

УДК 621.396.96+537.874.4

А.В. КСЕНДЗУК

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского «ХАИ», Украина

АЛГОРИТМЫ КОГЕРЕНТНОЙ ОБРАБОТКИ В МНОГОПОЗИЦИОННЫХ И БИСТАТИЧЕСКИХ РСА

В статье рассмотрен алгоритм обеспечения когерентного режима приема для систем дистанционного зондирования авиационного и космического базирования с синтезированием апертуры антенны в условиях, когда приемник и передатчик разнесены в пространстве и движутся по собственным траекториям; предложены различные методы формирования опорных сигналов, рассмотрены результаты оптимальной обработки и выполнено моделирование процессов формирования РЛИ в таких РСА.

многопозиционная РСА, когерентная обработка, дистанционное зондирование

Введение

В системах дистанционного зондирования (ДЗ) поверхности авиационного и космического базирования в случае использования высокочастотных периодических сигналов со случайными начальными фазами возможно использование когерентных или некогерентных приемных устройств [1]. 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 (РСА) наибольшее распространение получили когерентные схемы приема. Особенности построения таких приемников, а также исследование влияния различных помех и нестабильностей (фазовых и частотных искажений сигнала, неконтролируемых колебаний траектории носителя) на результат обработки в таких системах изучены достаточно хорошо [2 – 3].

1. Постановка задачи, ее связь с практическими задачами, цель

Вместе с тем, развитие бистатических и многопозиционных систем дистанционного зондирования предполагает модификацию алгоритмов обработки с целью обеспечения когерентного приема в условиях,

когда передатчик и приемник разнесены в пространстве и движутся по независимым траекториям. Для существующих в настоящее время проектов [4, 5] данному вопросу не уделяется существенного внимания.

Цель данной работы – разработка и исследование алгоритма когерентной обработки сигналов в бистатических системах с синтезированием апертуры антенны для произвольных векторов состояния передатчика и приемника.

2. Синтез алгоритма когерентной обработки сигналов

Рассмотрим бистатическую РСА (рис. 1).

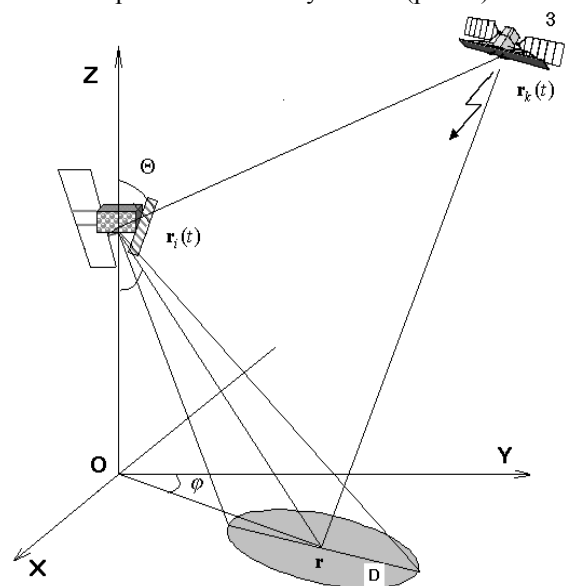


Рис. 1. Бистатическая РСА

Сигнал, излучаемый передатчиком

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

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

Для наглядности представим излучаемый сигнал в виде последовательности импульсов:

$$\begin{aligned} \dot{S}_k(t, \varphi_{km}) = \\ = \sum_{m=1 \dots \infty} \dot{S}_{0k}(t+t_0 - mT_R) e^{j\omega_{0k}(t+t_0 - mT_R) + \varphi_{km}}, \quad (2) \end{aligned}$$

где t_0 – начальный отсчет; T_R – интервал повторения импульсов.

Запись (2) позволяет выделить начальную фазу излучаемого сигнала в m -м периоде повторения φ_{km} , которая в общем случае может быть случайной величиной. В дальнейшем, без ограничения общности результатов, положим, что $t_0 = 0$.

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

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

где $\dot{F}_{ik}[\mathbf{r}, \mathbf{p}(\mathbf{r})]$ – комплексный коэффициент отражения элемента \mathbf{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 сводится к формированию корреляционного интеграла, значение которого для отдельной точки при использовании модели (3) и предположении об использовании опорного сигнала со случайной (для каждого периода) начальной фазой φ_{im} будет

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

суммой 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 φ_{i0} , последнее выражение будет

$$\begin{aligned} \dot{Y}_{Rik}(t, \mathbf{r}) = \dot{F}_{ik}[\mathbf{r}, \mathbf{p}(\mathbf{r})] \sum_{m=1 \dots \infty} \exp\{j[\varphi_{km} - \varphi_{i0}]\} \times \\ \times \int_0^T \dot{S}_{0ik}[t - mT_R - \tau(t, \mathbf{r}, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)] \times \\ \times \dot{S}_{0ik}^*[t - mT_R - \tau(t, \mathbf{r}, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)] dt. \quad (5) \end{aligned}$$

Из приведенных выше выражений видно, что для периодического сигнала со случайной начальной фазой обеспечить когерентный прием полезного сигнала без дополнительной информации невозможно.

Для обеспечения когерентного режима работы РСА предлагается использовать информацию, содержащуюся в прямом сигнале; под прямым сигналом понимается сигнал, излученный передатчиком и принятый приемником, задержанный на $\tau(t, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)$:

$$\begin{aligned} \dot{S}_{ik}^d(t) = \sum_{m=1 \dots \infty} \dot{S}_{0ik}[t - mT_R - \tau(t, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)] \times \\ \times \exp\{j\omega_{0k}(t - mT_R - \tau(t, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)) + j\varphi_{km}\}. \quad (6) \end{aligned}$$

Для обеспечения когерентного режима обработки предлагается использовать в опорном сигнале результат обработки сигнала $\dot{S}_{ik}^d(t)$ – модифицированный опорный сигнал. При формировании такого модифицированного опорного сигнала можно использовать результат перемножения $\dot{S}_{ik}^d(t)$ на сигнал опорного генератора

$$\begin{aligned} \sum_{m=1 \dots \infty} \dot{S}_{0k}[t - mT_R - \tau(t, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)] \times \\ \times \exp\{j[\omega_{0k}(t - mT_R) - \omega_{0i}(t - mT_R)]\} \times \\ \times \exp\{-j\omega_{0k}\tau(t, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)\} \exp\{j\varphi_{km} - j\varphi_{i0}\}, \quad (7) \end{aligned}$$

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 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, а также для обеспечения высокой защищенности функционирования системы дистанционного зондирования при использовании случайных сигналов.

В то же время, 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 опорного сигнала в прямом канале:

$$\sum_{m=1 \dots \infty} \left| \dot{S}_{0k}[t - mT_R - \tau(t, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)] \right|^2 \exp \{ j[\omega_{0k}(t - mT_R) - \omega_{0i}(t - mT_R)] \} \exp \{ -j[\omega_{0k}\tau(t, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i) - \omega_{0i}\tau(t, \mathbf{r}_k, \mathbf{r}_i)] \} \exp \{ j\varphi_{km} - j\varphi_{i0} \}. \quad (8)$$

Результатом обработки (7, 8) является процесс, содержащий информацию о разности несущих частот и начальных фаз внутри каждого периода повторения.

Использование результатов обработки прямого 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 произвольной точки \mathbf{r} :

$$\dot{Y}_{ik}(\mathbf{r}) = \int_0^T u(t) S_{ik}^*(t, \mathbf{r}) S_{ik}^{Rd}(t) dt = \int_0^T u(t) S_{ik}^M(t, \mathbf{r}) dt, \quad (9)$$

где $S_{ik}^*(t, \mathbf{r})$ – опорный сигнал, комплексно сопряженный с 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

$$\dot{Y}_{Sik}(\mathbf{r}_1) = \int_D \dot{F}_{ik}[t, \mathbf{r}, \mathbf{p}(\mathbf{r})] \int_0^T S_{ik}(t, \mathbf{r}) S_{ik}^*(t, \mathbf{r}) S_{ik}^{Rd}(t) dt d\mathbf{r}. \quad (10)$$

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

как оценки фазы в прямом канале приводит к следующему результату:

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

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):

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

Более того, 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.

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 $\omega_{0k}(t) - \omega_{0i}(t)$. В бистатической системе величина и поведение функции $\exp \{ -j[\omega_{0k}\tau_{ik}(t, \mathbf{r}) + \omega_{0i}\tau_{ik}(t, \mathbf{r}_1)] \}$ практически та же, что и в однопозиционной с аналогичными характеристиками трасс распространения.

3. Исследование работы алгоритма

Для верификации возможности построения приемных устройств, соответствующих предложенным алгоритмам когерентного приема периодических сигналов со случайными начальными фазами, было выполнено моделирование процессов обработки прямого $S_{ik}^d(t, \mathbf{r}; \varphi_k)$ и отраженного сигнала $S_{ik}(t, \mathbf{r}; \varphi_k)$. Очевидно, 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. 2.

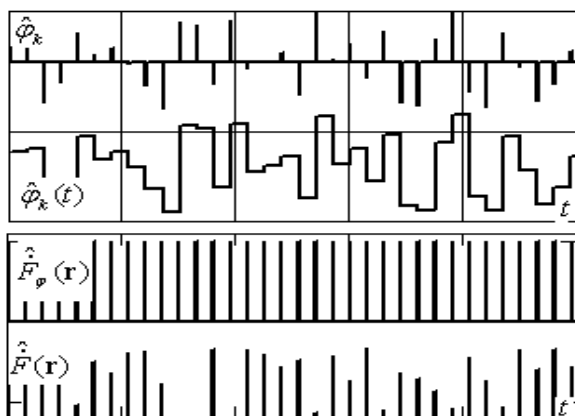


Рис. 2. Результат согласованной фильтрации

На этом рисунке $\hat{\varphi}_k$, $\hat{\varphi}_k(t)$ – результат оценки разности фаз; $\hat{F}(\mathbf{r})$, $\hat{F}_p(\mathbf{r})$ – результат оценки реальной части комплексного коэффициента отражения без использования прямого канала оценки фазы и с его использованием.

Заключение

Таким образом, по результатам аналитического и численного исследования предложенных алгоритмов можно сделать вывод о том, что при обработке классическим 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.

Дальнейшим развитием работы является исследование влияния точности определения местоположения носителей и векторов их скоростей на радиолокационные изображения и пространственные функции неопределенности.

Литература

1. Фалькович С.Е., Хомяков Э.Н. Статистическая теория измерительных радиосистем. – М.: Радио и связь, 1981. – 288 с.
2. Богачев А.С., Толстов Е.Ф. Компенсация траекторных искажений сигналов в радиолокационных станциях с синтезированной апертурой антенны // Зарубежная радиоэлектроника. – 1981. – № 3. – С. 140 – 144.
3. Ицхоки Я.С., Сазонов Н.А., Толстов Е.Ф. Основные характеристики PCA при произвольном движении летательного аппарата // Радиотехника и электроника. – 1984. – Т. XXIX, № 11. – С. 2164 – 2172.
4. Weiß M. Time and Frequency Synchronization Aspects for Bistatic SAR Systems // EUSAR 2004. – Ulm, Germany. – 2004. – Vol. 1. – P. 395 – 399.
5. Lynch D. Research Laboratory Space-Time Adaptive Processing Algorithm Development Tool // AFRL Technology Horizons®. – 2004. – Vol. 3. – P. 36 – 37.

Поступила в редакцию 1.12.2004

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