

Математическая модель радиолокатора с обращенной синтезированной апертурой. 1. Постановка задачи. Режим обнаружения

В. Н. Кочин

*Радиоастрономический институт НАН Украины,
ул. Краснознаменная, 4, г. Харьков, 61002, Украина
E-mail: kochin@rian.kharkov.ua*

Статья поступила в редакцию 6 марта 2008 г., после переработки 5 июня 2009 г.

Изложены основные принципы построения радиолокатора с обращенной синтезированной апертурой и проанализирована возможность использования антенной системы радиотелескопа РТ-22 (Крым, Симеиз) для обнаружения целей на околоземных орбитах на расстояниях от 300 до 4000 км и определения параметров их поступательного движения при заданных основных характеристиках приемно-передающей системы.

Введение

За полвека космической деятельности человека в ближнем космическом пространстве (на высотах от 200 до 40000 км) накопилось большое количество космических аппаратов, последних ступеней ракет-носителей и разгонных блоков, операционных элементов, фрагментов разрушений и твердых частиц топлива. Наблюдается постоянный рост числа каталогизированных объектов. По некоторым оценкам число объектов размером более 1 см составляет в настоящее время примерно 250000 [1, 2].

Наряду с объектами указанного выше размера образовалось большое количество более мелких. Эксперименты показали, что число мелких объектов резко увеличивается по мере уменьшения их размеров.

В связи с этим актуальность задачи обеспечения безопасности космических полетов в условиях техногенного загрязнения околоземного космического пространства, а также снижения опасности для объектов на Земле при неконтролируемом вхождении космических объектов в плотные слои атмо-

сферы и их падении на Землю стремительно растет [3].

Проблема космического мусора – это важная глобальная проблема, которая решается международным сообществом. В развитых странах проводятся контактные и дистанционные (радиолокационные и оптические) измерения параметров частиц космического мусора, создаются различные модели его распространенности, исследуются метеоритные потоки, разрабатываются стандарты по производству космической техники, обеспечивающие минимизацию загрязнения космического пространства. Одним из направлений этой деятельности является каталогизирование частиц космического мусора размером в несколько сантиметров и более.

Обнаружение и распознавание целей на больших высотах требует мощных высокочувствительных радаров. Тем не менее использование даже самых чувствительных радаров, таких, как система FGAN-FHP (очень мощный узкополосный следающий радар, работающий в L-диапазоне, с 34-метровой параболической антенной) [4, 5], не позволяет обнаружить высоко летящие цели с помощью оди-

ночного отраженного сигнала. Для улучшения отношения сигнал/шум (SNR), как правило, используется метод когерентной многоимпульсной обработки [5].

Построение радиолокационных изображений движущихся объектов осуществляется с помощью радаров с инверсной (обращенной) синтезированной апертурой (ISAR). Традиционные ISAR – это когерентные радары, которые используют принцип дальность–частота Допплера для получения радиолокационного изображения объекта с требуемым разрешением. Украина имеет ряд высокоэффективных радиоастрономических антенных систем, например, РТ-70 (Евпатория) или РТ-22 (Симеиз), которые могли бы быть использованы для обнаружения и распознавания объектов, находящихся в околоземном пространстве, в том числе и космического мусора, при соответствующей модернизации приемно-передающей системы.

Цель настоящей работы – построение математической модели радиолокатора с обращенной синтезированной апертурой для получения изображений движущихся объектов и анализ ее работы в режиме обнаружения.

Постановка задачи

Математическая модель радиолокатора будет строиться, исходя из технических требований к приемно-передающей аппаратуре, приведенных в таблице.

Эффективная площадь антенны $S_{eff} = 240 \text{ м}^2$ соответствует эффективной площади антенной системы радиотелескопа РТ-22 на длине волны 2.18 см.

Основная задача системы формирования изображений в координатах дальность–частота Допплера состоит в том, чтобы оценить относительную отражательную способность ансамбля рассеивателей. Принцип дальность–частота Допплера подразумевает, что соответствующий сигнал излучается, а отраженный сигнал обрабатывается, чтобы определить дальность и радиальную (лучевую) скорость каждого отражающего элемента объекта. Наличие градиента радиальной скорости у вращающегося объекта позволяет получить изображение путем увязки запаздывания по времени и доплеровской частоты с каждой точкой на объекте [6-9].

Высокая разрешающая способность по дальности достигается путем излучения сиг-

Таблица.

Дальность действия радиолокатора, км	300 ÷ 4000
Минимальное радиолокационное сечение рассеяния, которое определяется на максимальной дальности при накоплении сигнала в течение 10 с, м^2	0.5
Пространственная разрешающая способность на расстоянии 500 км, м	0.5
Несущая частота (длина волны) $f_c (\lambda)$, ГГц	13.75 (2.18 см)
Импульсная мощность передатчика (с учетом сжатия импульсов), кВт	300
Импульсная мощность передатчика, Вт	100
Коэффициент шума приемника NF_0 , дБ	2.5
Общие потери системы L , дБ	5
Эффективная площадь антенны S_{eff} , м^2	240
Ширина лепестка диаграммы направленности антенной системы РТ-22 по половинной мощности $\Theta_{0.5}$, угловые минуты	3.6

нала, который имеет широкую частотную полосу β . Чтобы получить разрешение по дальности $\Delta_s = 0.5$ м, эффективная длительность импульса должна быть не более

$$\tau = \frac{2\Delta_s}{c} = \frac{1}{3} \cdot 10^{-8} \text{ с.}$$

Тогда при использовании импульсов с линейной модуляцией частоты (ЛЧМ-импульсов) ширина полосы частот излучаемого сигнала должна быть не менее [9]

$$\beta = \frac{1}{\tau} = 300 \text{ МГц.}$$

При этом длительность импульсов T_1 будет определяться коэффициентом сжатия импульсов по времени $k_{\text{сж}} = \beta T_1$, который в нашем случае равен 10^3 . В результате получим длительность импульса равную $T_1 = 10$ мкс.

Допплеровское частотное разрешение и, следовательно, разрешающая способность в поперечном к линии прямой видимости направлении Δ_{cr} обратно пропорциональны интервалу времени когерентного интегрирования [8, 9],

$$\Delta_{cr} = \frac{\lambda}{2\vartheta},$$

где ϑ – угол поворота объекта в течение времени когерентной обработки T_c в плоскости, в которой находится линия прямой видимости радара (RLOS). Следовательно, высокая разрешающая способность в поперечном направлении подразумевает когерентную обработку на больших интервалах изменения ϑ . Это означает, что в течение временного интервала обработки, необходимого для достижения требуемой разрешающей способности Δ_{cr} , точки на вращающемся объекте могут переместиться через несколько элементов разрешения, т. е. дальность и доплеровская частота отдельного точечного рассеивателя могут

очень сильно измениться. Поэтому обычное измерение времени задержки и анализ доплеровской частоты приведут к формированию ухудшенного изображения при большом интервале обработки изображения [5].

Чтобы исследовать проблему более подробно, будем рассматривать случай радара с линейной частотной модуляцией импульса [8, 9]. Это означает, что радар передает последовательность импульсов вида

$$s_{ir}(n, t) = A(t - nT_2) \exp \left\{ j2\pi \left[f_c t + \frac{\gamma}{2} (t - nT_2)^2 \right] \right\},$$

$$n = 0, 1, \dots, N_p - 1,$$

где $A(t)$ – амплитудный коэффициент каждого импульса, $\gamma = \beta/T_1$ – коэффициент частотной модуляции, T_2 – период повторения импульсов, N_p – число импульсов в последовательности.

Для того чтобы облегчить математический анализ рассматриваемой задачи, далее принимается упрощенная модель цели в виде гантели (рис. 1) [5]. Цель состоит из двух точечных рассеивателей, разнесенных на рас-

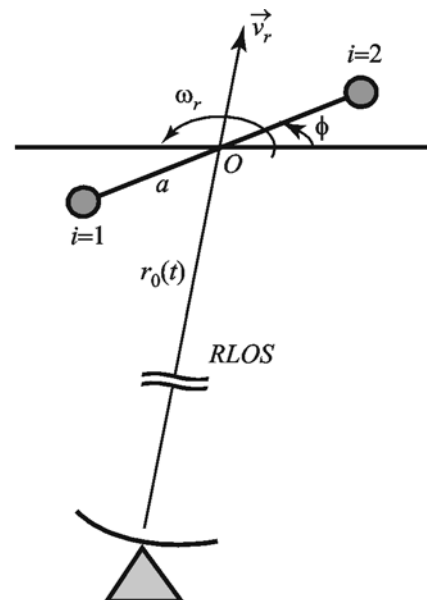


Рис. 1. Упрощенная модель радиолокационной цели

стояние $2a$ и вращающихся вокруг своего центра масс с постоянной угловой скоростью ω_r в плоскости, содержащей линию прямой видимости радара. Коэффициенты отражения рассеивателей равны σ_1 и σ_2 соответственно.

Помимо вращения, цель совершает радиальное движение с начальной скоростью v_r и постоянным ускорением a_r таким образом, что положение центра масс цели во времени задается следующим уравнением:

$$r_0(t) = r_{00} + v_r t + \frac{1}{2} a_r t^2,$$

где r_{00} – положение цели в момент времени $t = 0$, которое в нашем случае будет началом времени радиолокационного наблюдения. Так как $r_{00} \gg a$, то фазу отраженного сигнала от i -го рассеивающего центра можно оценить как

$$\Phi(t) = \frac{2\pi}{\lambda} 2r_i(t) \approx \frac{4\pi}{\lambda} \left[r_0(t) + (-1)^i a \sin(\omega_r t) \right],$$

$$i = 1, 2 \quad (1)$$

где $r_i(t)$ – расстояние до i -го рассеивающего центра. Продифференцировав по времени (1), получим выражение для частоты Доплера в следующем виде:

$$f_{Di} = \frac{2}{\lambda} \left[v_r + a_r t + (-1)^i a \omega_r \cos(\omega_r t) \right], \quad i = 1, 2. \quad (2)$$

Несмотря на сильное упрощение, данная модель может быть применена в большинстве случаев, если параметр $2a$ совпадает с максимальными размерами реальной цели [5].

Таким образом, путем анализа отраженного сигнала радара в терминах времени задержки и доплеровской частоты (2), может быть рассчитана позиция i -й рассеивающей точки. Для этого необходимо знать:

– расстояние до центра вращения объекта $r_0(t)$;

– доплеровскую частоту центра масс объекта $f_D = (2/\lambda)(dr_0(t)/dt)$ (или скорость изменения дальности);

– скорость вращения ω_r объекта относительно собственного центра масс.

Это и составляет обычную дальностно-доплеровскую процедуру формирования радиолокационных изображений.

В реальных сценариях ISAR отображаемая цель часто выполняет сложные маневры, и поступательное движение цели может быть представлено в виде поступательного перемещения вдоль линии прямой видимости (в радиальном направлении) и движения в поперечном направлении. Кроме того, цель может совершать и вращательное движение, и только вращательное движение вносит вклад в построение изображения, тогда как поступательное перемещение в радиальном направлении должно быть точно определено и компенсировано [6-9]. Поступательное движение в поперечном направлении приводит к ракурсному повороту цели и, таким образом, влияет на построение изображения. Во многих случаях остаточная погрешность, после того как выполнена компенсация поступательного перемещения, должна иметь порядок доли рабочей длины волны, иначе она сильно ухудшит конечное изображение. Поэтому точная компенсация поступательного перемещения целей в радиальном направлении – фундаментальное требование при работе ISAR.

В некоторых случаях, например, при распознавании таких космических объектов, как искусственные спутники Земли, Луна, планеты Солнечной системы, параметры их поступательного движения известны. Для других целей, например, космического мусора, самолетов, кораблей, точных данных об их поступательном движении нет.

Большинство методов оценки скорости вращения зависят от априорного знания ее значения либо используют анализ периодичностей в уровне радиолокационного сигнала.

Рассмотрим цель, движущуюся по околоземной круговой орбите. Для простоты будем считать, что точка наблюдения лежит в плоскости орбиты (см. рис. 2). Расстояние от радиолокатора до центра вращения цели равно

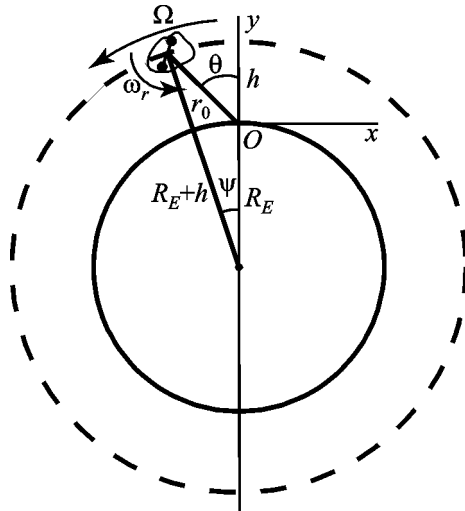


Рис. 2. Схема движения цели по околоземной орбите

$$r_0(t) = \sqrt{R_E^2 + (R_E + h)^2 - 2R_E(R_E + h)\cos(\Omega t + \Psi_0)},$$

где $R_E = 6378$ км – средний радиус Земли, h – высота орбиты над уровнем Земли, Ω – угловая скорость движения цели по орбите, Ψ_0 – геоцентрический угол положения цели в начальный момент времени относительно направления на точку расположения радиолокатора. Скорость цели, движущейся по околоземной орбите на высоте h ,

$$v_h = v_{1s} \sqrt{\frac{R_E}{R_E + h}},$$

где $v_{1s} = 7.91$ км/с – первая космическая скорость у поверхности Земли [10]. Соответствующая угловая скорость вращения цели вокруг Земли равна

$$\Omega = \frac{v_h}{R_E + h}.$$

Сигнал, отраженный от i -го точечного источника ($i = 1, 2$), имеет вид

$$s_r(n, t) = \tilde{\sigma}_i s_{tr} \left(n, t - \frac{2r_i(t)}{c} \right),$$

где коэффициент усиления антенны и изменение амплитуды сигнала при его распространении туда и обратно включены в $\tilde{\sigma}_i$. Полученный сигнал демодулируется путем смешивания его с опорным сигналом вида

$$s_{ref}(n, t) = \exp \left\{ -j2\pi \left[f_c \left(t - \frac{2r_0(t)}{c} \right) + \frac{\gamma}{2} \left(t - nT_2 - \frac{2r_0(t)}{c} \right)^2 \right] \right\}, \quad (3)$$

который является точной копией переданного сигнала с задержкой на $2r_0(t)/c$. В результате такой операции спектр отраженного сигнала сдвигается в область видеочастот, проводится удаление из дальнейшего рассмотрения изменяющегося расстояния между радаром и целью, т. е. коррекция поступательного движения цели. Выражение для n -го импульса результирующего видеосигнала от соответствующего отражающего элемента имеет вид

$$s_i(n, t) = \tilde{\sigma}_i a(\hat{t}) \exp \left[j2\pi \left(\frac{2}{\lambda} + \frac{2\gamma \hat{t}}{c} \right) \hat{r} \right], \quad i = 1, 2, \quad (4)$$

где

$$\hat{t} = t - nT_2 - 2r_0(t)/c, \quad \hat{r} = r_i(t) - r_0(t).$$

В формуле (4) постоянные фазовые коэффициенты опущены, а продолжительность переданного импульса принята $T_1 \gg 2\hat{r}/c$. Сложение $s_i(n, t)$ от всех отражающих точек приводит к выражению для полного видеопулса, соответствующая обработка которого даст оценку $\tilde{\sigma}_i$ ($i = 1, 2$).

Таким образом, прежде чем перейти к построению радиолокационного изображения объекта, необходимо определить параметры его поступательного движения (расстояние до объекта и радиальную составляющую скорости). Следовательно, в работе рассматриваемой в статье радиолокационной станции можно выделить два режима: режим обнаружения и определения параметров поступательного движения и режим построения радиолокационного изображения.

Режим обнаружения цели

Основной задачей данного режима работы радиолокатора, помимо обнаружения целей, находящихся в пределах луча антенной системы, является определение параметров поступательного движения объекта, радиолокационное изображение которого необходимо построить.

Для увеличения энергетического потенциала станции в этом режиме предполагается использовать процедуру сжатия импульсов.

Поскольку использование даже самых чувствительных радаров не позволяет обнаружить высоко летящие цели с помощью одиночного отраженного сигнала, для увеличения SNR необходимо когерентное накопление N_p последовательных откликов (под когерентным накоплением подразумевается применение быстрого преобразования Фурье в каждом строке дальности). При этом SNR увеличится в N_p раз и будет равно $N_p (S/N)_1$, где $(S/N)_1$ – SNR на входе приемной системы для одиночного отклика. В результате получаем условие для числа когерентно суммируемых импульсов, необходимое для обнаружения сигнала на входе приемной системы [5]:

$$N_p \geq \frac{(S/N)_d}{(S/N)_1}, \quad (5)$$

где $(S/N)_d$ – SNR одного или последовательности когерентно суммируемых импульсов со случайной начальной фазой, которое необходимо, чтобы декларировать обнаружение

сигнала на входе приемной системы с заданными вероятностью обнаружения P_d и вероятностью ложного обнаружения P_{fd} [11],

$$(S/N)_d = 10 \lg \left\{ 2 \left[\sqrt{\ln(1/P_{fd})} + \sqrt{\ln(1/(1-P_d))} - 1.4 \right]^2 \right\}. \quad (6)$$

При этом необходимо учитывать средние потери при обработке сигнала (например, разброс строки дальности, потери согласованного фильтра и т. п.) [11].

Возможное SNR для одиночного импульса $(S/N)_1$ рассчитывается из основного уравнения радиолокации для высокочувствительных радаров [9]:

$$(S/N)_1 = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \bar{\sigma}}{(4\pi)^3 k T_s \beta_s R^4 L}, \quad (7)$$

где P_t – импульсная мощность передатчика с учетом сжатия импульсов, G – коэффициент усиления антенны, $\bar{\sigma}$ – среднее радиолокационное сечение рассеяния объекта, $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана, T_s – температура шумов приемника, β_s – полоса частот шумов приемника, R – расстояние до цели. Коэффициент усиления антенны определяется эффективной площадью антенны S_{eff} для заданной длины волны и равен

$$G = \frac{4\pi S_{eff}}{\lambda^2}. \quad (8)$$

При средней температуре окружающей среды 290 К и заданном коэффициенте шума приемника $NF_0 = 2.5$ дБ шумовая температура приемника $T_s = 515.7$ К. Полосу шумов приемника будем считать равной удвоенной ширине полосы частот излучаемого ЛЧМ-сигнала, т. е. 600 МГц. Таким образом, подставив в уравнение (7) значения входящих в него величин,

с учетом (8) получим выражение для $(S/N)_1$ для произвольного значения радиолокационного сечения рассеяния цели, находящейся на расстоянии R от радара в свободном пространстве,

$$(S/N)_1 = 7.141 \cdot 10^{18} P_t \frac{\bar{\sigma}}{R^4} \quad (9)$$

или

$$W_1 = 10 \lg(S/N)_1 = 178.537 + 10 \lg(P_t) + 10 \lg(\bar{\sigma}) - 40 \lg(R) \quad (\text{в децибелах}).$$

Так, для минимального радиолокационного сечения рассеяния ($\bar{\sigma} = 0.5 \text{ м}^2$) на расстоянии $R = 300 \text{ км}$ (в свободном пространстве) и импульсной мощности передатчика $P_t = 300 \text{ кВт}$ получим $W_1 = 11.21 \text{ дБ}$. Для максимального расстояния в 4000 км имеем $W_1 = -33.78 \text{ дБ}$. SNR для последовательности когерентно суммируемых импульсов (со случайной фазой) с вероятностью обнаружения сигнала на входе приемной системы $P_d = 0.9$ и вероятностью ложного обнаружения $P_{fd} = 0.01$ (с учетом средних потерь при обработке), согласно (6) равно $W_d = 12.8263 \text{ дБ}$. В результате получаем условие (формула (5)) для числа когерентно суммируемых импульсов, которые необходимы для обнаружения на входе приемной системы сигнала, отраженного от цели с радиолокационным сечением рассеяния $\bar{\sigma} = 0.5 \text{ м}^2$, находящейся на расстоянии 4000 км :

$$N_p > 45818.$$

На рис. 3 приведен график зависимости числа импульсов, необходимых для обнаружения целей с различными радиолокационными сечениями рассеяния, от расстояния до цели при импульсной мощности передатчика $P_t = 300 \text{ кВт}$.

Для однозначного определения дальности необходимо, чтобы период следования импульсов удовлетворял условию

$$T_2 > 2d_{\max}/c + T_1 \approx 0.02668 \text{ с},$$

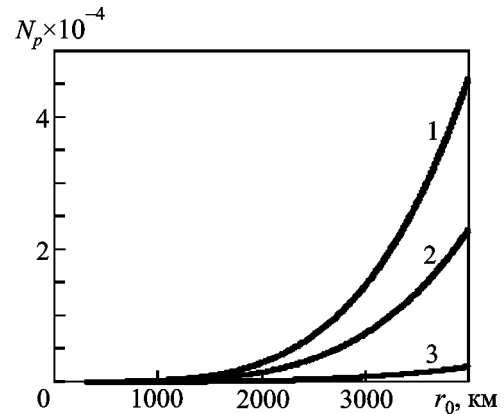


Рис. 3. Зависимость числа импульсов N_p , необходимых для обнаружения целей с различными радиолокационными сечениями рассеяния, от расстояния до цели при заданной импульсной мощности: кривая 1 — $\bar{\sigma} = 0.5 \text{ м}^2$, кривая 2 — $\bar{\sigma} = 1 \text{ м}^2$, кривая 3 — $\bar{\sigma} = 10 \text{ м}^2$

где $d_{\max} = 4000 \text{ км}$. При этом частота следования импульсов в серии $f_p \leq 1/T_2$ будет такой, что сигнал, отраженный от объекта, который находится на максимальном удалении, будет принят в промежутке между соседними импульсами. В этом случае время накопления будет определяться числом импульсов $N_p T_2$, необходимых для обнаружения цели. Например, для обнаружения и однозначного определения дальности цели с $\bar{\sigma} = 10 \text{ м}^2$, движущейся на расстоянии 4000 км от антенны, с указанными выше вероятностью обнаружения и вероятностью ложного обнаружения необходимое время накопления будет превышать 61 с , что невозможно без поворота антенны. Электрический привод антенной системы РТ-22 позволяет отслеживать цели в автоматическом и полуавтоматическом режимах со скоростью до $150^\circ/\text{с}$ [12], чего явно недостаточно для слежения за объектами, летящими с первой космической скоростью на рассматриваемых в работе высотах. Следовательно, время накопления сигнала в режиме обнаружения, как и в режиме построения изображения, ограничено временем, в течение которого объект находится в пределах основного лепестка диаграммы направленности антенной системы РТ-22.

Нетрудно показать, что геоцентрический угол положения цели на орбите ψ можно выразить через угол наблюдения цели θ в системе координат, связанной с точкой наблюдения, (см. рис. 2) с помощью следующего выражения:

$$\psi = \arccos \left\{ R_E \times \left[\sin^2 \theta + \cos \theta \sqrt{\frac{(R_E + h)^2}{R_E^2} - \sin^2 \theta} \right] (R_E + h)^{-1} \right\}. \quad (10)$$

Поскольку время накопления сигнала T_c ограничено временем нахождения цели в пределах основного лепестка диаграммы направленности антенны, угловое положение цели за этот период в системе координат, связанной с точкой наблюдения, изменится от θ_0 до $\theta_0 + \Theta_{0.5}$. При этом угловое положение цели в геоцентрической системе координат изменится от ψ_0 до ψ_c соответственно. Следовательно, время когерентного накопления сигнала (или время когерентного интегрирования) можно рассчитать по формуле

$$T_c = \frac{(R_E + h)(\psi_c - \psi_0)}{v_h}, \quad (11)$$

где $(R_E + h)(\psi_c - \psi_0)$ – длина дуги орбиты цели в пределах области, освещаемой антенной системой. Таким образом, задав высоту орбиты цели над уровнем Земли h и угол наблюдения в начальный момент времени θ_0 , с помощью формул (10) и (11) можно рассчитать время накопления сигнала. Так, при $h = 3915$ км и $\theta_0 = 15^\circ$ время накопления сигнала будет равно $T_c = 0.67539$ с. При этом расстояние до центра вращения цели будет изменяться в пределах от 3999.093 до 3999.769 км. Таким образом, при работе в режиме обнаружения объекта, находящегося на максимальном удалении, за время накопления можно принять не более 25 импульсов с частотой повторения, необходимой для однозначного определения

дальности. Этого явно недостаточно для обнаружения цели с радиолокационным сечением рассеяния 10 м^2 на таком расстоянии.

Следовательно, для обнаружения целей, находящихся на рассматриваемых в работе удалениях от антенны, необходимо увеличить число импульсов, интегрируемых в течение времени когерентного накопления, т. е. увеличить частоту следования импульсов f_p . При этом возникает неоднозначность определения дальности, одним из способов устранения которой является использование импульсов с внутриимпульсной модуляцией частоты [13].

Оценим частоту повторения и радиолокационное сечение рассеяния цели, необходимые для обнаружения при условии, что цель находится на максимальном удалении. Минимальный период повторения импульсов может быть вычислен по формуле

$$T_2 = 2T_1 + \frac{2(r_{\max} - r_{\min})}{c} + \frac{4a_{\max}}{c} + 2T_{RT},$$

где r_{\max} и r_{\min} – максимальное и минимальное расстояния до центра вращения цели за время накопления сигнала; a_{\max} – максимальное расстояние от центра вращения цели до отражающей точки; T_{RT} – время, необходимое для переключения между режимами передачи и приема. Тогда для приведенных выше параметров движения цели ($h = 3915$ км, $\theta_0 = 15^\circ$) при $a_{\max} = 9$ м и длительности импульса $T_1 = 10$ мкс получим период повторения импульсов $T_2 \approx 24.79$ мкс ($T_{RT} = 10^{-7}$ с). Частота повторения импульсов в этом случае будет равна 40.34 кГц. При таком значении частоты повторения импульсов от цели, находящейся на максимальном удалении от антенны, за время, в течение которого цель находится в пределах главного лепестка диаграммы направленности антенной системы, можно накопить порядка 27350 импульсов. Как следует из графика, приведенного на рис. 3, в этом случае моделируемая радиолокационная станция может обнаруживать цели с радиолокационным сечением рассеяния от 1 м^2 и более, находящиеся на максимальном удалении от антенны, с указанными выше вероятностями обнаружения.

Использование высоких частот следования импульсов может привести к частичному или полному совпадению во времени излучаемого и отраженного импульсов. Ограничение при выборе частоты следования импульсов может быть записано в следующем виде [14]:

$$\begin{aligned} \text{Frac}(2r_{\min}f_p/c)/f_p &> T_1 + T_{RT}, \\ \text{Frac}(2r_{\max}f_p/c)/f_p &< 1/f_p - T_{RT}, \\ \text{Int}(2r_{\max}f_p/c) &= \text{Int}(2r_{\min}f_p/c), \end{aligned} \quad (12)$$

где Frac и Int – дробная и целая части соответствующих аргументов.

Как было отмечено выше, использование импульсов с внутриимпульсной линейной модуляцией частоты в режиме обнаружения дает возможность определить расстояние до цели с точностью 0.5 м. Вторым параметром, который необходимо оценить в режиме обнаружения, – это радиальная скорость цели относительно точки наблюдения (или доплеровская частота). Для однозначного определения радиальной скорости необходимо выполнение следующего условия [11]:

$$f_p > 2f_D,$$

где f_D – доплеровский центроид цели. На рис. 4 приведена зависимость величины доплеровского центроида от угла наблюдения θ для различных значений высоты орбиты над уровнем Земли. Как следует из графика, только при $\theta \leq 7^\circ$ и $h = 3900$ км доплеровский центроид цели не превышает 20 кГц. Выше было показано, что максимальная частота повторения импульсов не может превышать 40.34 кГц. Таким образом, оценить в режиме обнаружения скорость изменения дальности до цели в широком диапазоне изменения угла наблюдения для данной РЛС не представляется возможным. Следовательно, в этом режиме не удастся компенсировать миграцию сигнала по дальности, т. е. сигнал от цели будет находиться в одном строке дальности значительно мень-

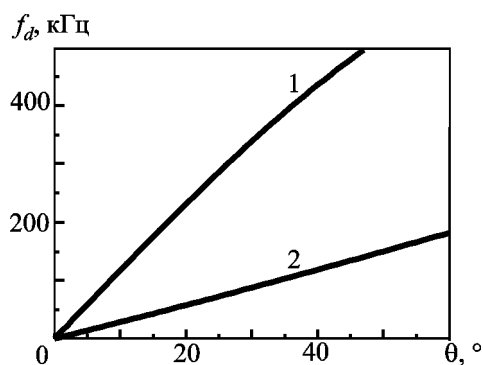


Рис. 4. Зависимость величины доплеровского центроида цели от угла наблюдения для различных значений высоты орбиты над уровнем Земли: кривая 1 – $h = 300$ км, кривая 2 – $h = 3900$ км

шее время, чем время пребывания цели в луче антенны. В результате эффективного когерентного накопления, как предлагается в работе, не получится. Чтобы компенсировать миграцию сигнала в режиме обнаружения, необходимо либо оценить радиальную скорость цели с помощью дополнительных измерений, либо ухудшить разрешение по дальности. Приблизительно оценить скорость изменения расстояния до цели можно, зная параметры орбиты, либо путем определения расстояния до цели в нескольких точках.

Выводы

При использовании антенной системы РТ-22 в режиме обнаружения за время накопления сигнала с заданной точностью можно определить только расстояние до цели. Для определения скорости изменения дальности необходимы дополнительные данные.

Литература

1. Space Debris: An AIAA Position Paper. AIAA Technical Committee on Space Systems. – Washington, D.C.: National Security Council, 1981.
2. Проблема загрязнения космоса (космический мусор) / Под ред. А. Г. Масевич. – М.: Косминформ, 1993. – 150 с.
3. Столкновения в околоземном пространстве (космический мусор) / Под ред. А. Г. Масевич – М.: Косминформ, 1995. – 322 с.

4. Leushake L., Rosebrock J., Perkuhn D. P. A Very High Range Resolution Imaging Radar // Proc. DGON, GRS 2002, Sept. – Bonn. – 2002. – P. 29-33.
5. Leushacke L., Czeslik C. High Doppler Resolution Monopulse Techniques for the Radar Observation of Targets in the Geosynchronous Ring // Proc. DGON/ITG International Radar Symposium. – Munich. – 1998. – Vol. I. – P. 457-464.
6. Chen C.-C., Andrews H. C. Target-Motion-Induced Radar Imaging // IEEE Trans. Aerospace Electron. Syst. – 1980. – Vol. 16, No. 1. – P. 2-14.
7. Chen C.-C., Andrews H. C. Multifrequency Imaging of Radar Turntable Data // IEEE Trans. Aerospace Electron. Syst. – 1980. – Vol. 16, No. 1. – P. 15-22.
8. Walker J. L. Range-Doppler Imaging of Rotating Objects // IEEE Trans. Aerospace Electron. Syst. – 1980. – Vol. 16, No. 1. – P. 23-52.
9. Wehner D. R. High-Resolution Radar. Second Edition. – Boston-London: Artech House, 1995. – 553 p.
10. Бакулин Л. И., Кононович Э. В., Мороз В. И. Курс общей астрономии. – М.: Наука, 1983. – 560 с.
11. Васин В. В., Степанов Б. М. Справочник-задачник для радиолокации. – М.: Сов. радио, 1977. – 320 с.
12. Иванов В. Н., Моисеев И. Г., Монин Ю. Г. Новый радиотелескоп астрофизической обсерватории АН СССР с 22-метровым параболическим рефлектором // Известия Крымской астрофизической обсерватории. – 1967. – Т. XXXVIII. – С. 141-148.
13. Радиолокационные устройства (теория и принципы построения) / Под ред. В. В. Григорина-Рябова – М.: Сов. радио, 1970. – 680 с.
14. J. C. Curlander, R. N. McDonough. Synthetic Aperture Radar: System and Signal Processing. – New York: John Wiley & Sons, 1991. – 647 p.

**Математична модель радіолокатора
з оберненою синтезованою
апертурою. 1. Постановка задачі.
Режим виявлення**

В. М. Кочін

Викладено основні принципи побудови радіолокатора з оберненою синтезованою апертурою та проаналізовано можливість використання антенної системи радіотелескопу РТ-22 (Крим, Сімеїз) для виявлення цілей на навколоремних орбітах на відстанях від 300 до 4000 км та визначення параметрів їх поступального руху за заданих основних характеристиках приймально-передавальної системи.

**Mathematical Model of Inverse Synthetic
Aperture Radar. 1. Problem Statement.
Acquisition Mode**

V. N. Kochin

The basic principles of construction of inverse synthetic aperture radar are reported, an opportunity for application of the RT-22 radar antenna system (Crimea, Simeiz) being analyzed for the detection of objects at circumterrestrial orbits at distances within 300-4000 km, and also for detecting their forward movement parameters for the given main receive-transmit system characteristics.