

Игорь Александрович Марков родился в 1976 г., окончил в 1999 г. Воронежский государственный университет. Начальник отдела в ОАО “Концерн “Созвездие”. Автор 13 научных работ в области синтеза частот.

I.A. Markov (b. 1976) graduated from the Voronezh State University in 1999. Department head in JSC “Kontsern “Sozvezdie“. Author of 13 publications in the field of frequency synthesis.



---

УДК 621.396.962.3

В. В. Ч а п у р с к и й

## **ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В МНОГОЧАСТОТНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ С АНТЕННАМИ ИЗ ПРОСТРАНСТВЕННО-РАСПРЕДЕЛЕННЫХ ПЕРЕДАЮЩИХ И ПРИЕМНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ**

*Для радиолокационных систем с антеннами, состоящими из пространственно-распределенных приемных и передающих элементов, излучающих взаимно ортогональные многочастотные сигналы, рассмотрены и смоделированы алгоритмы пространственно-временной обработки с выделением подвижных целей на фоне местных предметов.*

Одно из перспективных направлений построения активных радиолокационных систем (РЛС) с излучением ортогональных зондирующих сигналов (ЗС) — это применение принципов пространственного многоканального построения. В системах радиосвязи такое построение обозначается аббревиатурой ММО (Multiple Input – Multiple Output). Метод ММО в радиосвязи позволяет увеличить пропускную способность и уменьшить влияние многопутного распространения радиоволн [1]. В последние годы специалисты по ММО связи претендуют на внедрение принципов ММО в радиолокацию [2, 3]. Согласно данным работ [2, 3], ММО радар предполагает построение на основе передающей и приемной антенных систем (АС), состоящих из пространственно-распределенных слабонаправленных неуправляемых по фазе элементов с излучением, как правило, взаимно ортогональных ЗС. Вместе с тем необходимо отметить, что одной из первых практически реализованных РЛС данного класса является французская система RIAS (Radar a Impulsion et Antenne Syntetic) [4], построенная в 1980-е гг., когда понятие ММО в системах связи еще отсутствовало. Подобные РЛС позднее изучались и отечественными авторами [5–9].

К тому же классу систем относятся и многопозиционные РЛС, весьма подробно описанные в работе [10]. Далее будем использовать все же новый и удобный термин ММО, как имеющий единый междисциплинарный смысл для систем радиолокации и радиосвязи. Применение принципов ММО возможно также в акустической и гидроакустической локации.

Адекватным методом обработки сигналов в ММО РЛС является вычисление достаточных статистических показателей в виде корреляционного интеграла обработки принимаемого векторного сигнала с ожидаемым вектором сигналов, отвечающих расположению цели в некоторой точке пространства  $\vec{r}_0$ . Данный алгоритм совпадает с известной статистикой в виде суммы обратных проекций [11]. При большем числе антенных элементов имеет место и большее дополнительное накопление, эквивалентное увеличению коэффициента усиления АС, и низкий уровень боковых лепестков системной сигнальной функции (ССФ) по пространственным координатам. Такой подход не требует применения сложной системы управления фазами антенных элементов и позволяет получать результаты обзора пространства в цифровой форме в системе цифровой обработки многоканальных сигналов с выхода простых неуправляемых приемных элементов.

Цель настоящей работы — исследование основных алгоритмов обработки сигналов ММО РЛС с многочастотным моноимпульсным ЗС [9] при выделении подвижных объектов на фоне неподвижных местных предметов (МП) на примере РЛС малой дальности, используемой для обзора летного поля (ОЛП) аэродромов. В результате предварительного анализа выявили, что для сокращения вычислительных затрат при решении данной задачи целесообразно отказаться от разрешения целей по скорости и применить один из следующих вариантов режекции мешающих отражений:

- когерентную обработку квадратурных сигналов на каждой парциальной частоте в каналах приемной АС на основе режекторных фильтров с последующим выполнением алгоритмов когерентной пространственно-временной фокусировки по пространственным координатам;

- пространственную фокусировку на двух или нескольких периодах зондирования (обзорах) при последующем *когерентном* или *некогерентном* вычитании для регистрации изменений результатов обработки на этих обзорах.

**Алгоритм пространственно-временной обработки многочастотных сигналов в РЛС с многоэлементной антенной системой.** Полагаем, что в двух горизонтальных плоскостях, в общем случае не совпадающих, расположены передающая и приемная антенные

решетки (АР) с разным числом элементов:  $N_t + 1$  и  $N_r + 1$ . Векторы координат передающих и приемных элементов АР в этом случае имеют вид

$$\vec{r}_{tn_t} = \|x_{tn_t}, y_{tn_t}, z_t\|^T, \quad n_t = 0, \dots, N_t; \quad \vec{r}_{rn_r} = \|x_{rn_r}, y_{rn_r}, z_r\|^T, \quad (1)$$

$$n_r = 0, \dots, N_r.$$

Пусть элемент передающей АР с номером  $n_t$  излучает моноимпульсный многочастотный сигнал из  $M_t + 1$  частотных компонент из общей равномерной сетки частот с шагом  $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$ :

$$\omega_m = \omega_0 + m\Delta\omega, \quad m = 0, \dots, M, \quad M = (M_t + 1)(N_t + 1), \quad (2)$$

и все передающие элементы излучают сигнал одновременно. Тогда излучение сигнала  $n_t$ -м передатчиком в  $k$ -м периоде излучения можно представить как

$$\dot{s}^{(k)}(t; n_t) = A(t - kT_r) \sum_{m=n_t(M_t+1)}^{n_t(M_t+1)+M_t} \exp\{j\omega_m(t - kT_r)\}, \quad (3)$$

где  $A(t)$  и  $T_r$  — прямоугольная огибающая и период повторения многочастотного импульса.

Пусть имеется  $P+1$  отражающих объектов с номерами  $p = 0, \dots, P$  и векторами координат

$$\vec{r}_R^{(p)}(t) = \vec{r}_{R0}^{(p)} + \Delta\vec{r}_R^{(p)}(t), \quad (4)$$

где  $\vec{r}_{R0}^{(p)}$  — средний постоянный вектор координат  $p$ -го объекта;  $\Delta\vec{r}_R^{(p)}(t)$  — переменная составляющая за счет движения  $p$ -го объекта. Для неподвижных объектов  $\Delta\vec{r}_R^{(p)}(t) \equiv 0$ .

С учетом выражений (1) и (4) задержки распространения сигнала для  $p$ -го объекта по путям “передатчик ( $n_t-p$ )-й объект”, “ $p$ -й объект—приемник  $n_r$ ” и “передатчик ( $n_t-p$ )-й объект—приемник  $n_r$ ” соответственно равны

$$\tau_{tn_t} \left( \vec{r}_R^{(p)}(t) \right) = \frac{1}{c} \left| \vec{r}_R^{(p)}(t) - \vec{r}_{tn_t} \right|; \quad (5)$$

$$\tau_{rn_r} \left( \vec{r}_R^{(p)}(t) \right) = \frac{1}{c} \left| \vec{r}_R^{(p)}(t) - \vec{r}_{rn_r} \right|;$$

$$\tau_R^{(p)}(t; n_t, n_r) = \tau_{tn_t} \left( \vec{r}_R^{(p)}(t) \right) + \tau_{rn_r} \left( \vec{r}_R^{(p)}(t) \right). \quad (6)$$

Принимаемый  $n_r$ -м приемным элементом на  $k$ -м периоде зондирования сигнал от всех целей при медленном изменении расстояния (4) и огибающей  $A(t)$  можно записать в виде

$$\begin{aligned} \dot{s}_R^{(k)}(t; n_r) = & \\ = \sum_{n_t=0}^{N_t} \sum_{m=(M_t+1)n_t}^{m=(M_t+1)n_t+M_t} \sum_{p=0}^P q_m^{(p)}(n_t, n_r) A \left( t - kT_r - \tau_R^{(p)}(t; n_t, n_r) \right) \times & \\ \times \exp \left\{ j\omega_m \left( t - kT_r - \tau_R^{(p)}(t - \tau_{rn_r}^{(p)}(0); n_t, n_r) \right) \right\}. & \quad (7) \end{aligned}$$

Здесь учтено опережение момента отражения от  $p$ -й цели относительно момента  $t$  на величину  $\tau_{rn_r}^{(p)}(0) = \tau_{rn_r}(\vec{r}_R^{(p)}(0))$ ;  $q_m^{(p)}(n_t, n_r)$  — множитель распространения на трассе “передатчик  $n_t$ — $p$ -й объект—приемник  $n_r$ ”, для которого впоследствии принимается приближение  $q_m^{(p)}(n_t, n_r) \approx q^{(p)}$ .

Введем целочисленную функцию  $n_t(m)$  как номер передающего элемента в зависимости от номера частоты  $\omega_m$ :

$$n_t(m) = \left[ \frac{m}{M_t + 1} \right], \quad m = 0, \dots, M; \quad M = (N_t + 1)(M_t + 1), \quad (8)$$

где  $[x]$  — символ целой части числа  $x$ . Тогда

$$\begin{aligned} \dot{s}_R^{(k)}(t; n_r) = \sum_{m=0}^M \sum_{p=0}^P q^{(p)} A \left( t - kT_r - \tau_R^{(p)}(0) \right) \times & \\ \times \exp \left\{ j\omega_m \left( t - kT_r - \tau_{rn_r}^{(p)}(t - \tau_{rn_r}^{(p)}(0); n_t(m), n_r) \right) \right\}. & \quad (9) \end{aligned}$$

Опорный сигнал  $\dot{s}_0^{(k)}(t; n_r)$  в многоканальной приемной системе конструируется с учетом постоянных задержек

$$\begin{aligned} \tau_0(n_t, n_r) = \tau(\vec{r}_0; n_t, n_r) = & \\ = \tau_{tn_t}(\vec{r}_0) + \tau_{rn_r}(\vec{r}_0) = c^{-1} [|\vec{r}_0 - \vec{r}_{tn_t}| + |\vec{r}_0 - \vec{r}_{rn_r}|], & \quad (10) \end{aligned}$$

отвечающих путям распространения “передатчик  $n_t$ —объект с вектором координат  $\vec{r}_0$ —приемник  $n_r$ ”:

$$\dot{s}_0^{(k)}(t; n_r) = A_0(t - kT_r) \sum_{m=0}^M \exp \left\{ j\omega_m (t - kT_r - \tau(\vec{r}_0; n_t(m), n_r)) \right\}, \quad (11)$$

где  $A_0(t)$  — прямоугольный опорный импульс длительностью  $T_\omega$ , причем  $T_\omega \leq T_r$ .

Взаимокорреляционный интеграл сигналов (9) и (11) в многоканальной приемной системе в  $k$ -м периоде зондирования имеет вид

$$\dot{Q}_k(\vec{r}_0) = \sum_{n_r=0}^{N_r} \int_{kT_r+\tau_{\max}}^{kT_r+T_r-\tau_{\max}} \dot{s}_R^{(k)}(t; n_r) \dot{s}_0^{(k)*}(t; n_r) dt. \quad (12)$$

Если функции задержки  $\tau_R^{(p)}(t; n_t, n_r)$  на интервале интегрирования меняются медленно, их можно заменить постоянными значениями в середине интервала  $\tau_R^{(p)}(kT_r + 0,5T_\omega; n_t, n_r)$ . Длительность зондирующего импульса (3) выбирается равной  $\tau_\omega = T_\omega - \tau_{\max}$  при  $\tau_{\max} = 2r_{\max}/c$ , где  $r_{\max}$  – максимальная дальность действия РЛС, что гарантирует постоянство интервала интегрирования в (12) в  $k$ -м периоде зондирования  $(kT_r + \tau_{\max}, kT_r + T_\omega - \tau_{\max})$ . Длина этого интервала составляет  $T_\omega - 2\tau_{\max}$ . При этом выражение (12) преобразуется к виду

$$\begin{aligned} \dot{Q}_k(\vec{r}_0) = & (T_\omega - 2\tau_{\max}) \sum_{n_r=0}^{N_r} \sum_{m_1, m_2=0}^M \operatorname{sinc} \left[ \frac{(\omega_{m_1} - \omega_{m_2})}{2\pi} (T_\omega - 2\tau_{\max}) \right] \times \\ & \times \exp \{ j\omega_{m_2} \tau_0(n_t(m_2), n_r) + j(\omega_{m_1} - \omega_{m_2}) T_\omega / 2 \} \times \\ & \times \sum_{p=0}^P q^{(p)} \exp \left\{ -j\omega_{m_1} \tau_R^{(p)}(kT_r + 0,5T_\omega; n_t(m_1), n_r) \right\}, \quad (13) \end{aligned}$$

где  $\operatorname{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$ . При  $T_\omega > \tau_{\max}$  и  $T_\omega - 2\tau_{\max} \gg \Delta f^{-1}$  ( $\Delta f$  – шаг частотных компонент) в двойной сумме по  $m_1$  и  $m_2$  значимыми остаются лишь диагональные члены:

$$\dot{Q}_k(\vec{r}_0) \approx (T_\omega - 2\tau_{\max}) \sum_{n_r=0}^{N_r} \sum_{m=0}^M \exp \{ j\omega_m \tau(\vec{r}_0; n_t(m), n_r) \} \dot{V}_{m,k}(n_r). \quad (14)$$

Здесь  $\dot{V}_{m,k}(n_r)$  – комплексная амплитуда сигнала на  $m$ -й частоте в  $k$ -м периоде зондирования на выходе  $n_r$ -го приемного элемента. При отражении от  $P + 1$  точечных объектов она имеет вид

$$\dot{V}_{m,k}(n_r) = \sum_{p=0}^P q^{(p)} \exp \left\{ -j\omega_m \tau_R^{(p)}(kT_r + 0,5T_\omega; n_t(m), n_r) \right\}. \quad (15)$$

Выражение (14) с учетом соотношения (10) представляет собой алгоритм многоканальной когерентной пространственно-временной обработки (ПВО) сигналов на одном периоде зондирования в РЛС с многочастотным моноимпульсным сигналом и произвольным расположением  $N_t + 1$  передающих элементов и  $N_r + 1$  приемных элементов при одновременном излучении  $M = (N_t + 1)(M_t + 1)$  частот с постоянным шагом, равномерно распределенных между передающими элементами. Алгоритм позволяет выделять неподвижные и подвижные

объекты, мало изменяющие свое положение за время одного периода зондирования  $T_r$ . Совместно с выражением (15) алгоритм (14) дает математическую модель данной ММО РЛС на одном периоде зондирования. Следует отметить, что в общем случае внутренняя сумма по  $m$  в выражении (14) не может быть сведена к дискретному преобразованию Фурье по множеству частот вследствие зависимости опорной задержки  $\tau(\vec{r}_M, n_t(m), n_r)$  от  $m$ . Только в частном случае одного передающего элемента, когда  $n_t(m) \equiv 0$ , сумма по  $m$  в алгоритме (14) сводится к преобразованию Фурье. При многих передающих элементах алгоритм (14) с учетом выражения (8) преобразуется к виду, содержащему частичные суммы по  $m$ :

$$\begin{aligned} \dot{Q}_k(\vec{r}_0) &= \\ &= (T_\omega - 2\tau_{\max}) \sum_{n_r=0}^{N_r} \sum_{n_t=0}^{N_t} \sum_{m=(M_t+1)n_t}^{(M_t+1)n_t+M_t} \exp\{j\omega_m \tau(\vec{r}_0; n_t, n_r)\} \dot{V}_{m,k}(n_r). \end{aligned} \quad (16)$$

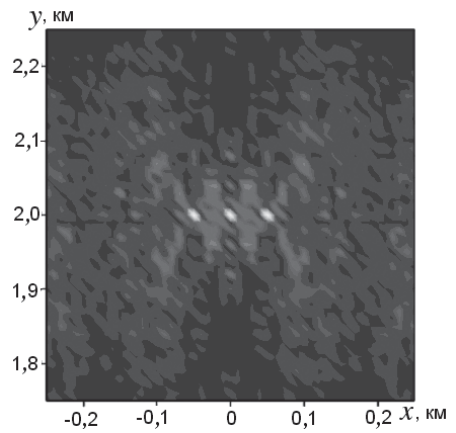
В алгоритме (16) опорная задержка  $\tau(\vec{r}_0, n_t, n_r)$  уже не зависит от  $m$ , и частичные суммы по  $m$  могут рассматриваться как дискретное преобразование Фурье с вытекающими отсюда следствиями. Сравнение вычислительных затрат для алгоритмов (14) и (16) с использованием в последнем из них метода БПФ при произвольных значениях  $N_t$ ,  $N_r$  и  $M_t$  (или  $M$ ) требует специального рассмотрения. В частном случае излучения каждым передающим элементом одной частоты, когда номер передающего элемента совпадает с номером частоты, т.е.  $n_t(m) = m$ , или  $M_t = 0$ , по алгоритмам (14) и (16) получаем один и тот же результат:

$$\begin{aligned} \dot{Q}_k(\vec{r}_0) &= \\ &= (T_\omega - 2\tau_{\max}) \sum_{n_r=0}^{N_r} \sum_{n_t=0}^{N_t} \exp\{j\omega_{n_t} \tau(\vec{r}_0; n_t, n_r)\} \dot{V}_{n_t,k}(n_r). \end{aligned} \quad (17)$$

Формулу (17) в общем случае, например при малых дальностях, также нельзя рассматривать как дискретное преобразование Фурье вследствие нелинейной зависимости показателя комплексной экспоненты от индекса суммирования  $n_t$ .

В качестве примера на рис. 1 показан результат математического моделирования алгоритма обработки (14) для обнаружения трех неподвижных объектов, сигналы от которых моделировались по соотношению (15), с одинаковыми значениями эффективной отражающей поверхности (ЭОП). Условно были приняты следующие

параметры, отвечающие типовым параметрам РЛС ОЛП: начальная частота  $f_0 = 15$  ГГц, полоса частот  $\Delta F = 15$  МГц, шаг по частоте  $\Delta f = 29,354$  кГц, число передающих и приемных элементов  $N_t + 1 = 32$ ,  $N_r + 1 = 29$ , число частот  $M + 1 = 512$ ,  $M_t + 1 = 16$ , диаметр кольцевой передающей АР  $2a_t = 2,4$  м, диаметр кольцевой приемной АР  $2a_r = 2,7$  м. РЛС ОЛП расположена в начале координат  $x = y = 0$ . Удаление объектов составляет 2000 м, расстояние между ними равно 50 м. Объекты наблюдаются на одном периоде зондирования (обзоре). На рис. 1 видно наличие одинаковых по интенсивности отметок неподвижных целей, параметры разрешения которых отвечают теоретическим оценкам. Уровень боковых лепестков ССФ составляет менее  $-20$  дБ.



**Рис. 1.** Топографическая диаграмма модуля ССФ в горизонтальной плоскости при наблюдении трех неподвижных объектов с одинаковой ЭОП

**Алгоритм ПВО с СДЦ на основе режекции МП на каждой частотной компоненте.** Рассмотрим применение режекторных фильтров (РФ) для квадратурных компонент  $\dot{V}_{m,k}(n_r)$  на каждой частотной компоненте  $\omega_m$  зондирующего сигнала. Простейшим РФ является фильтр верхних частот (ФВЧ) первого порядка с постоянной времени  $\tau_f$ , режектирующий постоянные составляющие квадратурных компонент интенсивных сигналов от МП. Для  $M + 1$  комплексных дискретных фильтров имеем:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{m,k+1} &= (1 - T_r/\tau_f) \dot{U}_{m,k} + \dot{V}_{m,k+1} - \dot{V}_{m,k}, \\ k &= 0, 1, \dots, K, \quad m = 0, 1, \dots, M, \end{aligned} \quad (18)$$

где  $\dot{V}_{m,k}$  — последовательность комплексных амплитуд на частоте  $\omega_m$  на входе фильтра;  $\dot{U}_{m,k}$  — выходная последовательность;  $k$  — текущий номер отсчета (дискретное время).

Для исключения переходного режима при когерентной фокусировке по пространственным координатам использовались отсчеты на выходе фильтров вида  $\dot{U}_{m,k_{\text{пр}}}$  в достаточно удаленный момент времени  $k_{\text{пр}}$ , где  $k_{\text{пр}} \geq 3\tau_f/T_r$ . После этого значения  $\dot{U}_{m,k_{\text{пр}}}$  подставлялись в алгоритм (14) вместо  $\dot{V}_{m,k}$ , а моделирование комплексных амплитуд на входе фильтра  $\dot{V}_{m,k}$  также осуществлялось по формуле (15). Объекты располагались в тех точках плоскости, как показано на рис. 1, а

подвижная цель в центре имела ЭОП на 20 дБ ниже, чем ЭОП МП (рис. 2). Модель движения цели ( $p = 1$ ) была линейной, и приращение вектора координат во времени в формуле (4) определялось выражением

$$\Delta \vec{r}_R^{(1)}(t) = \vec{v}^{(1)}t, \quad (19)$$

где вектор скорости  $\vec{v}^{(1)} = \parallel 0 \ 6 \ 0 \parallel^T$  соответствовал движению объекта вдоль оси  $Oy$  со скоростью 6 м/с (21,6 км/ч). Таким образом, цель за период обзора  $T = 1$  с, характерный для РЛС ОЛП, не выходила из элемента дальности, составляющего в данном случае 10 м. На рис. 2 приведены результаты фокусировки двух интенсивных отметок МП, расположенных по краям, а отметка от подвижной цели в центре не видна ввиду ее малой интенсивности.

При применении алгоритма СДЦ на основе расчета РФ (18) постоянная времени ФВЧ  $\tau_f = 10$  мс при длительности периода зондирования  $T_r = 1$  мс. До установления фильтров выполнялось 64 итерации (18) по  $k$ , и последние значения на выходе фильтров для каждой частоты  $\omega_m$  и номера приемного устройства  $n_r$  использовались при когерентной фокусировке согласно алгоритму (14) в каждой точке прямоугольной дискретной сетки на плоскости  $(x, y)$ . Результаты работы алгоритма ПВО с системой СДЦ по варианту 1 приведены на рис. 3. Видно, что местные предметы подавлены, а подвижная цель выделена на их фоне.

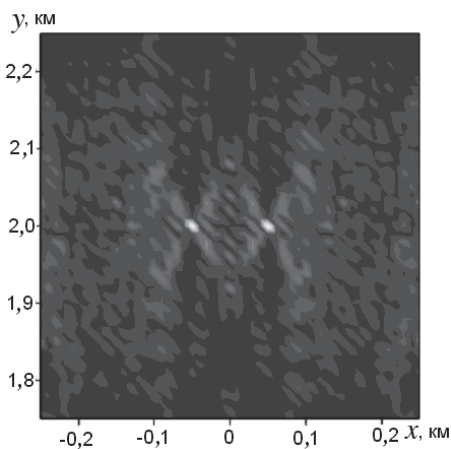


Рис. 2. Топографическая диаграмма модуля ССФ в горизонтальной плоскости при наблюдении двух неподвижных МП с ЭОП  $100 \text{ м}^2$  и подвижной цели в центре с ЭОП  $1 \text{ м}^2$  и скоростью 6 м/с. Режекция неподвижных МП отсутствует, цель не видна

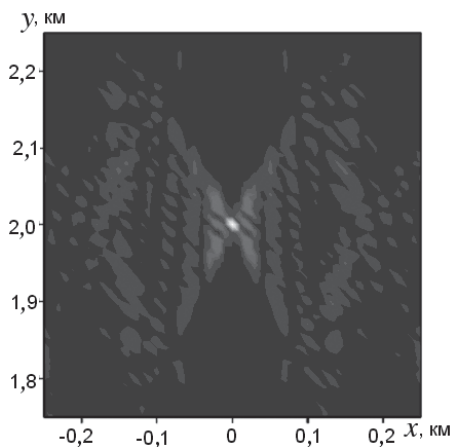


Рис. 3. Топографическая диаграмма модуля ССФ в горизонтальной плоскости при наблюдении двух неподвижных объектов с ЭПР  $100 \text{ м}^2$  и подвижного объекта в центре с ЭПР  $1 \text{ м}^2$  и скоростью 6 м/с при варианте 1 системы СДЦ. Неподвижные объекты подавлены, подвижный выделен



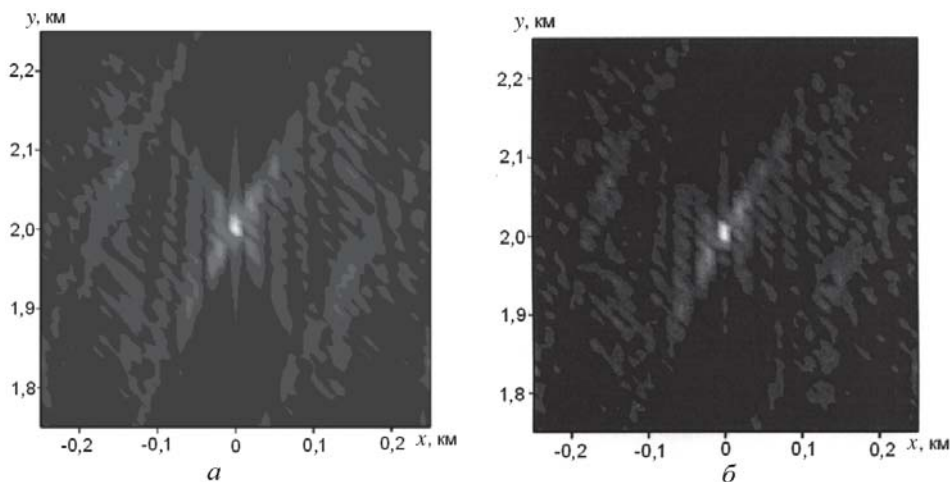
**Алгоритм ПВО с СДЦ на основе межобзорного вычитания.** Использование СДЦ по варианту 1 с последующей фокусировкой результатов фильтрации на плоскости позволяет получить отметки только тех объектов, которые перемещались за время работы РФ, и не отражает отметок неподвижных объектов — МП — или отметок объектов, появившихся на плоскости и временно неподвижных в период работы РФ. Ввиду необходимости не пропустить такие объекты при варианте 1, требующем фокусировки установившихся данных на выходе РФ, приходится также выполнять дополнительную фокусировку по алгоритму (14) данных на входе РФ в один момент времени с периодичностью, задаваемой временем обзора, т.е. при  $T_0 = 1$  с. Это примерно в 2 раза повышает требования к производительности вычислителя при реализации системы СДЦ по варианту 1 по сравнению со случаем отсутствия СДЦ, поскольку фокусировку вида (14) приходится выполнять дважды за период обзора. При этом основные временные затраты идут на вычисление массива корреляционных эффектов по координатам  $(x, y)$  по формуле (14), а работа алгоритма РФ (18) занимает существенно меньшее время. По указанным причинам представляет интерес анализ системы СДЦ на основе межобзорного вычитания, для которого достаточно однократного за время обзора вычисления массива корреляционных эффектов по формуле (14).

При межобзорном вычитании возможны подварианты когерентного и некогерентного вычитания. В случае когерентного и некогерентного вычитания имеем соответственно:

$$\begin{aligned} \Delta\psi(\vec{r}_M) &= \left| \dot{Q}_{k+\Delta k}(\vec{r}_M) - \dot{Q}_k(\vec{r}_M) \right|, \\ \Delta\psi_m(\vec{r}_M) &= \left| \dot{Q}_{k+\Delta k}(\vec{r}_M) \right| - \left| \dot{Q}_k(\vec{r}_M) \right|, \end{aligned} \quad (20)$$

где  $\dot{Q}_k(\vec{r}_M)$  вычисляется по алгоритму (14), а  $\Delta k$  соответствует некоторому целому числу периодов зондирования, укладываемому на периоде обзора  $T_0 = 1$  с,  $\Delta k = T_0/T_r$ . Результаты математического моделирования для межобзорного когерентного вычитания представлены на рис. 4, а и межобзорного некогерентного — на рис. 4, б. В обоих случаях выделен центральный подвижный объект и подавлен крайний неподвижный МП.

**Выводы.** Получены математические выражения для алгоритмов обработки в ММО РЛС с моноимпульсивным многочастотным излучением ЗС, в том числе при разных вариантах системы СДЦ: с режекцией сигнала неподвижных МП на каждой частотной компоненте многочастотного сигнала и с межобзорным вычитанием результатов пространственной фокусировки на последовательных периодах обзора. Количественный анализ результатов моделирования данных



**Рис. 4.** Топографическая диаграмма модуля ССФ в горизонтальной плоскости при наблюдении двух неподвижных объектов с ЭПР  $100 \text{ м}^2$  и подвижного объекта в центре с ЭПР  $1 \text{ м}^2$  и скоростью  $6 \text{ м/с}$  при варианте 2 системы СДЦ с когерентным (а) и некогерентным вычитанием (б) комплексных корреляционных эффектов на двух периодах зондирования, разнесенных на 1 с. Неподвижные объекты подавлены, подвижный выделен

алгоритмов обработки при принятых и одинаковых общих исходных данных на основе оценки относительных уровней главных и боковых лепестков ССФ показал следующее. При когерентном межобзорном вычитании по сравнению с некогерентным уровень ближних боковых лепестков ССФ на плоскости  $(x, y)$  примерно на 6 дБ ниже и примерно на 6 дБ меньше уровень потерь полезного сигнала. В то же время система СДЦ с предварительной фильтровой режекцией неподвижных МП на каждой частотной компоненте в сравнении с системой СДЦ с когерентным межобзорным вычитанием имеет более высокие показатели: примерно на 2,7 дБ меньший уровень боковых лепестков и на 3 дБ меньший уровень потерь по сигналу. Моделирование системы СДЦ с межобзорной компенсацией при уменьшении временного интервала между периодами зондирования  $\Delta k$  показало резкое увеличение потерь по сигналу. Таким образом, как по уровню выходного эффекта, так и по уровню боковых лепестков явным преимуществом среди рассмотренных систем при данных условиях обладает система СДЦ с применением РФ на каждой частотной компоненте. Система СДЦ с однократным межобзорным вычитанием приближается по уровню выходного эффекта к системе, выполненной по первому варианту только при большем времени между обзорами, соизмеримым с временем перехода цели в соседний элемент разрешения. Однако в этом случае относительный уровень боковых лепестков оказывается заметно выше, чем в варианте системы СДЦ с фильтрацией частотных компонент в РФ.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. 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, pp. 1926-1934, December 2002.
2. Fishler E., Haimovich A., Blum R., Chizhik D., Cimini L., Valenzuela R. MIMO radar: An idea whose time has come // Proceedings of the IEEE Radar Conference. 26–29 April 2004, pp. 71–78.
3. Forsythe K. W., Bliss D. W., Fawcett G. S. Multiple-input multiple output (MIMO) radar: Performance issues // Conference Record of the Thirty-Eight Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers 2004. 7–10 Nov. 2004, vol. 1, pp. 310–315.
4. Dorey J., Garnier G. et Auvray G. RIAS, radar a impulsion et antenne syntetique // Colloque International sur le Radar. Paris, april, 1989, pp. 556–562.
5. Кучеров Ю. С., Чапурский В. В. Антенные решетки со сверхбыстрым сканированием луча // Радиотехника и электроника. – 1994. – С. 1562–1569.
6. Вовшин Б. М. Сверхширокополосные радиолокационные системы. Новый подход к принципам построения // Тр. Юбилейной НТК, посвящ. 30-летию образования ЦНИИРЭС. 2001 г., 12–14 сентября. Ч. 1. – М., 2001. – С. 139–149.
7. Вовшин Б. М. Сверхширокополосная видеоимпульсная система с синтезированной апертурой для параллельного обзора пространства // Радиотехника и электроника. – 1999. – Т. 44, № 12. – С. 1479–1486.
8. Чапурский В. В. Функции неопределенности и пространственная разрешающая способность сверхширокополосных видеоимпульсных антенных решеток // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. “Приборостроение”. – № 4. – 2005. – С. 94–108.
9. Чапурский В. В. Многочастотные антенные системы и их обобщенные функции неопределенности // Докл. Второй Всерос. конф. “Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике”. г. Муром, 2006 г., 4–7 июля. – С. 76–80.
10. Черняк В. С. Многопозиционная радиолокация. – М.: Радио и связь, 1993.
11. Курякша А. А. Алгоритм обратной проекции в задачах восстановления пространственного распределения источников волн // Радиотехника и электроника. – 2002. – Т. 47, № 12. – С. 1484–1489.

Статья поступила в редакцию 29.05.2007

Валерий Викторович Чапурский родился в 1942 г., окончил Московский энергетический институт в 1965 г. Д-р техн. наук, старший научный сотрудник, главный научный сотрудник НИИПММ МГТУ им. Н.Э. Баумана, “Почетный радист России”. Автор более 100 научных работ и изобретений в области радиолокации и радиоэлектронных систем.

V.V. Chapurskiy (b. 1942) graduated from the Moscow Institute for Power Engineering in 1965. D. Sc. (Eng.), senior researcher, chief researcher of research institute of Applied Mathematics and Mechanics of the Bauman Moscow State Technical University. Honored Radio Operator of Russia. Author of more than 100 publications and inventions in the field of radiolocation and radio-electronic systems.

