

## Разработка алгоритма когерентного приема сигналов с учетом пространственного разнесения приемных и передающих элементов РСА

Национальный аэрокосмический университет «ХАИ»  
Харьковский университет Воздушных сил «ХУВС»

### Введение. Анализ литературы.

Требования увеличения времени наблюдения объекта, получения высокого разрешения при всеракурсном обзоре, высокой помехозащищенности и живучести системы для задач предупреждения об опасных объектах, явлениях и процессах техногенного и естественного происхождения приводят к необходимости создания многопозиционных систем аэрокосмического мониторинга земной поверхности. Повышение информационных возможностей многопозиционных радиолокационных станций с синтезированием апертуры определяется результатом объединения большого количества данных, полученных отдельными бистатическими парами [1].

В системах дистанционного зондирования поверхности в случае использования высокочастотных периодических сигналов со случайными начальными фазами возможно использование когерентных или некогерентных приемных устройств [2]. Выбор того или иного метода обработки основывается на целесообразности увеличения отношения сигнал/помеха за счет усложнения схемы приемного устройства при заданных энергетических характеристиках.

В связи с особенностями функционирования радиолокационных систем с синтезированием апертуры антенны наибольшее распространение получили когерентные схемы приема. Особенности построения таких приемников, а также исследование влияния различных помех и нестабильностей (фазовых и частотных искажений сигнала, неконтролируемых изменений траектории носителя) на результат обработки в таких системах изучены достаточно хорошо [3-5].

**Постановка задачи.** Развитие бистатических и многопозиционных систем дистанционного зондирования [1] предполагает модификацию алгоритмов обработки с целью обеспечения когерентного приема в условиях, когда передатчик и приемник разнесены в пространстве и движутся по различным траекториям.

Рассмотрим бистатическую РСА (рис.1).

Сигнал, излучаемый передатчиком, представим в виде

$$\dot{S}_k(t) = \dot{S}_{0k}(t) \exp\{j\omega_{0k}t + \varphi_k\}, \quad (1)$$

где  $\dot{S}_{0k}(t)$  – комплексная огибающая сигнала;  $\omega_{0k} = 2\pi f_k$  – несущая частота излучаемого сигнала;  $\varphi_k$  – фаза опорного генератора передатчика, которая в общем случае может быть функцией времени.

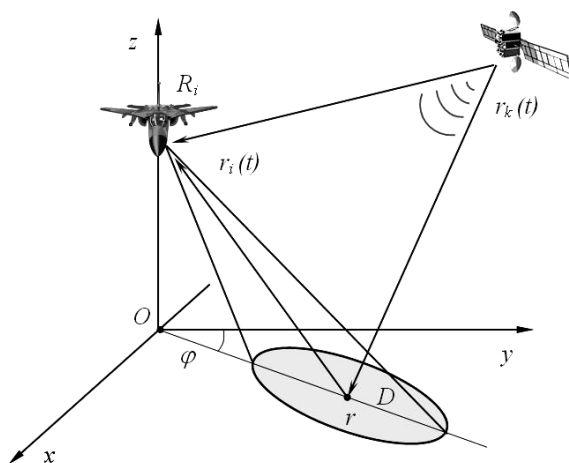


Рис.1. Бистатическая РСА

Запишем сигнал (1) в виде последовательности импульсов путем введения переменной  $t = t + t_0 + mT_R$ :

$$\dot{S}_k(t, \varphi_{km}) = \sum_{m=1..∞} \dot{S}_{0k}(t + t_0 + mT_R) \exp\{j\omega_{0k}(t + t_0 + mT_R) + \varphi_{km}\}, \quad (2)$$

где  $t_0$  – начальный отсчет времени;  $T_R$  – период повторения импульсов.

Такая запись позволяет ввести понятие начальной фазы излучаемого сигнала в  $m$ -м периоде повторения  $\varphi_{km}$ , которая в общем случае может быть случайной величиной со своим законом распределения. В дальнейшем, без ограничения общности результатов, предположим, что начальный отсчет времени  $t_0 = 0$ .

Сигнал, отраженный от точки поверхности  $\mathbf{r} \in D$  запишем так

$$\begin{aligned} \dot{S}_{Rik}(t, \mathbf{r}) = & \dot{F}_{ik}[\mathbf{r}, \mathbf{p}(\mathbf{r})] \sum_{m=1..∞} \dot{S}_{0ik}[t + mT_R - \tau(t, \mathbf{r}, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)] \times \\ & \times \exp\{j\omega_{0k}(t + mT_R - \tau(t, \mathbf{r}, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)) + \varphi_m\}, \end{aligned} \quad (3)$$

где  $\dot{F}_{ik}[\mathbf{r}, \mathbf{p}(\mathbf{r})]$  – комплексный коэффициент отражения элемента  $r$  с вектором электрофизических параметров  $\mathbf{p}(\mathbf{r})$ ;  $\tau(t, \mathbf{r}, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)$  – полное время задержки сигнала на трассе распространения.

Оптимальная обработка принимаемого сигнала (оценка комплексного коэффициента отражения) сводится к формированию корреляционного интеграла [6], значение которого для отдельной точки при использовании модели сигнала (3) и предположении об использовании опорного сигнала со случайной (для каждого периода) начальной фазой  $\varphi_{im}$  можно представить в виде

$$\begin{aligned} \dot{Y}_{Rik}(t, \mathbf{r}) = & \hat{F}_{ik}[\mathbf{r}, \mathbf{p}(\mathbf{r})] = \dot{F}_{ik}[\mathbf{r}, \mathbf{p}(\mathbf{r})] \sum_{m=1..∞} \exp\{j[\varphi_{km} - \varphi_{im}]\} \times \\ & \times \int_0^T \dot{S}_{0ik}[t + mT_R - \tau(t, \mathbf{r}, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)] \dot{S}_{0ik}^*[t + mT_R - \tau(t, \mathbf{r}, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)] dt, \end{aligned} \quad (4)$$

т.е. суммы оптимальных выходных эффектов внутри каждого периода повторения  $\dot{Y}_m(r)$ , умноженных на случайный комплексный вектор, зависящий от разности начальных фаз приемника и передатчика для  $m$ -го периода. Если используется генератор с постоянной начальной фазой  $\varphi_{i0}$  выражение (4) может быть представлено в виде:

$$\begin{aligned} \dot{Y}_{Rik}(t, \mathbf{r}) = & \hat{F}_{ik}[\mathbf{r}, \mathbf{p}(\mathbf{r})] = \dot{F}_{ik}[\mathbf{r}, \mathbf{p}(\mathbf{r})] \sum_{m=1..∞} \exp\{j[\varphi_{km} - \varphi_{i0}]\} \times \\ & \times \int_0^T \dot{S}_{0ik}[t + mT_R - \tau(t, \mathbf{r}, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)] \dot{S}_{0ik}^*[t + mT_R - \tau(t, \mathbf{r}, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)] dt. \end{aligned}$$

Из приведенных выше выражений видно, что для периодического сигнала со случайной начальной фазой обеспечить когерентный прием полезного сигнала без дополнительной информации невозможно. *Целью данной работы* является разработка алгоритма когерентного приема сигналов с условиях разнесенного положения приемной и передающей позиции РСА.

**Решение задачи.** Для обеспечения когерентного режима работы бистатистической РСА предлагается использовать информацию, содержащуюся в прямом сигнале. Под прямым сигналом будем понимать сигнал, излученный передатчиком и принятый приемником, задержанный на  $\tau(t, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)$

$$\dot{S}_{ik}^d(t) = \sum_{m=1..∞} \dot{S}_{0ik} [t + mT_R - \tau(t, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)] \exp\{j\omega_{0k}(t + mT_R - \tau(t, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)) + j\varphi_{km}\}. \quad (5)$$

При формировании модифицированного опорного сигнала можно использовать результат перемножения прямого сигнала  $\dot{S}_{ik}^d(t)$  на сигнал опорного генератора

$$\sum_{m=1..∞} \dot{S}_{0k} [t + mT_R - \tau(t, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)] \exp\{j[\omega_{0k}(t + mT_R) - \omega_{0i}(t + mT_R)]\} \times \exp\{-j\omega_{0k}\tau(t, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)\} \exp\{j\varphi_{km} - j\varphi_{i0}\}, \quad (6)$$

что позволяет на промежуточной (нулевой) частоте выделить функцию  $\exp\{j\varphi_{km} - j\varphi_{i0}\}$  и, таким образом, обеспечить когерентную обработку даже при случайной внутриимпульсной структуре излучаемого сигнала. Данный вариант целесообразен для уточнения структуры сигнала (времени задержки и частоты Доплера), оценки коэффициента общих амплитудно-фазовых искажений  $\dot{S}_k(t)$  на трассе передатчик-приемник при использовании случайных сигналов.

При известном (с точностью до начальной фазы) излучаемом сигнале и заданной пространственной конфигурации РСА для обеспечения когерентного режима работы можно использовать результат перемножения  $\dot{S}_{ik}^d(t)$  на величину

$$\sum_{m=1..∞} \dot{S}_{0k}^* [t + mT_R - \tau(t, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)] \exp\{-j\omega_{0iu}(t + mT_R - \tau(t, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)) - j\varphi_{i0}\} : \sum_{m=1..∞} |\dot{S}_{0k} [t + mT_R - \tau(t, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)]|^2 \exp\{j[\omega_{0k}(t + mT_R) - \omega_{0i}(t + mT_R)]\} \times \exp\{-j[\omega_{0k}\tau(t, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i) - \omega_{0i}\tau(t, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)]\} \exp\{j\varphi_{km} - j\varphi_{i0}\}. \quad (7)$$

Результатом обработки (6), (7) является процесс, содержащий информацию о разности несущих частот и начальных фаз внутри каждого периода повторения. Использование такого сигнала при формировании опорного сигнала для точки  $\mathbf{r} \in D$  позволяет обеспечить когерентный режим обработки.

Рассмотрим результат оптимальной обработки (оценки комплексного коэффициента отражения) в рамках функционально-детерминированной модели поверхности для точки  $\mathbf{r}$ :

$$\dot{Y}_{ik}(\mathbf{r}) = \int_0^T u(t) S_{ik}^*(t, \mathbf{r}) S_{ik}^{Rd}(t) dt = \int_0^T u(t) S_{ik}^M(t, \mathbf{r}) dt, \quad (8)$$

где  $S_{ik}^*(t, \mathbf{r})$  – опорный сигнал, комплексно сопряженный с сигналом, отраженным от поверхности;  $S_{ik}^{Rd}(t)$  – результат обработки в прямом канале;  $S_{ik}^M(t, \mathbf{r})$  – модифицированный опорный сигнал.

Для аддитивной модели уравнения наблюдения сигнальная составляющая выходного эффекта определяется выражением:

$$\dot{Y}_{Sik}(\mathbf{r}_l) = \int_D \dot{F}_{ik}[t, \mathbf{r}, \mathbf{p}(\mathbf{r})] \int_0^T S_{ik}(t, \mathbf{r}) S_{ik}^*(t, \mathbf{r}) S_{ik}^{Rd}(t) dt d\mathbf{r}. \quad (9)$$

Использование подробных аналитических выражений для моделей прямого и отраженного сигналов при формировании опорного сигнала  $S_{ik}^{Rd}(t)$  приводит к следующему результату

$$\begin{aligned} \dot{Y}_{Sik}(\mathbf{r}_1) = & \int_0^T \int_D \dot{F}_{ik}[t, \mathbf{r}, \mathbf{p}(\mathbf{r})] K_{ik}(t, \mathbf{r}) \exp\{j[\varphi_{ik}^K(t, \mathbf{r}) - \varphi_{ik}^{Kd}(t)]\} \times \\ & \times G_{ik}(t, \mathbf{r}) \exp\{j[\varphi_{ik}^G(t, \mathbf{r}) - \varphi_{ik}^{Gd}(t)]\} \dot{S}_{0k}[t - \tau_{ik}(t, \mathbf{r})] \dot{S}_{0k}^*[t - \tau_{ik}(t, \mathbf{r}_1)] \times \\ & \times \exp\{-j[\omega_{0k}\tau_{ik}(t, \mathbf{r}) + \omega_{0i}\tau_{ik}(t, \mathbf{r}_1)]\} \exp\{j[\omega_{0k}\tau_{ik}^d(t) - \omega_{0i}\tau_{ik}^d(t)]\} dt d\mathbf{r}. \quad (10) \end{aligned}$$

Введем понятие калибровочной величины путем рассмотрения (10) для одной точки поверхности:

$$\begin{aligned} \dot{Y}(\mathbf{r}) = & \int_0^T \dot{F}_{ik}[t, \mathbf{r}, \mathbf{p}(\mathbf{r})] K_{ik}(t, \mathbf{r}) \exp\{j[\varphi_{ik}^K(t, \mathbf{r}) - \varphi_{ik}^{Kd}(t)]\} \times \\ & \times G_{ik}(t, \mathbf{r}) \exp\{j[\varphi_{ik}^G(t, \mathbf{r}) - \varphi_{ik}^{Gd}(t)]\} |\dot{S}_{0k}[t - \tau_{ik}(t, \mathbf{r})]|^2 \times \\ & \times \exp\{-j[\omega_{0k}\tau_{ik}(t, \mathbf{r}) + \omega_{0i}\tau_{ik}(t, \mathbf{r}_1)]\} \exp\{j[\omega_{0k}\tau_{ik}^d(t) - \omega_{0i}\tau_{ik}^d(t)]\} dt. \quad (11) \end{aligned}$$

Из полученных аналитических выражений видно, что использование предложенного алгоритма обработки полезного сигнала в бистатических РСА позволяет обеспечить когерентный режим и оценить комплексный коэффициент отражения поверхности с точностью до комплексной величины (с точностью до калибровки радиолокационной системы)

$$C^{-1}(\mathbf{r}) = K_{ik}(t, \mathbf{r}) \exp\{j[\varphi_{ik}^K(t, \mathbf{r}) - \varphi_{ik}^{Kd}(t)]\} G_{ik}(t, \mathbf{r}) \exp\{j[\varphi_{ik}^G(t, \mathbf{r}) - \varphi_{ik}^{Gd}(t)]\}. \quad (12)$$

Как следует из полученных результатов, предложенный алгоритм, основанный на формировании модифицированного опорного сигнала, позволяет устранить первичные искажения, связанные с нестабильностью и расхождением частот опорных генераторов. Остаточные искажения, вызванные нестабильностью частоты на периоде повторения, практически совпадают с аналогичными искажениями в однопозиционных системах.

Еще одним положительным эффектом является устранение амплитудно-фазовых искажений на трассе передатчик-приемник, что особенно важно при использовании приемно-передающих позиций, расположенных на существенно различных высотах.

Основные искажения при формировании оптимальных выходных эффектов вызваны неточностью определения времен задержки сигнала в прямом и отраженном каналах  $\tau_{ik}(t, \mathbf{r})$ ,  $\tau_{ik}^d(t)$ , причем величина этих искажений зависит от расстройки несущих частот приемника и передатчика  $\omega_{0k}(t) - \omega_{0i}(t)$ . Необходимо отметить, что величина и поведение функции  $\exp\{-j[\omega_{0k}\tau_{ik}(t, \mathbf{r}) + \omega_{0i}\tau_{ik}(t, \mathbf{r}_1)]\}$  в бистатической системе практически такая же, как и в однопозиционной с аналогичными характеристиками трасс распространения.

Для верификации возможности построения приемного устройства, соответствующего предложенному алгоритму когерентного приема периодических сигналов со случайными начальными фазами, было выполнено моделирование процессов обработки прямого  $S_{ik}^d(t, \mathbf{r}; \varphi_k)$  и отраженного  $S_{ik}(t, \mathbf{r}; \varphi_k)$  сигналов.

Сигналы, отраженные от произвольной точки поверхности  $\mathbf{r}$  для случаев случайной  $S_{Rik}(t, \mathbf{r}; \varphi_k)$  и постоянной  $S_{Rik}(t, \mathbf{r})$  начальной фазы, и их огибающие в бистатической паре показаны на рис.2.

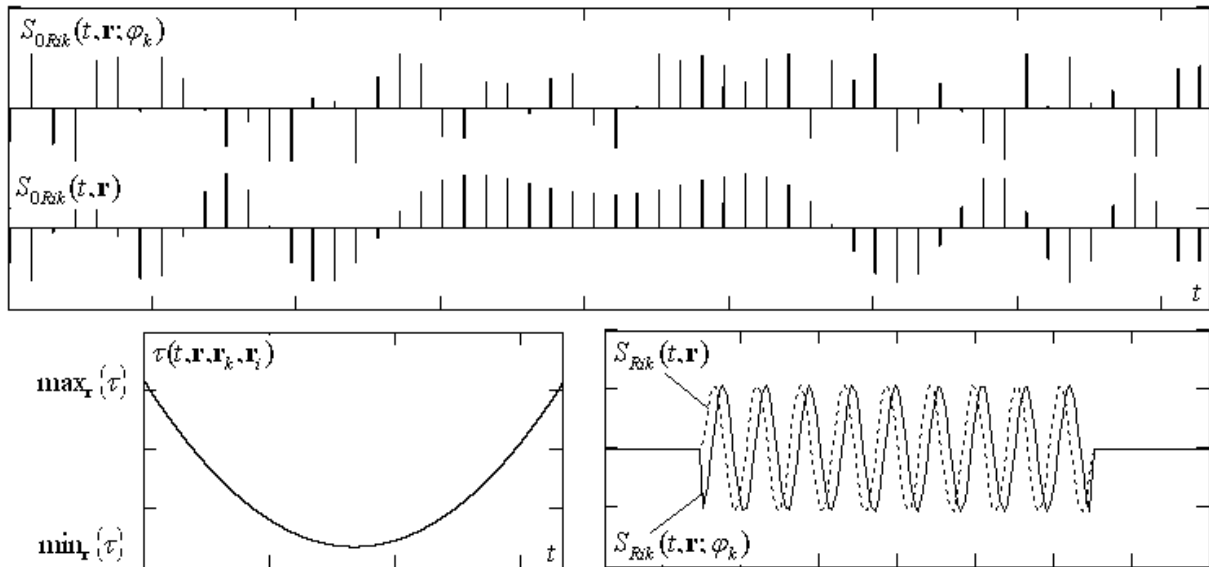


Рис.2. Сигналы, отраженные от точки поверхности

Из представленных результатов видно, что случайная начальная фаза приводит к существенному искажению огибающей отраженного от поверхности сигнала.

Результат оптимальной обработки в бистатической системе с синтезированием апертуры антенны при использовании стандартного и предложенного алгоритмов обработки показаны на рис.3.

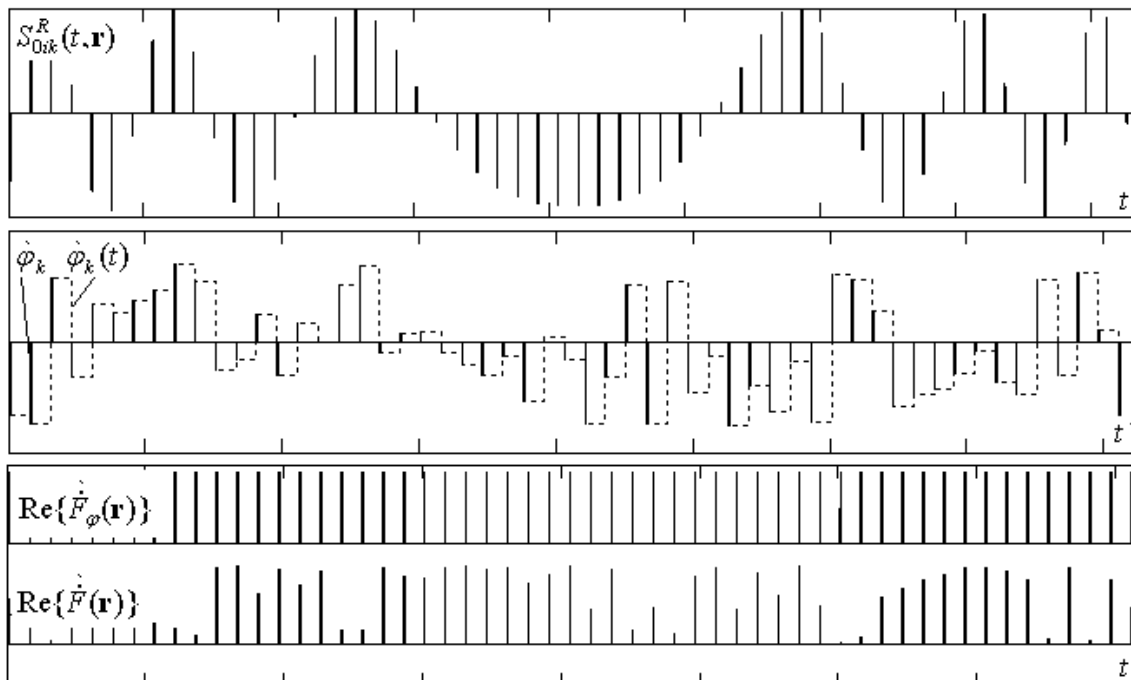


Рис.3. Результат согласованной фильтрации при когерентном и некогерентном приеме

На рис.3  $S_{0ik}^R(t, \mathbf{r})$  – комплексная огибающая опорного сигнала без учета поведения начальной фазы передатчика;  $\hat{\varphi}_k, \hat{\varphi}_k(t)$  – результат оценки разности фаз по результатам обработки сигнала в прямом канале в дискретном и непрерывном виде (фиксация разности фаз на интервале повторения импульсов);  $Re\{\hat{F}(\mathbf{r})\}, Re\{\hat{F}_\varphi(\mathbf{r})\}$  – результат оценки комплексного коэффициента отражения (полагается его постоянство на интервале синтеза апертуры) без использования прямого канала оценки фазы и с его использованием.

Видно, что при обработке оптимальным алгоритмом оценки комплексного коэффициента отражения изменяются во времени в соответствии с законом изменения случайной начальной фазы излучаемого сигнала, что приводит к ошибкам построения комплексных радиолокационных изображений. Использование предложенного алгоритма обработки позволяет обеспечить когерентный прием в бистатических системах с синтезированием апертуры антенны и построить комплексные радиолокационные изображения поверхности с точностью до калибровочных величин.

### Выводы

Для обеспечения когерентного режима обработки в системе, с разнесенными в пространстве передающей и приемной позициями и движущимися по различным траекториям возможно использование модифицированного опорного сигнала, который представляет собой результат перемножения прямого сигнала на сигнал опорного генератора. Это позволяет обеспечить когерентную обработку даже при случайной внутриимпульсной структуре излучаемого сигнала.

Для анализа качества формирования радиолокационных изображений предложенным алгоритмом целесообразно выполнить его исследование при наличии различного рода дестабилизирующих факторов – неточностей определения координат и скоростей приемника и передатчика, неконтролируемых изменений траектории носителей, ухода частоты опорных генераторов.

### Список литературы

1. Волосюк В.К., Ксендзук А.В., Евсеев И.А. Анализ возможностей многопозиционных РСА и комплексирование измерений // Вісник Харківського національного університету імені В.Н. Каразіна. – 2004. – Вип.2, № 646. – С.124-131.
2. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации. Учебник для вузов. – Москва, «Сов. радио». – 1973. – 496 с.
3. Радиолокационные станции обзора Земли / Кондратенков Г.С., Потехин В.А., Реутов А.П., Феоктистов Ю.А. – М.: Радио и связь. –1983. – 272 с.
4. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны / Антипов В.Н. Горяинов В.Т. Кулин А.Н. и др./ Под ред. Горяинова. – М.: Радио и связь. – 1988. – 304 с.
5. Буренин Н.И. РЛС с синтезированной апертурой. – М.: Сов. радио. – 1972. – 212с.
6. Волосюк В.К. Физические основы дистанционного зондирования природных сред радиотехническими средствами аэрокосмического базирования. Учеб. пособие. – Харьков: Харьк. авиац. ин-т. – 1997. – 97 с.