ISSN 1727-7337 (print)
ISSN 2663-2217 (online)

УДК 621.391.837.1 **doi: 10.32620/aktt.2019.6.07**

В. В. ПАВЛИКОВ, В. К. ВОЛОСЮК, НГУЕН ВАН ХИУ, А. В. ОДОКИЕНКО

Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», Украина,

АЛГОРИТМЫ ПЕРВИЧНОЙ И ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ В СИСТЕМАХ АКТИВНОГО АПЕРТУРНОГО СИНТЕЗА

Синтезирован метод обработки пространственно-временных радиосигналов, позволяющий формирования изображения высокой пространственной разрешающей способности с аэрокосмических носителей. При этом рассматривается зона обзора ±15° от надира относительно линии полета, которая традиционно не просматривается с аэрокосмических носителей. Предложена структурная схема радара активно-пассивного типа. Изображение, получаемое на выходе такого радара, изначально имеет низкое качество визуального восприятия. Такое изображение названо первичным, так как оно получено на этапе первичной обработки сигналов. Исследована физическая сущность такого изображения. Оно приближенно представляет собой операцию свертки функции неопределенности с пространственной функцией, пропорциональной идеальному изображению. Физический смысл идеального изображения зависит от особенностей радиотехнической системы формирования изображения. В рассматриваемой задаче – это удельная эффективная площадь рассеяния. С целью повышения качества изображения предлагается дополнительная его обработка – фильтрация. В работе обосновывается метод фильтрации (вторичной обработки) изображений, основанный на решении интегрального уравнения обращения. Показано, что точное решение этого уравнения получить сложно так как вид функции неопределенности точно не известен и может быть оценен только приближенно и, кроме этого, не для каждой функции неопределенности можно получить невырожденное решение уравнения обращения. Поэтому приводится приближенное решение задачи, достаточное для решения практических задач повышения качества изображения. Методами численного моделирования исследуется влияние погрешности определения формы функции неопределенности на задачу повышения качества изображения. Приводятся примеры первичных и вторичных изображений, полученных на выходе широкополосных системам активно-пассивного апертурного синтеза с разными геометриями пространственно-распределенных антенных систем.

Ключевые слова: *обработка сигналов; обработка изображений; формирование изображений высокого пространственного разрешения; система активного апертурного синтеза; сверхширокополосные пространственно-временные сигналы.*

Введение

Задачи формирования высокоточных карт подстилающих поверхностей с аэрокосмических носителей играют важное значение для большинства приложений гражданского и военного назначения. Качество этих карт (изображений) определяет достоверность и точность решения задач, сформулированных конкретным потребителем. Современные аэрокосмические летательные аппараты оснащены системами формирования изображений в оптическом, инфракрасном и радиодиапазонах. Это позволяет не только расширить перечень предлагаемых продуктов потребителю, но и взаимно перекрыть недостатки каждого из диапазонов длин волн.

Наиболее распространены системы оптического диапазона. Они позволяют формировать изображения высокого пространственного разрешения при относительно небольших размерах объективов. Кроме того, такие изображения интуитивно просто воспринимаются человеком, так как глаза человека воспринимают информацию именно в этом диапазоне. Так оптические системы на космических аппаратах HOPSat первого поколения [1] рассчитаны на получение изображений с разрешением менее 1 м на пиксель изображения, а второго поколения – 22 см на пиксель. Оптические изображения со спутников ALOS-3 [2] позволят получать разрешения 0,8 м на пиксель. В то же время оптическим датчикам присущ недостаток – ограниченность погодными условиями и временем суток.

Независимо от времени суток при обеспечении высокого пространственного разрешения работают системы инфракрасного диапазона волн. Они часто

© В. В. Павликов, В. К. Волосюк, Нгуен Ван Хиу, А. В. Одокиенко, 2019

используются в военных задачах, в частности, в задачах противоракетной обороны [3]. Но инфракрасному диапазону волн все так же присущ недостаток – зависимость от погодных условий.

Наименьшее влияние погодные условия оказывают на снимки, полученные в радиодиапазоне волн. Поэтому часто космические миссии выполняются с помощью спутников, оснащенных радарами. Спутники ALOS-2 оснащены радарами PALSAR-2 [4], позволяющими формировать изображения (в зависимости от способа обзора поверхности) с разрешающей способностью до 1 м на пиксел изображения.

Следует отметить, что в настоящее время наибольшее распространение получили системы радиовидения, построенные по принципу радиолокационных станций с синтезированием апертуры антенны (РСА) [5, 6]. Такие системы накапливают на трассе полета траекторный сигнал, который затем обрабатывают с учетом фазовых соотношений и получают эффект использования апертуры антенны длинной в сотни метров. Значительный опыт решения задач дистанционного зондирования с аэрокосмических носителей получен в Национальном аэрокосмическом университете им. Н. Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт» [7, 8]. В [7] приводятся синтезированные алгоритмы обработки сигналов в таких постановках, как оптимальное восстановление удельной эффективной площади рассеяния (системы модифицированного синтеза апертуры), синтезирование по воздушным целям и др. задачи, показывающие значительный потенциал систем с синтезированием апертуры, который еще предстоит реализовать на аэрокосмических системах новых поколений. В то же время, особенностью таких систем радиовидения является ограничение по углам обзора. Традиционно РСА формирую изображение в диапазоне 15°÷50° от надира вправо и влево относительно линии полета. Зона обзора, ограниченная углами ±15° от надира, обычно не картографируется такими системами. Это вызвано тем, что разрешающая способность как РСА так и радаров другого типа в этом диапазоне низкая и, соответственно, низкой будет и информативность изображений в указанному диапазоне углов.

Формировать изображение в диапазоне углов ±15° от надира можно используя пассивные радары и, в частности, системы апертурного синтеза [9, 10], получившие широкое распространение в задачах радиоастрономии. В Национальном аэрокосмическом университете им. Н. Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт» так же накоплен опыт [11, 12] решения задач проектирования систем апертурного синтеза. Такие системы, если их использовать на аэрокосмических носителях, позволяют картографировать подстилающую поверхность в указанном диапазоне углов с высоким пространственным разрешением. Но объединить изображения активных РСА и пассивных систем апертурного синтеза с целью создания непрерывной области обзора в диапазоне углов ±50° от надира нецелесообразно из-за различия в физической сущности самих изображений. Так в РСА восстанавливают изображения пропорциональные модулю комплексного коэффициента рассеяния или его статистической характеристике – удельной эффективной поверхности рассеяния, а в системах апертурного синтеза – пропорциональные угловой (пространственной) плотности мощности собственного излучения. Вопросы пересчета удельной эффективной поверхности рассеяния в плотность мощности собственного излучения недостаточно изучены даже для квазимонохроматических радиосистем. В случае же использования широкополосных радаров – то эти вопросы еще предстоит изучать и разрабатывать соответствующую теорию. В некоторых публикациях эти величины сравнивают как «позитив» и «негатив» на изображениях. Но это подход справедлив только для очень узкого класса подстилающих поверхностей и не может быть распространен на многообразие объектов, изучаемых методами дистанционного зондирования.

Достаточно перспективным направлением получения изображений в диапазоне углов ±15° от надира с целью формирования изображений пропорциональных удельной эффективной поверхности рассеяния являются системы активного апертурного синтеза, предложенные и частично исследованные в [13–16].

В работе продолжаются исследования систем активного апертурного синтеза. Синтезируется алгоритм обработки сигналов, разрабатывается структурная схема радиосистемы и приводятся примеры формирования изображений на ее выходе. Показывается, что изображение, получаемое на выходе такого радара, изначально может характеризоваться низким качеством визуального восприятия. Потому предлагается дополнительная его обработка – фильтрация. Обосновывается метод фильтрации (вторичной обработки) изображений на основе приближенного решения задачи инверсной обработки. Методами численного моделирования исследуется влияние погрешности определения формы функции неопределенности на задачу повышения качества изображения. Приводятся примеры первичных и вторичных изображений, полученных на выходе широкополосных системам активно-пассивного апертурного синтеза с разными геометриями пространственно-распределенных антенных систем.

ISSN 1727-7337 (print)
ISSN 2663-2217 (online)

Постановка задачи и исходные данные

Необходимо синтезировать алгоритм обработки пространственно-временных сигналов с целью формирования радиоизображений с аэрокосмических носителей в зоне обзора ±15° от надира. Для решения задачи необходимо использовать разреженную антенной решетку и радиоэлектронную элементную базу, способною регистрировать и обрабатывать широкополосные сигналы. Это позволит получить изображение высокого пространственного разрешения в указанной зоне обзора.

Вопрос выбора геометрии антенной решетки и полосы частот заслуживает отдельного внимания и в работе будет подбираться на основе инженерного опыта исходя из конкретных условий применения системы активного апертурного синтеза (высоты полета, ограничений на конструкцию аэрокосмического носителя и др.).

С целью формирования радиоизображения пропорционального удельной эффективной поверхности рассеяния в разрабатываемой системе будет использован передатчик зондирующего сигнала. Известно, что обработка широкополосных сигналов позволяет существенно повысить качество изображения. Поэтому полагаем, что излучается широкополосный сигнал, аналитическую запись которого целесообразно представить следующим образом:

$$s_{tr}(t)=\int_{-\infty}^{\infty}\Pi(f)\dot{N}(j2\pi f)\exp(j2\pi f\,t)df\,, \qquad (1)$$

где $\Pi(f)$ – функция, ограничивающая рабочую полосу частот системы, $\dot{N}(j2\pi f)$ – спектральная плотность комплексной амплитуды зондирующего сигнала, представляющая собою случайный дельта-коррелированный процесс, f и t – частота и время соответственно. Сигнал $s_{tr}(t)$ – гауссовский случайны процесс с нулевым средним.

Расстояние между фазовым центром антенны передатчика и элементом поверхности с координатами $[x_C, y_C]$ обозначим $R(t, x_C, y_C)$. Расстояние от $[x_C, y_C]$ до фазовых центров i-й и j-й приемных антенн обозначим $R_i(t,\cdot)$ и $R_j(t,\cdot)$. Здесь $i=1..N$, $j=1..N$, где N – количество антенн в приемной антенной решетке. Положение фазового центра i-й приемной антенны будем характеризовать концом радиус-вектора $\vec{r}_i'=[x_i', y_i']$, начало которого размещено в фазовом центре излучающей антенны. В пределах апертуры i-й приёмной антенны положение ее каждого элементарного участка будем записывать радиус-вектором $\vec{r}_{di}'=[x_{di}', y_{di}']$, начало которого размещено в конце вектора $\vec{r}_i'$.

Время запаздывания сигнала при его распространении от излучателя до i-й приёмной антенны

$$t_{d,i}=\frac{R(t,\cdot)}{c}+\frac{R_i(t,\cdot)}{c}\,, \qquad (2)$$

где $R(t,\cdot)=\sqrt{h^2+(x_C-V_x\,t)^2+y_C^2}$,

$$R_i(t,\cdot)=\sqrt{h^2+(x_C-V_x\,t-x_i'-x_{Di}')^2+ +\left(y_C-y_i'-y_{Di}'\right)^2}\,.$$

Так как зондирующий сигнал предполагается широкополосными то целесообразно учесть дисперсные свойства среды распространения, которая может существенно отличаться на разных частотах. С этой целью в принятом сигнале будем учитывать множитель $\dot{C}(j2\pi f, x', y')$.

Только часть энергии, отраженного подстилающей поверхностью сигнала регистрируется приемной антенной и учувствует в обработке. Комплексный удельный коэффициент отражения элемента подстилающей поверхности с координатами $[x_C, y_C]$ обозначим $\dot{F}_C(f, x_C, y_C)$.

Соответственно указанному сигнал на выходе i-й приемной антенны можно представить так:

$$\begin{aligned} s_{ri}(t,x_i',y_i') &= \\ &= \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} I(x_{di}',y_{di}')\int_{-\infty}^{\infty}\Pi(f)\dot{C}(j2\pi f)\times \\ &\times\dot{G}(f,x_C-Vt,x_C,y_C)\dot{N}(j2\pi f)\dot{F}_C(f,x_C,y_C)\times \\ &\times\exp(j2\pi f\,t_{d,i})df\,dx_{di}'\,dy_{di}'\,dx_C\,dy_C, \end{aligned} \qquad (3)$$

где $I(x_{di}', y_{di}')$ – амплитудно-фазовое распределение тока в апертуре i-й приемной антенны, $\dot{G}(f, x_C - Vt, x_C, y_C)$ – диаграмма направленности передающей антенны, пересчитанная к координатам подстилающей поверхности, V – скорость полета летательного аппарата.

Геометрия задачи с размещением антенной системы на беспилотном летательным аппарате, показана на рис. 1.

На рис. 1 введены следующие обозначения: h – высота полета, A_{tr} – излучающая антенна,

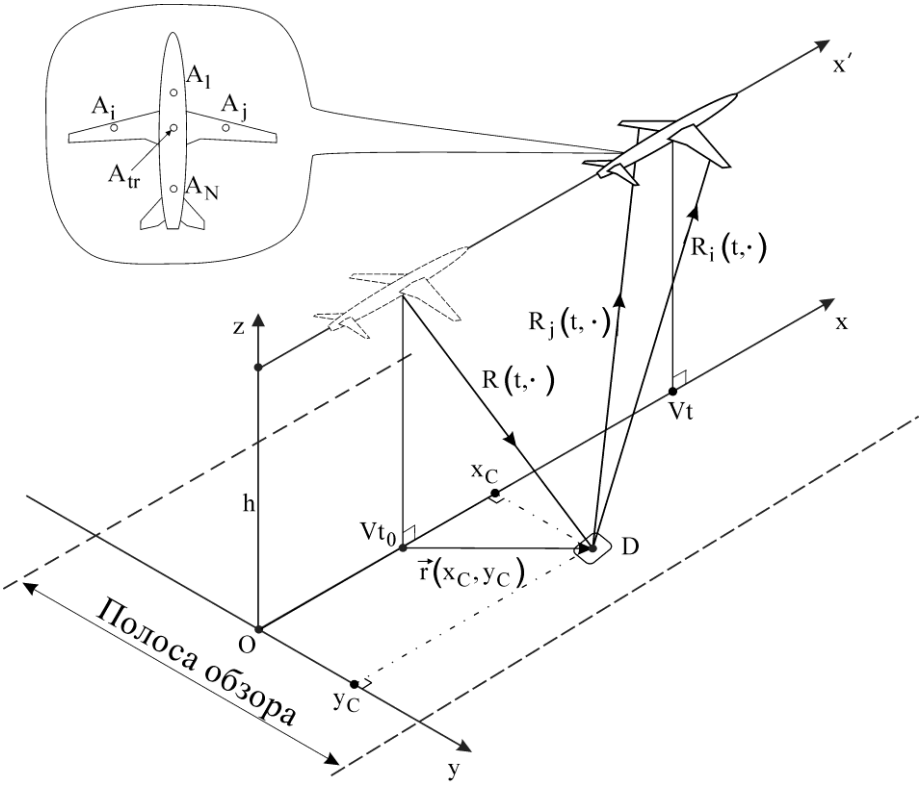


Рис. 1. Геометрия применения радиосистемы

A_i $(i=1..N)$ – приемные антенны, образующие разреженную антенную решетку.

С выходов приемной антенной системы в обработку поступают сигналы, которые в приемнике смешиваются с внутренними шумами. Соответственно запишем уравнение наблюдения так

$$\{u_i(t)\}_{i=1}^{N} = \{s_{ri}(t) + n_i(t)\}_{i=1}^{N}, \qquad (4)$$

где $n_i(t)$ – внутренний шум i-го канала приёмника.

Математическую модель шума зададим аналогично (1) в таком виде:

$$n_i(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \Pi(f)\dot{N}_{n,i}(j2\pi f)\exp(j2\pi f\, t)df\,, \qquad (5)$$

где $\dot{N}_{n,i}(j2\pi f)$ – спектральная плотность комплексной амплитуды шума, которая представляет собой дельта-коррелированный процесс. Шум $n_i(t)$ – это гауссовский случайный процесс с нулевым средним.

Найдем матрицу корреляционных функций, которая для гауссовских процессов с нулевым средним содержит всю информацию о наблюдении

$$\underline{R}_u(t_1, t_2, R(\cdot)) = \langle u_i(t_1)u_j(t_2)\rangle =$$

$$= \left(\begin{array}{c} \frac{1}{2}\int_{-\infty}^{\infty} \Pi^2(f)\exp(j2\pi f(t_1-t_2))\times \\ \times\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} N(f)R(f,x_C,y_C)\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2\times \\ \times\dot{G}(f,x_C-Vt_1,y_C)\dot{G}^*(f,x_C-Vt_1,y_C)\times \\ \times\iiiint_{-\infty}^{\infty} I(x'_{di},y'_{di})I(x'_{dj},y'_{dj})\times \\ \times\exp\left(j2\pi\frac{f}{c}\left[R_j(t_1,\cdot)-R_i(t_1,\cdot)\right]\right)\times \\ \times dx'_{di}\,dx'_{dj}dy'_{di}dy'_{dj}dx_C\,dy_C\,df \end{array}\right)^{N}_{i,j=1} + \qquad (6)$$

$$+\frac{1}{2}\underline{I}\int_{-\infty}^{\infty} N_n(f)\Pi^2(f)\exp(j2\pi f(t_1-t_2))df,$$

где $\langle\cdot\rangle$ – скобки статистического усреднения, $R(f,x_C,y_C)$ – эффективная площадь рассеяния элемента подстилающей поверхности с координатами $[x_C, y_C]$, которая в решаемой задаче является искомой функцией и представляет собой радиоизображение, $\underline{I}$ – единичная матрица, $N(f)$ и $N_n(f)$ спектральные плотности мощности полезного сигнала и шума.

ISSN 1727-7337 (print)
ISSN 2663-2217 (online)

Синтез оптимального алгоритма обработки сигналов

Априорная информация позволяет нам решить задачу методом максимального правдоподобия. Для этого воспользуемся уравнением правдоподобия следующего вида:

$$\sum_{i,j=1}^{N}\int_0^T\int_0^T \frac{\delta R_{ij}\left(t_1,t_2,R(f,\cdot)\right)}{\delta R(\cdot)} W_{ji}\left(t_1,t_2,R(f,\cdot)\right)dt_1dt_2 = -\sum_{i,j=1}^{N}\int_0^T\int_0^T u_i(t_1)\frac{\delta W_{ij}\left(t_1,t_2,R(f,\cdot)\right)}{\delta R(\cdot)}u_j(t_2)\,dt_1\,dt_2, \quad (7)$$

где $R_{ij}\left(t_1,t_2,R(f,\cdot)\right)$ – элемент матрицы корреляционных функций (6), $\delta/\delta R(\cdot)$ – вариационная производная по искомому параметру $R(\cdot)$, $W_{ji}\left(t_1,t_2,R(f,\cdot)\right)$ – элемент матрицы $\underline{W}_u\left(t_1,t_2,R(f,\cdot)\right)$, обратной матрице корреляционных функций (6). Найти вид матрицы $\underline{W}_u\left(t_1,t_2,R(f,\cdot)\right)$ достаточно сложно, т.к. для этого требуется решить интегрально-матричное уравнение обращения [7].

Прежде чем получить общее решение уравнения правдоподобия (7) рассмотрим **частный случай**, когда **на прием работают всего две антенны**, т.е. $N=2$. Это позволит понять физическую сущность радиоизображения и разобраться с основными операциями обработки сигналов, которые необходимо выполнить для формирования радиоизображения.

Для двухэлементно приемной антенны матрица корреляционных функций (6) имеет размерность 2×2. Но даже в этом случае решать уравнение (7) целесообразно в спектральной области. Для этого перепишем его в таком (векторно-матричном) виде

$$-T\,\mathrm{Spur}\int_{-\infty}^{\infty}\frac{\delta\underline{G}_R\left(f,R(f,x_C,y_C)\right)}{\delta R(f,x_C,y_C)}\times \left[\underline{G}_R^{-1}\left(f,R(f,x_C,y_C)\right)\right]^T df = \int_{-\infty}^{\infty}\vec{\dot{U}}_T^{T*}(j2\pi f)\frac{\delta\underline{G}_R^{-1}\left(f,R(f,x_C,y_C)\right)}{\delta R(f,x_C,y_C)}\vec{\dot{U}}_T(j2\pi f)df, \quad (8)$$

где « ^{T} » – оператор транспонирования,

$$\underline{G}_R\left(f,R(\cdot)\right)=F\left\{\underline{R}_u\left(t_1,t_2,R(\cdot)\right)\right\} = \frac{1}{2}\Pi^2(f)N(f)\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2\times \begin{Vmatrix} \dot{B}_{R11}(f,t)+\dfrac{N_n(f)}{N(f)\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2} & \dot{B}_{R12}(f,t) \\ \dot{B}_{R21}(f,t) & \dot{B}_{R11}(f,t)+\dfrac{N_n(f)}{N(f)\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2} \end{Vmatrix} \quad (9)$$

– матрица спектральных плотностей мощности наблюдений, полученная преобразованием Фурье от матрицы корреляционных функций (7), $\underline{G}_R^{-1}\left(f,R(\cdot)\right)=F\left\{\underline{W}_u(\cdot)\right\}=\dfrac{1}{\underline{G}_R\left(f,R(\cdot)\right)}$ – преобразование Фурье матрицы $\underline{W}_u\left(t_1,t_2,R(f,\cdot)\right)$,

$$\dot{B}_{Rij}(f,t)=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\dot{G}(f,x_C-Vt,y_C)\dot{G}^*(f,x_C-Vt,y_C)\times R(f,x_C,y_C)\dot{F}_i\left(f,t,x_C,y_C\right)\dot{F}_j^*\left(f,t,x_C,y_C\right)dx_C\,dy_C,$$

$\vec{\dot{U}}_T(j2\pi f)=F\left\{\vec{u}(t)\right\}$ – спектры наблюдений. Здесь $F\{\cdot\}$ – операторная форма записи преобразования Фурье.

Найдем матрицу $\underline{G}_R^{-1}\left(f,R(\cdot)\right)$ в таком виде:

$$\underline{G}_R^{-1}\left(f,R(\cdot)\right)=\frac{2\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2}{\Pi^2(f)N(f)\Delta G}\times \begin{Vmatrix} \dot{B}_{R11}(f,t)+\dfrac{N_n(f)}{N(f)\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2} & -\dot{B}_{R12}(f,t) \\ -\dot{B}_{R21}(f,t) & \dot{B}_{R11}(f,t)+\dfrac{N_n(f)}{N(f)\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2} \end{Vmatrix}, \quad (10)$$

где

$$\Delta G_u=\left[\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2 B_{R11}(f,t)+\frac{N_n(f)}{N(f)}\right]^2 - -\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^4\left|\dot{B}_{R12}(f,t)\right|^2.$$

Найдем производные в правой и левой части (8)

$$\frac{\delta \underline{G}_R(f,t,\cdot)}{\delta R(\cdot)} = \frac{1}{2}\Pi^2(f)\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2 N(f)\times \times\left\|\begin{matrix} Q_{11}(f,t,x_C,y_C) & \dot{Q}_{12}(f,t,x_C,y_C) \\ \dot{Q}_{21}(f,t,x_C,y_C) & Q_{11}(f,t,x_C,y_C)\end{matrix}\right\|, \quad (11)$$

$$\frac{\delta \underline{G}_u^{-1}(f,t,R(\cdot))}{\delta R(\cdot)} = = \frac{-2\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2}{\Pi^2(f)N(f)\Delta G_u^2}\left\|\begin{matrix} DG_{R11} & DG_{R12} \\ DG_{R21} & DG_{R22}\end{matrix}\right\|, \quad (12)$$

где

$$\dot{Q}_{ij}(f,t,x_C,y_C) = \dot{G}(f,x_C - Vt,y_C)\dot{G}^*(f,x_C - Vt,y_C)\times \times\dot{F}_i(f,t,x_C,y_C)\dot{F}_j^*(f,t,x_C,y_C),$$

$$\{DG_{ii}\}_{i=1}^2 = Q_{ii}(\cdot)\left[\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2 B_{Rii}(f,t) + \frac{N_n(f)}{N(f)}\right]^2 + +Q_{ii}(\cdot)\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^4\left|\dot{B}_{R12}(f,t)\right|^2 - -\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2\left[\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2 B_{Rii}(f,t) + \frac{N_n(f)}{N(f)}\right]\times \times\left\{\dot{Q}_{21}(\cdot)\dot{B}_{R12}(f,t) + \dot{Q}_{12}(\cdot)\dot{B}_{R21}(f,t)\right\},$$

$$\{DG_{ij}\}_{\substack{i,j=1\\ i\neq j}}^2 = \dot{Q}_{ij}(\cdot)\left[\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2 \dot{B}_{Rii}(f,t) + \frac{N_n(f)}{N(f)}\right]^2 + +\dot{Q}_{ji}(\cdot)\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^4\left|\dot{B}_{Rij}(f,t)\right|^2 - -2Q_{11}(\cdot)\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2 \dot{B}_{Rij}(f,t)\times \times\left[\left|\dot{C}(j2\pi f)\right|^2 B_{Rii}(f,t) + \frac{N_n(f)}{N(f)}\right].$$

Подставляя (9) – (12) в (8) и проведя вычисления получим решение в таком виде:

$$\sum_{i,j=1}^{2}(-1)^{i+j}\left[\begin{matrix}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\frac{\left|\dot{C}(\cdot)\right|^4 \dot{B}_{Rij}(\cdot)\dot{Q}_{ji}(\cdot)}{\Delta G_u}df + \\ +\delta_{ij}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\left|\dot{C}(\cdot)\right|^2\dot{Q}_{ii}(\cdot)\frac{N_n(\cdot)}{N(\cdot)}df\end{matrix}\right] = = \frac{2}{T_0}\sum_{i,j=1}^{2}\int_{-\infty}^{\infty}\left|\dot{Z}_{ij}(\cdot)\right|^2 \dot{U}_{T,i}^*(\cdot)\dot{U}_{T,j}(\cdot)df, \quad (13)$$

где δ_{ij} – символ Кронекера,

$$\dot{Z}_{ij}(\cdot) = \frac{\left(\begin{matrix}\left|\dot{C}(\cdot)\right|^2 Q_{ii}(\cdot)\Delta G_u - \\ -\left|\dot{C}(\cdot)\right|^4\left\{\left|\dot{C}(\cdot)\right|^2 B_{Rii}(\cdot) + \frac{N_n(\cdot)}{N(\cdot)}\right\}\times \\ \times\left\{\begin{matrix}2\delta_{ij}\,\mathrm{Re}\,\dot{Q}_{21}(\cdot)\dot{B}_{R12}(\cdot) + \\ +2(1-\delta_{ij})Q_{ii}(\cdot)\dot{B}_{R12}(\cdot)\end{matrix}\right\}\end{matrix}\right)}{\Pi^2(f)N(f)\Delta G_u^2}$$

– передаточная функция системы, содержащей фильтры декорреляции.

Правая часть (13) содержит информацию о физической сущности радиоизображения, а левая – алгоритм обработки сигналов. Радиоизображение, полученное согласно алгоритму обработки сигналов, представляет собой смесь радиоизображений, полученных в «авто» и «кросскорреляционных» каналах обработки сигналов. В обеих случаях оно представляет собой свертку удельной эффективной поверхности рассеяния и функции неопределенности, вид которой в простейшем случае (без учета декоррелирующей фильтрации) описывается выражением

$$\sum_{i,j=1}^{2}\int_{-\infty}^{\infty}\dot{G}^2(f,x_C - Vt,y_C)\dot{F}_i(f,t,x_C,y_C)\times \times\dot{F}_j^*(f,t,x_C,y_C)df.$$

Следует отметить, что автокорреляционные каналы обработки содержат информацию не только о изображении, но и искажены более высоким уровнем внутренних шумов приемника, т.е. содержат слагаемое $\int\limits_{-\infty}^{\infty}\left|\dot{C}(\cdot)\right|^2\dot{Q}_{ii}(\cdot)\frac{N_n(\cdot)}{N(\cdot)}df$, в то время, как кросскорреляционные каналы обработки не содержат этой составляющей. На практике, в кросскорреляционных каналах обработки сигналов так же будет присутствовать шум из-за проникания шумов общего гетеродина при переносе сигналов на промежуточную частоту. Однако спектральная плотность мощности этого шума при правильно организованной развязке каналов будет пренебрежимо малой относительно мощности шумов в автокорреляционном канале.

Правая часть (13) содержит операции, которые соответствуют накоплению энергии по каждому из каналов. При этом обязательной операцией обра-

ISSN 1727-7337 (print)
ISSN 2663-2217 (online)

ботки сигналов является декорреляция, которую весьма трудно реализовать на практике. Трудности состоят, прежде всего, в необходимости учета априорных сведений об удельной эффективной поверхности рассеяния, коэффициента пропускания атмосферы и внутренних шумах приемника, которые меняются во времени. На практике можно опустить эти операции декорреляции и перейти к так называемому квазиоптимальному алгоритму обработки сигналов. Следует отметить, что в фильтре декорреляции содержится так же операция выравнивания задержки между каналами, которая обеспечивает синфазную обработку сигналов разных каналов.

Техническая реализация правой части (13) более удобна во временной области. С учетом отмеченных выше особенностей, алгоритму (13) во временной области соответствуют операции

$$\hat{R}\left(x_C, y_C\right) = \frac{2}{T_0} \sum_{i,j=1}^{2} \int_{-\infty}^{\infty} u_i(t) u_j(t - \Delta t_{ij}) dt, \quad (14)$$

где $u_i(t)$ – преобразование Фурье функции $\sqrt{\dot{Z}_{ij}(\cdot)}\dot{U}^*_{T,i}(\cdot)$,

$u_j(t)$ – преобразование Фурье функции $\sqrt{\dot{Z}_{ij}(\cdot)}\dot{U}_{T,j}(\cdot)$,

$\hat{R}\left(x_C, y_C\right)$ – оценка удельной эффективной площади рассеяния, которая сглажена функцией неопределенности системы.

Обобщение алгоритма на произвольное количество антенн. Следует отметить, что решение (13) будет отличаться только видом фильтров декорреляции (их аналитическое представление усложняется) и видом функции неопределенности. Физическая сущность радиоизображения, полученного для произвольного N, остается прежней. Тогда перепишем (14) в таком виде

$$\hat{R}\left(x_C, y_C\right) = \frac{2}{T_0} \sum_{i,j=1}^{N} \int_{-\infty}^{\infty} u_i(t) u_j(t - \Delta t_{ij}) dt. \quad (15)$$

В то же время, ранее отмечалось, что автокорреляционные каналы вносят в изображение шумы. С целью минимизации вклада шумов целесообразно оставить только один автокорреляционный канал обработки и переписать (15) в таком виде (переход к квазиоптимальной обработке):

$$\hat{R}\left(x_C, y_C\right) = \frac{2}{T_0} \sum_{\substack{i,j=1 \\ i \neq j}}^{N} \int_{-\infty}^{\infty} u_i(t) u_j(t - \Delta t_{ij}) dt + \frac{2}{T_0} \int_{-\infty}^{\infty} u_1^2(t) dt. \quad (16)$$

Разработка метода повышения качества радиоизображений

В левой частях (13)–(16) стоит оценка радиоизображения в точке $\left(x_C, y_C\right)$. Радиоизображение участка поверхности получим фокусировкой системы на каждую точку поверхности, что выполняется формированием веера парциальных лучей диаграммы направленности или сканированием одного луча.

Следует ожидать, что качество оценки изображения $\hat{R}\left(x_C, y_C\right)$ – первичного изображения – зависит от функции неопределенности. Для разреженных антенных систем функции неопределенности характеризуются множеством дифракционных лепестков, соизмеримых по уровню с главным лепестком. Обеспечить единственность главного лепестка и существенно снизить боковые удается за счет обработки широкополосных сигналов. При этом все же наблюдается значимое «просачивание» сигналов по боковым лепесткам функции неопределенности, искажающее радиоизображение и снижающее его динамический диапазон. Особенно низкое качество изображения получается, когда объем функции неопределенности под боковыми лепестками существенно выше объема, заключенного под главным лепестком.

Повысить качество радиоизображения (первичного) можно реализуя оптимальную фильтрацию (вторичную обработку). Разработаем метод, снованный на инверсной фильтрации, возникающей в процессе решения интегрального уравнения обращения. Для этого представим левую часть уравнения (13) в обобщенном виде

$$\hat{R}\left(x_C, y_C\right) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R(x, y) \Psi\left(x - x_C, y - y_C\right) dx\, dy, \quad (17)$$

где $\Psi(x, y)$ – функция неопределенности радиосистемы, которая в случае отказа от операции декорреляции описывается выражением

$$\Psi\left(x_C - x, y_C - y\right) = \\ = \sum_{i,j=1}^{N} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{G}^2\left(f, x_C - Vt, y_C\right) \dot{F}_i\left(f, t, x_C, y_C\right) \times \\ \times \dot{F}_j^*\left(f, t, x_C, y_C\right) df. \quad (18)$$

Предположим, что существует функция $\Psi^{-1}(x, y)$, удовлетворяющая интегральному уравнению

$$\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \Psi\left(x_C - x, y_C - y\right) \Psi^{-1}(x, y) dxdy = \\ = \delta\left(x_C, y_C\right). \quad (19)$$

Умножим левую и правую части (17) на $\Psi^{-1}\left(x_C - x', y_C - y'\right)$ и проинтегрируем по x_C, y_C. Получим

$$\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \hat{R}\left(x_C, y_C\right) \Psi^{-1}\left(x_C - x', y_C - y'\right) dx_C dy_C = \\ = R\left(x', y'\right). \quad (20)$$

Из (20) следует, что если существует функция $\Psi^{-1}(x, y)$, то можно восстановить истинное значение $R\left(x', y'\right)$. Проблема возникает в том, что достаточно сложно оценить не только функцию $\Psi^{-1}(x, y)$, но и $\Psi(x, y)$. Последняя может быть рассчитана, но в связи с тем, что техническая реализация радиосистемы отличается от идеальной, эти расчёты являются приближенными. Функцию $\Psi(x, y)$ можно так же измерить, например, в безэховой камере или по удаленному точечному источнику. В любом из этих случаев, функция $\Psi(x, y)$ будет известна с точностью до некоторой погрешности $\Delta\Psi(x, y)$, обусловленной внутренними шумами аппаратуры и инструментальными ошибками. Поэтому на практике вместо $\Psi^{-1}(x, y)$ можно оценить $\Psi_\Delta^{-1}(x, y)$, которую находим из (19) следующим образом:

$$\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} \begin{pmatrix} \Psi\left(x_C - x, y_C - y\right) + \\ + \Delta\Psi\left(x_C - x, y_C - y\right) \end{pmatrix} \Psi_\Delta^{-1}(x, y) dxdy = \\ = \delta\left(x_C, y_C\right). \quad (21)$$

В таком случае достаточно оценить допустимую погрешность $\Delta\Psi(x, y)$ для конкретно взятой радиосистемы и обеспечить измерение функции неопределенности в пределах этой погрешности. Величину погрешности можно оценить на этапе моделирования работы системы в режиме построения изображения.

Разработка структурной схемы радиосистемы. Имитационное моделирование

На рис. 2 показана структурная схема радиосистемы, разработанная согласно (16) с учетом инверсной фильтрации «первичного» изображения согласно (21).

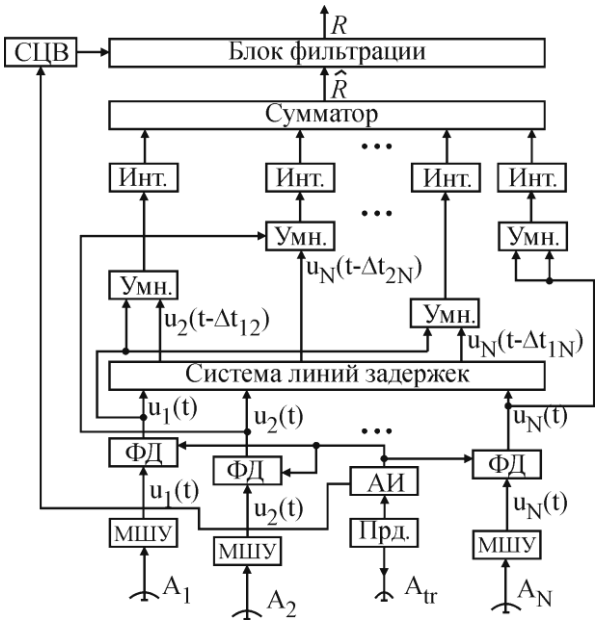


Рис. 2. Структурная схема радиосистемы с блоком вторичной обработки (фильтрации) изображений

На рис. 2 введены следующие обозначения: Прд. – передатчик, МШУ – малошумящий усилитель, АИ – блок априорной информации, ФД – фильтр декорреляции, Умн. – умножитель, Инт. – интегратор, СЦВ – спецвычислитель. Система линий задержек обеспечивает синфазное умножение наблюдений в разных каналах. На выходе сумматора получаем оценку изображения, которая поступает на блок фильтрации, реализующий обработку изображения согласно (20). На второй вход блока фильтрации поступает информация о $\Psi^{-1}(x, y)$ с СЦВ, который формирует ее на основе данных из блока АИ. На выходе радиосистемы формируется радио-

ISSN 1727-7337 (print)
ISSN 2663-2217 (online)

изображение, пропорциональное удельной эффективно площади рассеяния.

Рассмотрим пример формирования радиоизображения с использованием беспилотного летательного аппарата (БПЛА). Расположение элементов антенной системы, размещенной на БПЛА, показано на рис. 3. Передающая антенна размещена в точке с координатами $(0,0)$. На прием работают 16 антенн. Диаметр каждой антенны 2.3 см. Диапазон рабочих частот – 18÷26.5 ГГц.

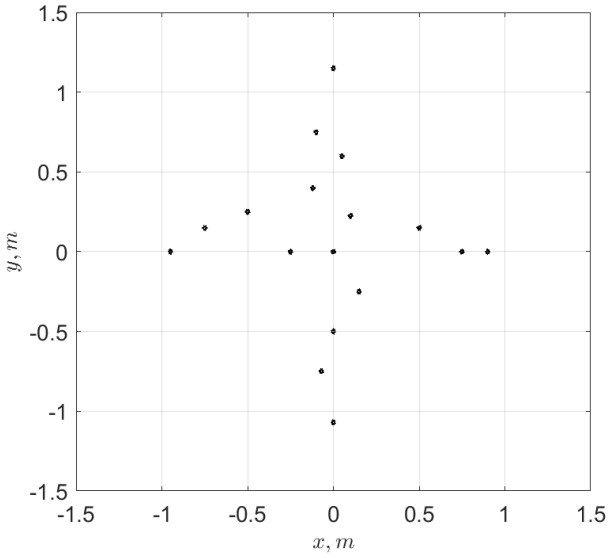


Рис. 3. Расположение антенной системы на БПЛА

Вид функции неопределенности, рассчитанной согласно (18), показан на рис. 4. Функция неопределенности нормирована к единичному объему.

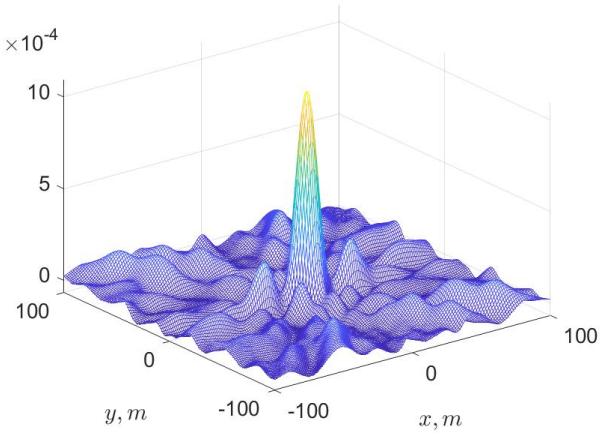


Рис. 4. Вид функции неопределенности $\Psi(x,y)$, пересчитанной к поверхности в предположении, что высота полета БПЛА составляет 1 км

За счет обработки сигнала в широкой полосе функция неопределенности, показанная на рис. 4, имеет один главный лепесток. Но объем этой функции по боковым лепесткам превосходит объем главного лепестка. Это исказит радиоизображение. Покажем это на следующем примере. На рис. 5 показано тестовое изображение поверхности.

Рис. 5. Тестовое изображение поверхности

На рис. 6 показано радиоизображение (первичное), полученное с использованием предложенной радиосистемы.

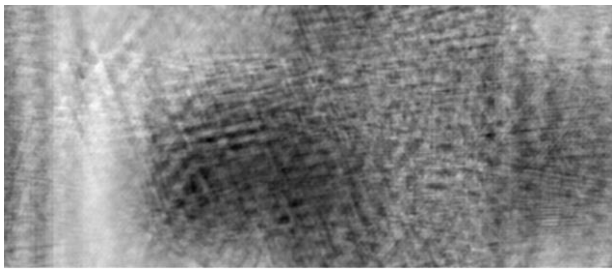


Рис. 6. Первичное радиоизображение

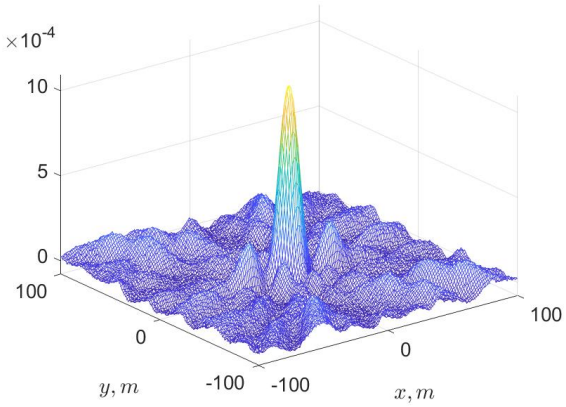
Как уже отмечалось, высокий интегральный уровень боковых лепестков существенно искажает радиоизображение. Снизить влияние боковых лепестков можно изменением геометрии антенной системы или расширение полосы частот. Но повысить качество изображения можно и оптимальной фильтрацией согласно (20).

Вначале рассмотрим случай, когда функция неопределенности $\Psi(x,y)$ известна точно. Найдем функцию $\Psi^{-1}(x,y)$ и выполним фильтрацию первичного изображения. Результат фильтрации (вторичное радиоизображение) показан на рис. 7.

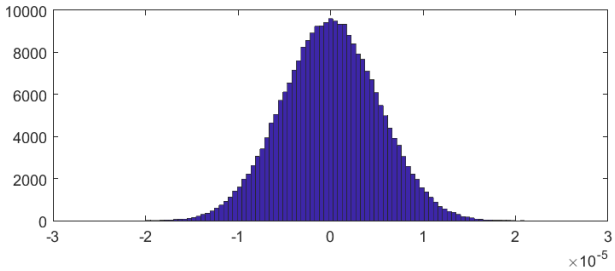
Из визуального анализа рис. 7 следует, что решение задачи формирования радиоизображения при полностью известной функции $\Psi(x,y)$ возможно с высокой точностью. На практике же, точно знать функцию $\Psi(x,y)$ не представляется возможным. Рассмотрим как ошибки $\Delta\Psi(x,y)$ влияют на качество вторичной обработки и восстановление радиоизображения.

Рис. 7. Вторичное радиоизображение, восстановленное из показанного на рис. 6 при точно известной функции $\Psi(x,y)$

Пусть вместо истинной $\Psi(x,y)$ измерена $\Psi(x,y)+\Delta\Psi(x,y)$ (рис. 8, а), где $\Delta\Psi(x,y)$ представляет собой нормальный случайный процесс, гистограмма распределения которого показана на рис. 8, б.



а



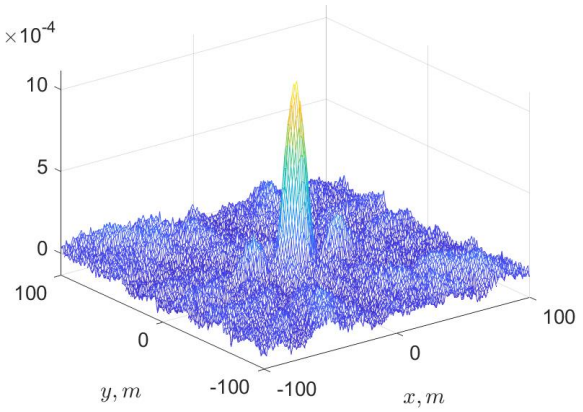
б

Рис. 8. Вид функции неопределенности $\Psi(x,y)+\Delta\Psi(x,y)$ – а, с учетом искажения случайной функцией с гауссовским распределением и гистограммой – б

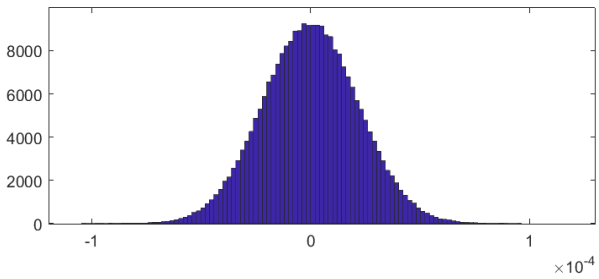
На рис. 9 показано вторичное изображение, полученное по первичному изображению (см. рис. 6) с использованием функции неопределенности, показанной на рис. 8.а. Изображение восстановлено хуже, чем при полностью известной форме функции $\Psi(x,y)$, но при этом объекты на изображении наблюдаются без существенных искажений.

Увеличим погрешность. Вид функции $\Psi(x,y)+\Delta\Psi(x,y)$ в этом случае показан на рис. 10.а, а на рис. 10.б показан вид гистограммы распределения погрешности функции $\Delta\Psi(x,y)$.

Рис. 9. Вторичное изображение, полученное с использованием функции неопределенности, показанной на рис. 8, а



а



б

Рис. 10. Вид функции неопределенности $\Psi(x,y)+\Delta\Psi(x,y)$ – а, с учетом искажения случайной функцией с гауссовским распределением и гистограммой – б

На рис. 11 показано вторичное изображение, восстановленное при использовании функции неопределенности, показанной на рис. 10, а.

ISSN 1727-7337 (print)
ISSN 2663-2217 (online)

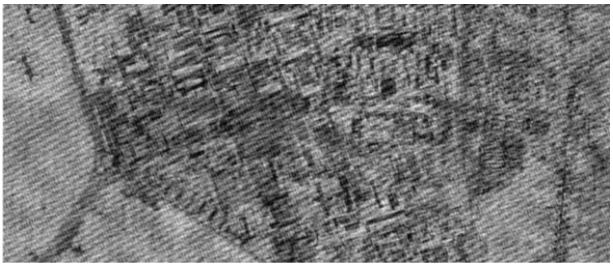


Рис. 11. Вторичное изображение, полученное с использованием функции неопределенности, показанной на рис. 10, а

Визуальное восприятие объектов на изображении (см. рис. 11) хуже, чем на рис. 9.

Рассмотрим случай, если погрешности имеют распределение близкое к рэлеевскому. На рис. 12 показана функция неопределенности $\Psi(x,y)+\Delta\Psi(x,y)$ и гистограмма погрешности измерения, близкая к закону распределения Рэлея.

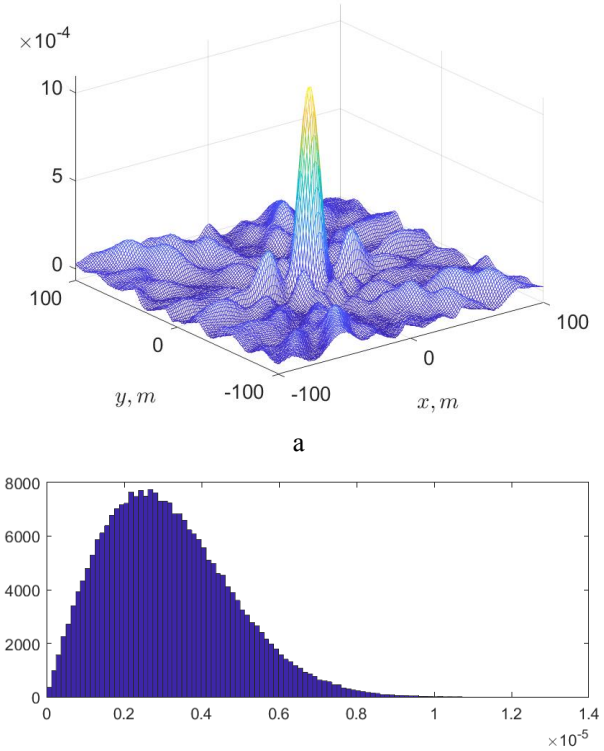


Рис. 12. Вид функции неопределенности $\Psi(x,y)+\Delta\Psi(x,y)$ – а, с учетом искажения случайной функцией с гистограммой – б

Вторичное изображение, полученное с использованием оценки функции неопределенности, показанной на рис. 12, а, представлено на рис. 13.

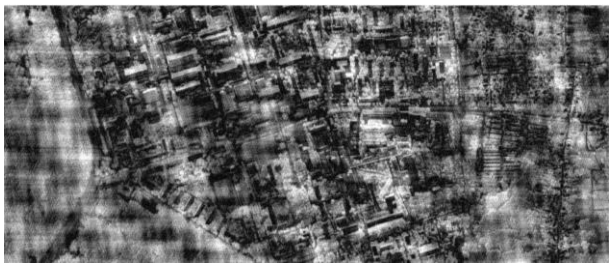


Рис. 13. Вторичное изображение, полученное с использованием функции неопределенности, показанной на рис. 10, а

Изображение на рис. 13 может быть интерпретировано так как на нем визуально распознаются объекты.

В целом полученные результаты позволяют заключить, что инверсная фильтрация изображений при не точно известной функции неопределенности целесообразна. Следует отметить, что решение задачи повышения качества изображения следует решать комплексно, а именно:

– оптимизировать геометрию антенной системы (этот вопрос заслуживает отдельного внимания);

– обосновано выбирать диапазон рабочих частот с учетом геометрии антенной системы и условий решения задачи;

– решать задачу инверсной фильтрации изображений;

– применять дополнительные фильтры [17] повышения качества изображения.

Последний пункт связан с тем, что он позволит снизить влияние погрешности оценивания функции неопределенности на качество вторичных радиоизображений.

Перспективы применения

Синтезированные алгоритмы целесообразно применять для разработки комплексов дистанционного зондирования с широкой полосой обзора. При этом сектор углов 15°÷50° слева и справа от надира будут просматриваться за счет использования РСА, а сектор углов ±15° – с помощью системы активного апертурного синтеза.

Выводы

В работе получены следующие важные результаты и выводы:

1) синтезирован и исследован алгоритм формирования радиоизображений с аэрокосмических носителей, позволяющий просматривать область в пределах углов ±15° от надира;

2) предложен алгоритм вторичной обработки радиоизображений, основанный на инверсной фильтрации с использованием информации о функции неопределенности. Исследовано влияние погрешности оценивания функции неопределенности на качество фильтрации изображений;

3) отмечено, что для формирования радиоизображений целесообразно решать не отдельно задачу фильтрации, а комплексно – от выбора параметров антенной системы и обоснования диапазона частот до использования инверсной фильтрации и фильтрации фильтрами, используемыми в цифровой обработке изображений.

Литература

1. 1HOPSat Formal Orbital Debris Assessment Report (ODAR) and End of Mission Plan (EOMP) [Text]. – Report Version: 8/28/18. – 41 p.

2. Mission Overview of the Advanced Optical Satellite (Alos-3) [Text] / T. Tadono, Y. Mizukami, A. Oka, H. Watarai, M. Sagisaka // IGARSS 2019 - 2019 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, Yokohama, Japan, 2019. – P. 5883-5886. doi: 10.1109/IGARSS.2019.8899187.

3. SBIRS: Missions, Challenages and Opportunities [Text] / L. Wenjie, Y. Shiqiang, W. Chengliang, O. Yan // 2019 IEEE 4th International Conference on Cloud Computing and Big Data Analysis (ICCCBDA), Chengdu, China, 2019. – P. 363-367. doi: 10.1109/ICCCBDA.2019.8725616.

4. Motohka, T. Advanced Land Observing Satellite-2 (ALOS-2) and its follow-on L-band SAR mission [Text] / T. Motohka, Y. Kankaku, S. Suzuki // 2017 IEEE Radar Conference (RadarConf), Seattle, WA, 2017. – P. 0953-0956. doi: 10.1109/RADAR.2017.7944341

5. Cumming, Ian G. Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithms and Implementation [Text] / Ian G. Cumming, Frank H. Wong. – Artech House Print on Demand, 2005. – 660 p.

6. Кондратенков, Г. С. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли [Текст] / Г. С. Кондратенков, А. Ю. Фролов ; под ред. Г. С. Кондратенкова. – М. : «Радиотехника», 2005. – 368 с.

7. Волосюк, В. К. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации [Текст] / В. К. Волосюк, В. Ф. Кравченко ; под ред. В. Ф. Кравченко. − М. : Физматлит, 2008. – 704 с.

8. Super-resolution SAR imaging: Optimal algorithm synthesis and simulation results [Text] / V. F. Kravchenko, B. G. Kutuza, V. K. Volosyuk, V. V. Pavlikov, S. S. Zhyla // 2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS), 2017. – P. 419-425.

9. Wilson, Thomas L. Tools of Radio Astronomy [Text] / Thomas L. Wilson, Kristen Rohlfs, Susanne Hüttemeister. – Springer, Berlin, Heidelberg, 2009. – 609 p. DOI: 10.1007/978-3-540-85122-6.

10. Thompson, A. R. Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy [Text] / A. R. Thompson, J. M. Moran, G. W. Swenson Jr. – Third Edition. – Springer International Publishing, 2017. – 872 p. DOI: 10.1007/978-3-319-44431-4.

11. Optimal signal processing for radiometric imaging with multi-antenna & multi-band passive radars [Text] / V. V. Pavlikov, S. S. Zhyla, Nguen Van Kiem, O. V. Odokienko // Antenna theory and techniques. ICATT'2015 : proc. of the X Intern. conf., Apr. 21–24, 2015, Kharkiv, Ukraine. – [Kharkiv], 2015. – P. 179-181.

12. Pavlikov, V. V. Ultra-wideband Passive radars: Fundamental Theory and Applications [Text] / V. V. Pavlikov, V. K. Volosyuk, S. S. Zhyla // Proc. of Conference MMET-2018, July 2-5, 2018, Kyiv, Ukraine, P. 56-61.

13. UWB active aperture synthesis radar the operating principle and development of the radar block diagram [Text] / V. Pavlikov, V. Volosyuk, S. Zhyla, H. N. Van, K. N. Van // 2017 IEEE Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium (MRRS), Kiev, 2017. – P. 27-30. DOI: 10.1109/MRRS.2017.8075018.

14. A new method of multi-frequency active aperture synthesis for imaging of SAR blind zone under aerospace vehicle [Text] / V. Pavlikov, V. Volosyuk, S. Zhyla, H. N. Van, K. N. Van // 2017 14th International Conference The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics (CADSM), Lviv, 2017. – P. 118-120.
DOI: 10.1109/CADSM.2017.7916099

15. Signal Processing Algorithm for Active Aperture Synthesis Systems [Text] / V. Pavlikov, V. Volosyuk, S. Zhyla, N. V. Huu, K. Nguen Van, A. Sobkolov // 2019 IEEE 15th International Conference on the Experience of Designing and Application of CAD Systems (CADSM), Polyana, Ukraine, 2019. – P. 1-4. DOI: 10.1109/CADSM.2019.8779350.

16. Active Aperture Synthesis Radar for High Spatial Resolution Imaging [Text] / V. V. Pavlikov, V. K. Volosyuk, S. S. Zhyla, N. Van Huu // 2018 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS), Odessa, 2018. – P. 252-255. DOI: 10.1109/UWBUSIS.2018.8520021.

17. Гонсалес, Р. Цифровая обработка изображений [Текст] / Р. Гонсалес, Р. Вудс. – Москва : Техносфера, 2005. – 1072 с.

References

1. *1HOPSat Formal Orbital Debris Assessment Report (ODAR) and End of Mission Plan (EOMP)*, Report Version: 8/28/18. 41 p.

2. Tadono, T., Mizukami, Y., Oka, A., Watarai, H., Sagisaka, M. Mission Overview of the Advanced Optical Satellite (Alos-3). *IGARSS 2019 - 2019 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium,*

ISSN 1727-7337 (print)
ISSN 2663-2217 (online)

Yokohama, Japan, 2019, pp. 5883-5886. DOI: 10.1109/IGARSS.2019.8899187.

3. Wenjie, L., Shiqiang, Y., Chengliang, W. Yan, O. SBIRS: Missions, Challenages and Opportunities. *2019 IEEE 4th International Conference on Cloud Computing and Big Data Analysis (ICCCBDA)*, Chengdu, China, 2019, pp. 363-367. DOI: 10.1109/ICCCBDA.2019.8725616.

4. Motohka, T., Kankaku, Y., Suzuki, S. Advanced Land Observing Satellite-2 (ALOS-2) and its follow-on L-band SAR mission. *2017 IEEE Radar Conference (RadarConf)*, Seattle, WA, 2017, pp. 0953-0956. DOI: 10.1109/RADAR.2017.7944341.

5. Cumming, Ian G., Wong, Frank H. *Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithms and Implementation*, Artech House Print on Demand, 2005. 660 p.

6. Kondratenkov, G. S., Frolov, A. Yu. *Radiovideniye. Radiolokatsionnyye sistemy distantsionnogo zondirovaniya Zemli* [Radiovision. Earth Remote Sensing Radar Systems]. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2005. 368 p.

7. Volosyuk, V. K., Kravchenko, V. F. *Statisticheskaya teoriya radiotekhnicheskikh sistem distantsionnogo zondirovaniya i radiolokatsii* [Statistical theory of radio engineering systems for remote sensing and radar]. Moscow: Fizmatlit Publ., 2008. 704 p.

8. Kravchenko, V. F., Kutuza, B. G., Volosyuk, V. K., Pavlikov, V. V., Zhyla, S. S. Super-resolution SAR imaging: Optimal algorithm synthesis and simulation results. *2017 Progress In Electromagnetics Research Symposium - Spring (PIERS)*, 2017, pp. 419-425.

9. Wilson, Thomas L., Rohlfs, Kristen., Hüttemeister, Susanne. *Tools of Radio Astronomy*, Springer, Berlin, Heidelberg, 2009. 609 p. DOI: 10.1007/978-3-540-85122-6.

10. Thompson, A. R., Moran, J. M., Swenson Jr., G. W. *Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy*, Third Edition, Springer International Publishing, 2017. 872 p. DOI: 10.1007/978-3-319-44431-4.

11. Pavlikov, V. V., Zhyla, S. S., Nguen Van Kiem, Odokienko, O. V. Optimal signal processing for radiometric imaging with multi-antenna & multi-band passive radars. *Antenna theory and techniques. ICATT'2015 : proc. of the X Intern. conf., Apr. 21–24, 2015, Kharkiv*, Ukraine, pp. 179-181.

12. Pavlikov, V. V., Volosyuk, V. K., Zhyla, S. S. Ultra-wideband Passive radars: Fundamental Theory and Applications. *Proc. of Conference MMET-2018, July 2-5, 2018, Kyiv*, Ukraine, pp. 56-61.

13. Pavlikov, V., Volosyuk, V., Zhyla, S., Van, H. N., Van, K. N. UWB active aperture synthesis radar the operating principle and development of the radar block diagram. *2017 IEEE Microwaves, Radar and Remote Sensing Symposium (MRRS), Kiev*, 2017, pp. 27-30. DOI: 10.1109/MRRS.2017.8075018.

14. Pavlikov, V., Volosyuk, V., Zhyla, S., Van, H. N., Van, K. N. A new method of multi-frequency active aperture synthesis for imaging of SAR blind zone under aerospace vehicle. *2017 14th International Conference The Experience of Designing and Application of CAD Systems in Microelectronics (CADSM), Lviv*, 2017, pp. 118-120. DOI: 10.1109/CADSM.2017.7916099.

15. Pavlikov, V., Volosyuk, V., Zhyla, S., Huu, N. V., Van, K. Nguen., Sobkolov, A. Signal Processing Algorithm for Active Aperture Synthesis Systems. *2019 IEEE 15th International Conference on the Experience of Designing and Application of CAD Systems (CADSM), Polyana*, Ukraine, 2019, pp. 1-4. DOI: 10.1109/CADSM.2019.8779350.

16. Pavlikov, V. V., Volosyuk, V. K., Zhyla, S. S., Van, Huu N. Active Aperture Synthesis Radar for High Spatial Resolution Imaging. *2018 9th International Conference on Ultrawideband and Ultrashort Impulse Signals (UWBUSIS), Odessa*, 2018, pp. 252-255. DOI: 10.1109/UWBUSIS.2018.8520021.

17. Gonzalez, R., Woods, R. *Tsifrovaya obrabotka izobrazheniy* [Digital image processing]. Moscow, Technosphere Publ., 2005. 1072 p.

Поступила в редакцию 9.11.2019, рассмотрена на редколлегии 10.12.2019

АЛГОРИТМИ ПЕРВИННОЇ І ВТОРИННОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ В СИСТЕМАХ АКТИВНОГО АПЕРТУРНОГО СИНТЕЗУ

В. В. Павліков, В. К. Волосюк, Нгуєн Ван Хіу, О. В. Одокієнко

Синтезовано метод обробки просторово-часових радіосигналів, який дозволяє формувати зображення високої просторової роздільної здатності з аерокосмічних носіїв. При цьому зона огляду становить ±15° від надира щодо лінії польоту, яка традиційно не оглядається з аерокосмічних носіїв. Запропоновано структурну схему радіосистеми активно-пасивного типу. Зображення, що формується на виході такої радіосистеми, спочатку має низьку якість візуального сприйняття. Це зображення названо первинним, так як воно отримано на етапі первинної обробки сигналів. Досліджено фізичну сутність такого зображення. Воно наближено представляє собою операцію згортки функції невизначеності з просторовою функцією, пропорційною ідеальному зображенню. Фізичний сенс ідеального зображення залежить від особливостей радіотехнічної системи формування зображення. У розглянутій задачі – це питома ефективна площа розсіювання. З метою підвищення якості зображення запропонована додаткова обробка – інверсна фільтрація. У роботі обґрунтовується метод фільтрації (вторинної обробки) зображень, заснований на вирішенні інтегрального рівняння обернення. Показано, що точне рішення цього рівняння отримати складно так як вид функції невизначеності точно не відомий і може бути оцінений тільки наближено і, крім цього, не для кожної функції невизначеності можна отримати невироджене рішення рівняння обернення. Тому наводиться наближене рішення задачі,

достатнє для вирішення практичних завдань підвищення якості зображення. Методами чисельного моделювання досліджується вплив похибки визначення форми функції невизначеності на завдання підвищення якості зображення. Наводяться приклади первинних і вторинних зображень, отриманих на виході широкосмугових систем активно-пасивного апертурного синтезу з різними геометріями просторово-розподілених антенних систем.

Ключові слова: обробка сигналів; обробка зображень; формування зображень високого просторового розрізнення; система активного апертурного синтезу; надширокосмугові просторово-часові сигнали.

PRIMARY AND SECONDARY ALGORITHMS FOR SIGNAL PROCESSING IN ACTIVE APERTURE SYNTHESIS SYSTEMS

V. V. Pavlikov, V. K. Volosyuk, Nguyen Van Huu, O. V. Odokienko

A method for processing spatio-temporal radio signals, which allows the formation of high spatial resolution images from aerospace carriers, has been synthesized. In this case, a swath is ±15° from the nadir relative to the flight line is considered. Traditionally this swath is not visible from aerospace carriers. A block diagram of an active-passive type radar is proposed. Initially the image obtained at the output of such a radar has a low quality of visual perception. Such image is called primary, since it was obtained at the stage of primary signal processing. The physical sense of such image is investigated. It approximately represents the operation of convolution of the ambiguity function with a spatial function proportional to the ideal image. The physical sense of the ideal image depends on the characteristics of the imaging system. In the problem under consideration, this is the specific radar cross section. In order to improve the quality of the image it is proposed additional processing (filtering). The paper substantiates the method of filtering (secondary processing) of images based on the solution of the inverse integral equation. It is shown that the exact solution to this equation is difficult to obtain because the form of the ambiguity function is not known exactly and can be estimated only approximately and, in addition, not for each ambiguity function it is possible to obtain a non-singular solution of the inversion equation. Therefore, an approximate solution to the problem is given. It solution is sufficient to solve practical problems of improving image quality. Using numerical simulation methods, the influence of the error in determining the shape of the uncertainty function on the task of improving image quality is studied. Examples of primary and secondary images obtained at the output of wideband active aperture synthesis systems with various geometries of spatially distributed antenna systems are given.

Keywords: signal processing; image processing; high spatial resolution imaging; active aperture synthesis system; ultrawideband spatiotemporal signals.

Павликов Владимир Владимирович – д-р техн. наук, ст. науч. сотр., проректор по научной работе, Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина.

Волосюк Валерий Константинович – д-р техн. наук, проф., проф. каф. аэрокосмических радиоэлектронных систем, Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина.

Нгуен Ван Хиу – аспирант кафедры аэрокосмических радиоэлектронных систем, Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина.

Одокиенко Алексей Владимирович – канд. техн. наук, декан факультета радиоэлектроники, компьютерных систем и инфокоммуникаций, Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «Харьковский авиационный институт», Харьков, Украина.

Pavlikov Volodymyr Volodymyrovych – Doctor of Tech. Sci., senior researcher, vice-rector for science, National Aerospace University "Kharkov Aviation Institute", Kharkov, Ukraine, e-mail: v.pavlikov@khai.edu,
ORCID Author ID: 0000-0002-6370-1758, Scopus Author ID: 23397933100, ResearcherID: W-5274-2018,
https://scholar.google.com.ua/citations?user=ttWio_4AAAAJ.

Volosyuk Valeriy Kost`antynovych – Doctor of Tech. Sci., Professor, Professor, Department of Aerospace Radio-Electronic Systems, National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, Ukraine,
e-mail: v.volosyuk@khai.edu,
ORCID Author ID: 0000-0002-1442-6235, Scopus Author ID: 7003358846, ResearcherID: A-2021-2019,
https://scholar.google.com.ua/citations?user=Sg8ED3oAAAAJ.

Nguyen Van Huu – Postgraduate Student, Department of Aerospace Radio-Electronic Systems, National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, Ukraine, e-mail: nguyenvanhuu2709@gmail.com,
ORCID Author ID: 0000-0002-9238-7622, Scopus Author ID: 57194428732.

Odokienko Olexiy Volodymyrovych – Ph.D., Dean of the Faculty of Radio Electronics, Computer Systems and Infocommunications, National Aerospace University "Kharkiv Aviation Institute", Kharkiv, Ukraine,
e-mail: o.odokiienko@khai.edu,
ORCID Author ID: 0000-0002-5227-1000, Scopus Author ID: 56784405500, ResearcherID: G-4996-2018,
https://scholar.google.com.ua/citations?user=0vzhRY0AAAAJ.