

УДК 621.396.962.3

В. В. Чапурский

ПОЛУЧЕНИЕ РАДИОГОЛОГРАФИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ РАЗРЕЖЕННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК ТИПА МІМО С ОДНОЧАСТОТНЫМ И МНОГОЧАСТОТНЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ

Теоретически рассмотрено получение радиоизображений близко расположенных объектов с помощью пространственно многоканальных радиолокационных систем на основе разреженных неуправляемых передающей и приемной антенных решеток типа МІМО. При излучении ортогональных по времени одно- и многочастотных сигналов рассчитана обобщенная функция неопределенности по пространственным координатам и приведены примеры фокусировки радиоизображений многоточечных объектов с высоким разрешением. Декларирована эквивалентность построения радиоизображений в когерентных РЛС малой дальности типа МІМО новому радиолокационному методу мультистатистических радиоголограмм.

E-mail: vchapursky@rslab.ru

Ключевые слова: радиолокационные системы, антенные решетки, радиоголографические изображения.

В настоящее время работы по теории и практическому воплощению систем бесконтактного радиолокационного обнаружения скрытых объектов, в том числе под одеждой на теле человека, широко ведутся за рубежом и в нашей стране. Наиболее близкими в теоретическом плане к решению данной задачи являются радиоголографические методы [1–4]. Так, в работах [1, 2] решение основывается на применении теории гауссовых пучков и градиентно-фазовом методе измерения расстояния в сантиметровом диапазоне волн, в работах [3, 4] восстановление радиоизображений основано на регистрации радиоголограмм также сантиметрового диапазона с использованием приближения Борна. Существуют и многочисленные зарубежные публикации в области радиоголографии, как недавние, так и опубликованные в 1970–90-е гг., посвященные радиоголографическому подходу и полученным на его основе экспериментальным результатам. В большинстве случаев упомянутые исследования относились к радиоголографии и подповерхностной радиолокации заглубленных объектов.

Для подповерхностной радиолокации были созданы многочисленные коммерческие радиолокаторы подповерхностного зондирования (РПЗ), работающие в полосе частот от десятков мегагерц до единиц

гигагерц, в основном с видеоимпульсными зондирующими сигналами (ВИС). По принципу действия, диапазону частот, характеристикам разрешающей способности и из-за низкого быстродействия РПЗ с ВИС не удовлетворяют решению задачи обнаружения скрытых объектов на теле человека и не могут быть использованы в качестве полезного прототипа. Более адекватными данной задаче устройствами являются макет и алгоритмы, описанные, например, в работах [3, 4]. Однако и такой прототип не может быть использован на практике ввиду малого быстродействия механического сканера, что относится и к другим аналогичным экспериментальным установкам.

В 2009 г. появилась израильская установка для досмотра пассажиров в аэропортах, удовлетворяющая решению поставленной задачи и работающая в миллиметровом диапазоне волн. Однако стоимость такой установки велика, ее изготовление и настройка технологически сложны, а ее принципы работы не разглашаются. В связи с этим сохраняет свою актуальность формирование и теоретический анализ гипотез работы устройств аналогичного назначения, в том числе в сантиметровых и, следовательно, более технологичных диапазонах волн при возможном сверхширокополосном (СШП) расширении полосы излучаемых частот. Эти гипотезы вошли в число теоретических задач, рассматриваемых в настоящей статье, и были сформулированы на основе ранее полученных теоретических и практических результатов в области разработки радиолографических сканирующих РПЗ серии “Раскан” с многочастотным излучением [5], а также на основе научно-технического задела в области исследования и создания радиолокатора с использованием принципов многочастотной MIMO (Multiple Input — Multiple Output) радиолокации [6, 7].

В рамках настоящей статьи применительно к построению радиолографических изображений малоудаленных объектов выполнена теоретическая разработка методов оценки пространственного разрешения и обработки сигналов в пространственно и частотно многоканальных радиолокационных системах (ПМ РЛС) типа MIMO. Термин MIMO Radar в зарубежной литературе стал применяться в последние годы [8] для ПМ РЛС, причем аббревиатура MIMO была заимствована из теории современных систем радиосвязи [9], в которых принцип MIMO используется для увеличения пропускной способности и борьбы с интерференционными замираниями. В ПМ РЛС типа MIMO используют антенные системы (АС) в виде антенных решеток (АР) из пространственно распределенных неуправляемых по фазам передающих и приемных элементов. При этом такие АС излучают когерентные зондирующие сигналы (ЗС), ортогональные по времени, частоте или по коду от одного передающего элемента к другому. Это позволяет

разделить принимаемые сигналы для всех возможных пар передающий элемент–приемный элемент и осуществить обработку полученного многокомпонентного векторного сигнала и обзор пространства без механического или электронного сканирования лучей диаграмм направленности (ДН) непосредственно в процессоре цифровой обработки векторных сигналов. Описанные принципы построения могут быть использованы и в ПМ РЛС малой дальности, предназначенных для обнаружения скрытых объектов.

Предлагаемый метод теоретически исследуется в настоящей работе для сантиметрового диапазона волн в двух частотных диапазонах 2 и 6 ГГц, а также при различной ширине полосы совокупности многочастотных ЗС (от узкополосных до сверхширокополосных). При отсутствии механического сканирования ПМ РЛС малой дальности типа ММО характеризуются высоким разрешением по пространственным координатам и хорошими селективными свойствами при малом времени сбора сигнальной информации. В качестве полезной и перспективной альтернативы системам с механическим сканированием и режимом радиолокационного синтезирования апертуры (РСА) [10] рассматривается применение в ПМ РЛС малой дальности неподвижных плоских передающих и приемных АР. При этом возможно сокращение числа элементов АС на передачу и прием за счет увеличения межэлементного расстояния, т.е. применение разреженных передающей и приемной АР со специальным пространственным распределением элементов, что в целом упрощает техническое построение системы.

Наиболее распространенными видами ЗС, теоретически применимыми в ПМ РЛС типа ММО, являются следующие:

- импульсные многочастотные сигналы, излучаемые одновременно всеми передающими элементами АС на различных частотах с постоянным шагом по частоте, обеспечивающим частотное разделение при приеме — моноимпульсные многочастотные (ММЧ) сигналы;
- сигналы со ступенчатой частотной модуляцией (СЧМ), пакки которых разделены по времени;
- узкополосные импульсы на одной частоте с временным разделением излучения между передающими элементами.

Ввиду большей эффективности, простоты теории и технической реализации далее будем рассматривать только многочастотные сигналы с СЧМ, а также одночастотные импульсные сигналы с ортогональностью по времени, которые можно рассматривать как частный случай сигналов с СЧМ при излучении когерентных импульсов всего на одной частотной компоненте. Вид и параметры ЗС влияют на технические характеристики и потенциальную разрешающую способность ПМ РЛС типа ММО. Поэтому для оценки последней адекватным является привлечение аппарата обобщенных функций неопределенности (ОФН) по пространственным координатам [7].

ОФН по пространственным координатам в ПМ РЛС типа ММО. Для ПМ РЛС малой дальности, которые могут быть использованы для обнаружения скрытых предметов на теле человека, в число аргументов ОФН не входит скорость цели, которая в данном случае практически неподвижна. Поэтому ОФН для данной задачи зависит только от пространственных координат выбранной (опорной) точки пространства и точки, расположенной на наблюдаемом объекте, в данном случае на теле человека. Вычисление формы ОФН позволяет обоснованно выбрать число элементов, пространственную конфигурацию приемной и передающей АР, общую полосу и число частот многочастотных ЗС, и определить такие потенциальные характеристики, как пространственное разрешение и уровень боковых лепестков на радиоизображении объекта. Рассмотрим определение ОФН в многочастотных ПМ РЛС при излучении СЧМ ЗС.

Пусть условно центр АС совпадает с началом прямоугольной системы координат (рис. 1). Положение точки P наблюдаемого объекта задается вектором $\vec{r} = \|x, y, z\|^T$, а положения n -го и k -го элементов передающей и приемной АР (см. рис. 1), находящихся вблизи плоскости Oxy , определяются векторами $\vec{r}_{tn} = \|x_{tn}, y_{tn}, z_{tn}\|^T$ и $\vec{r}_{rk} = \|x_{rk}, y_{rk}, z_{rk}\|^T$ при $n = 0, 1, \dots, N_t - 1$ и $k = 0, 1, \dots, N_r - 1$, где N_t и N_r — число передающих и приемных элементов АС. При этом z_{tn} и z_{rk} есть в общем случае различные координаты расположения элементов АС относительно плоскости Oxy . В частном случае эти координаты можно считать не зависящими от номера элемента ($z_{tn} = z_t$ и $z_{rk} = z_r$) и даже нулевыми, когда все они лежат в плоскости Oxy .

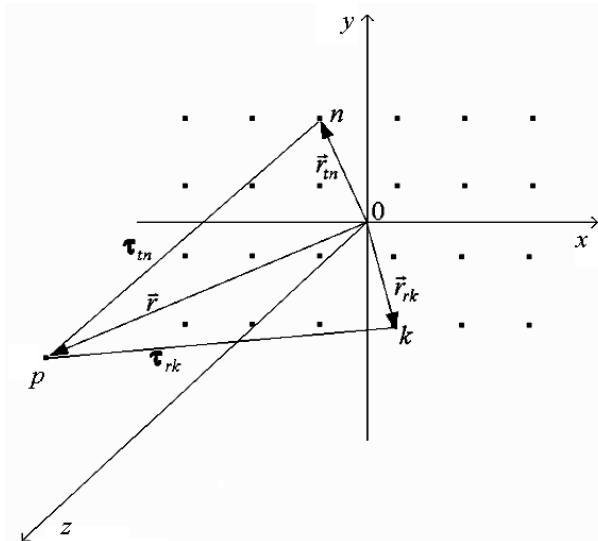


Рис. 1. Геометрия расстояний между центром системы координат 0 , точкой p объекта, n -м передающим элементом АС и k -м приемным элементом АС

Для ЗС с СЧМ рассмотрим важный применительно к ММО РЛС малой дальности случай ортогональности частотных компонент за счет их разделения по времени. Такое разделение наблюдается, в частности, в случае последовательного во времени излучения и приема пачек СЧМ сигналов различными парами элементов передатчик-приемник. При этом возможны различные временные диаграммы работы передающих и приемных элементов и ортогонального по времени излучения частот в зависимости от технического воплощения ММО РЛС. Для определенности предположим, что РЛС имеет одноканальные передатчик и приемник, последовательно подключаемые ко всем парам передающий элемент–приемный элемент АС с помощью электронного СВЧ-коммутатора. Длительность импульса одной частоты в пачке СЧМ ЗС из M частот обозначим τ_ω , а период повторения компонентных импульсов выбирается как $T_\omega = \tau_\omega + \tau_{\max}$, причем величина τ_{\max} равна максимальной возможной задержке по всем парам n -й передатчик– k -й приемник при нахождении точек наблюдения на максимальной дальности r_{\max} . При этом все возможные пары передающих и приемных элементов АС последовательно во времени излучают и принимают пачки СЧМ импульсов длительностью $T_0 = MT_\omega$ в неперекрывающихся временных интервалах. Для работы любого передающего элемента последовательно с N_r приемными элементами требуется время $T_1 = T_\omega MN_r$, а на один полный цикл работы всех передающих элементов со всеми приемными элементами АС будет затрачено время $T_2 = T_\omega MN_r N_t$, период T повторения полных циклов работы АС должен удовлетворять неравенству $T \geq T_2$. Выражение для пачки СЧМ ЗС при работе пары n -й передатчик– k -й приемник в одном полном цикле работы АС можно записать как сумму частотных компонент вида

$$\begin{aligned} \dot{s}(t; n, k) = \\ = \sum_{m=0}^{M-1} A(t - mT_\omega - nT_1 - kT_0) \exp(j\omega_m(t - mT_\omega - nT_1 - kT_0)). \quad (1) \end{aligned}$$

Здесь $\omega_m = \omega_0 + m\Delta\omega$, $m = 0, 1, \dots, M - 1$, а M и $\Delta\omega$ — число и шаг частот пачки импульсов с СЧМ, $A(t) = \text{rect}(t/\tau_\omega)$ — прямоугольный импульс длительностью $\tau_\omega = T_\omega - \tau_{\max}$ на интервале $0 < t \leq \tau_\omega$, амплитуду которого условно считаем единичной. Можно также использовать нормированное представление частот

$$\omega_m = \omega_0 \xi_m, \quad (2)$$

где $\xi_m = 1 + (\Delta\omega/\omega_0)m$.

В предположении, что дальность точки p неподвижного объекта за время распространения сигнала остается практически постоянной,

принятый k -м приемным элементом сигнал СЧМ-пачки для пары элементов $n-k$, при отражении от точки P с постоянным вектором координат \vec{r} будет иметь вид

$$\dot{u}(t, \vec{r}; n, k) = \sum_{m=0}^{M-1} A(t - \tau_{n,k}(\vec{r}) - mT_\omega - nT_1 - kT_0) \times \exp(j\xi_m \omega_0 (t - \tau_{n,k}(\vec{r}) - mT_\omega - nT_1 - kT_0)). \quad (3)$$

Здесь бистатические задержки $\tau_{n,k}(\vec{r})$ определяются формулой

$$\tau_{n,k}(\vec{r}) = \tau_{tn}(\vec{r}) + \tau_{rk}(\vec{r}), \quad (4)$$

где τ_{tn} и τ_{rk} — запаздывания сигнала на пути от n -го элемента передающей АР до точки p и на пути от точки p до k -го элемента приемной АР,

$$\tau_{tn}(\vec{r}) = |\vec{r} - \vec{r}_{tn}|/c, \quad (5)$$

$$\tau_{rk}(\vec{r}) = |\vec{r} - \vec{r}_{rk}|/c; \quad (6)$$

c — скорость света.

Опорный сигнал СЧМ-пачки для пары элементов $n-k$ имеет вид, аналогичный (3), но при большей длительности T_ω частотных компонент и с фазами, отвечающими постоянной задержке $\tau_{n,k}(\vec{r}_0)$ для некоторой опорной точки пространства \vec{r}_0 :

$$\dot{u}_0(t, \vec{r}_0; n, k) = \sum_{m=0}^{M-1} A_0(t - \tau_{n,k}(\vec{r}_0) - mT_\omega - nT_1 - kT_0) \times \exp(j\xi_m \omega_0 (t - \tau_{n,k}(\vec{r}_0) - mT_\omega - nT_1 - kT_0)), \quad (7)$$

где $A_0(t) = \text{rect}(t/T_\omega)$ — прямоугольный импульс на интервале $0 < t \leq T_\omega$.

С учетом пространственной ортогональности пар передающих и приемных элементов $n-k$ корреляционный интеграл для сигналов в пространственно многоканальной системе можно записать следующим образом:

$$\dot{Q}(\vec{r}, \vec{r}_0) = \sum_{n,k=0}^{N_t-1, N_r-1} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{u}(t, \vec{r}; n, k) \dot{u}_0^*(t, \vec{r}_0; n, k) dt, \quad (8)$$

где $*$ — символ комплексного сопряжения.

Для длительностей частотных компонент опорного СЧМ-сигналов обычно выполняется неравенство и $T_\omega \geq \tau_{\max}$, где τ_{\max} — максимально возможная бистатическая задержка принимаемого сигнала по всем парам $n-k$ при нахождении точки p наблюдаемого объекта на максимальной дальности r_{\max} . В случае идеальной пространственной развязки передающих и приемных элементов прием отраженных

частотных компонент СЧМ-сигнала может осуществляться при длительности импульса частотной компоненты, также удовлетворяющей условию $\tau_\omega \geq \tau_{\max}$. При отсутствии достаточной пространственной развязки необходима временная развязка прием-передача, условием которой является достаточно малая длительность импульса частотной компоненты $\tau_\omega \leq \tau_{\max} < T_\omega$. При сделанных предположениях принимаемые и опорные частотные компоненты разных частот не перекрываются по времени. Поэтому после подстановки в уравнение (8) выражений (3) и (7) и выполнения интегрирования на интервале перекрытия прямоугольных импульсов $A(t)$ и $A_0(t)$, имеющем длину $\Delta\omega$, для корреляционного интеграла с точностью до постоянного множителя $\Delta\omega$ получаем следующее выражение:

$$\dot{Q}(\vec{r}, \vec{r}_0) = \sum_{n,k=0}^{N_t-1, N_r-1} \sum_{m=0}^{M-1} \exp \{j\xi_m \omega_0 [\tau_{n,k}(\vec{r}) - \tau_{n,k}(\vec{r}_0)]\}. \quad (9)$$

Исходя из выражений для корреляционных интегралов (8) или (9), ОФН многочастотной пространственно-временной ММО-системы по пространственным координатам можно рассчитать по формуле [11]

$$\Psi(\vec{r}, \vec{r}_0) = \frac{|\dot{Q}(\vec{r}, \vec{r}_0)|}{\sqrt{|\dot{Q}(\vec{r}, \vec{r})\dot{Q}(\vec{r}_0, \vec{r}_0)|}}, \quad (10)$$

где $|\cdot|$ — символ взятия модуля комплексной величины. В этом случае при совпадении сигнальных и опорных параметров ОФН нормирована на единицу, т.е. $\Psi(\vec{r}, \vec{r}) = 1$. Для выражения (9) нормирующий множитель в выражении ОФН (10) при излучении СЧМ-сигналов оказывается равным $N_t N_r M$. При этом возможно вычисление суммы по m , и для ОФН получается следующий результат:

$$\begin{aligned} \Psi(\vec{r}, \vec{r}_0) &= \frac{1}{N_r N_t M} \left| \sum_{n,k=0}^{N_t-1, N_r-1} \sum_{m=0}^{M-1} \exp \{j\xi_m \omega_0 [\tau_{n,k}(\vec{r}) - \tau_{n,k}(\vec{r}_0)]\} \right| = \\ &= \frac{1}{N_r N_t M} \left| \sum_{n,k=0}^{N_t-1, N_r-1} \frac{\sin \left[\frac{\Delta\omega M}{2} \Delta\tau(\vec{r}, \vec{r}_0; n, k) \right]}{\sin \left[\frac{\Delta\omega}{2} \Delta\tau(\vec{r}, \vec{r}_0; n, k) \right]} \times \right. \\ &\quad \left. \times \exp \left\{ j \left[\omega_0 + \frac{\Delta\omega (M-1)}{2} \right] \Delta\tau(\vec{r}, \vec{r}_0; n, k) \right\} \right|, \quad (11) \end{aligned}$$

где $\Delta\tau(\vec{r}, \vec{r}_0; n, k) = \tau_{n,k}(\vec{r}) - \tau_{n,k}(\vec{r}_0)$.

Формулы (9) и (11) в частном случае при $M = 1$ соответствуют излучению одиночных импульсов на одной частоте для всех пар

передающий элемент–приемный элемент с разделением по времени. Соответствующее выражение для ОФН принимает вид

$$\Psi(\vec{r}, \vec{r}_0) = \frac{1}{N_r N_t} \left| \sum_{n,k=0}^{N_t-1, N_r-1} \exp \{j\omega_0 \Delta\tau(\vec{r}, \vec{r}_0; n, k)\} \right|. \quad (12)$$

Вычисление ОФН по формуле (11) или (12) отвечает случаю наблюдения одиночной точечной цели и позволяет оценить выбранную конфигурацию ММО АС в совокупности с параметрами и СЧМ ЗС по разрешающей способности и уровню боковых лепестков в выбранной области пространственных координат. Для математического моделирования радиоизображений пространственно протяженных объектов необходимо получение так называемой системной сигнальной функции (ССФ), являющейся откликом системы обработки совокупности принимаемых сигналов в ПМ РЛС типа ММО при отражении ЗС от протяженного объекта. Такой объект в первом приближении может быть заменен совокупностью независимых точечных рассеивающих центров, пространственное расположение которых подобрано так, чтобы в целом оно повторяло желаемые размеры и форму протяженного наблюдаемого объекта. Соответствующий алгоритм получения ССФ или радиоизображения для протяженного многоточечного объекта основывается на вычислении обобщенного корреляционного интеграла, как и в случае определения ОФН.

Получение радиоизображения протяженного объекта в ПМ РЛС с СЧМ ЗС. Пусть, как предполагалось и ранее, передающие элементы АС работают последовательно во времени, излучая в неперекрывающихся временных интервалах пачки СЧМ-сигналов с периодом излучения T . Тогда для сигнала, изучаемого n -м передающим элементом, используя (1), можно записать

$$\dot{s}(t, n) = \sum_{m=0}^M \dot{s}_m(t - nT), \quad (13)$$

где

$$s_m(t) = A(t - mT_\omega) \exp(j\omega_m(t - mT_\omega)) \quad (14)$$

— m -я частотная компонента пачки СЧМ-сигналов, а огибающая импульсов $A(t)$ и остальные обозначения соответствуют принятым ранее в формуле (1).

Предположим, что наблюдаемый объект аппроксимирован совокупностью $P + 1$ точечных отражателей с номерами $p = 0, 1, \dots, P$ и векторами координат $\vec{r}^{(p)}$. Тогда сигнал m -й частотной компоненты, излученный n -м передающим элементом, отраженный от всех $P + 1$

отражателей и принимаемый k -м приемным элементом, равен

$$v_m(t; k, n) = \sum_{p=0}^P a_p s_m(t - \tau_{n,k}(\vec{r}^{(p)})), \quad (15)$$

где $\tau_{n,k}(\vec{r})$ определяется формулами (4)–(6), а a_p — интенсивность отражения p -го отражателя, принимаемая для простоты одинаковой для всех пар элементов n – k .

Опорный сигнал m -й частотной компоненты для пары элементов n – k имеет длительность, равную периоду T_ω , и фазу, отвечающую задержке $\tau_{n,k}(\vec{r}_0)$ виртуальной цели, расположенной в точке пространства \vec{r}_0 :

$$s_{0m}(t, \vec{r}_0; k, n) = A_0(t - mT_\omega) \exp(j\omega_m(t - mT_\omega - \tau_{n,k}(\vec{r}_0))), \quad (16)$$

где $A_0(t) = \text{rect}(t/T_\omega)$ — прямоугольный единичный импульс на интервале $0 < t \leq T_\omega$, а задержка $\tau_{n,k}(\vec{r}_0)$ определяется по формулам, аналогичным (4)–(6) при $\vec{r} = \vec{r}_0$.

С учетом ортогональности по времени принимаемых и опорных частотных компонент сигналов при разных значениях m и пространственной многоканальности пар передающих и приемных элементов n – k обобщенный корреляционный интеграл обработки в частотно и пространственно многоканальной системе в случае СЧМ ЗС вида (13)–(14) можно записать как

$$Q_1(\vec{r}_0) = \sum_{n,k=0}^{N_t, N_r} \sum_{m=0}^M w_m \int_{mT_\omega}^{(m+1)T_\omega} v_m(t; k, n) s_{0m}^*(t, \vec{r}_0; n, k) dt, \quad (17)$$

где $\vec{r}_0 = \|x_0, y_0, z_0\|^T$ — опорный вектор координат некоторой точки пространства, закодированный в задержках опорных сигналов системы обработки, * — символ комплексного сопряжения, w_m — весовые коэффициенты функции окна [12] при обработке частотных компонент принимаемого СЧМ-сигнала.

Преобразовывая (17) с учетом выражений (14)–(16) и опуская постоянный множитель Δ_ω , получаем

$$Q_1(\vec{r}_0) = \sum_{n,k=0}^{N_t, N_r} \sum_{m=0}^M w_m \exp\{j\omega_m \tau_{n,k}(\vec{r}_0)\} \dot{V}_m(n, k), \quad (18)$$

где $\dot{V}_m(n, k)$ суть комплексные амплитуды принимаемого сигнала на m -й частотной компоненте для модели (15) точечных отражателей равные

$$\dot{V}_m(n, k) = \sum_{p=0}^P a_p \exp\{-j\omega_m \tau_{n,k}(\vec{r}^{(p)})\}. \quad (19)$$

Внутренняя сумма в (18) соответствует комплексному профилю $\dot{q}_{n,k}(\tau)$ бистатистических задержек n -й передатчик– k -й приемник при излучении СЧМ сигнала

$$\dot{q}_{n,k}(\tau) = \sum_{m=0}^M w_m \exp \{j\omega_m \tau\} \dot{V}_m(n, k), \quad (20)$$

а вся сумма (18) соответствует аддитивной достаточной статистике в виде суммы обратных проекций точки \vec{r}_0 на комплексные профили $\dot{q}_{n,k}(\tau)$ задержек (20) для всех бистатистических пар элементов $n-k$. При использовании обобщенного окна Хэмминга весовые коэффициенты w_m равны [12]

$$w_m = \begin{cases} \alpha - (1 - \alpha) \cos \frac{2\pi m}{M} & \text{при } m = 0, 1, \dots, M; \\ 0 & \text{в остальных случаях.} \end{cases} \quad (21)$$

При $\alpha = 0,5$ имеем окно Ханна, а при $\alpha = 0,54$ — окно Хемминга.

Для модели принимаемой частотной компоненты многоточечного объекта сумма по m в выражении (18) с учетом (19) может быть свернута, и получается следующее расчетное соотношение для вычисления радиоизображения многоточечного объекта:

$$Q_1(\vec{r}_0) = \sum_{n,k=0}^{N_t, N_r} \sum_{p=0}^P a_p \exp \{j(\omega_0 + M\Delta\omega/2) \Delta\tau_{k,n}(\vec{r}_0, \vec{r}^{(p)})\} \times \\ \times W(\Delta\omega \Delta\tau_{k,n}(\vec{r}_0, \vec{r}^{(p)})), \quad (22)$$

где $\Delta\tau_{k,n}(\vec{r}_0, \vec{r}^{(p)}) = \tau_{kn}(\vec{r}_0) - \tau_{kn}(\vec{r}^{(p)})$, а $W(x)$ — дискретное преобразование Фурье функции окна (21), имеющее вид

$$W(x) = \alpha \frac{\sin((M+1)x/2)}{\sin(x/2)} + \\ + \frac{(1-\alpha)}{2} \left[\frac{\sin((M+1)(x/2 + \pi/M))}{\sin(x/2 + \pi/M)} + \frac{\sin((M+1)(x/2 - \pi/M))}{\sin(x/2 - \pi/M)} \right]. \quad (23)$$

При излучении импульсов на одной частоте $M = 0$ и алгоритм (18), (19) преобразуется к виду

$$Q_1(\vec{r}_0) = \sum_{n,k=0}^{N_t, N_r} \exp \{j\omega_0 \tau_{n,k}(\vec{r}_0)\} \dot{V}_0(n, k) \quad (24)$$

при

$$\dot{V}_0(n, k) = \sum_{p=0}^P a_p \exp \left\{ -j\omega_0 \tau_{n,k}(\vec{r}^{(p)}) \right\}. \quad (25)$$

Обработка на основе алгоритмов Q_1 вида (18) или (24) отвечает общему случаю бистатического излучения и приема сигналов всеми парами (n, k) передающих и приемных элементов. При автономной работе приемно-передающих элементов число передающих и число приемных элементов и их координаты в каждой паре могут совпадать. Для автономного режима получаем следующие выражения для алгоритма обработки Q_{1a} :

$$Q_{1a}(\vec{r}_0) = \sum_{n=0}^{N_t} \sum_{m=0}^M w_m \exp \{ j\omega_m \tau_n(\vec{r}_0) \} \dot{V}_m(n), \quad (26)$$

$$Q_{1a}(\vec{r}_0) = \sum_{n=0}^{N_t} \sum_{p=0}^P a_p \exp \{ j(\omega_0 + M\Delta\omega/2) \Delta\tau_n(\vec{r}_0, \vec{r}^{(p)}) \} \times \\ \times W(\Delta\omega \Delta\tau_n(\vec{r}_0, \vec{r}^{(p)})), \quad (27)$$

причем в (26) и (27) введены обозначения:

$$\dot{V}_m(n) = \sum_{p=0}^P a_p \exp \left\{ -j\omega_m \tau_n(\vec{r}^{(p)}) \right\}, \quad (28)$$

$$\Delta\tau_n(\vec{r}_0, \vec{r}^{(p)}) = \tau_n(\vec{r}_0) - \tau_n(\vec{r}^{(p)}), \quad \text{а} \quad \tau_n(\vec{r}) = 2\tau_{tn}(\vec{r}) = \frac{2}{c} |\vec{r} - \vec{r}_{tn}|. \quad (29)$$

На основе выражений (26) и (27) также могут быть записаны варианты с излучением импульсов на одной частоте аналогично формулам (24) и (25).

Полученные теоретические результаты позволяют математически смоделировать и сопоставить приведенные алгоритмы обработки в ПМ РЛС типа ММО при излучении ортогональных по времени СЧМ ЗС и при излучении одночастотных импульсов в случае восстановления радиоизображений многоточечных моделей сложных объектов, расположенных на дальностях, сопоставимых с размерами АС в ПМ РЛС. Далее приводятся примеры количественных расчетов ОФН и радиоизображений протяженных многоточечных объектов на основе вычисления ССФ.

Результаты расчета ОФН и моделирования радиоизображений.

При сопоставлении разрешающей способности и результатов восстановления радиоизображений при различных параметрах ЗС предполагались одни и те же количественный состав и пространственное

расположение передающих и приемных элементов АС типа ММО. Отличия вариантов ПМ РЛС с данной АС касались, в основном, частотных диапазонов и относительной занимаемой полосы частот многочастотного ЗС, который для определенности полагался сигналом с СЧМ.

Расчет ОФН для узкополосной ПМ РЛС типа ММО. В этом случае имеет место когерентное излучение зондирующих импульсов на одной частоте с временным разделением между передающими элементами. В ходе предварительных расчетов ОФН рассматривались несколько вариантов количественного состава передающих и приемных элементов АС в виде квадратной решетки, располагаемой в плоскости Oxy . Было установлено, что хорошие показатели пространственного разрешения и низкого уровня боковых лепестков достигаются в АС, состоящих из передающей и приемной АР, эквидистантный шаг элементов в каждой из которых отличается на небольшое значение. Для определенности рассмотрим случай, когда передающая и приемная АР находятся в пределах одной и той же квадратной области плоскости. Расчеты показывают, что такое предположение не является ограничением и рассовмещение передающей и приемной АР, необходимое на практике для осуществления развязки прием-передача, не приводит к существенному изменению результатов и качества фокусировки радиоизображения. При данном предположении межэлементные расстояния для всевозможных пар $n-k$ -передающий элемент-приемный элемент в плоскости разреженных передающей и приемной АР изменяются от значений, больших средней длины волны излучения, до значений, заметно меньших половины длины волны. Это приводит к тому, что и межэлементные расстояния для всевозможных пар $n-k$ и бистатические расстояния передающий элемент-точка p объекта-приемный элемент приобретают дополнительную количественную окраску, зависящую от номеров пар элементов (n, k) . В конечном итоге это улучшает форму ОФН для АС типа ММО, например, в части снижения уровня боковых лепестков и отсутствия дифракционных максимумов. Пример найденного при расчетах хорошего распределения передающих и приемных элементов в плоскости (Oxy) представлен на рис. 2 для совмещенных квадратных эквидистантных передающей (кружки) и приемной (квадраты) АР соответственно с размерами 2×2 м и $2,3 \times 2,3$ м. Решетки имеют одинаковое число элементов $N_t + 1 = N_r + 1 = 81$ и несколько различающийся шаг элементов по осям Ox и Oy на передачу и прием: $\Delta x_t = \Delta y_t = 0,25$ м, $\Delta x_r = \Delta y_r = 0,288$ м.

В случае излучения элементами передающей АР узкополосных ортогональных по времени импульсов на одной частоте $f_0 = 6,0$ ГГц (длина волны $\lambda_0 = 0,05$ м) и расположении точечного отражателя p

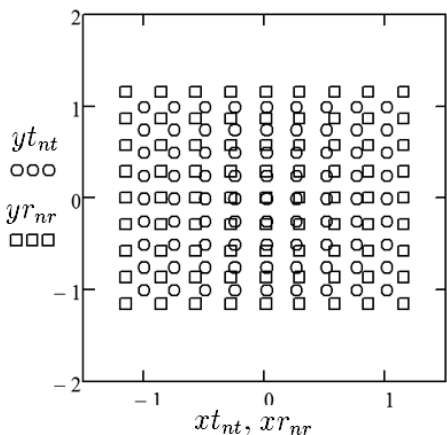


Рис. 2. Передающая (кружки) и приемная (квадраты) АР для ПМ РЛС типа ММО

на расстоянии 1 м по нормали от центра АР, т.е. на оси Oz , двумерное сечение ОФН в вертикальной плоскости (по координатам (x, y)) представлено на рис. 3 в виде топографической (а) и объемной (б) диаграмм. Координаты в квадратной области $1,0 \times 1,0$ м по осям указаны в метрах. Сечение ОФН для одночастотного случая рассчитывалось по формуле (25). Из диаграмм следует, что разрешающая способность такой системы составляет единицы сантиметров в плоскости, параллельной плоскости АС. Уровень боковых лепестков в отображенной области, как, впрочем, и в более широкой области порядка $2,0 \times 2,0$ м, достаточно низкий и не превышает значения 0,06 относительно главного максимума ОФН, что составляет -24 дБ. Центральная симметрия боковых лепестков сечения ОФН в плоскости (Oxy) объясняется наличием центральной симметрии элементов АС (см. рис. 2).

Двумерное сечение ОФН в горизонтальной плоскости (Oxz) при тех же исходных данных представлено на рис. 4 также в топографической (а) и объемной (б) формах. Видно, что даже в рассматриваемом случае одночастотного излучения, когда собственно ансамбль зондирующих сигналов не имеет разрешения по задержке (дальности), ПМ РЛС на дальности 1 м обеспечивает разрешающую способность по дальности

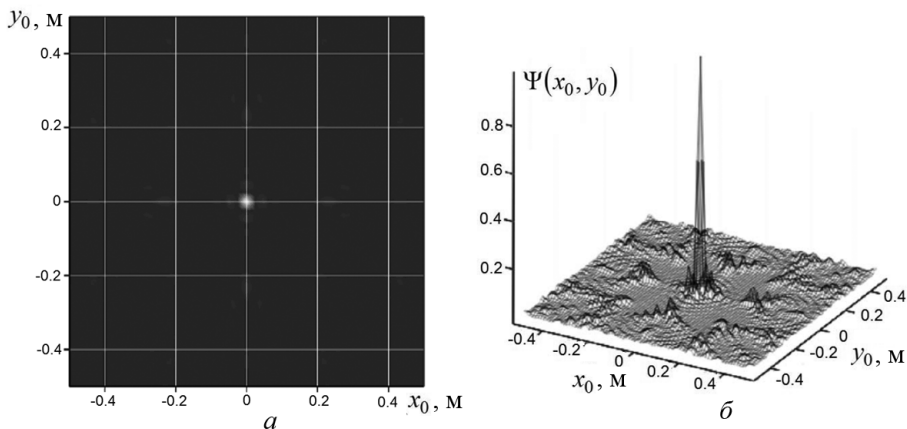


Рис. 3. Топографическая (а) и объемная (б) диаграммы двумерного сечения ОФН в вертикальной плоскости (Oxy) для одночастотной ПМ РЛС типа ММО с временным разделением сигналов передающих элементов АС

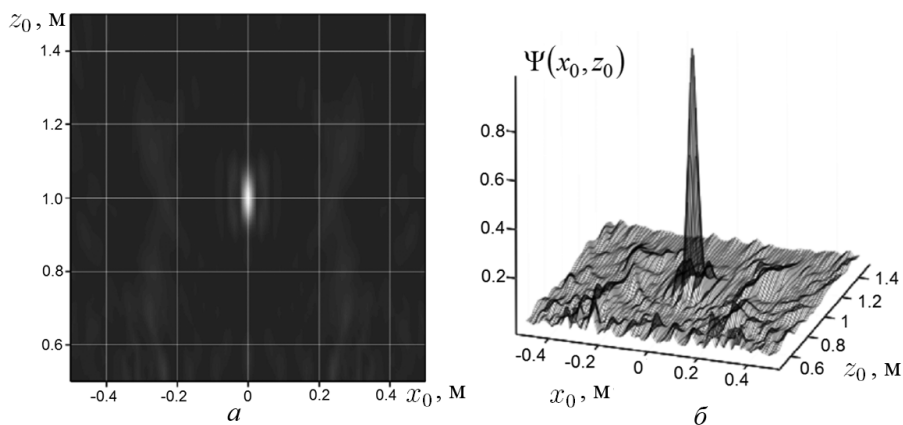


Рис. 4. Топографическая (а) и объемная (б) диаграммы двумерного сечения ОФН в горизонтальной плоскости $0xz$ для одночастотной ПМ РЛС типа ММО с временным разделением сигналов передающих элементов АС

не хуже 10 см. Это объясняется тем, что дальность до цели меньше апертуры АС примерно в 2 раза.

Фактически приведенные сечения ОФН представляют собой сечения трехмерной радиоголограммы точечного объекта, зарегистрированной в мультистатистическом режиме с помощью дискретной ММО антенной системы (см. рис. 2). Данную радиоголограмму можно назвать мультистатистической, потому что она как бы состоит из $(N_t + 1) = 81$ обычных радиоголограмм, каждая из которых отвечает обычной радиоголограмме, зарегистрированной с помощью излучения одного передающего элемента с номером n , где $n = 0, 1, \dots, N_t + 1$.

Алгоритм обработки ПМ РЛС типа ММО когерентно обрабатывает все обычные радиоголограммы в составе мультистатистической радиоголограммы для получения общего радиоизображения. Необходимо отметить, что данный метод радиолокации тесно смыкается с методом, предложенным в 1980-е гг. К. Иидзуки [13, 14] в более простом варианте матричного радиолокатора.

Основываясь на полученных алгоритмах вычисления ССФ (восстановления изображений) для протяженных объектов в ПМ РЛС типа ММО с СЧМ-сигналом, приведем результаты их математического моделирования в различных частотных диапазонах для следующих случаев:

— ПМ РЛС типа ММО с узкополосным ЗС при наличии временной ортогональности одночастотных импульсов, излучаемых разными передающими элементами АС;

— ПМ РЛС типа ММО со сверхширокополосным ЗС в виде пакетов с СЧМ, излучаемых передающими элементами АС ортогонально (последовательно) по времени.

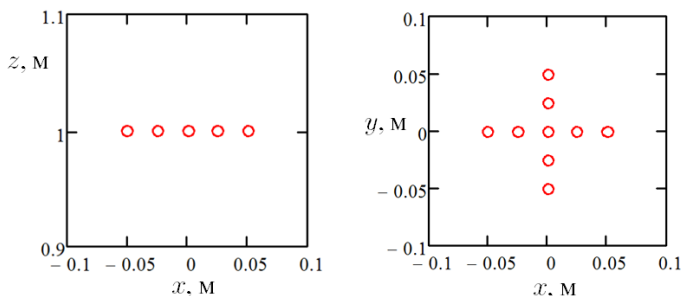


Рис. 5. Координаты точечных отражателей в плоскостях $0xz$ и $z = 1$ м

Восстановление радиоизображения в ПМ РЛС типа ММО с узкополосным ЗС. Моделирование проводилось при наблюдении протяженного объекта крестообразной формы с размерами $0,1 \times 0,1$ м, аппроксимированного с помощью девяти точечных отражателей. Отражатели располагались в плоскости, параллельной плоскости $0xy$ прямоугольной системы координат $0xyz$ на расстоянии $z = 1$ м от начала координат (рис. 5).

Расположение элементов АС соответствовало приведенному на рис. 2. Частота излучения и длина волны для результатов моделирования радиоизображений, приведенных на рис. 6 в плоскости $z = 1$ м и на рис. 7 в плоскости $0xz$, составляли $f_0 = 6$ ГГц и $\lambda_0 = 0,05$ м. Для такой длины волны АС при шаге передающих и приемных элементов $0,25$ м и $0,288$ м являлась существенно разреженной. Полученные радиоизображения крестообразного объекта в вертикальной плоскости и горизонтальной плоскостях представлены на рис. 6, а, б.

Для иллюстрации влияния увеличения дальности до объекта расстояние до объекта по оси $0z$ было увеличено до $1,5$ м. Соответствующие сечения ОФН приведены на рис. 6, в, г.

Видно, что даже в одночастотном случае имеет место достаточно высокое пространственное разрешение радиоизображения как в вертикальной, так и в горизонтальной плоскостях. Это объясняется малым расстоянием до плоскости АС и ее относительно большими размерами по сравнению с расстоянием до объекта, а также сравнительно небольшой длиной волны (5 см) при частоте излучения $f_0 = 6$ ГГц. Из рис. 6 следует, что с увеличением расстояния в $1,5$ раза происходит некоторое естественное ухудшение разрешения и в вертикальной, и в горизонтальной плоскостях. При этом незначительно увеличиваются и боковые лепестки (остатки дифракционных максимумов), а занимаемая ими область расширяется пропорционально увеличению расстояния до объекта.

С уменьшением частоты излучения одночастотная фокусировка радиоизображения быстро деградирует. Пример получения радиоизображения при узкополосной одночастотной фокусировке на частоте

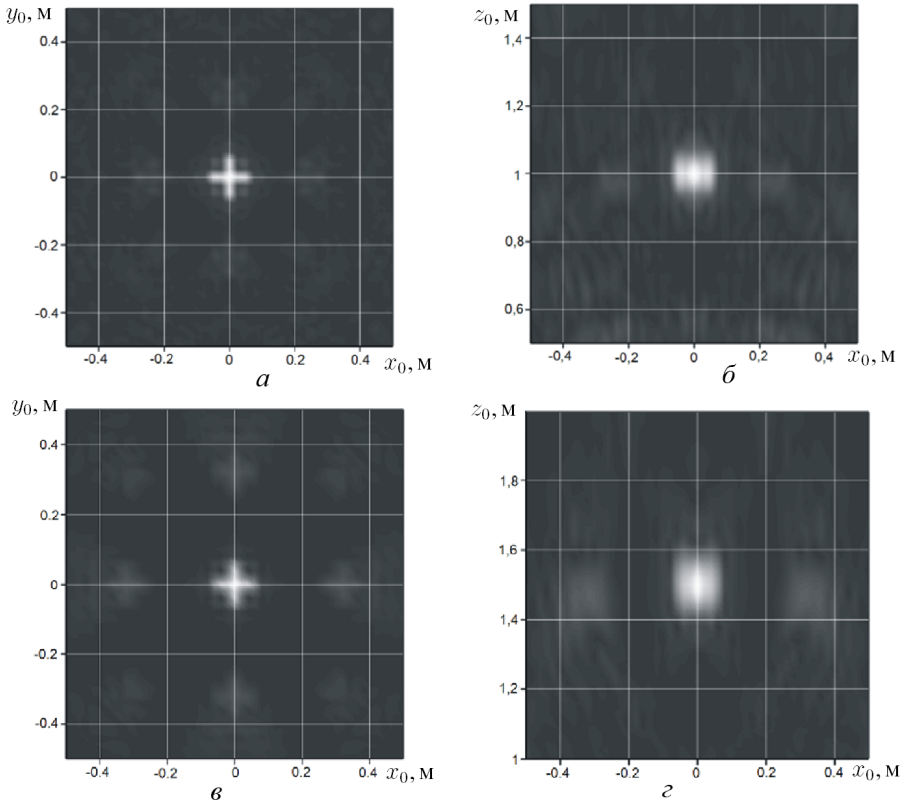


Рис. 6. Топографические диаграммы радиоизображения крестообразного объекта в вертикальной плоскости $z = 1$ м (*а*, *в*) и горизонтальной $0xz$ плоскостях (*б*, *г*) для одночастотной ПМ РЛС типа ММО при $\lambda_0 = 0,05$ м и расстоянии до объекта 1 м (*а*, *б*) и 1,5 м (*в*, *г*)

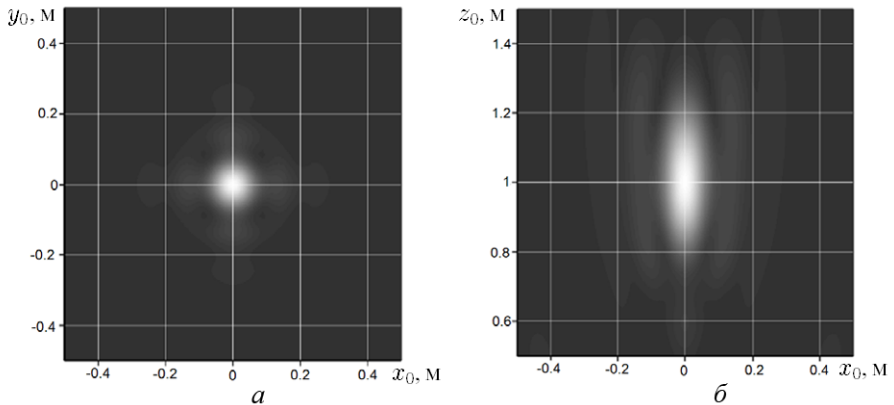


Рис. 7. Топографические диаграммы радиоизображения крестообразного объекта в вертикальной плоскости $z = 1$ м (*а*) и горизонтальной $0xz$ плоскостях (*б*) для одночастотной ПМ РЛС типа ММО при $\lambda_0 = 0,15$ м и расстоянии до объекта 1 м

$f_0 = 2$ ГГц приведен на рис. 7. В вертикальной плоскости вместо истинного изображения наблюдается нечеткая интерференционная картина отражения от неразрешенных точек, аппроксимирующих объект крестообразной формы. В горизонтальной плоскости разрешение по дальности также существенно ухудшается.

Восстановление радиоизображения в ПМ РЛС с СШП СЧМ ЗС. Для компенсации негативных эффектов в одночастотных ПМ РЛС малой дальности, связанных с увеличением длины волны излучения или расстояния между плоскостью АС и объектом, при фиксированной апертуре АС одним из путей является применение многочастотных СШП ЗС и, в частности, СШП СЧМ ЗС. Моделировались две различные ситуации, сопоставлявшиеся с одночастотными случаями, приведенными на рис. 6 и 7.

В *первой ситуации*, отвечающей начальной частоте излучения $f_0 = 2$ ГГц и дальности до объекта 1 м расчеты проводились при ширине полосы частот СЧМ сигнала, составлявшей 4 ГГц, т.е. частотные компоненты СЧМ располагались с постоянным шагом в полосе частот от 2 до 6 ГГц, а число частотных компонент СЧМ составляло $M = 512$ для обеспечения требуемого большого интервала однозначной дальности. Результаты представлены на рис. 8, а, б. Они показывают, что разрешающая способность в данном случае представляет собой некоторый средний результат относительно результатов фокусировки в одночастотных случаях при $f_0 = 2$ ГГц (см. рис. 7) и при $f_0 = 6$ ГГц (см. рис. 6, а, б).

Во *второй ситуации* расчеты проводились при ширине полосы частот СЧМ-сигнала, составлявшей 3 ГГц, а частотные компоненты СЧМ располагались с постоянным шагом в полосе частот от 6 до 9 ГГц, число частотных компонент СЧМ составляло $M = 256$ для обеспечения требуемого интервала однозначной дальности. Результаты представлены на рис. 8, в, г. Видно, что разрешающая способность в данном случае представляет собой некоторый средний результат относительно результатов фокусировки в одночастотных случаях с частотой $f_0 = 6$ ГГц при дальности до объекта 1 м (см. рис. 6, а, б) и при дальности до объекта 1,5 м (см. рис. 6, в, г).

Общий вывод, который следует из рассмотренных случаев, состоит в том, что для увеличения разрешающей способности радиоизображений, получаемых в ПМ РЛС типа ММО с временным разделением (временной ортогональностью) сигналов, излучаемых различными передающими элементами АС, переход в более высокий частотный диапазон (в данных примерах из диапазона 2 ГГц в диапазон 6 ГГц) является более кардинальным решением, чем применение многочастотного СШП СЧМ ЗС в полосе частот от 2 до 6 ГГц.

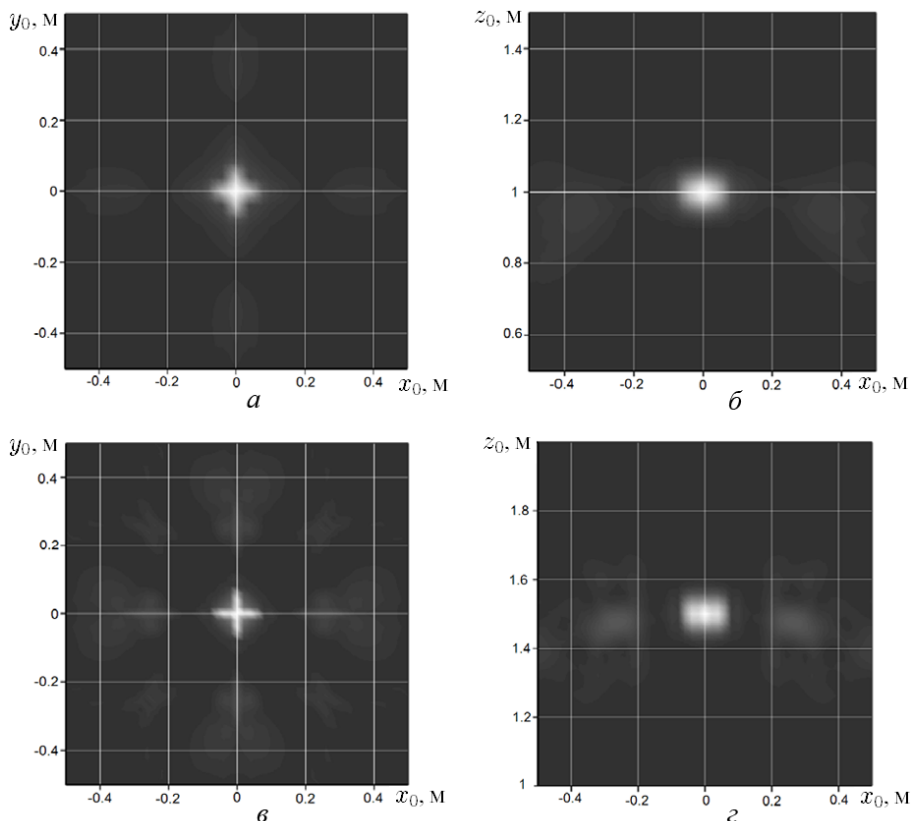


Рис. 8. Топографические диаграммы радиоизображения крестообразного объекта в вертикальной $z = z_0$ (*a*, *в*) и горизонтальной $0xz$ плоскостях (*б*, *г*) для СЧМ ЗС при $f_0 = 2$ ГГц, $\Delta F = 4$ ГГц (*a*, *б*) и $f_0 = 6$ ГГц, $\Delta F = 3$ ГГц (*в*, *г*). Расстояние до объекта $z_0 = 1$ м (*a*, *б*); $z_0 = 1,5$ м (*в*, *г*)

Закключение. Поставлена и теоретически решена задача обнаружения скрытых объектов на теле человека с применением новой радиолокационной технологии на основе принципов работы когерентных ПМ РЛС малой дальности типа ММО. Особенностью ПМ РЛС является излучение когерентных сигналов, ортогональных по частоте или по времени от одного передающего элемента антенной системы к другому. В отличие от классического случая такие РЛС имеют большее число степеней свободы, что дает возможность достигать предельно высоких характеристик по разрешающей способности сфокусированных радиоизображений.

ПМ РЛС малой дальности позволяют получать на выходе приемной АР так называемые мультистатические дискретные радиоголограммы, образованные из обычных дискретных радиоголограмм, отвечающих каждому из передающих элементов пространственно распределенной АС, и осуществлять их дальнейшую когерентную пространственную фокусировку. Мультистатические голограммы могут быть получены

как для одночастотного, так и для многочастотного излучения передающих элементов АС. Для восстановления радиоизображений высокого качества при фокусировке мультистатических радиоголограмм на практике достаточно применения разреженных неуправляемых по фазам неподвижных передающей и приемной АР. Для оценки пространственного разрешения восстанавливаемых этим методом радиоизображений адекватным является аппарат ОФН по пространственным координатам, эквивалентных мультистатической голограмме точечного объекта.

Представлены примеры алгоритма обработки в ПМ РЛС малой дальности с излучением одночастотных импульсов и сигналов с СЧМ. Для модели многоточечного объекта сложной формы найдено общее выражение для выходной системной сигнальной функции обработки по пространственным координатам, являющееся основой для математического моделирования сфокусированных радиоизображений протяженных объектов. Выполнено моделирование алгоритмов обработки сигналов в ПМ РЛС малой дальности в различных частотных диапазонах для крайних случаев узкополосного ЗС и сверхширокополосного ЗС с СЧМ. Общий вывод, который следует из рассмотренных случаев, заключается в том, что для увеличения разрешающей способности радиоизображений, получаемых в ПМ РЛС типа ММО с временной ортогональностью сигналов, излучаемых различными передающими элементами АС, переход в более высокочастотный диапазон, в частности из диапазона 2 ГГц в диапазон 6 ГГц, при узкополосном (одночастотном) излучении в каждом из этих диапазонов является более кардинальным решением, чем применение в указанном диапазоне многочастотного СШП ЗС в полосе частот от 2 до 6 ГГц. При использовании СШП СЧМ ЗС в полосе от 6 до 9 ГГц происходит дальнейшее улучшение разрешающей способности радиоизображения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. К о п е й к и н В. В., П о п о в А. В. Принципы построения голографического подповерхностного радара // Изв. вузов. Радиофизика. – 2000. – № 3. – С. 224–233.
2. P o r o v A. V., V i n o g r a d o v V. A. Focused gaussian beams in the problem of holographic imaging // IEEE Transactions on Antennas and Propagations. – Vol. 50. No. 9. – September, 2002.
3. С е м е н ч и к В. Г., П а х о м о в В. А. Радиоголографическая система формирования многочастотных изображений // Электроника. – 2004. – № 1.
4. P a h o m o v V a s i l, S e m e n c h i k V l a d i m i r, K u r i l o S e r g e y. Reconstructing reflecting object images using born approximation // Proc. of 35th European Microwave Conference 4–6 October 2005, CNIT la Defense, Paris, France. – P. 1375–1378.
5. C h a p u r s k y V. V., I v a s h o v S. I., R a z e v i g V. V., S h e i k o A. P., V a s i l y e v I. A. Microwave hologram reconstruction for the RASCAN type subsurface radar // Proc. of SPIE. – Vol. 4758. – P. 520–526.

6. Chapursky V. V., Ivashov S. I., Vasiliev I. A., Zhuravlev A. V. Short range radar with MIMO antenna system and multifrequency sounding signal // Progress in Electromagnetics Research Symposium, PIERS 2009 in Moscow, August 18–21, 2009.
7. Чапурский В. В. Обработка сигналов в многочастотных РЛС с антеннами из пространственно распределенных передающих и приемных элементов // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. – 2008. – № 3. – С. 69–79.
8. Fishler E., Haimovich A., Blum R., Chizhik D., Cimini L., Valenzuela R. MIMO radar: An idea whose time has come // Proc. of the IEEE Radar Conference. 26–29 April 2004. – P. 71–78.
9. Gesbert F., Bolcskei H., Gore D. A., Paulary A. J. Outdoor MIMO wireless channels: Models and performance prediction // IEEE Trans. on Commun. – Vol. 50. No. 12. – P. 1926–1934, December 2002.
10. Бакулев П. А. Радиолокационные системы. – М.: Радиотехника, 2004.
11. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981.
12. Рабинер Л. Р., Голд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. – М.: Мир, 1981.
13. Iizuka K. Review of hologram matrix radars // SPIE. – 1980. – Vol. 231. International Optical Computing Conf. (1980). – P. 179–187.
14. Огура, Идзукэ. Голографическая матрица и ее применение в новом типе радиолокационного устройства // ТИИЭР. – 1973. – Т. 61, № 7. – С. 282–283.

Статья поступила в редакцию 10.03.2011

Валерий Викторович Чапурский родился в 1942 г., окончил Московский энергетический институт в 1965 г. Д-р техн. наук, главный научный сотрудник НИИ ПММ МГТУ им. Н.Э. Баумана. Автор более 110 научных работ и изобретений в области радиолокации и радиоэлектронных систем.

V.V. Chapurskii (b. 1942) graduated from the Moscow Power Engineering Institute in 1965. D. Sc. (Eng.), chief researcher of Research Institute for Applied Mathematics and Mechanics of the Bauman Moscow State Technical University. Author of more than 110 publications and inventions in the field of radiolocation and radio-electronic systems.

