

## Особенности информационного обеспечения радиолокационных систем слежения за космическими объектами

**77-30569/250937**

# 11, ноябрь 2011

Слукин Г. П., Нефедов С. И., Лаговиер А. А., Нониашвили М. И.

УДК 621.396.96

НИИ РЭТ МГТУ им. Н.Э.Баумана

[nefedov@bmstu.ru](mailto:nefedov@bmstu.ru)

[woonmstu@gmail.com](mailto:woonmstu@gmail.com)

[min-st-1986@mail.ru](mailto:min-st-1986@mail.ru)

Задача слежения за космическими объектами, помимо чисто технического и технологического аспектов, является во многом задачей алгоритмической. При этом, как отмечено в [1], алгоритмы и математический аппарат, применяемый для их создания является весьма специфическим. Базовыми алгоритмами, применяемыми при синтезе систем локализации космических аппаратов в радиодиапазоне должны являться алгоритмы получения когерентной пачки большой длительности в режиме сопровождения как одной, так и нескольких целей при непрерывном сопровождении, алгоритмы допоиска цели по данным грубого предварительного целеуказания, алгоритмы высокоточного траекторного сопровождения, а также алгоритмы синтеза апертуры с автофокусировкой для построения изображения на конечном этапе работы. В предлагаемой статье рассматриваются перечисленные выше алгоритмы с точки зрения их реализации в радиолокационной станции радиовидения космических аппаратов РЛС РВ МГТУ им. Н.Э. Баумана, построенной на базе западной антенны радиотелескопа РТ-7.5 МГТУ (п. Орево, Московская область).

Основой методики получения когерентных пачек большой длительности является так называемый режим длительного когерентного накопления [2, 3] и аппаратура квазикогерентного накопления [4]. Суть данной методики заключается в учете фазы и амплитуды излученного сигнала и учете ее в принятом цифровым способом при обработке каждого излученного и принятого радиоимпульса. Таким образом, достигается формирование дискретной комплексной огибающей принятого радиолокационного сигнала в течение времени наблюдения цели  $t_n$ .

В случае если цель наблюдается непрерывно весь интервал времени  $t_n$ , весь алгоритм формирования когерентной пачки заключается в применении квадратурного расщепления сигнала и вычитания фазы сигнала приемника из фазы сигнала передатчика. Такая ситуация имеет место при применении зеркальных антенн и при одновременном сопровождении нескольких целей. В случае, если в станции применяется система с электронным сканированием луча, позволяющая одновременно сопровождать большое число целей, то время наблюдения будет разделяться между ними и, следовательно, алгоритм формирования когерентной пачки большой длительности должен иметь более сложную структуру. Рассмотрим структуру этого алгоритма подробнее.

Суть рассматриваемого алгоритма заключается в объединении в одну когерентную пачку большой длительности нескольких пачек, полученных за соседние проходы. Физическая реализуемость данного момента базируется на фундаментальном положении о возможности когерентного накопления спектральных гармоник, сформулированном и проанализированном в [5]. Опираясь на полученные в данной работе результаты, можно строить алгоритм объединения пачек на основе оценивания, предсказания и корректировки фазы комплексной огибающей принятого радиолокационного сигнала.

Для описания алгоритма получения когерентной пачки большой длительности при малом времени облучения цели целесообразно ввести несколько понятий и терминов для обозначения когерентных пачек, полученных в различных условиях.

**Порционная пачка** – когерентная пачка импульсов, формируемая за время контакта с целью в одном периоде обзора. Порционная пачка состоит из радиоимпульсов определенной длительности и заданного периода повторения, определяемых режимом работы станции при обзоре.

**Период повторения порционных пачек** – время, между двумя соседними порционными пачками. Для обзорных радиолокационных станций будет равен периоду обзора.

**Эквивалентная несфазированная пачка** – пачка, получаемая “склеиванием” порционных пачек, повторяющихся через период повторения порционных пачек. В данном случае склейка происходит без учета фазовых соотношений между порционными пачками (некогерентная обработка).

**Эквивалентная сфазированная пачка** – пачка, получаемая “склеиванием” порционных пачек, повторяющихся через период повторения порционных пачек, с учетом фазовых соотношений между порционными пачками (когерентная обработка).

**Непрерывная когерентная пачка** – непрерывная когерентная пачка, равная по длительности эквивалентной пачке. Соответствует случаю непрерывного наблюдения цели (например, установка луча в одном угловом направлении).

В данной работе ниже будет проведено моделирование межобзорного длительного когерентного накопления сигнала, и приведены предварительные сравнительные оценки эффективности использования данного алгоритма. Для удобства моделирования было принято, что наблюдаемая цель перемещалась с постоянной радиальной скоростью относительно радиолокационной станции и на каждом обзоре наблюдается станцией в течение одинакового времени. На рис. 1 показана пачка, получаемая при локации такой цели, и указаны основные параметры сформированной пачки.

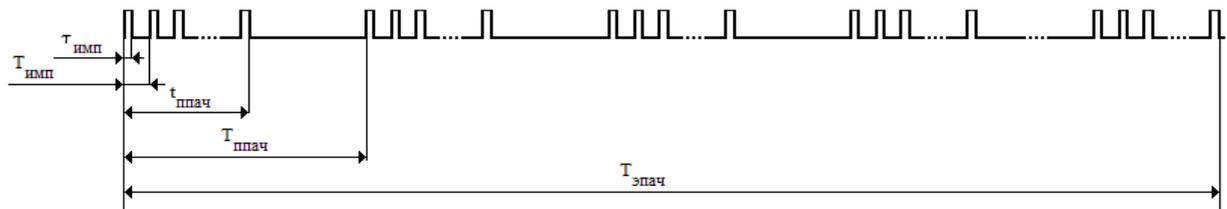


Рис. 1. Структура принятой пачки сигналов во временной области

Будет осуществлять формирование когерентной пачки считая, что она формируется на промежуточной частоте в виде двух дискретных отсчетов комплексной огибающей принятого радиолокационного сигнала за один принятый и обработанный импульс. В этом случае для каждого  $i$ -ого отсчета сформированной пачки будет справедливо выражение:

$$AN_i = \cos(2\pi \cdot F_d \cdot i \cdot dt) + j \cdot \sin(2\pi \cdot F_d \cdot i \cdot dt), \quad (1)$$

где  $dt$  – интервал дискретизации по времени, совпадающий с периодом повторения зондирующих импульсов;

$i$  – номер отсчета;

$j$  – мнимая единица.

Формирование эквивалентной когерентной пачки будет производиться на основе пачки, сформированной по выражению (1) путем исключения "пустых" отсчетов в соответствии со следующим из рис. 1 выражением:

$$A_{ж,n} = AN_i, \text{ если } T_{эпач} \cdot n \leq i \cdot dt \leq t_{имп} + T_{эпач} \cdot n, \quad (2)$$

где  $n$  – номер порционной пачки,  $0 \leq n \leq N_{пач} - 1$ ,

$m = i - T_{эпач} \cdot n$  – номер импульса в порционной пачке,  $0 \leq m \leq N_{имп} - 1$ .

Важной операцией при объединении пачек будет являться компенсация доплеровского фазового набега. Фактически именно эта операция и позволяет произвести стыковку по начальной фазе разнородные парциальные пачки. Для выполнения этой операции воспользуемся следующим выражением:

$$C_{m,n} = A_{m,n} \cdot e^{j \cdot \Delta \varphi_n}, \quad (3)$$

где  $A_{m,n}$  – отсчеты эквивалентной пачки;

$j$  – мнимая единица;

$\Delta \varphi_n$  – фазовый множитель  $n$ -ой порционной пачки;

$n$  – номер порционной пачки,  $0 \leq n \leq N_{пачк} - 1$ ,

$m$  – номер импульса в порционной пачке,  $0 \leq m \leq N_{имп} - 1$ .

Контроль работы алгоритма, задаваемого выражениями (1) – (3) будем проверять с помощью дискретного преобразования Фурье, записанного в виде:

$$S_k = \frac{1}{N_{пачк} N_{имп}} \sum_{m=0}^{N_{имп}-1} \sum_{n=0}^{N_{пачк}-1} C_{m,n} \cdot e^{j \frac{2\pi}{N_{пачк} N_{имп}} (m+n \cdot N_{имп}) \cdot k} \quad (4)$$

После подстановки (3) в (4) и с учетом (2) и (1) получим:

$$S_k = \frac{1}{N_{пачк} N_{имп}} \sum_{m=0}^{N_{имп}-1} \sum_{n=0}^{N_{пачк}-1} (\cos(2\pi \cdot F_d \cdot (m+n \cdot N_{имп}) \cdot dt) + j \cdot \sin(2\pi \cdot F_d \cdot (m+n \cdot N_{имп}) \cdot dt)) \times \\ \times e^{j \left( \frac{2\pi}{N_{пачк} N_{имп}} (m+n \cdot N_{имп}) \cdot k + \Delta \varphi_n \right)} \quad (5)$$

$n$  – номер порционной пачки,  $0 \leq n \leq N_{пачк} - 1$ ,

$m$  – номер импульса в порционной пачке,  $0 \leq m \leq N_{имп} - 1$ .

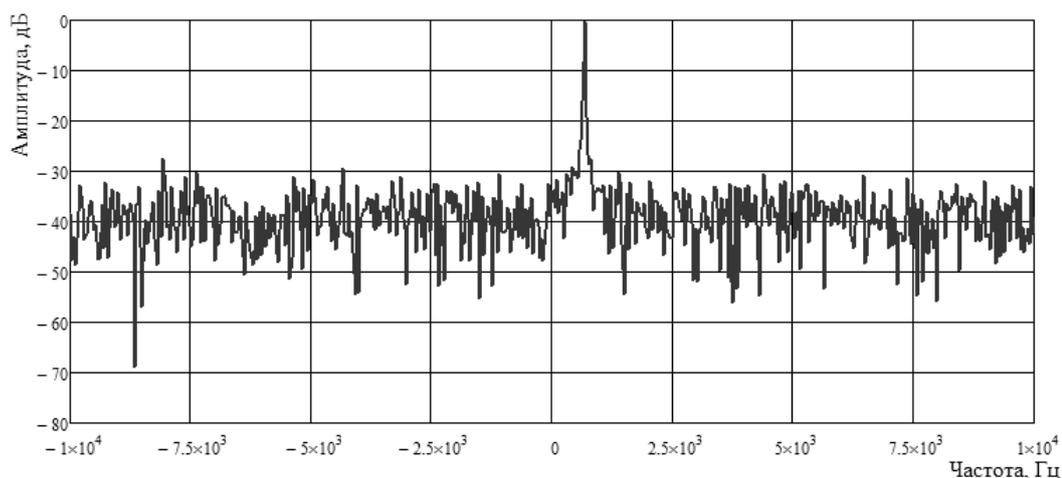
Выражение для фазового множителя, используемого в выражении (3) будет зависеть от модели и характера движения. Например, для линейной модели движения она будет носить ступенчатый характер, сохраняя постоянное значение в пределах каждой порционной пачки, и ступенчато меняясь на величину разрыва при переходе к следующей пачке. При правильном вычислении фазового коэффициента происходит сдвиг фазы на определенное значение, и фаза начала следующей порционной пачки полностью совпадает с фазой на конце предыдущей пачки. Добиться такого эффекта можно путем прогнозирования траектории движения объекта по данным траекторной обработки, что относительно легко достигается при наблюдении космических объектов.

В качестве иллюстрации работы рассматриваемого алгоритма на рис. 2 представлены рассчитанные по результатам математического моделирования доплеровские спектры когерентной пачки, сформированной при непрерывном сопровождении цели (рис. 2а), при формировании пачки без компенсации фазового набега (рис. 2б) и при применении компенсации в условиях применения идеальных алгоритмов траекторной обработки (рис. 2в). При этом в канале действовал аддитивный гауссовский шум при отношении сигнал-шум 10 дБ. Как видно из реализаций спектра, применение компенсационного ал-

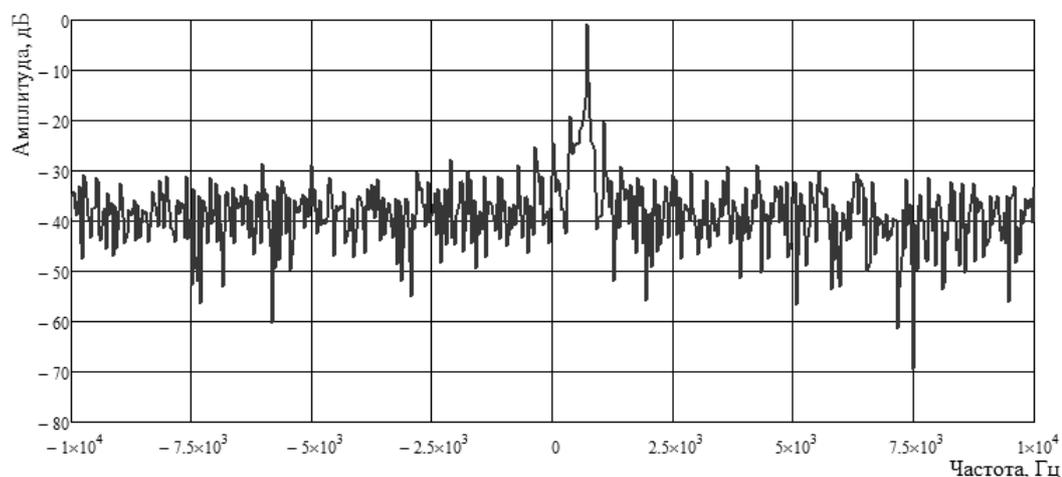
горитма позволяет практически полностью устранить уширение спектра, связанное с наличием радиальной скорости. Отсутствие фазовой компенсации приводит к появлению паразитной доплеровской модуляции с частотой следования объединяемых пачек, то есть с величиной, обратно пропорциональной темпу обзора.

Для обеспечения работы алгоритмов формирования длительных когерентных пачек, необходимо обеспечить более высокие требования по точности в применяемых совместно с ними алгоритмах траекторной обработки информации. Основой для синтеза таких алгоритмов могут стать алгоритмы, основанные на калмановской фильтрации с прогнозом измерений.

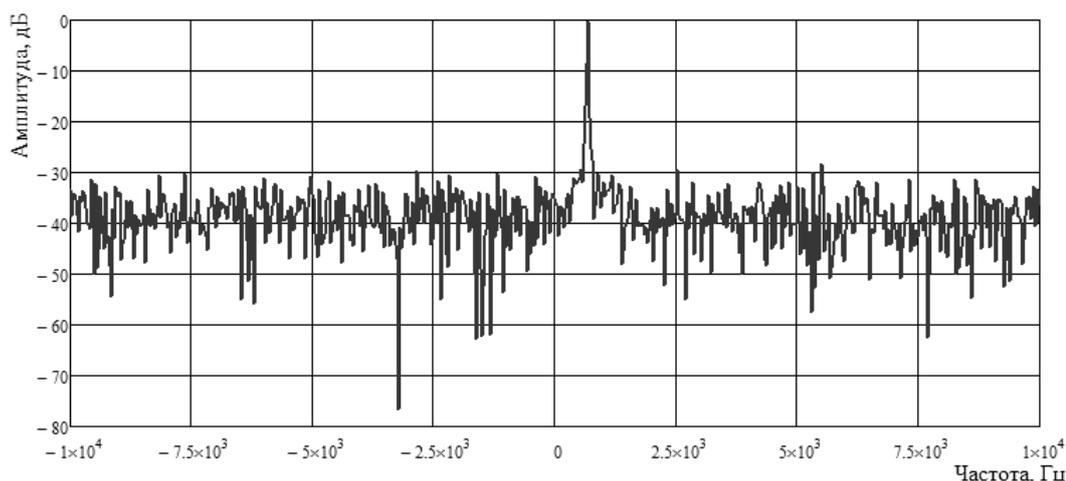
Суть этого алгоритма состоит в том, что прогнозируются разновременные измерения на фиксированные периодические моменты времени, в которые происходит коррекция результатов прогноза результатами измерений [6]. Этот способ целесообразно использовать в системах, в которых можно четко выделить постоянный временной интервал  $T_{max}$  прихода измерений от одного из наиболее редко поступающих наблюдений.



а)



б)



в)

Рис. 2. Доплеровские спектры сформированных когерентных пачек модельного радиолокационного сигнала а) непрерывная пачка б) составная пачка без применения алгоритмов компенсации в) составная пачка с применением алгоритмов компенсации.

Все остальные измерения приходят в любой случайный момент времени  $t_j$ , удовлетворяющий условию

$$kT_{\max} < t_j \leq (k+1)T_{\max}, \quad (6)$$

где  $k$  – номер интервала времени с момента начала работы

При этом возможны варианты как однократного попадания  $t_j$  в интервал (10), так и не однократного. В последнем случае для всех измерений от одного координатора, время прихода которых удовлетворяет условию (6) вычисляется разность

$$\Delta t_j = (k+1)T_{\max} - t_j \leq T_{\min}, \quad (7)$$

где  $T_{\min}$  – минимально возможный интервал прихода измерений.

Наименьший результат вычислений (7) и используется в дальнейшем для коррекции прогноза на момент  $(k+1)T_{\max}$ . При таком способе часть наиболее часто поступающих измерений пропадает.

В математическом плане задача такого оценивания формулируется следующим образом.

Для системы (процесса)

$$\mathbf{x}(k) = \Phi(k, k-1)\mathbf{x}(k-1) + \xi_{\mathbf{x}}(k-1), \quad (8)$$

при наличии измерений

$$\mathbf{z}_3(k) = \mathbf{H}(k)\mathbf{x}(k) + \xi_{\mathbf{z}_3}(k) \quad (9)$$

необходимо сформировать оценку по правилу [6]:

$$\hat{\mathbf{x}}(k) = \mathbf{x}_3(k) + \mathbf{K}_\phi(k)[\mathbf{z}_3(k) - \mathbf{H}\mathbf{x}_3(k)], \hat{\mathbf{x}}_0(0) = \mathbf{x}_0; \quad (10)$$

$$\mathbf{x}_3(k) = \Phi(k, k-1)\hat{\mathbf{x}}(k-1); \quad (11)$$

$$\mathbf{K}_\phi(k) = \mathbf{D}_3(k)\mathbf{H}^T(k)[\mathbf{H}(k)\mathbf{D}_3(k)\mathbf{H}^T(k) + \mathbf{D}_\kappa(k)]^{-1}; \quad (12)$$

$$\mathbf{D}(k) = [\mathbf{E}(k) - \mathbf{K}_\phi(k)\mathbf{H}(k)]\mathbf{D}_3(k), \mathbf{D}(0) = \mathbf{D}_0; \quad (13)$$

$$\mathbf{D}_3(k) = \Phi(k, k-1)\mathbf{D}(k-1)\Phi^T(k, k-1) + \mathbf{D}_x(k-1). \quad (14)$$

В соотношениях (8)-(14):  $\mathbf{x}$  и  $\hat{\mathbf{x}}$  -  $n$ -мерные векторы состояния и его оптимальных оценок;  $\Phi(k, k-1)$  - матрица перехода;  $\xi_x$  -  $n$ -мерный вектор возмущений состояния с известной матрицей дисперсий  $\mathbf{D}_x$ ;  $\mathbf{z}_e$  -  $m$ -мерный ( $m \leq n$ ) вектор экстраполированных на  $k$ -й момент измерений;  $\mathbf{H}$  - матрица связи векторов состояния и измерений;  $\xi_{ei}$  - вектор экстраполированных возмущений измерений с известной матрицей дисперсий  $\mathbf{D}_{ei}$ ;  $\mathbf{x}_e$  - вектор экстраполированных значений оценок;  $\mathbf{K}_\phi$  - матрица коэффициентов усиления невязок  $(\mathbf{z}_e(k) - \mathbf{H}(k)\mathbf{x}_e(k))$ ;  $\mathbf{D}(k)$  и  $\mathbf{D}(k, k-1)$  - матрицы дисперсий ошибок фильтрации и экстраполяции.

Спецификой алгоритма (8)-(14) является процедура формирования вектора экстраполированных значений  $\mathbf{z}_e$  (9), компоненты которого в простейшем случае могут быть получены по следующему правилу [5]

$$z_{zi}(k) = z_i(t_j) + \dot{z}_i \Delta t_j; \quad (15)$$

где

$$z_i(k) = H_i(k)x(k) + \xi_{in}(k)$$

$$\dot{z}_i(k) = \frac{[z_i(k) - z_i(k-1)]}{T_j}; \quad (16)$$

$$D_{\text{ин}} = D_{zj} + \frac{2D_{zj}\Delta t_j^2}{T_j^2}, \quad (17)$$

в котором  $\mathbf{D}_{ei}$  - матрица дисперсий экстраполированных шумов измерений.

Анализ (10)-(14) позволяет сделать следующие заключения.

Рассмотренный алгоритм несколько сложнее классического за счет необходимости вычисления производной  $\dot{z}_i$  (16). При этом, чем больше интервал  $T_j$ , тем выше точность численного формирования  $\dot{z}_i$ .

По сравнению с алгоритмом фильтрации с одновременным приходом измерений алгоритм (10)-(14) имеет худшую потенциальную точность оценивания, обусловленную возрастанием дисперсии шумов измерений (15) за счет ошибок экстраполяции. Причем чем меньше отрезок времени  $\Delta t_j$ , на который экстраполируется измерение, тем выше точность оценивания.

При  $\Delta t_j = 0$ , алгоритм (10)-(14) автоматически переходит в типовой алгоритм линейного оценивания.

Если  $T_j \neq T_{\max}$ , то  $\Delta t_j = \text{var}$ , что приводит к изменениям  $\mathbf{D}_{ei}$  (21), а соответственно и  $\mathbf{K}_\phi$  (10), и к усилению нестационарности процесса оценивания (14) и увеличению времени переходных процессов оценивания.

На основании сформированных когерентных пачек большой длительности, а также алгоритмов, определяющих с высокой точности параметры траекторий космических аппаратов могут быть построены алгоритмы, предназначенные для построения их изображений. При построении радиоизображений объекта задача распадается на две части. Во-первых необходимо выполнить сжатие широкополосного зондирующего сигнала, что позволяет получить разрешение по продольной координате, а, во-вторых, необходимо реализовать получение высокого разрешения по поперечной координате за счет обработки длительного когерентного сигнала. Обе этих процедуры целесообразно выполнять совместно, сочетая их с процедурой автофокусировки, позволяющей компенсировать неточности определения траекторных параметров в области пространства, ограничивающего формируемое радиоизображение. Рассмотрим подробнее алгоритмы получения радиоизображений.

При движении цели со скоростью  $V$  расстояние между РЛС и центром масс цели изменяется во времени, как:

$$R(t_s) = \sqrt{x_1(t_s)^2 + x_2(t_s)^2 + x_3(t_s)^2}, \quad (18)$$

где

$$x_1(t_s) = x_{11} + V \cdot m_{11} \cdot t_s,$$

$$x_2(t_s) = x_{12} + V \cdot m_{21} \cdot t_s,$$

$$x_3(t_s) = x_{13} + V \cdot m_{31} \cdot t_s,$$

$m_{11}, m_{21}, m_{22}$  - косинусы углов вектора скорости цели (косинусы углов оси  $O_{cel}z'_1$  с положительным направлением осей координат  $O_{cel}z'_1, O_{cel}z'_2, O_{cel}z'_3$ ).

Направляющие косинусы линии визирования  $R(t_s)$ , направленной от фазового центра РЛС к центру масс цели и заданной двумя точками  $(0, 0, 0)$  и  $(x_1(t_s), x_2(t_s), x_3(t_s))$ , будут определяться следующими соотношениями:

$$\gamma_1(t_s) = \frac{x_1(t_s)}{R(t_s)}, \gamma_2(t_s) = \frac{x_2(t_s)}{R(t_s)}, \gamma_3(t_s) = \frac{x_3(t_s)}{R(t_s)}. \quad (19)$$

В приближении дальней зоны положение  $j$ -го локального центра рассеяния относительно РЛС предлагается характеризовать расстоянием

$$R(t, j) = R_0(t) + z(t, j), \quad (20)$$

где  $z(t, j) = \mathbf{Z}(j)^T \cdot \mathbf{Q}(t)$  – скалярное произведение двух векторов,  $\mathbf{Q}(t) = \begin{pmatrix} \gamma_1(t) \\ \gamma_2(t) \\ \gamma_3(t) \end{pmatrix}$  – вектор

направляющих косинусов линии визирования,

$$R_0(t) = R(t_s + t). \gamma_1(t) = \gamma_x(t_s + t), \gamma_2(t) = \gamma_y(t_s + t), \gamma_3(t) = \gamma_z(t_s + t).$$

В выражениях (19) и (20) текущее время  $t$  введено относительно опорного времени  $t_s = t_s^*$ , полагая, что в моменты времени  $t_s^* (t = 0)$  и  $t_s^* + T_n (t = T_n)$  цель находится в пределах главного лепестка диаграммы направленности антенны.

Пусть радиолокационная цель аппроксимируется совокупностью независимых изотропно отражающих локальных центров рассеяния, жестко связанных по расстоянию (18). Тогда комплексная амплитуда отраженного сигнала, для каждого из отсчетов когерентной пачки импульсов может быть представлена в следующей форме [6]

$$U(t, f) = \sum_{j=1}^J A_j \cdot \exp\left(i \cdot \left[ 4 \cdot \pi \cdot \frac{f}{c} \cdot R(t, j) + \varphi_j \right]\right) = \exp\left(i \cdot 4 \cdot \pi \cdot \frac{f}{c} \cdot R_0(t)\right) \cdot \sum_{j=1}^J \left( A_j \cdot \exp(i \cdot \varphi_j) \exp\left(i \cdot 4 \cdot \pi \cdot \frac{f}{c} \cdot [\mathbf{Z}(j)^T \cdot \mathbf{Q}(t)]\right) \right), \quad (21)$$

где  $A_j, \varphi_j$  - амплитуда и фаза сигнала, отраженного от  $j$ -го локального центра рассеяния,  $J$  - число локальных центров рассеяния,  $R_0(t)$  - текущее расстояние между РЛС и центром масс объекта.

$R_0(t)$  в формуле (21) можно выразить через ряд Тейлора относительно момента времени

$$t = -\frac{T_n}{2}.$$

$$R'_0(t) \approx R_0\left(\frac{T_n}{2}\right) + \beta \cdot \left(t - \frac{T_n}{2}\right) + \eta \cdot \left(t - \frac{T_n}{2}\right)^2, \quad (22)$$

где  $R_0\left(\frac{T_n}{2}\right)$  - расстояние между РЛС и центром масс цели в момент времени  $t = \frac{T_n}{2}$ ,

$$\left. \frac{dR_0(t)}{dt} \right|_{t=\frac{T_n}{2}} = \beta, \quad \left. \frac{d^2R_0(t)}{dt^2} \right|_{t=\frac{T_n}{2}} = \eta - \text{радиальная скорость и радиальное ускорение цели отно-}$$

сительно РЛС в момент времени  $t = T_n / 2$ .

Для получения дальностного портрета цели принятый сигнал  $U(t, f)$  умножается на опорную функцию, компенсирующую сдвиг радиоизображения из-за смещения центра масс цели при ее движении по траектории [7-12].

$$U_1(t, f) = U(t, f) \cdot \exp\left(-i \cdot 4 \cdot \pi \cdot \frac{f}{c} \cdot R_0(T_n/2)\right). \quad (23)$$

Далее синтез дальностного портрета предлагается свести к преобразованию Фурье [10,11]

$$Rd(t, z_2) = \int_{f_0 - \frac{F}{2}}^{f_0 + \frac{F}{2}} \frac{U_1(t, f)}{F} \cdot \exp\left(-i \cdot 4 \cdot \pi \cdot \frac{f}{c} \cdot z_2\right) df. \quad (24)$$

Функция  $|Rd(t, z_2)|^2$  описывает распределение отражательных характеристик цели по продольной координате в момент времени  $t$ .

Высокое разрешение по азимуту достигается за счет когерентного накопления отраженного от цели сигнала в течение времени синтезирования апертуры. Угловой интервал синтезирования определяется как:

$$\theta_n(t) = \arccos(\psi(t)), \quad (25)$$

где  $\psi(t) = \gamma_1(0) \cdot \gamma_1(t) + \gamma_2(0) \cdot \gamma_2(t) + \gamma_3(0) \cdot \gamma_3(t)$  - косинус угла поворота линии визирования цели за время  $T_n$ .

Для получения азимутального портрета сигнал необходимо умножить на опорную функцию вида

$$h(t, \beta, \eta) = \exp\left(-i \cdot 4 \cdot \pi \cdot \frac{f_0}{c} \cdot (R_0 + \beta \cdot t + \eta \cdot t^2)\right). \quad (26)$$

Она устраняет квадратичное изменение фазы. Далее синтез азимутального портрета был сведен к преобразованию Фурье [7-12]

$$Ra(f_d, \beta, \eta) = \frac{1}{T_n} \cdot \int_{-\frac{T_n}{2}}^{\frac{T_n}{2}} U(t, f_0) \cdot h(t, \beta, \eta) \cdot \exp(-i \cdot f_d \cdot t) dt, \quad (27)$$

где  $f_d$  - доплеровский сдвиг частоты отраженного сигнала.

Функция  $|Ra(f_d, \beta, \eta)|^2$  характеризует распределение отражательных характеристик цели по поперечной координате.

Для построения двумерного радиоизображения предлагается выполнить двумерное преобразование Фурье

$$Rad(z_1, z_2) = \int_{-\frac{T_n}{2}}^{\frac{T_n}{2}} \int_{-\frac{f_0 - F}{2}}^{\frac{f_0 + F}{2}} \frac{U_1(t, f)}{T_n \cdot F} \cdot h(t, \beta, \gamma) \cdot \exp(-i \cdot f_d \cdot t) \cdot \exp\left(-i \cdot 4 \cdot \pi \cdot \frac{f}{c} \cdot z_2\right) df dt. \quad (28)$$

Расчетные алгоритмы предполагают работу с дискретными величинами, поэтому возникает задача записи полученных выражений для радиолокационных изображений в дискретном виде. Исходя из этого, все дальнейшие операции будут выполняться для  $N$  дискретных отсчетов по времени  $t_n$ ,  $n = 0, 1 \dots N - 1$ , следующих с шагом  $\Delta t = \frac{T_n}{N - 1}$  и для

$N_1$  дискретных значений частоты  $f_{n_1}$ ,  $n_1 = 0, 1 \dots N_1 - 1$  в полосе, равной ширине спектра зондирующего сигнала  $F$  с интервалом  $\Delta f = \frac{F}{N_1 - 1}$ .

Вектор расстояний между РЛС и локальным центром рассеяния будет определяться следующим образом

$$RO_n = R_0(t_n + t_s) = \sqrt{x_1(t_n + t_s)^2 + x_2(t_n + t_s)^2 + x_3(t_n + t_s)^2} = \sqrt{(x_{11} + V \cdot m_{11} \cdot (t_n + t_s))^2 + (x_{12} + V \cdot m_{21} \cdot (t_n + t_s))^2 + (x_{13} + V \cdot m_{31} \cdot (t_n + t_s))^2}, \quad (29)$$

а значения косинусов углов вектора скорости цели

$$\begin{aligned} \gamma_{1n} = \gamma_1(t_n + t_s) &= \frac{x_1(t_n + t_s)}{RO_n} = \frac{(x_{11} + V \cdot m_{11} \cdot (t_n + t_s))}{RO_n}, \\ \gamma_{2n} = \gamma_2(t_n + t_s) &= \frac{x_2(t_n + t_s)}{RO_n} = \frac{(x_{12} + V \cdot m_{21} \cdot (t_n + t_s))}{RO_n}, \\ \gamma_{3n} = \gamma_3(t_n + t_s) &= \frac{x_3(t_n + t_s)}{RO_n} = \frac{(x_{13} + V \cdot m_{31} \cdot (t_n + t_s))}{RO_n}. \end{aligned} \quad (30)$$

Тогда, подставляя формулы (29) и (30) в (19) можно записать в дискретном виде итоговое выражение для отсчетов сигнала, отраженного от объекта, аппроксимируемого совокупностью локальных центров рассеяния

$$U_{n,n_1} = \exp\left(i \cdot 4 \cdot \pi \cdot \frac{f_{n_1}}{c} \cdot R0_n\right) \cdot \sum_{j=1}^J \left( A_j \cdot \exp(i \cdot \varphi_j) \cdot \exp\left(i \cdot 4 \cdot \pi \cdot \frac{f_n}{c} \cdot \left[ \begin{matrix} z'_{1j} & z'_{2j} & z'_{3j} \end{matrix} \cdot \begin{pmatrix} \gamma_{1n} \\ \gamma_{2n} \\ \gamma_{3n} \end{pmatrix} \right] \right) \right). \quad (31)$$

Выражение (31) представляет собой двумерную матрицу, по столбцам которой приведены дискреты комплексной огибающей отраженного от объекта сигнала по частоте  $f_{n_1}$  в полосе F, а по строкам – отсчеты по времени  $t_n$  в интервале синтезирования  $T_n$ .

Выражение для дальностного портрета в дискретном виде для фиксированного момента времени  $t_{n=const}$  будет иметь вид

$$Rd_{n=const,n_1} = \sqrt{N_1 - 1} \Delta f \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \left[ \frac{U_{n=const,n_1}}{F} \cdot \exp\left(-i \cdot 4 \cdot \pi \cdot \frac{f_{n_1}}{c} \cdot \delta_r \cdot n_1\right) \right]. \quad (32)$$

Выражение для азимутального портрета в дискретном виде для фиксированного значения частоты  $f_{n_1=const}$

$$Ra_{n,n_1=const} = \sqrt{N - 1} \Delta t \sum_{n=0}^{N-1} \left[ \frac{U_{n,n_1=const}}{T} \cdot h(t_n, \beta, \eta) \cdot \exp(-i \cdot 4 \cdot \pi \cdot f_d \cdot t_n \cdot \delta_a \cdot n) \right]. \quad (33)$$

Выражение для двумерного радиолокационного изображения в дискретном виде [9]

$$Rad = \Delta f \cdot \Delta t \cdot N \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \left[ \frac{U_{n,n_1}}{T \cdot F} \cdot h(t_n, \beta', \eta') \cdot \exp(-i \cdot 4 \cdot \pi \cdot f_d \cdot \delta_a \cdot n) \cdot \exp\left(-i \cdot 4 \cdot \pi \cdot \frac{f_{n_1}}{c} \cdot \delta_r \cdot n_1\right) \right]. \quad (34)$$

На качество получаемых радиоизображений большое влияние оказывает точность измерения параметров движения цели  $R_0$ ,  $\beta$  и  $\eta$ . Ошибка измерения радиальной скорости  $\beta$ , вызывающая линейный набег фазы  $\varphi_n = \left(\frac{4\pi}{\lambda}\right) \cdot \beta \cdot t$ , является причиной сдвига радиолокационного изображения по поперечной координате. Ошибка измерения радиального ускорения  $\eta$ , вызывающего квадратичный набег фазы, приводит к расфокусировке радиолокационного изображения. Поэтому необходимо осуществлять дополнительную процедуру оценки параметров движения цели. Существует множество методов, решающих данную задачу. Одним из них является метод, рассмотренный выше при устранении фазовых сдвигов, возникающих при формировании когерентных пачек большой длительности.

Рассмотренные в статье основные алгоритмы, связанные с математическим обеспечением сопровождения космических аппаратов радиолокационными средствами, позволяющими построить их изображение иллюстрируют возможности и основные подходы, решаемые в таких системах. Все алгоритмы прошли проверку в составе радиолокационной станции построения радиоизображений космических аппаратов РЛС РВ МГТУ.

Литература:

1. Нефедов С.И., Крючков И.В., Коротеев Д.Е. Особенности проекта миллиметровой радиолокационной системы радиовидения космических аппаратов // Вестник МГТУ. Сер. Приборостроение. 2009. Спец. выпуск. С. 48 – 52.
2. Вопросы перспективной радиолокации. Коллективная монография / Под ред. А.В. Соколова. // Перспективы повышения эффективности метровых РЛС при использовании длительного когерентного накопления (по результатам экспериментальных исследований) / С.И. Нефедов [и др.]. М.: Радиотехника, 2003. С. 49 - 63.
3. Федоров И.Б., Слукин Г.П., Нефедов С.И. Перспективы применения технологии длительного когерентного накопления в обзорных радиолокационных станциях // Вестник МГТУ. Сер. Приборостроение. 2005. Спец. выпуск. С. 112- 132.
4. Когерентно-импульсная радиолокационная станция: А.с. на полезную модель 27713 РФ / С.И. Нефедов [и др.] // 7 G 01 S 13/52.
5. Алгоритм фильтрации в комплексной радиолокационно-оптической системе с прогнозом одновременно приходящих измерений / В.И. Меркулов [и др.] // Научные технологии. 2008 .№ 2, т. 9.
6. Орлов В.М., Шустиков В.Ю., Нефедов С.И. Моделирование инверсно синтезированных радиолокационных изображений движущихся объектов на основе фацетных моделей // Антенны. 2005. Вып 10 (101). С. 69 – 75.
7. Моделирование алгоритма построения радиоизображений высокого разрешения целей для наземной когерентной РЛС / В.М. Орлов [и др.] // Радиолокация и связь. 2009. №7. С. 47-56.
8. Шустиков В.Ю., Юсова Ю.С. Моделирование инверсно-синтезированных радиолокационных изображений на основе точечных и фацетных моделей // Сб. докл. XIV международной конф. по спиновой электронике и гировекторной электродинамике. М. 2005-2006. С. 205 - 206.
9. Нефедов С.И., Шустиков В.Ю., Юсова Ю.С. Моделирование алгоритма построения радиоизображений высокого разрешения прямолинейно движущихся целей для наземной РЛС // Радиолокация и связь - перспективные технологии: Тез. докл. VI молодежной научно-технической конф. М. 2008. С.45.
10. Юсова Ю.С., Шустиков В.Ю., Нефедов С.И. Оценка эффективности широкополосной радиолокационной станции при обнаружении целей со сниженной заметностью // Радиолокация, навигация, связь: Труды XIV международной научно-технической конф. Воронеж. 2008. Т. 3. С. 1810 - 1816.

11. Орлов В.М., Шустиков В.Ю., Юсова Ю.С. Разработка и анализ алгоритма построения радиоизображений целей для наземной когерентной радиолокационной станции // Вестник МГТУ. Сер. Приборостроение. Спец. выпуск. 2009. С.116-123.
12. Орлов В.М., Шустиков В.Ю., Нефедова Ю.С. Алгоритм построения радиоизображений искусственных спутников Земли в наземной РЛС // Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А.С. Попова. М. 2009. Вып. 3. С. 191 – 194.

## Special features of dataware for radars with spacecraft tracking system

**77-30569/250937**

# 11, November 2011

Slukin G.P., Nefedov S.I., Лаговниер А.А., Noniashvili M.I.

Bauman Moscow State Technical University

[nefedov@bmstu.ru](mailto:nefedov@bmstu.ru)

[woonmstu@gmail.com](mailto:woonmstu@gmail.com)

[min-st-1986@mail.ru](mailto:min-st-1986@mail.ru)

Generalized algorithms of data processing in radars with spacecraft tracking system were considered in this article. The stage-by-stage approach to data processing and algorithms for detecting and tracking of targets were considered by the example of radar system with millimeter-wave band, designed to take radar pictures of spacecrafts. The choice of probing signals for considered radar system was determined.

---

Publications with keywords: [radar](#), [algorithm](#), [the space object tracking](#), [isar image](#)

Publications with words: [radar](#), [algorithm](#), [the space object tracking](#), [isar image](#)

---

### Reference:

- 1.Nefedov S.I., Kriuchkov I.V., Koroteev D.E., Vestnik MGTU. Ser. Priborostroenie - Bulletin of BMSTU. Ser. Instrumentation Special issue (2009) 48-52.
- 2.S.I. Nefedov., et al., in: A.V. Sokolov (Ed.), Questions of a perspective radar-location. The collective monography, Moscow, Radiotekhnika, 2003, pp. 49-63.
- 3.Fedorov I.B., Slukin G.P., Nefedov S.I., Vestnik MGTU. Ser. Priborostroenie - Bulletin of BMSTU. Ser. Instrumentation Special issue (2005) 112- 132.
- 4.S.I. Nefedov, et al., The copyright certificate on useful model 27713 RF, 7 G 01 S 13/52.
- 5.V.I. Merkulov, et al., Naukoemkie tekhnologii 2 (2008) 9.
- 6.Orlov V.M., Shustikov V.Iu., Nefedov S.I., Antenny 101 (10) (2005) 69 – 75.
- 7.V.M. Orlov, et al., Radiolokatsiia i sviaz' 7 (2009) 47-56.
- 8.Shustikov V.Iu., Iusova Iu.S., in: Proc. of the XIV international conference on spin electronics and vectorial electrodynamics, Moscow, 2005-2006, pp. 205 - 206.

9. Nefedov S.I., Shustikov V.Iu., Iusova Iu.S., in: Proc. of The VI youth scientific and technical conference on Radar and communications - promising technology, Moscow, 2008, p. 45.
10. Iusova Iu.S., Shustikov V.Iu., Nefedov S.I., in: Proceedings of XIV international scientific and technical conference on Radiolocation, Navigation and Communication, Voronezh, Vol.3, 2008, pp. 1810-1816.
11. Orlov V.M., Shustikov V.Iu., Iusova Iu.S., Vestnik MGTU. Ser. Priborostroenie - Bulletin of BMSTU. Ser. Instrumentation Special issue (2009) 116-123.
12. Orlov V.M., Shustikov V.Iu., Nefedova Iu.S., Trudy Rossiiskogo nauchno-tekhnicheskogo obshchestva radiotekhniki, elektroniki i sviazi imeni A.S. Popova, Moscow 3 (2009) 191 – 194.