

УДК 621.396.962.3

В. В. Чапурский

**ФУНКЦИИ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ
И ПРОСТРАНСТВЕННАЯ РАЗРЕШАЮЩАЯ
СПОСОБНОСТЬ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ
ВИДЕОИМПУЛЬСНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК**

Приведена методика исследования пространственной разрешающей способности антенных решеток различной конфигурации с излучением и приемом сверхширокополосных видеоимпульсных сигналов. Методика основана на определении обобщенных функций неопределенности по декартовым пространственным координатам и вычислении и анализе их двумерных сечений при произвольном расположении элементов решетки. Сечения позволяют количественно оценить размеры пространственного элемента разрешения и уровень боковых лепестков в зависимости от размеров и конфигурации решетки, межэлементных расстояний и ширины полосы частот (длительности) видеоимпульсных сигналов.

В последние годы большое внимание уделяется применению в радиолокационных системах (РЛС) сверхширокополосных (СШП) зондирующих сигналов. Такие сигналы известны не только своей высокой разрешающей способностью по дальности, но и рядом других полезных возможностей:

созданием РЛС в низкочастотных диапазонах излучения с высоким пространственным разрешением для обнаружения воздушных объектов с противорадиолокационными покрытиями;

построением РЛС с электрически неуправляемыми антенными решетками и цифровым обзором пространства;

созданием РЛС малой дальности для обнаружения людей за радиопрозрачными препятствиями (в завалах, за стенами зданий, скрытых растительностью);

построением скрытных РЛС.

Одной из возможных разновидностей СШП зондирующих сигналов со спектром, который может располагаться в широкой области частот метрового, дециметрового и сантиметрового диапазонов волн, являются видеоимпульсные сигналы (ВИС) наносекундной или субнаносекундной длительности, не имеющие высокочастотного заполнения [1]. Существуют и другие виды СШП зондирующих сигналов, например многочастотные и шумовые [2–5]. Все виды СШП зондиру-

ющих сигналов применимы для использования в СШП РЛС. В настоящей работе рассматриваются только РЛС с ВИС.

Особенностью построения РЛС с СШП зондирующими сигналами является необходимость применения специальных многоканальных пространственно-временных систем передачи и приема сигналов для извлечения угловой и, следовательно, пространственной информации о целях. В частности, для СШП видеоимпульсных РЛС пространственно-многоканальное построение предполагает использование специальной видеоимпульсной приемопередающей системы или видеоимпульсной антенной решетки (ВИ АР), которая по своей сути *не является* электронно-управляемой по излучению и приему сигналов. Это дает ей определенные преимущества технической простоты как по сравнению с классическими узкополосными электрически управляемыми фазированными антенными решетками (ФАР), так и по сравнению со сложными передающими ВИ АР, использующими принципы фотоники и управляемыми на основе фотонных линий задержки [6, 7]. Неуправляемые ВИ АР не требуют освоения и применения сложных технологий фотоники. Элементами неуправляемых ВИ АР могут быть функционально законченные мини-радиолокаторы с широконаправленным видеоимпульсным излучением и высокой разрешающей способностью по дальности. Все элементы ВИ АР синхронизированы специальным образом по излучению, приему и стробированию ВИС. Таким системам в зарубежной научно-технической печати уделяется большое внимание. Они основаны на МІR-технологии (**М**ісrоpоwеr **І**mpuls **R**adar) [1], применение которой в создании пространственно-многоканальных радиолокационных систем (видеоимпульсных аналогов антенных решеток) потребовало разработки специализированных комплектов сверхскоростных микросхем корреляторов, линий задержки, счетчиков. На их основе фирмой “Time Domain” был создан лабораторный прототип радиолокатора малой дальности, а затем и серийный образец РЛС с видеоимпульсным пространственно-многоканальным приемопередающим устройством для обзора, обнаружения и определения за препятствиями двух координат субъектов по их малым перемещениям [8]. В этой же области стали работать и другие зарубежные фирмы, например фирма “Cambridge Consultants” [9], а также израильская фирма “Camero” [10]. По опубликованным данным дальности действия видеоимпульсных РЛС, ввиду малой средней мощности излучения, ограничены малыми расстояниями в единицы–десятки метров.

Прикладные разработки в области ВИ АР в нашей стране в настоящее время практически отсутствуют. Теоретические публикации ограничены несколькими статьями отечественных авторов [11–14]. В

работах [11, 12] рассматривался вариант многоэлементной линейной передающей АР и приемной антенны в виде одиночного элемента и изучалось разрешение по дальности, скорости и углу на основе многомерной обобщенной функции неопределенности (ОФН) многоканальной системы. Однако эти результаты не достаточны для решения задач трехкоординатного наблюдения и пространственной селекции целей на фоне отражений от местных предметов. Для этого необходимо изучение свойств видеоимпульсных систем, содержащих двумерные передающую и приемную АР. Подобные исследования формы ОФН и пространственной разрешающей способности двумерных ВИ АР отвечают, например, задачам дистанционного наблюдения человека, в том числе, за радиопрозрачными препятствиями.

В статьях [13, 14] разработана теория алгоритма обратных проекций применительно к восстановлению распределения протяженных источников произвольных сигналов, регистрируемых в ближней зоне решеткой датчиков. Эти работы также не содержат конкретных результатов, применимых к расчету сечений ОФН для ВИ АР основных типовых конфигураций, что необходимо при практической оценке их разрешающей способности и уровня боковых лепестков по пространственным координатам.

В настоящей работе получены простые общие выражения для ОФН СШП видеоимпульсных РЛС с произвольным расположением элементов передающей и приемной АР, применимые для расчетов в различных системах пространственных координат: декартовой, сферической и полярной. Приведены примеры расчета сечений ОФН для линейных, кольцевых и прямоугольных ВИ АР с конкретными параметрами.

Математическая модель излучения и приема с помощью видеоимпульсных антенных решеток. Пусть условный центр ВИ РЛС с раздельными в общем случае передающей и приемной АР совпадает с началом прямоугольной системы координат (x, y, z) . В этой системе координат положение цели задается вектором $\vec{r}_T = \|x_T, y_T, z_T\|^*$, а положения n -го и m -го элементов передающей и приемной АР (рис. 1), лежащих в плоскости xOy , определяются векторами $\vec{r}_{tn} = \|x_{tn}, y_{tn}, 0\|^*$ и $\vec{r}_{rm} = \|x_{rm}, y_{rm}, 0\|^*$ при $n = 0, \dots, N_t$ и $m = 0, \dots, N_r$, где $N_t + 1$ и $N_r + 1$ — число передающих и приемных элементов; * — символ транспонирования. На рис. 1 указаны задержки распространения сигналов τ_{tn} и τ_{rm} между целью T и n -м передающим элементом, а также целью и m -м приемным элементом.

В качестве моделей видеоимпульсов, излучаемых элементами передающей АР, и опорных видеоимпульсов, используемых в системе обработки сигналов с выхода элементов приемной АР, рассмотрим следующие три модели, принятые из соображений простоты матема-

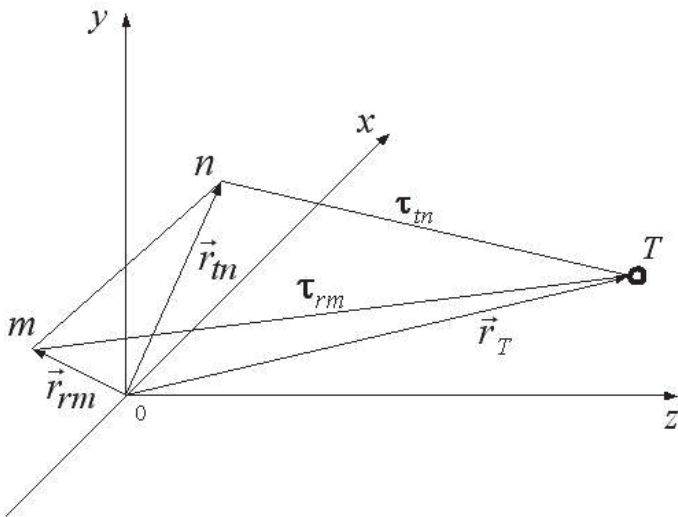


Рис. 1. Векторы и задержки между началом координат, целью T , n -м элементом передающей АР и m -м элементом приемной АР

тического описания:

$$s_0(t) = e^{-\alpha_0 t^2} \cos \omega_0 t, \quad (1)$$

$$s_1(t) = e^{-\alpha_1 t^2} \sin \omega_1 t, \quad (2)$$

$$s_2(t) = e^{-\alpha_2 t^2} (\cos \omega_2 t - e^{-\omega_2^2 / (4\alpha_2)}). \quad (3)$$

Необходимо отметить, что по условиям излучения ВИС их средние значения по времени должны быть равны нулю. Данному условию удовлетворяют сигналы $s_1(t)$, $s_2(t)$ и не удовлетворяет сигнал $s_0(t)$. Рассмотрим частный случай параметров сигналов:

$$\alpha_0 = \alpha_1 = \alpha_2 = \alpha = \Delta f^2, \quad \Delta f = f_b - f_a, \quad (4)$$

$$\omega_0 = \omega_1 = \omega_2 = 2\pi \frac{f_b + f_a}{2}, \quad (5)$$

где f_a и f_b – некоторые условные верхняя и нижняя границы спектра импульса. В данном случае расчетные формы импульсов показаны на рис. 2 при $f_a = 100$ МГц и $f_b = 1000$ МГц. Время по оси абсцисс откладывается в наносекундах.

Видно, что при выборе параметров импульсов в соответствии с выражениями (4) и (5) отличия импульсов $s_0(t)$ и $s_2(t)$ весьма незначительны. Однако при независимом выборе параметров α_i и ω_i , не связанном с граничными частотами f_a и f_b соотношениями (4) и (5), различия импульсов $s_0(t)$ и $s_2(t)$ могут стать существенными. Поэтому вычитание не зависимой от времени постоянной внутри скобок

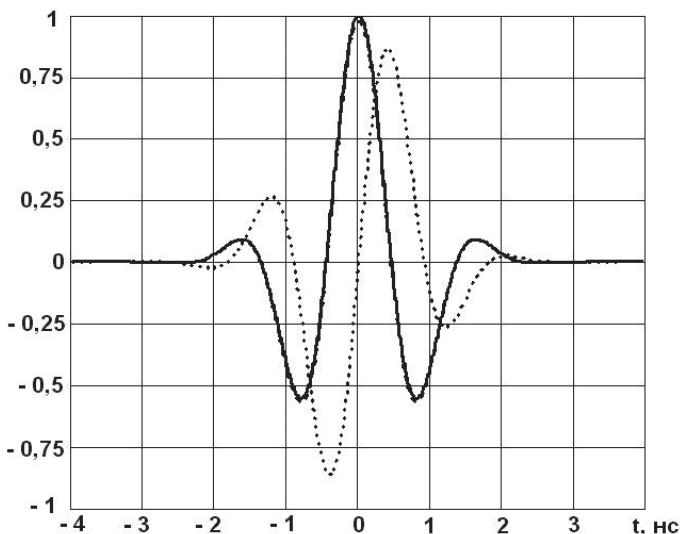


Рис. 2. Модели видеоимпульсов, принимаемых при расчетах ОФН ВИ АР:
 $S_0(t)$, $S_1(t)$ и $S_2(t)$ — сплошная, точечная и штриховая кривые соответственно

в соотношении (3) является необходимым для строгого соблюдения равенства нулю среднего значения сигнала $s_2(t)$ при всех возможных комбинациях его параметров.

Специфическая форма импульсов вида $s_1(t)$ напоминает характеристику временного дискриминатора. Импульс такого вида может использоваться как в качестве зондирующего, так и в качестве опорного или стробирующего импульса в тех технических приложениях видеоимпульсных систем, которые требуют точного измерения временного положения отраженных от цели импульсов, или демодуляции присущей им времяимпульсной модуляции. Такая модуляция может быть вызвана, например, колебаниями кожных покровов тела в такт с дыханием при радиолокации человека в разных прикладных задачах. Импульсы вида $s_0(t)$ также могут играть роль опорных стробов в системе селекции по дальности. Импульсы вида $s_2(t)$, как и импульсы вида $s_1(t)$, могут использоваться в качестве моделей импульсов, излучаемых передающими элементами АР.

В дальнейшем предполагается наличие необходимых индивидуальных и общих для передающей и приемной АР систем синхронизации, состав и функционирование которых определяются используемыми алгоритмами излучения и приема всей ВИ РЛС. Далее при выводе выражений для ОФН будем считать, что имеет место идеальная система синхронизации элементов АР. В частном случае каждый элемент одной из двух рассматриваемых АР может представлять собой функционально законченный видеоимпульсный микрорадар, аналогичный радару, выполненному по технологии MIR [1], о которой упомина-

лось ранее. В этом случае элементы АР становятся совмещенными на передачу и прием, и высокоточная синхронизация передатчика и приемника необходима только в пределах одного элемента АР, что технически обеспечить более просто, чем в общем случае отдельных передающей и приемной АР.

Предположим, что период излучения импульсов T постоянен на интервале $0 \leq t \leq (N_t + 1)T$. Для ортогонализации сигналов элементы передающей АР излучают поочередно с интервалом T . Тогда импульс i -го вида, излучаемый n -м элементом решетки, равен $s_i(t - nT)$. В этом случае принятый в m -м элементе решетки на интервале $0 \leq t \leq (N_t + 1)T$ сигнал от точечной цели с координатами $\vec{r}_T = \vec{r}_R$ с точностью до незначительного при оценке разрешения энергетического множителя можно записать в виде

$$u_m(t, i) = \sum_{n=0}^{N_t} s_i(t - nT - \tau_{mn}(\vec{r}_R)). \quad (6)$$

Здесь $\tau_{mn}(\vec{r}_R) = \tau_{tn}(\vec{r}_R) + \tau_{rm}(\vec{r}_R)$ — сумма запаздываний сигнала по пути « n -й элемент передающей АР — цель с вектором координат $\vec{r}_T = \vec{r}_R$ — m -й элемент приемной АР», а индекс R происходит от первой буквы в английском слове Received, причем

$$\tau_{tn}(\vec{r}) = \frac{1}{c} |\vec{r} - \vec{r}_{tn}|, \quad \tau_{rm}(\vec{r}) = \frac{1}{c} |\vec{r} - \vec{r}_{rm}|, \quad (7)$$

и обозначение $|\vec{r}|$ соответствует вычислению модуля (длины) вектора \vec{r} .

При наличии многих распределенных в пространстве отражателей, вместо каждого слагаемого в сумме (6), необходимо учесть суммарный сигнал, отраженный K отражателями:

$$v_{mn}(t, i) = \sum_{k=0}^K A_k s_i(t - \tau_{mn}(\vec{r}_k)), \quad (8)$$

где \vec{r}_k и A_k — вектор координат и амплитуда k -го отражателя. В результате получаем

$$u_m(t, i) = \sum_{n=0}^{N_t} v_{mn}(t - nT, i). \quad (9)$$

Для одного отражателя с $k = 0$ и $A_0 = 1$ формулы (8)–(9) переходят в выражение (6).

При малой длительности зондирующего импульса $\tau_{\text{и}} \ll T$ и задержках τ_{mn} , удовлетворяющих условию $\tau_{mn} < T$, сигналы в суммах (6) и (8) являются ортогональными по условиям излучения, т.е. не перекрываются по времени. Поэтому они могут быть после сдвига во времени к началу периода с номером n представлены на входе системы обработки в виде матриц многоканальных сигналов размера $(N_t + 1)(N_r + 1)$:

$$V(t, i) = \|v_{mn}(t, i)\|,$$

или

$$S(t, i) = \|s_i(t - \tau_{mn}(\vec{r}_R))\|, \quad n = 0, \dots, N_t, \quad m = 0, \dots, N_r. \quad (10)$$

В случае излучения и приема сигнала одним и тем же элементом АР, представляющим собой законченный микрорадар, запаздывание $\tau_{mn}(\vec{r}_R)$ может быть записано в виде

$$\tau_{mn}(\vec{r}_R) = 2\tau_{tn}(\vec{r}_R) = \tau_n(\vec{r}_R) = \frac{2}{c} |\vec{r}_R - \vec{r}_{tn}|. \quad (11)$$

При этом, вместо матриц (10), на входе системы обработки имеем векторы многоканальных сигналов

$$V(t, i) = \|v_n(t, i)\|^*, \quad \text{или} \quad S(t, i) = \|s_i(t - \tau_n(\vec{r}_R))\|^*, \quad n = 0, \dots, N_t, \quad (12)$$

где $v_n(t, i)$ вычисляется по формуле, аналогичной формуле (8),

$$v_n(t, i) = \sum_{k=0}^K A_k s_i(t - \tau_n(\vec{r}_k)). \quad (13)$$

Для определения информационных характеристик ВИ АР, таких как разрешающая способность по пространственным координатам, и уровня боковых лепестков в пространственной зоне наблюдения необходимо конкретизировать алгоритм совместной обработки многоканальных сигналов, представленных элементами матриц (10) или векторов (12).

Алгоритмы обработки сигналов и обобщенные функции неопределенности ВИ РЛС. При оптимальной согласованной многоканальной пространственно-временной обработке корреляционные интегралы для первой и второй совокупностей сигналов в матрице (10) представим в следующем виде [15]:

$$Q_{ii}(\vec{r}_M) = \sum_{n,m=0}^{N_t, N_r} \int_{-\infty}^{\infty} v_{mn}(t, i) s_i(t - \tau_{mn}(\vec{r}_M)) dt, \quad (14)$$

$$Q_{ii}(\vec{r}_R, \vec{r}_M) = \sum_{n,m=0}^{N_t, N_r} \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t - \tau_{mn}(\vec{r}_R)) s_i(t - \tau_{mn}(\vec{r}_M)) dt, \quad (15)$$

где $\vec{r}_R = \|x_R, y_R, z_R\|^*$ — вектор координат цели, закодированных в задержках принимаемых (Received) многоканальных сигналов точечной цели; $\vec{r}_M = \|x_M, y_M, z_M\|^*$ — вектор координат цели, закодированных в задержках многоканальных опорных (Matched) сигналов системы согласованной обработки. При этом корреляционный интеграл $Q_{ii}(\vec{r}_M)$ по формуле (14) представляет собой алгоритм оптимальной пространственно-временной обработки совокупности сигналов $v_{mn}(t, i)$ на выходах элементов приемной АР при использовании зондирующего видеоимпульса i -го вида в моделях (1)–(3). Индекс n — номер элемента передающей АР, а m — номер элемента приемной АР. Корреляционный интеграл $Q_{ii}(\vec{r}_R, \vec{r}_M)$ по формуле (15) используется как основа для вычисления ОФН [15], определяемой, как известно, для сигнала точечной цели, имеющей некоторые координаты \vec{r}_R :

$$\Psi_{ii}(\vec{r}_R, \vec{r}_M) = \frac{|Q_{ii}(\vec{r}_R, \vec{r}_M)|}{\sqrt{|Q_{ii}(\vec{r}_R, \vec{r}_R)| |Q_{ii}(\vec{r}_M, \vec{r}_M)|}}. \quad (16)$$

В общем случае, когда форма опорного сигнала отличается от формы зондирующего сигнала, можно использовать обобщенную функцию взаимной неопределенности (ОФВН):

$$\Psi_{ij}(\vec{r}_R, \vec{r}_M) = \frac{|Q_{ij}(\vec{r}_R, \vec{r}_M)|}{\sqrt{|Q_{ij}(\vec{r}_R, \vec{r}_R)| |Q_{ij}(\vec{r}_M, \vec{r}_M)|}}, \quad (17)$$

где

$$Q_{ij}(\vec{r}_R, \vec{r}_M) = \sum_{n,m=0}^{N_t, N_r} \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t - \tau_{mn}(\vec{r}_R)) s_j(t - \tau_{mn}(\vec{r}_M)) dt. \quad (18)$$

Собственно алгоритм взаимокорреляционной обработки выходных сигналов $v_{mn}(t, i)$ приемной АР при этом будет иметь вид, аналогичный формуле (14):

$$Q_{ij}(\vec{r}_M) = \sum_{m,n=0}^{N_t, N_r} \int_{-\infty}^{\infty} v_{mn}(t, i) s_j(t - \tau_{mn}(\vec{r}_M)) dt. \quad (19)$$

Если при этом опорный сигнал взять в виде δ -функции $s_j(t) = \delta(t)$, то функции (18), (19) и (17) преобразуются к виду

$$Q_i(\vec{r}_R, \vec{r}_M) = \sum_{m,n=0}^{N_t, N_r} s_i(\tau_{mn}(\vec{r}_M) - \tau_{mn}(\vec{r}_R)), \quad (20)$$

$$Q_i(\vec{r}_R, \vec{r}_M) = \sum_{m,n=0}^{N_t, N_r} v_{mn}(\tau_{mn}(\vec{r}_M), i), \quad (21)$$

$$\Psi_i(\vec{r}_R, \vec{r}_M) = \frac{|Q_i(\vec{r}_R, \vec{r}_M)|}{\sqrt{|Q_i(\vec{r}_R, \vec{r}_R)| |Q_i(\vec{r}_M, \vec{r}_M)|}}. \quad (22)$$

Введение δ -функции отвечает стробоскопическому преобразованию видеоимпульсных сигналов. Получившаяся обработка вида (21) математически соответствует методу обратных проекций [8, 13, 14].

В особом случае совпадения координат и числа передающих и приемных элементов ВИ АР в формулах суммирования необходимо принять $N_t = N_r = N$, а в (7) положить $\vec{r}_{tn} = \vec{r}_{rn}$. При этом излучение и прием производятся одним и тем же элементом решетки, и везде, вместо двойных сумм, имеем однократные:

$$Q_{ij}(\vec{r}_R, \vec{r}_M) = \sum_{n=0}^N \int_{-\infty}^{\infty} s_i(t - \tau_n(\vec{r}_R)) s_j(t - \tau_n(\vec{r}_M)) dt, \quad (23)$$

$$Q_{ij}(\vec{r}_M) = \sum_{n=0}^N \int_{-\infty}^{\infty} v_n(t, i) s_j(t - \tau_n(\vec{r}_M)) dt, \quad (24)$$

$$Q_i(\vec{r}_R, \vec{r}_M) = \sum_{n=0}^N s_i(\tau_n(\vec{r}_M) - \tau_n(\vec{r}_R)), \quad (25)$$

$$Q_i(\vec{r}_M) = \sum_{n=0}^N v_n(\tau_n(\vec{r}_M), i), \quad (26)$$

где $N + 1$ – число элементов приемопередающей АР, а $\tau_n(\vec{r})$ определяется последним равенством в уравнении (11).

Характерно, что интегралы в соотношениях (15), (18) и (23) для сигналов вида (1)–(3) берутся в аналитической форме в виде несложных выражений.

Линейная видеоимпульсная АР. В качестве первого примера приведем результаты расчета ОФВН для одномерной (линейной) эквидистантной ВИ АР длиной 1,2 м, приемопередающие элементы которой в количестве $N + 1 = 9$ расположены симметрично на оси x . В силу одномерного характера АР представляет интерес наблюдение целей и вычисление ОФВН в плоскости (x, z) . В качестве зондирующего сигнала использовался видеоимпульс $s_2(t)$ вида (3).

Расчеты проводились для функции (22) при использовании формул (20), (25) и (3), $\vec{r}_M = \|x_M, z_M\|^*$ и фиксированном положении цели,

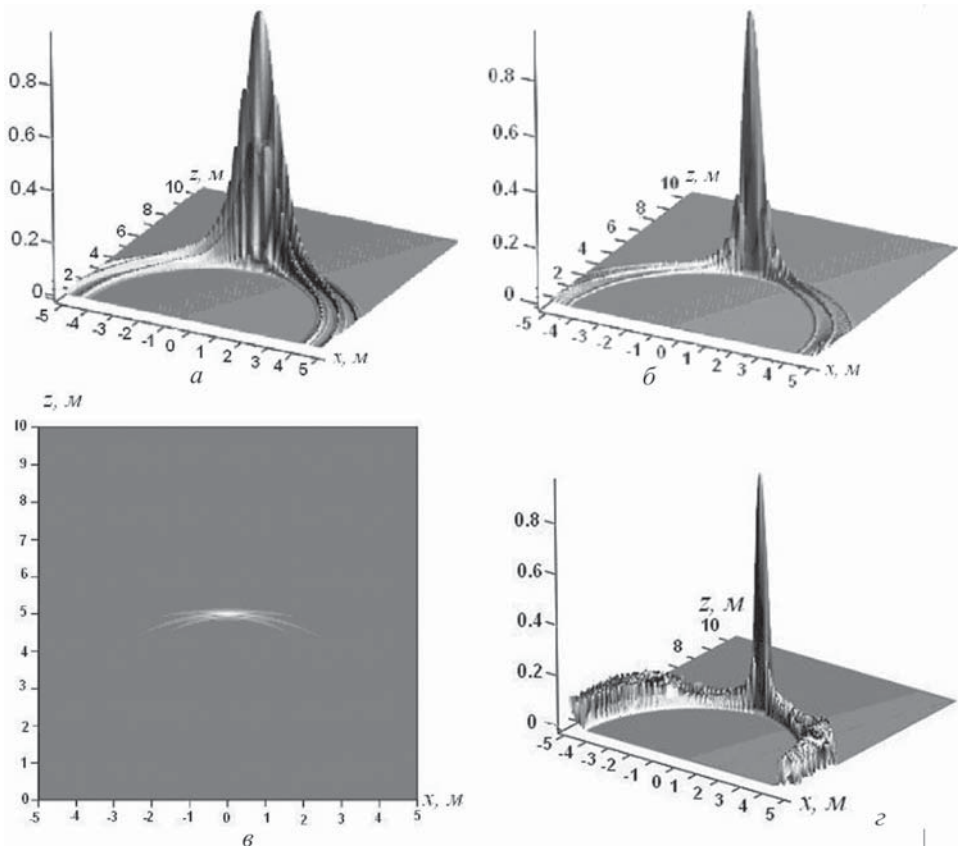


Рис. 3. Сечение ОФВН линейной ВИ АР из 9 элементов длиной 1,2 м при $f_a = 100$ МГц, при координатах цели $x_R = 0$ м, $y_R = 5$ м и при взаимной обработке сигналов с измерением бистатических расстояний для всех пар элементов решетки (а, б, в) и при автономной обработке с измерением дальности в каждом элементе решетки (z):

а — при $f_b = 1000$ МГц; б — при $f_b = 2000$ МГц; в — при $f_b = 2000$ МГц в виде топографической диаграммы; z — при $f_b = 2000$ МГц

расположенной на удалении 5 м от середины АР по нормали, т.е. при $x_R = 0,0$ м, $z_R = 5,0$ м. Примеры объемных тел сечений ОФВН (22) на плоскости (x, z) приведены на рис. 3, а при значении ширины полосы сигнала $\Delta f = 900$ МГц и на рис. 3, б — при значении полосы 1900 МГц и нижней граничной частоте спектра $f_a = 100$ МГц. На рис. 3, в показана топографическая диаграмма для тех же параметров, что и на рис. 3, б. Результаты на рис. 3, а, б, в представлены для случая *взаимной обработки* с измерением бистатических расстояний для всех возможных пар элементов АР (формула (20)). Рис. 3, z соответствует режиму *автономной обработки* с измерением однопозиционного запаздывания сигнала цели относительно каждого элемента решетки (формула (25)). При каждой разновидности обработки ширина главного лепестка ОФВН уменьшается с увеличением ширины полосы видеоимпульса

(при уменьшении его длительности). При взаимной обработке уровень дальних боковых лепестков в плоскости (x, z) весьма низкий. В частности, в области плоскости, в которой пропадает контраст топографических полутоновых диаграмм на рис. 3, в, этот уровень менее 0,02, т.е. он меньше -34 дБ. При переходе к автономной обработке в элементах приемопередающей АР, как видно из рис. 3, з, происходит заметное сужение главного лепестка ОФВН по координатам x, y . Однако уровень дальних боковых лепестков возрастает — при ширине полосы импульса 900 МГц он увеличивается примерно до 0,05 (-26 дБ), а при ширине полосы 1900 МГц возрастает до уровня 0,1 (-20 дБ).

Отметим, что приведенная на рис. 3, в топографическая диаграмма практически повторяет собой вид индикатора гипотетической ВИ РЛС малой дальности при зондировании одиночного точечного объекта. На вход такого индикатора поступают результаты совместной обработки дальностных распределений или профилей сигналов по дальности, регистрируемых на выходе каждого элемента АР. В данном случае совместная обработка по формулам (20) или (25) реализует варианты метода обратных проекций. При одиночном точечном объекте на индикаторе отображается максимум ОФВН в плоскости (x, z) , дающий положение объекта, а также боковые лепестки ОФВН в этой координатной плоскости. Уровень боковых лепестков дает представление относительно степени подавления отражений от местных предметов, находящихся в других элементах пространственного разрешения. Поскольку для линейной решетки, лежащей на оси Ox , ОФВН имеет круговую симметрию относительно этой оси, постольку отсутствует пространственная избирательность вдоль концентрических окружностей в плоскости yOz с центром в начале системы координат (x, y) . По этой причине сечения ОФВН в плоскости yOz для линейной АР обособого интереса не представляют и здесь не приводятся.

Кольцевая видеоимпульсная АР. В качестве второго примера рассматривалась кольцевая приемопередающая ВИ АР, с диаметром 1,2 м и числом приемопередающих элементов, равным $N + 1 = 25$, расположенная в плоскости (x, y) с центром окружности, совпадающим с началом координат. В этом случае межэлементное расстояние решетки, равное 0,151 м, практически такое же, как и в линейной АР в предыдущем примере. Результаты расчетов ОФВН для данной кольцевой ВИ АР приводятся на рис. 4 при одном численном значении частотной полосы спектра видеоимпульса $\Delta f = 1900$ МГц. Координаты объекта (цели) те же, что и на рис. 3, т.е. он расположен на удалении 5 м по нормали к плоскости АР, восстановленной из центра кольца. Рис. 4, а соответствует взаимным измерениям бистатических дальностей для

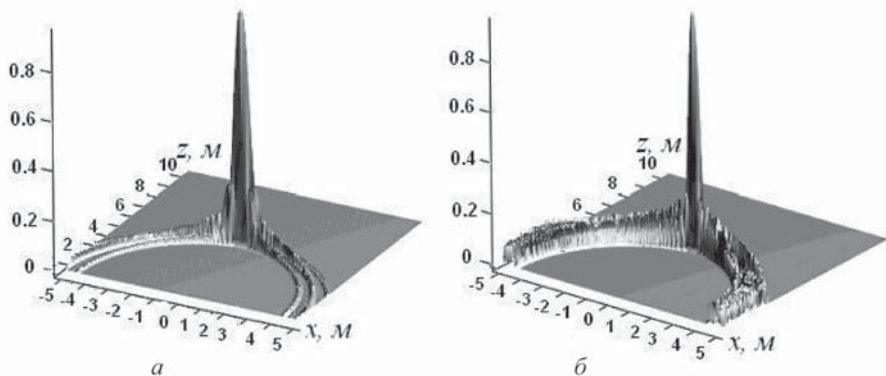


Рис. 4. Сечения ОФВН кольцевой ВИ АР диаметром 1,2 м из 25 элементов при $f_a = 100$ МГц, $f_b = 2000$ МГц и при взаимной обработке сигналов с измерением бистатистических расстояний для всех пар элементов решетки (а) и при автономной обработке сигналов с измерением дальности в каждом элементе ВИ АР (б)

всех пар элементов АР, а рис. 4, б отвечает автономной обработке с измерением однопозиционной дальности в каждом элементе. Каждый из элементов работает и на передачу и на прием.

Данная кольцевая АР содержит достаточно большое число элементов. Поэтому приближенно можно считать, что она имеет круговую симметрию в плоскости (x, y) и, следовательно, для нее сечения ОФВН в любой плоскости, проходящей через ось Oz , в том числе и в плоскости yOz , практически одинаковы и совпадают с приведенными на рис. 4 сечениями в плоскости xOz . Как и в предыдущем примере линейной АР, абсолютный уровень боковых лепестков при автономной обработке выше, чем при взаимной. Ширина главного лепестка в первом случае больше, чем во втором, что также отмечалось для линейной ВИ АР.

Прямоугольная ВИ АР. Приведенная в статье методика дает возможность легко получить численные результаты и для плоской прямоугольной ВИ АР размером $1,2 \times 0,8 \text{ м}^2$, содержащей четыре ряда по 7 элементов, всего 28 элементов. Расстояния между элементами в рядах $\Delta x = 0,2 \text{ м}$, а в столбцах $\Delta y = 0,267 \text{ м}$. Ширина полосы частот видеоимпульса, равная $\Delta f = 1900 \text{ МГц}$, определяется, как и прежде, граничными частотами $f_a = 100 \text{ МГц}$ и $f_b = 2000 \text{ МГц}$. Полутоновые топографические диаграммы сечений ОФВН представлены на рис. 5, а, б при взаимной обработке между парами всех элементов и на рис. 5, в, г при автономном измерении дальности в каждом элементе. Положение точечного объекта задано координатами $x_R = 0$, $y_R = 5 \text{ м}$. Диаграммы на рис. 5, а и в отвечают сечению ОФВН в плоскости xOz , параллельной длинной стороне решетки. Диаграммы на рис. 5, б и г — это сечения в плоскости yOz , параллельной короткой стороне АР. Для прямоугольной АР эти сечения в плоскости yOz имеют явно выра-

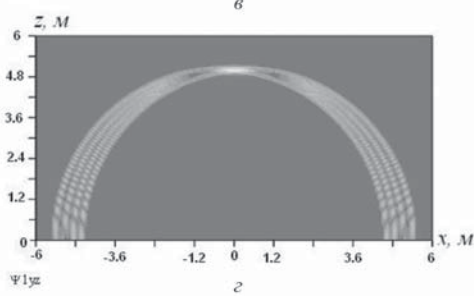
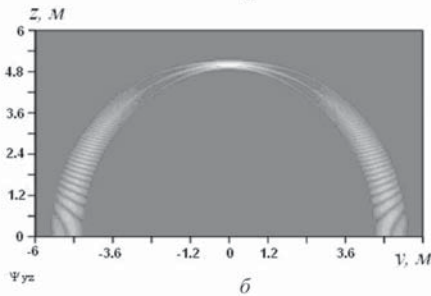
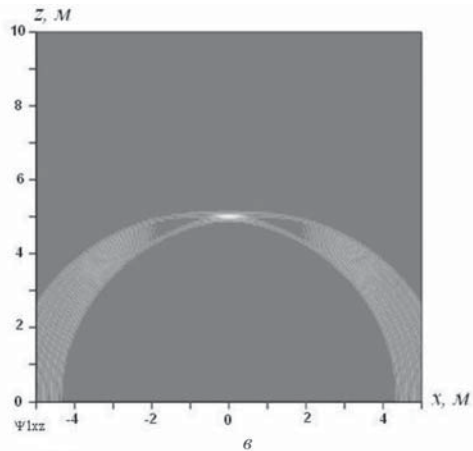
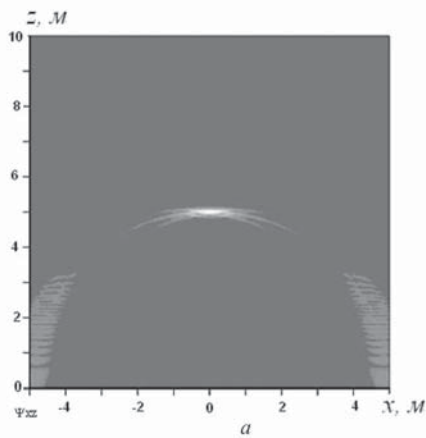


Рис. 5. Топографические диаграммы сечений ОФВН в плоскостях xOz (a, v) и yOz (b, z) прямоугольной ВИ АР размером $1,2 \times 0,8 \text{ м}^2$ из 7×4 элементов при $f_a = 100 \text{ МГц}$, $f_b = 2000 \text{ МГц}$ и взаимной обработке сигналов с измерением би-статистических расстояний для всех пар элементов решетки (a, b) и автономной обработке сигналов с измерением дальности в каждом элементе ВИ АР (v, z)

женный главный лепесток в отличие от случая линейной АР. Однако в сравнении с кольцевой АР сечение ОФВН в плоскости yOz отличается от сечения в плоскости xOz как по ширине главного лепестка, так и по уровню боковых лепестков. Этого и следует ожидать вследствие различий в размерах, числе элементов и межэлементных расстояниях данной прямоугольной решетки по горизонтальной и по вертикальной координатным осям Ox и Oy .

Заключение. Обнаружение и извлечение информации о пространственных координатах лоцируемых объектов в задачах ближней сверхширокополосной радиолокации может осуществляться при использовании видеоимпульсных антенных решеток. Для анализа пространственной разрешающей способности таких пространственно-временных радиолокационных систем применима методика, основанная на вычислении сечений обобщенных функций взаимной неопределенности в декартовых координатах. По этой методике получены сечения обобщенной функции взаимной неопределенности для случаев линейной, кольцевой и прямоугольной антенных решеток. Они

позволили оценить размеры пространственного элемента разрешения, исходя из ширины главного лепестка функции неопределенности по соответствующим координатам, а также уровень ее боковых лепестков, характеризующий степень подавления мешающих отражений от местных предметов. Как ширина главного лепестка, так и уровень боковых лепестков определяются такими параметрами видеоимпульсной антенной решетки, как длительность или ширина спектра излучаемых видеоимпульсов, размеры и конфигурация решетки, в частности, определяются числом элементов и межэлементным расстоянием.

В случае использования единой антенной решетки для передачи и приема с приемопередающими антенными элементами имеют место два возможных метода обработки информации, которые также существенно влияют на величину пространственного элемента разрешения и уровень боковых лепестков обобщенной функции неопределенности. *Первый метод* заключается в получении и взаимной обработке бистатистических дальностных профилей для всех пар элементов решетки. *Второй метод* предполагает автономное получение однопозиционных дальностных профилей для каждого элемента решетки и их последующую совместную обработку. При прочих равных условиях первый метод приводит к большей ширине главного лепестка и меньшему уровню боковых лепестков функции неопределенности системы. Второй метод позволяет получить заметно более узкий главный лепесток функции неопределенности и соответственно более высокую разрешающую способность, но приводит к большему уровню боковых лепестков.

Перспектива продолжения данных исследований заключается в теоретической разработке методов пространственно-временной обработки ВИС, отраженных от подвижных живых объектов на фоне отражений от неподвижных местных предметов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. U l t r a - Wideband Radar Technology. Edited by James D. Taylor. CRC Press. Boca Raton, London, New York, Washington D.C., 2000.
2. В о в ш и н Б. М. Сверхширокополосные радиолокационные системы. Новый подход к принципам построения // Тр. Юбилейной НТК, посвященной 30-летию образования ЦНИИРЭС, 12–14 сентября 2001 г. Ч. 1. – М., 2001. – С. 139–149.
3. В о в ш и н Б. М., С в е р д л о в Б. Г. Теоретические и экспериментальные исследования сверхширокополосных радиолокационных систем с ортогональными зондирующими сигналами // Тр. I Международного радиоэлектронного форума “Прикладная радиоэлектроника. Состояние и перспективы развития”, МРФ-2002, 8–10 октября 2002 г. – Харьков. – С. 62–64.

4. Chаpursky V. V., Sablin V. N., Kalinin V. I., Vasilyev I. A. Wideband Random Noise Short Range Radar with Correlation Processing for Detection of Slow moving Objects behind the Obstacles. Proceedings of the Tenth International Conference on Ground Penetrating Radar, GPR'2004, June 21–24, 2004, Delft, The Netherlands.
5. Чапурский В. В. К теории спектрального метода измерения дальности и радиальной скорости при шумовом зондирующем сигнале // Тр. Юбилейной НТК, посвященной 30-летию образования ЦНИИРЭС, 12–14 сентября 2001 г. – Ч. 1. – М., 2001. – С. 70–75.
6. Зайцев Д. Ф. Применение фотоники в активных ФАР // Антенны. – 2003. – Вып. 5 (72). – С. 34–40.
7. Бахрах Л. Д., Зайцев Д. Ф. Сверхширокополосная волоконно-оптическая разводка СВЧ сигналов и сверхкоротких импульсов // Антенны. – 2003. – Вып. 5 (72). С. 3–6.
8. Barnes M. A., Nag S., Payment T. Covert Situational Awareness With Handheld Ultra-Wideband Short Pulse Radar. Proceedings of SPIE, vol. 4374 (2001).
9. www.cambridgeconsultants.com/icp_throughwallradar.shtml.
10. www.haaretz.com.
11. Вовшин Б. М. Сверхширокополосная видеоимпульсная система с синтезированной апертурой для параллельного обзора пространства // Радиотехника и электроника. – 1999. – Т. 44, № 12. – С. 1479–1486.
12. Вовшин Б. М., Жаворонко О. А. Многомерные функции неопределенности сверхширокополосных видеоимпульсных сигналов в радиолокационной системе с синтезированной апертурой // Радиотехника и электроника. – 1999. – Т. 44. № 12. – С. 1487–1495.
13. Курикша А. А. Об обратной задаче восстановления распределения источников сигналов в полупространстве по наблюдениям сигналов на поверхности // Радиотехника и электроника. – 2000. – Т. 45. № 6. – С. 717–721.
14. Курикша А. А. Алгоритм обратной проекции в задачах восстановления пространственного распределения источников волн // Радиотехника и электроника. – 2002. – Т. 47. № 12. – С. 1484–1489.
15. Ширман Я. Д., Манжос В. Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981.

Статья поступила в редакцию 28.08.2005

Валерий Викторович Чапурский родился в 1942 г., окончил в 1965 г. Московский энергетический институт. Д-р техн. наук, главный научный сотрудник НИИ ПММ МГТУ им. Н.Э. Баумана. Автор более 80 научных работ и изобретений в области радиолокации и радиоэлектронных систем.

V.V. Chapursky (b. 1942) graduated from the Moscow Institute for Power Engineering in 1965. D. Sc. (Eng.), main researcher of “Applied Mechanics and Mathematics” research institute of the Bauman Moscow State Technical University. Author of more than 80 publications and inventions in the field of radar and radio electronic systems.

