

УДК 621.396.96

И.А. ЕВСЕЕВ*Харьковский университет Воздушных Сил, Украина*

ОСНОВНЫЕ ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ СООТНОШЕНИЯ В МНОГОПОЗИЦИОННЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ АНТЕННЫ

Выведены и проанализированы основные геометрические соотношения для многопозиционных систем с синтезированием апертуры антенны авиационно-космического базирования. Особое внимание уделено исследованию постоянной составляющей времени задержки, которая определяет связь между сечениями функций неопределенности вдоль линий равного запаздывания и функцией неопределенности по времени для излучаемого радиолокационного сигнала.

дистанционное зондирование поверхности, многопозиционные и бистатические системы, синтезирование апертуры антенны

Введение

В последнее время активно проводятся исследования возможностей построения многопозиционных систем с синтезированием апертуры антенны (МПРСА) авиационно-космического базирования.

Пространственное разнесение передающих и приемных антенн дает несколько существенных преимуществ, таких как возможность оперативного мониторинга земной поверхности, повышение качества радиолокационных изображений (РЛИ), надежности и гибкости выполнения задач [1, 2]. Бистатические данные могут также объединяться с моностатическими данными для многоугловых наблюдений, что повысит информативность полученных изображений.

В зависимости от необходимости решения той или иной задачи МПРСА может изменять свою пространственную/сигнальную конфигурацию для обеспечения тех или иных режимов работы или для обеспечения требуемых результатов оценки электрофизических параметров поверхности.

1. Формулирование проблемы

Практически все задачи радиолокационного наблюдения, как в однопозиционных, так и многопозиционных системах можно решать и анализиро-

вать, исследуя функции неопределенности (ФН) применяемых сигналов с учетом особенностей структуры многопозиционной системы.

При решении задач картографирования целесообразно формировать ФН как зависимости от расстояния до цели относительно приемной позиции и от скорости движения цели. Такое представление ФН позволяет более объективно оценить разрешающую способность системы по дальности и скорости целей, определять возможность обнаружения целей на фоне мешающих отражений от земли.

Другое возможное представление ФН в двухпозиционной системе – это определение линии постоянной скорости движения целей и линии постоянной дальности на плоскости «продольная и поперечная дальность» относительно приемной позиции.

Исследования в данной области позволяют выявить возможные неоднозначности измерений и оптимизировать МПРСА по виду обзора.

При исследовании систем радиолокационного наблюдения необходимо, прежде всего, определить модели уравнения наблюдения полезного сигнала, отраженного от произвольной точки поверхности, энергетические характеристики и функционал правдоподобия наблюдаемого процесса.

Рассмотрение данных вопросов проводилось в работах [3, 4], в которых приведены конечные вы-

ражения для конкретной конфигурации многопозиционной системы и не уделено должного внимания особенностям формирования поля постоянных времен запаздывания на подстилающей поверхности.

2. Постановка задачи

При синтезе апертуры основное значение имеет поведение доплеровской частоты как пространственно-временной функции времени.

Целью статьи является вывод геометрических соотношений в многопозиционных РСА и исследование постоянной составляющей времени задержки, которая определяется средним расстоянием на пути распространения сигнала, определяет изменение фазы сигнала, и, соответственно, поведение доплеровской частоты как пространственно-временной функции.

3. Модель полезного сигнала в бистатической и многопозиционной РСА

Уравнение наблюдения (модель принимаемого сигнала на выходе приемной антенны) является исходным при определении оптимальных алгоритмов выделения полезной информации на основании регистрации физических полей в измерительных системах и комплексах. В соответствии с общепринятой практикой [5, 6], зададим уравнение наблюдения путем разделения принимаемого процесса на входе антенны на полезный сигнал $S(t)$ и помеху $n(t)$ в общем виде и с учетом зависимости полезного сигнала от параметров поверхности:

$$u(t) = U\{S(t), n(t)\}; \quad (1)$$

$$u(t) = U\{S_D[\dot{F}\{t, \vec{r}, \vec{p}(t, \vec{r})\}, \dot{S}_P(t, \vec{r})], n(t)\}, \quad (2)$$

где $S_D\{\}$ – сигнал, отраженный от области D ; $\dot{F}[t, \vec{r}, \vec{p}(\vec{r})]$ – комплексный коэффициент отражения элемента \vec{r} ; $\vec{\lambda}(t, \vec{r})$ – вектор электрофизических

параметров; $\dot{S}_P(t, \vec{r})$ – сигнал, отраженный от элементарного отражателя (точечный сигнал); $n(t)$ – помеха.

Рассмотрим процесс формирования полезного сигнала на входе приемной антенны в бистатических системах активного дистанционного зондирования с синтезированием апертуры. Для этого выделим произвольную бистатическую пару i -й приемник – k -й передатчик, которые, в общем случае, разнесены в пространстве и движутся по собственным траекториям (рис. 1).

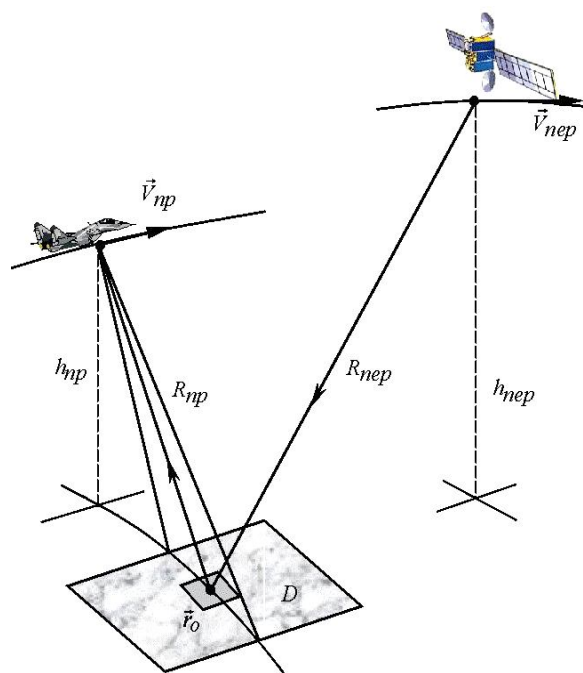


Рис. 1. Процесс дистанционного зондирования с синтезированием апертуры

На этом рисунке \vec{V} – вектор скорости носителя; D – область обзора; R – расстояние между точкой поверхности \vec{r} и носителем (функция времени и пространственных координат); h – высота носителя над земной поверхностью; точка поверхности наблюдается в течение времени T_C – времени синтезирования апертуры антенны.

Излучаемый сигнал представим в виде:

$$\begin{aligned} \dot{S}_k(t) &= \dot{S}_{0k}(t) \exp\{j\omega_{0k}t\} = \\ &= S_{0k}(t) \exp\{j\Theta_k(t)\} \exp\{j\omega_{0k}t\}, \end{aligned} \quad (3)$$

где \dot{S}_{0k} – комплексная огибающая; $\Theta_k(t)$ – закон модуляции фазы огибающей; $\omega_{0k} = 2\pi f_{0k}$ – несущая частота излучаемого сигнала k -го передатчика.

Отраженный от элемента поверхности сигнал запишем следующим образом:

$$\dot{S}_k(t, \vec{r}) = \dot{G}_k(t, \vec{r}) \dot{K}_k[t, \tau_k(t, \vec{r})] \dot{F}_{ik}[t, \tau_k(t, \vec{r}), \vec{\lambda}(t, \vec{r})] \times \times \dot{S}_0[t - \tau_k(t, \vec{r})] \exp\{j\omega_{0k}[t - \tau_k(t, \vec{r})]\}, \quad (4)$$

где $\dot{G}_k(t, \vec{r})$ – комплексная функция, учитывающая диаграмму направленности передающей антенны; $\dot{K}[t, \tau_k(t, \vec{r})]$ – коэффициент, учитывающий искажения сигнала при распространении его через атмосферу от передающей антенны к точке поверхности; $\dot{F}_{ik}[t, \tau_k(t, \vec{r}), \vec{\lambda}(t, \vec{r})]$ – комплексный коэффициент отражения элемента \vec{r} , в общем случае зависит от взаимного пространственного положения k -го передатчика, точки поверхности и приемника [7]; $\tau_k(t, \vec{r})$ – время запаздывания, связанное с прохождением сигнала от передающей антенны к точке поверхности с координатами \vec{r} ;

$$\dot{S}_0[t - \tau_k(t, \vec{r})] =$$

$$= S_0[t - \tau_k(t, \vec{r})] \times \exp\{j\Theta[t - \tau_k(t, \vec{r})]\} -$$

комплексная огибающая излучаемого сигнала с учетом времени задержки.

Принимаемый i -й антенной сигнал, после отражения от точки поверхности с координатами \vec{r} , в общем случае определяется выражением:

$$\dot{S}_{ik}^P(t, \vec{r}) = \dot{K}_k(t, \vec{r}) \dot{K}_i(t, \tau_k(t, \vec{r}), \vec{r}) \dot{G}_k(t, \vec{r}) \dot{G}_i(t, \tau_k(t, \vec{r}), \vec{r}) \times \times \dot{F}_{ik}[t, \vec{r}, \vec{\lambda}(\vec{r})] \times \dot{S}_{0k}[t - \tau_k(t, \vec{r}) - \tau_i(t, \vec{r})] \times \quad (5)$$

$\times \exp\{j\omega_{0k}[t - \tau_k(t, \vec{r}) - \tau_i(t, \vec{r})]\} = \dot{F}_{ik}[t, \vec{r}, \vec{\lambda}(\vec{r})] \dot{S}_{ik}(t, \vec{r})$, где $\tau_i(t, \vec{r})$ – время запаздывания, связанное с прохождением сигнала от точки поверхности к антенне (в общем случае к приемной антенне); $\dot{K}_i(t, \tau_k(t, \vec{r}), \vec{r})$ – коэффициент, учитывающий искажения (в том числе и уменьшение амплитуды) сигнала при распространении его через атмосферу от точки поверхности до приемной антенны;

$\dot{G}_i[t, \tau_k(t, \vec{r}), \tau_i(t, \vec{r})]$ – комплексная переменная, учитывающая диаграмму направленности приемной антенны.

При синтезировании апертуры антенны время запаздывания, связанное с распространением сигнала от момента передачи до момента приема определяется решением нелинейного уравнения

$$\tau_{ik}(t, \vec{r}) = \tau_k(t, \vec{r}) + \tau_i(t, \vec{r}) = \frac{R_k(t, \vec{r}) + R_i[t - \tau_k(t, \vec{r})]}{c}.$$

Обычно используют несколько приближенных выражений для определения общего времени запаздывания сигнала [8]:

$$\tau_{ik}(t, \vec{r}) = \frac{R_k(t) + R_i(t - \frac{\tau_{ik}(t, \vec{r})}{2})}{c}; \quad (6)$$

$$\tau_3(t, \vec{r}) = \frac{R_{ik}(t, \vec{r})}{c}. \quad (7)$$

Полученное выражение (5) для полезного сигнала, отраженного от точки $\vec{r} \in D$, описывает наиболее общий случай дистанционного зондирования, однако на практике часто используют упрощенные выражения. Пренебрежем изменением функций $\dot{G}(t, \vec{r})$ и $\dot{K}(t, \vec{r})$ за время распространения импульса; электрофизические параметры и их статистические характеристики, и, соответственно, зависящие от них функции будем считать постоянными на интервале наблюдения $\dot{F}[t, \tau_{ik}(t, \vec{r}), \vec{\lambda}(t, \vec{r})] = \dot{F}[\vec{r}, \vec{\lambda}(\vec{r})]$; в качестве выражения, определяющего время задержки, используем (7). С учетом этих упрощений, сигнал, отраженный от элемента поверхности с координатами \vec{r} , может быть представлен в виде:

$$\dot{S}_{ik}^P(t, \vec{r}) = \dot{K}_k(t, \vec{r}) \dot{K}_i(t, \vec{r}) \dot{G}_k(t, \vec{r}) \tilde{\dot{G}}_i(t, \vec{r}) \dot{F}_{ik}[\vec{r}, \vec{\lambda}(\vec{r})] \times \times \dot{S}_{0k}[t - \tau_{ik}(t, \vec{r})] \exp\{j\omega_{0k}[t - \tau_{ik}(t, \vec{r})]\}, \quad (8)$$

где τ_{ik} – полное время задержки на распространение сигнала (от момента излучения антенной до момента приема отраженного от точки с координатами \vec{r}).

Если излучаемый сигнал представляет собой последовательность импульсов, то выражение (8) удобно записать следующим образом:

$$\begin{aligned} \dot{S}_{ik}^P(t, \vec{r}) = & \dot{A}_k(t) \dot{K}_k(t, \vec{r}) \dot{K}_i(t, \vec{r}) \dot{G}_k(t, \vec{r}) \tilde{G}_i(t, \vec{r}) \times \\ & \times \dot{F}_{ik}[\vec{r}, \tilde{\lambda}(\vec{r})] \times \sum_{m=-\infty \dots \infty} \dot{S}_{0k}[t - mT_0 - \tau_{ik}(t, \vec{r})] \times \\ & \times \exp\{j\omega_{0k}[t - mT_0 - \tau_{ik}(t, \vec{r})]\}, \end{aligned} \quad (9)$$

где $\dot{A}_k(t)$ – комплексная огибающая, характеризующая модуляцию последовательности импульсов в течение времени наблюдения точки поверхности (времени синтеза апертуры); T_0 – период повторения зондирующих импульсов.

Сигнал, отраженный от зондируемой поверхности, $S_{Dik}(t)$, будет представлять собой предельное значение суммы (интеграл по поверхности обзора) сигналов, отраженных от ее отдельных элементов $\dot{S}_{ik}^P(t, \vec{r})$. Выражения для полезного сигнала при использовании моделей (8) и (9) будут равны соответственно:

$$\begin{aligned} S_{Dik}(t) = & \operatorname{Re} \int_D \dot{F}_{ik}[\vec{r}, \tilde{\lambda}(\vec{r})] \dot{K}_k(t, \vec{r}) \dot{K}_i(t, \vec{r}) \dot{G}_k(t, \vec{r}) \tilde{G}_i(t, \vec{r}) \times \\ & \times \dot{S}_{0k}[t - \tau_{ik}(t, \vec{r})] \exp\{j\omega_{0k}[t - \tau_{ik}(t, \vec{r})]\} d\vec{r} = \\ & = \operatorname{Re} \int_D \dot{F}_{ik}[\vec{r}, \tilde{\lambda}(\vec{r})] \dot{K}_{ik}(t, \vec{r}) \dot{G}_{ik}(t, \vec{r}) \times \\ & \times \dot{S}_{0k}[t - \tau_{ik}(t, \vec{r})] \exp\{j\omega_{0k}[t - \tau_{ik}(t, \vec{r})]\} d\vec{r}; \\ S_{Dik}(t) = & \operatorname{Re} \dot{A}_k(t) \int_D \dot{F}_{ik}[\vec{r}, \tilde{\lambda}(\vec{r})] \dot{K}_k(t, \vec{r}) \dot{K}_i(t, \vec{r}) \times \\ & \times \dot{G}_k(t, \vec{r}) \tilde{G}_i(t, \vec{r}) \sum_{m=-\infty \dots \infty} \dot{S}_{0k}[t - mT_0 - \tau_{ik}(t, \vec{r})] \times \\ & \times \exp\{j\omega_{0k}[t - mT_0 - \tau_{ik}(t, \vec{r})]\} d\vec{r} = \\ & = \operatorname{Re} \dot{A}_k(t) \int_D \dot{F}_{ik}[\vec{r}, \tilde{\lambda}(\vec{r})] \dot{K}_{ik}(t, \vec{r}) \dot{G}_{ik}(t, \vec{r}) \times \\ & \times \sum_{m=-\infty \dots \infty} \dot{S}_{0k}[t - mT_0 - \tau_{ik}(t, \vec{r})] \times \\ & \times \exp\{j\omega_{0k}[t - mT_0 - \tau_{ik}(t, \vec{r})]\} d\vec{r}. \end{aligned} \quad (11)$$

В многопозиционной системе на основании теоремы суперпозиции полезный сигнал в i -м приемнике представляет собой сумму сигналов, принятых по всем возможным бистатистическим парам

$$\dot{S}_{Di}(t) = \sum_{k=1 \dots j} \operatorname{Re} \int_D \dot{K}_{ik}(t, \vec{r}) \dot{F}_{ik}[\vec{r}, \tilde{\lambda}(\vec{r})] \dot{S}_{ik}(t, \vec{r}) d\vec{r}, \quad (12)$$

где j – число передатчиков, для которых

$$G_k \cap G_i \neq 0.$$

Модели сигнала (10) – (12) позволяют установить связь между регистрируемыми полями на раскрыве приемной антенны и электрофизическими параметрами поверхности.

Для дальнейшего исследования вида полезного сигнала от пространственного расположения элементов многопозиционной системы необходимо рассмотреть геометрические соотношения.

4. Основные геометрические соотношения для бистатистических и многопозиционных систем с синтезом апертуры антенны

Введем декартову систему координат следующим образом: ось OX направлена в сторону движения приемника, ось OZ направлена по нормали к подстилающей поверхности, ось OY дополняет систему координат до правой тройки векторов. Начало координат совпадает с проекцией положения приемника на область D (рис. 2).

Метод обзора определим в зависимости от угла между вектором скорости приемника и проекцией на ось XOY направления фазового центра его антенны. При $\varphi = 0^\circ$ – боковой обзор; при $\varphi = 90^\circ$ – передний обзор; при $0^\circ < \varphi < 90^\circ$ – переднебоковой обзор; при $-90^\circ < \varphi < 0^\circ$ – заднебоковой обзор.

Расстояния i -й передатчик Tr_i – точка поверхности $R_i(t, \vec{r})$ и k -й приемник – точка поверхности $R_k(t, \vec{r})$ с учетом разделения на зависящие и не зависящие от времени компоненты запишем так:

$$\begin{aligned} R_i(t, \vec{r}) = & \|\vec{r}_i(t) - \vec{r}\| = \|\vec{r}_i + \Delta\vec{r}_i(t) - \vec{r}\|; \\ R_k(t, \vec{r}) = & \|\vec{r}_k(t) - \vec{r}\| = \|\vec{r}_k + \Delta\vec{r}_k(t) - \vec{r}\|, \end{aligned} \quad (13)$$

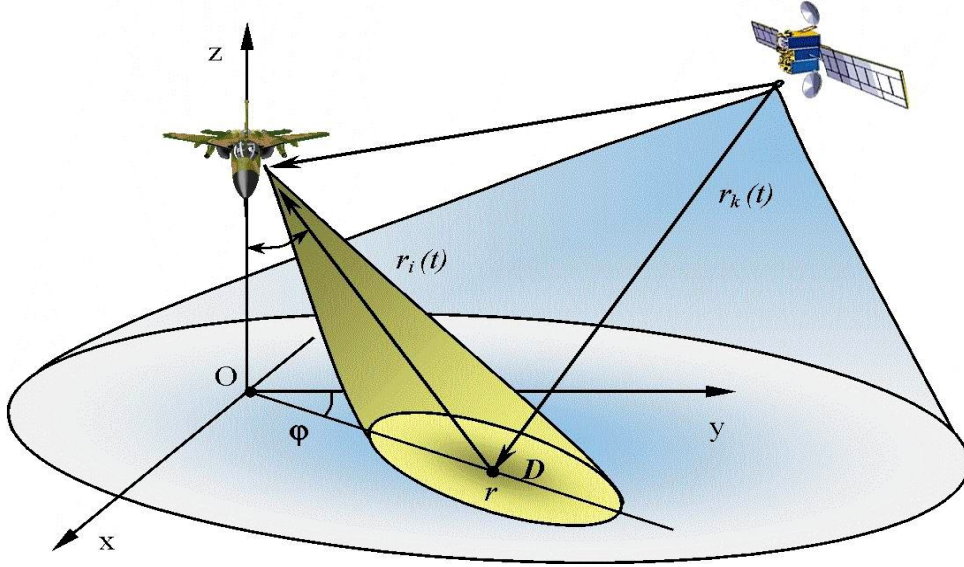


Рис. 2. Геометрические соотношения в МПРСА

где $\|\cdot\|$ – знак нормы; $\vec{r}_i(t, \vec{r})$, $\vec{r}_k(t, \vec{r})$; \vec{r} – координаты передатчика, приемника и точки поверхности; \vec{r}_i , $\Delta \vec{r}_i(t)$ – постоянная и изменяющаяся во времени компоненты векторов пространственного положения. Расстояния $R_i(t, \vec{r})$ и $R_k(t, \vec{r})$ определяются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} \|\vec{r}_i(t, \vec{r}) - \vec{r}\| &= R_{i0}(\vec{r}) \sqrt{1 + \frac{\Delta R_i^2(t, \vec{r})}{R_{i0}^2(\vec{r})}}; \\ \|\vec{r}_k(t, \vec{r}) - \vec{r}\| &= R_{k0}(\vec{r}) \sqrt{1 + \frac{\Delta R_k^2(t, \vec{r})}{R_{k0}^2(\vec{r})}}. \end{aligned} \quad (14)$$

Разложим $\|\vec{r}_i(t) - \vec{r}\|$ и $\|\vec{r}_k(t) - \vec{r}\|$ в ряд Тейлора, полагая, что $\frac{\Delta R_k^2(t, \vec{r})}{R_{k0}^2(\vec{r})}$ и $\frac{\Delta R_i^2(t, \vec{r})}{R_{i0}^2(\vec{r})}$ являются малыми величинами на интервале синтеза апертуры, и ограничимся линейными слагаемыми.

В результате этих преобразований общее время запаздывания сигнала $\tau_{ik}(t, \vec{r})$ запишем в следующем виде:

$$\tau_{ik}(t, \vec{r}) \cong \frac{1}{c} \left[R_{i0}(\vec{r}) + R_{k0}(\vec{r}) + \frac{\Delta R_i^2(t, \vec{r})}{2R_{i0}(\vec{r})} + \frac{\Delta R_k^2(t, \vec{r})}{2R_{k0}(\vec{r})} \right], \quad (15)$$

где c – скорость света; $R_{i0}(\vec{r})$, $R_{k0}(\vec{r})$ – начальные

расстояния; $\Delta R_i^2(t, \vec{r})$, $\Delta R_k^2(t, \vec{r})$ – изменение расстояний в процессе движения приемника и передатчика.

В декартовой системе координат эти величины определим, исходя из выражения

$$\begin{aligned} \|r_j(t) - r\| &= \left[(x_{j0} - x)^2 + (y_{j0} - y)^2 + (z_{j0} - z)^2 + \right. \\ &\quad \left. + 2(x_{j0} - x)x_j(t) + x_j^2(t) + 2(y_{j0} - y)y_j(t) + y_j^2(t) + \right. \\ &\quad \left. + 2(z_{j0} - z)z_j(t) + z_j^2(t) \right]^{1/2}, \end{aligned} \quad (16)$$

в котором движение носителя по каждой из осей разделены на постоянную (статическую) и переменную (динамическую) во времени компоненты:

$$R_{j0}(\vec{r}) = \sqrt{(x_{j0} - x)^2 + (y_{j0} - y)^2 + (z_{j0} - z)^2}; \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \Delta R_j^2(t, \vec{r}) &= 2(x_{j0} - x)x_j(t) + \\ &\quad + x_j^2(t) + 2(y_{j0} - y)y_j(t) + \\ &\quad + y_j^2(t) + 2(z_{j0} - z)z_j(t) + z_j^2(t). \end{aligned} \quad (18)$$

С учетом этих преобразований общее время запаздывания можно представить в виде суммы постоянной и переменной (во временной области) компонент:

$$\tau_{ik}(t, \vec{r}) = \tau_{0ik}(\vec{r}) + \tau_{\Delta ik}(t, \vec{r}); \quad (19)$$

$$\tau_{0ik}(\vec{r}) = \frac{1}{c} [R_{i0}(\vec{r}) + R_{k0}(\vec{r})]; \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \tau_{\Delta ik}(t, \vec{r}) &= \frac{1}{c} \left[\frac{\Delta R_i^2(t, \vec{r})}{2R_{i0}(\vec{r})} + \frac{\Delta R_k^2(t, \vec{r})}{2R_{k0}(\vec{r})} \right] = \\ &= \frac{1}{c} [\tau_{\Delta i}(t, \vec{r}) + \tau_{\Delta k}(t, \vec{r})]. \end{aligned} \quad (21)$$

Анализируя приведенные выше соотношения можно отметить, что постоянная составляющая времени задержки определяется средним расстоянием по трассе передатчик – точка поверхности – приемник; составляющая $\tau_{\Delta ik}(t, \vec{r})$ определяет изменение фазы сигнала, и соответственно поведение доплеровской частоты как пространственно-временной функции:

$$F_{Dik}(t, \vec{r}) = \frac{d}{dt} j\omega_0 \tau_{\Delta ik}(t, \vec{r}).$$

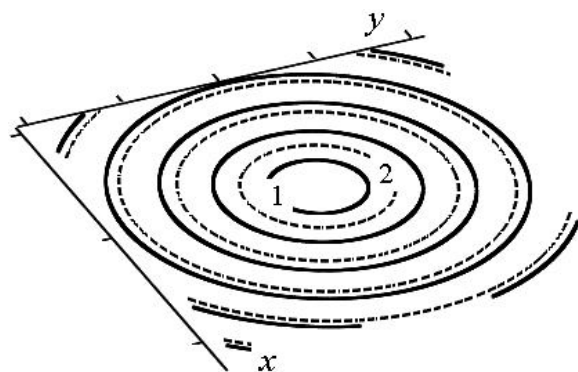


Рис. 3. Вид линий равных запаздываний для бистатической РСА: приемник и передатчик расположены в одной точке пространства (1) и смещены по оси ОZ (2)

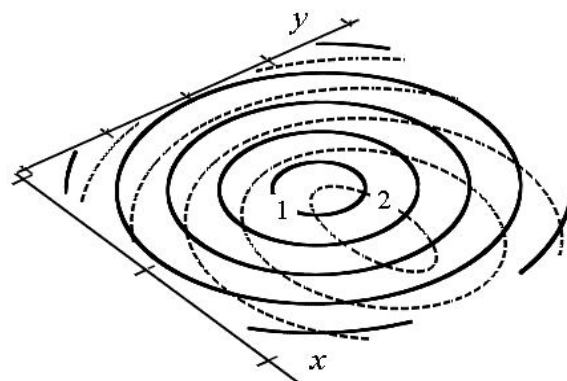


Рис. 4. Вид линий равных запаздываний для бистатической РСА: приемник и передатчик смещены по оси ОХ на небольшое (1) и большое (2) расстояние

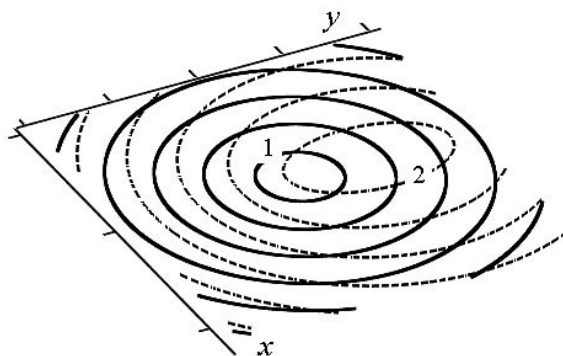


Рис. 5. Вид линий равных запаздываний для бистатической РСА: приемник и передатчик смещены по оси ОУ на небольшое (1) и большое (2) расстояние

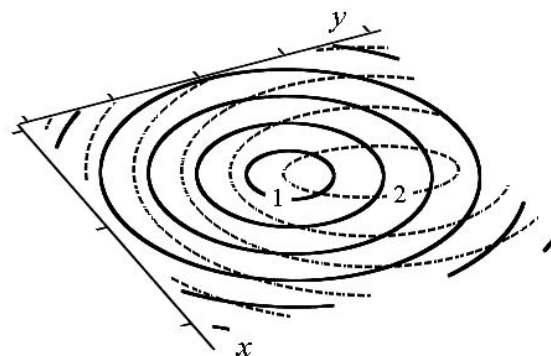


Рис. 6. Вид линий равных запаздываний для бистатической РСА: приемник и передатчик смещены по осям ОХ и ОУ на небольшое (1) и большое (2) расстояние

5. Особенности формирования поля постоянных времени запаздывания

В реальных условиях функционирования радиолокационных систем с синтезированием апертуры антенны постоянная составляющая времени запаздывания на подстилающей поверхности позволяет определить связь между сечениями функций неопределенности вдоль линий $\tau_{0ik}(\vec{r}) = \text{const}$ (линий равного запаздывания) и функцией неопределенности по времени для излучаемого радиолокационного сигнала [9].

Для исследования вида линий равного запаздывания для наиболее характерных случаев дистанционного зондирования бистатическими системами было выполнено моделирование, результаты которого представлены на рис. 3 – 6.

Заключение

В результате проведенного исследования установлены следующие закономерности поведения линий равного запаздывания:

- при смещении передатчика и приемника по оси OZ вид линий равного запаздывания практически не изменяется относительно традиционного (моностатического) случая дистанционного зондирования и эти линии представляют собой окружности;

- при небольших относительных смещениях передатчика и приемника по осям OY, OX происходит смещение линий равных запаздываний в сторону смещения носителя, эти линии достаточно хорошо аппроксимируются окружностями;

- при небольших относительных смещениях передатчика и приемника по осям OY, OX происходит смещение линий равных запаздываний, которые являются проекциями линий равных уровней эллипсоидов;

- в дальней зоне линии равного запаздывания с достаточно высокой точностью можно аппроксимировать прямыми линиями.

Результаты могут быть использованы для решения задач обеспечения однозначности измерений и оптимизации многопозиционных радиолокационных систем с синтезированием апертуры по виду обзора.

Литература

1. Волосюк В.К., Ксендзук А.В., Евсеев И.А. Анализ возможностей многопозиционных РСА и комплексирование измерений // Вестник Харьковского университета. – 2004. – № 646. – С. 121 – 129.

2. Волосюк В.К., Ксендзук А.В., Евсеев И.А. Многопозиционная РЛС с синтезированной апертурой // Радіоелектронні і комп'ютерні системи. – Х.: ХАІ. – 2003. – Вип. 4. – С. 74 – 78.

3. Ксендзук А.В., Волосюк В.К. Влияние положения НС на функции неопределенности МПРСА // Тезисы докладов III-й научно-практической конференции «Применение спутниковых радионавигационных систем (GNSS) в Украине». – Х. – 2002. – С. 116 – 120.

4. Ksendzук A.V. Optimisation transmitter-receiver location in bistatic SAR // Microwave and Telecommunication Technology, 2003. CriMiCo 2003. 13th International Crimean Conference. – 8-12 Sept. 2003. – P. 763 – 766.

5. Бакут. В.А., Большаков. И.А., Герасимов. Б. М. Вопросы статистической теории радиолокации. Т. 2. – М.: Сов. радио, 1984. – 1080 с.

6. Дулевич.В.Е. Теоретические основы радиолокации. – М.: Сов. радио, 1978. – 608 с.

7. Волосюк В.К. Физические основы дистанционного зондирования природных сред радиотехническими средствами аэрокосмического базирования. – Х.: ХАИ, 1997. – 98 с.

8. Фалькович С.Е., Волосюк В.К., Горбуненко О.А. Радиотехнические системы дистанционного зондирования. – Х.: ХАИ, 2000. – 156 с.

9. Ксендзук А.В. Исследование функций неопределенности в радиосистемах с синтезированием апертуры // Авиационно-космическая техника и технология. – Х.: ХАИ. – 2000. – Вып. 21. – С. 148 – 152.

Поступила в редакцию 22.12.2004

Рецензент: д-р техн. наук, проф. В.К. Волосюк, Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Харьков.