффективным инструментом решения поставленной задачи. Вместе с тем движение носителя БРЛК относительно НДЦ вносит свою доплеровскую составляющую, и их разделение становится проблематичным [5]. Поскольку полоса доплеровских частот от земной поверхности и неподвижных объектов может изменяться при любой перестройке ДНА, изменении параметров носителя БРЛК и траекторных нестабильностях, то режекторный фильтр должен быть адаптивным, подстраиваемым под спектральную структуру узкополосной помехи. Это позволяет увеличить соотношение сигнал/помеха на входе обнаружителя/измерителя доплеровских частот от НДЦ, а следовательно, и вероятность их обнаружения и разделения, особенно малоподвижных и медленно маневрирующих объектов на фоне земной поверхности.

Еще более проблематично обнаружение и разделение быстро маневрирующих объектов, так как вследствие значительного ухода доплеровских частот и выхода за полосу анализа, определяющую спектральное разрешение, методы на основе ДПФ не дают желаемого результата. Необходимы частотно-временной анализ и адаптация к структуре траекторного сигнала не только режекторного фильтра, но и спектрального анализатора. Кроме того, поскольку помеха является узкополосной относительно всего диапазона доплеровских частот быстро маневрирующих объектов, то встает проблема эффективной программно-аппаратной реализации адаптивного узкополосного режекторного фильтра. Представляется, что основным инструментом решения всех обозначенных проблем может стать

многоскоростная адаптивная обработка траекторного сигнала [2,3].

Заключение. Проведенный анализ методов и алгоритмов обработки траекторного сигнала в различных режимах работы БРЛК показал, что применение многоскоростной адаптивной фильтрации является эффективным инструментом решения задач радиовидения. Введение предварительной полосовой фильтрации с понижением частоты дискретизации позволяет не только многократно уменьшить общие вычислительные затраты, но и повысить точность последующей обработки и, как следствие, качество формирования РЛИ. Важную роль играет и то обстоятельство, что с помощью полосового адаптивного фильтра с перестраиваемыми центральной частотой и шириной полосы пропускания одновременно может решаться задача саморегулирования системы формирования РЛИ при траекторных нестабильностях и изменении характеристик приемо-передающего тракта и пространственной ориентации ДНА.

Не менее важным фактором является и положительный пример использования многоскоростной адаптивной обработки траекторного сигнала при решении задачи селекции НДЦ. Это относится как к синтезу адаптивного режекторного фильтра с перестраиваемой полосой режекции помехи от земной поверхности и неподвижных объектов, так и к построению набора цифровых полосовых фильтров на последующем этапе частотно-временной обработки траекторного сигнала.

Библиографический список

1. *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.
2. *Витязев В.В.* Цифровая частотная селекция сигналов.-М.: Радио и связь, 1993.-240 с.
3. *Витязев В.В., Зайцев А.А.* Основы многоскоростной обработки сигналов: учеб. пособие, ч.1.- Рязань: РГРТА, 2005.-124 с.
4. *Антипов В.Н., Горяинов В.Т., Кулин А.Н. и др.* Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны; под ред. Горяинова В.Т.- М.: Радио и связь, 1988.-304 с.
5. *Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю.* Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли: учеб. пособие/ под ред. Кондратенкова Г.С.-М.: Радиотехника, 2005.-368 с.