

УДК 621.396.96

## АЛГОРИТМ СИНТЕЗА ГЕОМЕТРИЧЕСКОЙ СТРУКТУРЫ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ МІМО РЛС

С.А. ГОРШКОВ, П.И. ОРГИШ

Военная академия Республики Беларусь  
Минск-57, 220057, Беларусь

Поступила в редакцию 15 июня 2012

В статье представлен алгоритм синтеза геометрической структуры антенной решетки МІМО (Multiple-input-multiple-output) РЛС, исходя из выполнения условия единственности главного лепестка диаграммы направленности. Исходными данными для алгоритма являются число передающих и приемных элементов, а также требуемое число формируемых каналов приема (виртуальных элементов).

*Ключевые слова:* МІМО (Multiple-input-multiple-output) радиолокационные системы, ортогональные сигналы, синтез геометрической структуры антенной решетки.

### Введение

В последнее время в радиолокации активно развиваются МІМО (Multiple-input-multiple-output) РЛС [1,2]. В таких РЛС  $K$  различных групп, передающих элементов антенны, излучают  $K$  ортогональных сигналов, а  $L$  групп приемных элементов обеспечивают одновременный прием этих сигналов.

Одним из важных свойств МІМО РЛС является увеличение числа приемных каналов при обработке сигналов [1].

Для примера рассмотрим узкополосную МІМО РЛС с антенной решеткой (АР), у которой  $K=2$  передающих и  $L=3$  приемных элемента. Расположим элементы решетки так, чтобы получить  $V=KL=6$  виртуальных приемопередающих элементов (см. рис. 1), расположенных в середине между  $T_i$  ( $i=1, \dots, K$ ) передающим и  $R_j$  ( $j=1, \dots, L$ ) приемным элементами.

На рис. 1 переменная  $d_v$  обозначает расстояние между виртуальными элементами,  $\theta_0$  – направление на цель.

Передающие элементы синхронно излучают кодированные взаимно ортогональные сигналы на одинаковой несущей частоте  $\omega_0$ :

$$\begin{aligned} \dot{u}_1(t) &= \dot{U}_1(t)e^{j\omega_0 t}; \\ \dot{u}_2(t) &= \dot{U}_2(t)e^{j\omega_0 t}, \end{aligned}$$

где  $\dot{U}_1(t)$  и  $\dot{U}_2(t)$  комплексные законы модуляции (ЗМ), излучаемые первым ( $T_1$ ) и вторым ( $T_2$ ) передатчиком соответственно, при этом  $\int_{-\infty}^{+\infty} \dot{u}_1(t)\dot{u}_2^*(t)dt \approx 0$ .

Для упрощения будем рассматривать принятый сигнал, состоящий только из отраженного сигнала (ОС). Тогда принятый сигнал на  $j$ -м ( $j = \overline{1, L}$ ) приемном элементе можно записать в виде:

$$\dot{f}_j(t) = \sum_{i=1}^K M_i(t)\dot{U}_i(t - t_{r(i,j)})e^{j\omega_0(t - t_{r(i,j)})},$$

где  $M_i(t)$  – комплексная огибающая ОС,  $i = \overline{1, K}$ ;  $t_{r(i,j)}$  – время запаздывания ОС от  $i$ -ого передающего элемента до  $j$ -ого приемного элемента.

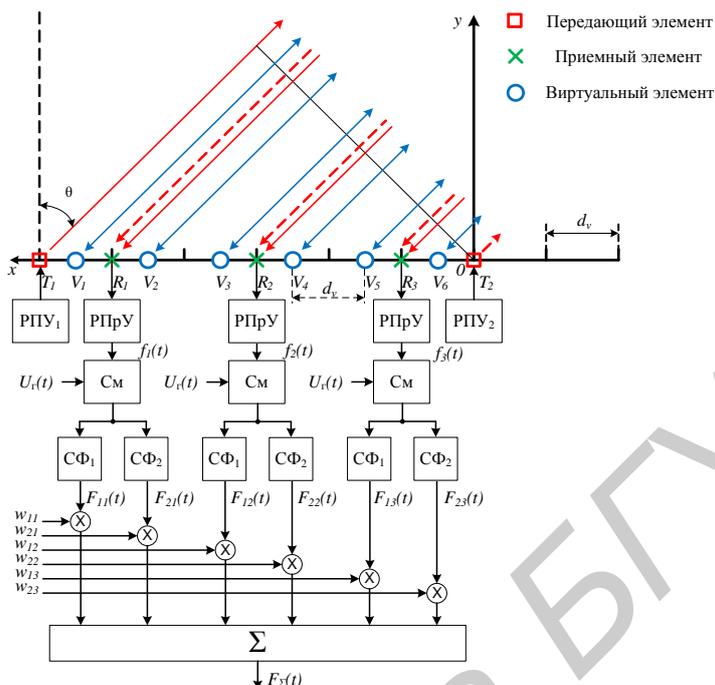


Рис. 1. МИМО РЛС с  $K=2$  передающими и  $L=3$  приемными элементами

После перемножения с сигналом гетеродина ( $U_r(t) = \exp\{-j(\omega_0 - \omega_{np})t\}$ ) и обработки в согласованных фильтрах (СФ) получим:

$$F_{ij}(t) = v(t - t_{r(i,j)}) e^{j\omega_{np}t} e^{-j\omega_0 t_{r(i,j)}}, \quad i = \overline{1, K}, \quad j = \overline{1, L}. \quad (1)$$

Импульсные характеристики СФ<sub>1</sub> и СФ<sub>2</sub> согласованы с ЗМ  $\dot{U}_1(t)$  и  $\dot{U}_2(t)$  соответственно. В таблице приведены значения времени запаздывания от  $T_i$  ( $i = \overline{1, \dots, K}$ ) передающего до  $R_j$  ( $j = \overline{1, \dots, L}$ ) приемного элемента, а также время запаздывания для  $V_k$  ( $k = \overline{1, \dots, V}$ ) виртуального элемента, принимая за начало отсчета координату элемента  $T_2$ , с учетом дальности до цели  $D$ .

#### Значения времени запаздывания ОС

Для реальных элементов		Для виртуальных элементов	
$T_1 R_1$	$\frac{6d_v \sin \theta_0 + 2D + 5d_v \sin \theta_0}{c} = \frac{11d_v \sin \theta_0 + 2D}{c}$	$V_1$	$\frac{5.5d_v \sin \theta_0 + 2D + 5.5d_v \sin \theta_0}{c} = \frac{11d_v \sin \theta_0 + 2D}{c}$
$T_1 R_2$	$\frac{6d_v \sin \theta_0 + 2D + 3d_v \sin \theta_0}{c} = \frac{9d_v \sin \theta_0 + 2D}{c}$	$V_2$	$\frac{4.5d_v \sin \theta_0 + 2D + 4.5d_v \sin \theta_0}{c} = \frac{9d_v \sin \theta_0 + 2D}{c}$
$T_1 R_3$	$\frac{6d_v \sin \theta_0 + 2D + d_v \sin \theta_0}{c} = \frac{7d_v \sin \theta_0 + 2D}{c}$	$V_3$	$\frac{3.5d_v \sin \theta_0 + 2D + 3.5d_v \sin \theta_0}{c} = \frac{7d_v \sin \theta_0 + 2D}{c}$
$T_2 R_1$	$\frac{0 + 2D + 5d_v \sin \theta_0}{c} = \frac{5d_v \sin \theta_0 + 2D}{c}$	$V_4$	$\frac{2.5d_v \sin \theta_0 + 2D + 2.5d_v \sin \theta_0}{c} = \frac{5d_v \sin \theta_0 + 2D}{c}$
$T_2 R_2$	$\frac{0 + 2D + 3d_v \sin \theta_0}{c} = \frac{3d_v \sin \theta_0 + 2D}{c}$	$V_5$	$\frac{1.5d_v \sin \theta_0 + 2D + 1.5d_v \sin \theta_0}{c} = \frac{3d_v \sin \theta_0 + 2D}{c}$
$T_2 R_3$	$\frac{0 + 2D + d_v \sin \theta_0}{c} = \frac{d_v \sin \theta_0 + 2D}{c}$	$V_6$	$\frac{0.5d_v \sin \theta_0 + 2D + 0.5d_v \sin \theta_0}{c} = \frac{d_v \sin \theta_0 + 2D}{c}$

Из таблицы видно, что время запаздывания ОС для каждой пары передающих и приемных элементов равно времени запаздывания образованного ими виртуального элемента. Антенная решетка из  $V$  виртуальных элементов эквивалентна обычной приемопередающей  $V$ -элементной АР, что можно использовать для упрощения анализа МИМО АР и расчетов.

В (1)  $\exp\{-j\omega_0 t_{r(i,j)}\}$  указывает на начальную фазу сигнала. Тогда, используя значения таблицы, можно показать, что фазовые сдвиги между выходными сигналами СФ отличаются на:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} 2d_v \sin \theta. \quad (2)$$

Из (2) следует, что разность фаз сигнала между двумя смежными приемными каналами всегда определяется удвоенным расстоянием между виртуальными элементами  $d=2d_v$ .

Сигналы с выходов СФ перемножаются с комплексными весовыми коэффициентами и суммируются, формируя  $F_{\Sigma}(t)$ . Исходя из таблицы, значения комплексных весовых коэффициентов можно определить как:

$$w_{m,n} = e^{j\frac{2\pi}{\lambda}(x_{T_m} + x_{R_n}) \sin \theta}, \quad m = \overline{1, K}; n = \overline{1, L},$$

где  $x_{T_m}$  – координата передающего элемента;  $x_{R_n}$  – координата приемного элемента.

Ограничения, накладываемые на расстояние  $d$ , зависят от угла отклонения максимума диаграммы направленности (ДН) [3]. В общем случае, расстояние  $d$  чаще всего выбирают равным  $\lambda/2$ . Поэтому, чтобы обеспечить единственность главного лепестка в ДН на прием, необходимо расположить приемные и передающие элементы так, чтобы обеспечить расстояние между виртуальными элементами  $d_v = 0,25\lambda$ .

Цель настоящей статьи – предложить алгоритм определения координат передающих и приемных элементов ММО АР для получения линейной виртуальной АР, зная число передающих, приемных и виртуальных элементов, при соблюдении условия единственности максимума главного лепестка ДН.

### Синтез алгоритма расчета координат элементов АР

Рассмотрим вариант, когда имеется  $K=2$  передающих и  $L=3$  приемных элементов, расположенных в форме равнобедренной трапеции (см. рис. 2). Пусть приемные элементы находятся на расстоянии  $d_v = 0,5\lambda$ . Чтобы обеспечить единственность максимума ДН виртуальные элементы должны быть на расстоянии  $d_v = 0,25\lambda$  (см. рис. 2, а). Необходимо определить расстояние между передающими элементами  $d_t$ .

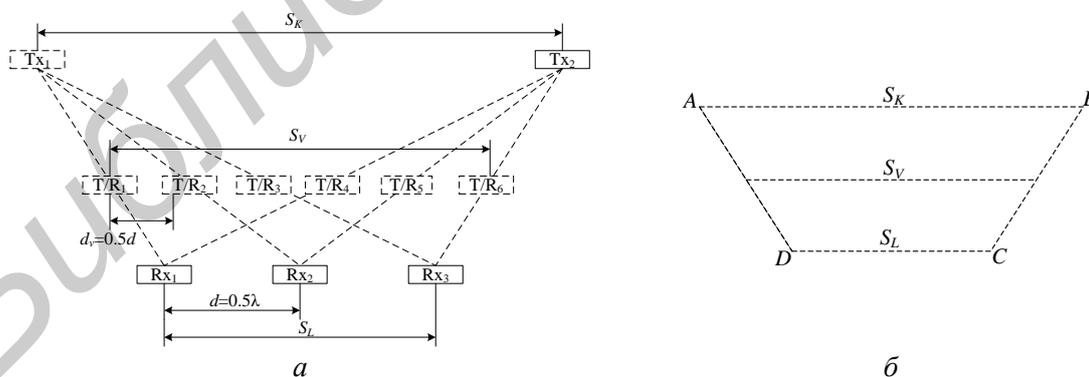


Рис. 2. К пояснению определения расстояния между передающими элементами:  
 а – ММО РЛС с  $K=2$  передающими и  $L=3$  приемными элементами; б – трапеция  $ABCD$

Расстояние между первым и третьим приемными элементами – нижнее основание трапеции (отрезок  $DC$ )  $S_L = \lambda$ . Расстояние между первым и шестым виртуальными элементами – средняя линия трапеции  $S_V = 5\lambda/2$ . Верхнее основание трапеции (отрезок  $AB$ ) – искомое расстояние между передающими элементами  $d_t = S_K$ . Учитывая свойство трапеции  $S_V = (S_K + S_L)/2$ , определим  $S_K$ :

$$S_K = 2S_V - S_L = 5\lambda - \lambda = 4\lambda .$$

Рассмотрим общий случай. Пусть имеется  $K$  передающих элементов и  $L$  приемных. Желаемое число виртуальных элементов (каналов приема) –  $V$ .

Тогда (см. рис. 3) каждый  $k$ -ый передающий элемент и  $L$  приемных элементов образуют  $L$  виртуальных элементов с межэлементным интервалом  $d_v$ . Тогда длина всей виртуальной решетки  $S_V = \llcorner -1 \overline{d} / 2$ . Если расстояние между приемными элементами  $d$ , то длина приемной решетки  $S_L = \llcorner -1 \overline{d}$ . Необходимо найти длину передающей решетки  $S_K$ . Как видно из рис. 3, передающие, приемные и виртуальные элементы образуют равнобедренную трапецию, у которой (см. рис. 2, б) верхнее и нижнее основания равны длинам передающей и приемной решеток соответственно, а длина виртуальной решетки является средней линией этой трапеции.

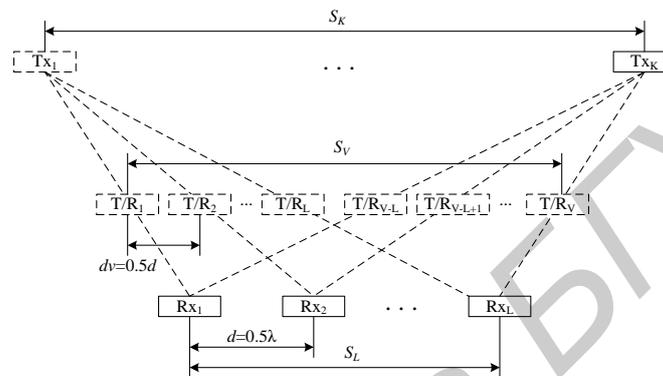


Рис. 3. К пояснению определения расстояния между передающими элементами

Учитывая свойство трапеции, определим длину передающей решетки:

$$S_K = 2S_V - S_L = 2 \cdot (V - 1)d / 2 - (L - 1)d = \llcorner - L \overline{d} . \quad (3)$$

Тогда расстояние между передающими элементами равно:

$$d_i = \frac{V - L}{K - 1} d . \quad (4)$$

Расположим систему координат  $XOY$  как показано на рисунке.

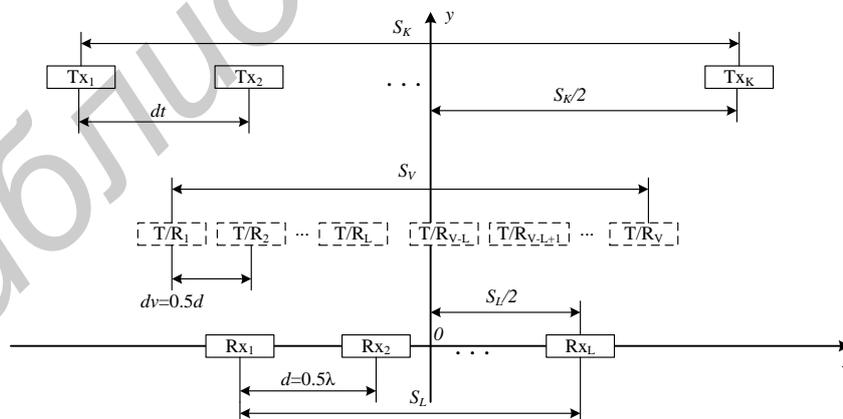


Рис. 4. МИМО антенная решетка в прямоугольной системе координат

Тогда координаты приемных и передающих элементов с учетом (3) и (4) будут рассчитываться по формулам:

$$\left. \begin{array}{l} y_i = 0; \\ x_i = -\frac{L-1}{2}d + i \cdot d, i = 0, 1, \dots, L-1, \end{array} \right\} \text{— координаты приемных элементов;} \quad (5)$$

$$\left. \begin{aligned} y_j &= h; \\ x_j &= -\frac{V-L}{2}d + j\frac{V-L}{K-1}d, j = 0, 1, \dots, K-1, \end{aligned} \right\} \text{-- координаты передающих элементов.} \quad (6)$$

В выражении (6)  $h$  – значение высоты трапеции. Как известно, высота трапеции не влияет на длину основания и средней линии, поэтому координату  $y$  для передающих элементов можно выбирать произвольно. Например, если задать  $h=0$ , то все элементы, приемные, передающие и виртуальные, будут располагаться на одной линии.

Геометрическую структуру решетки с расстоянием между виртуальными элементами  $d_v = 0,25\lambda$  можно получить, проводя расчет относительно передающих, а не приемных элементов (т.е. задав расстояние между передающими элементами  $d_v = 0,5\lambda$ ). Тогда уравнения (5) и (6) примут вид:

$$\left. \begin{aligned} y_j &= 0; \\ x_j &= -\frac{K-1}{2}d + j \cdot d, j = 0, 1, \dots, K-1, \end{aligned} \right\} \text{-- координаты передающих элементов;} \quad (7)$$

$$\left. \begin{aligned} y_i &= h; \\ x_i &= -\frac{V-K}{2}d + i\frac{V-K}{L-1}d, i = 0, 1, \dots, L-1, \end{aligned} \right\} \text{-- координаты приемных элементов;} \quad (8)$$

Если необходимо управлять ДН на передачу [4], или использовать принцип подрешеток [5], или число передающих элементов больше приемных (для минимизации результирующего размера антенной решетки), то расчет необходимо проводить относительно передающих элементов (т.е. задать расстояние между передающими элементами  $d_v = 0,5\lambda$ ). В остальных случаях, нужно проводить расчет относительно приемных элементов по формулам (5) и (6).

Таким образом, для расчета геометрической структуры ММО антенной решетки можно использовать алгоритм, блок-схема которого изображена на рисунке.

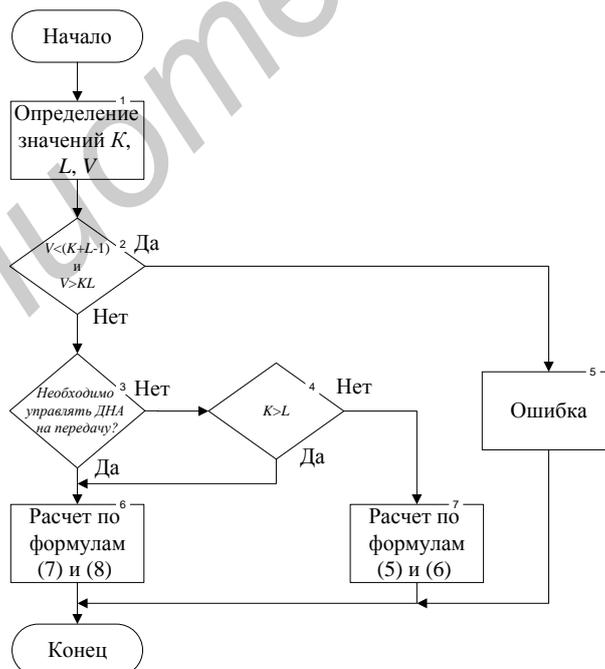


Рис. 5. Блок-схема алгоритма синтеза геометрической структуры ММО антенной решетки

*Описание работы алгоритма.* Сперва необходимо задать требуемое число передающих, приемных и виртуальных элементов (блок 1). Затем необходимо проверить, корректно ли задано число виртуальных элементов (блок 2). Максимально возможное число виртуальных элементов равно  $KL$ , минимально возможное –  $(K+L-1)$  (для случая, когда передающие и при-

емные элементы совмещены). Если заданные исходные данные попадают в интервал, то проверяется условие о необходимости управления диаграммой направленности антенны (ДНА) на передачу (блок 3). Если необходимо управлять ДНА на передачу, то расчет координат элементов производится по формулам (7) и (8) (блок 6). Если управлять ДНА на передачу не надо, то осуществляется сравнение числа передающих и приемных элементов, с целью минимизации результирующего размера антенной решетки (блок 4). Если число передающих элементов больше, чем приемных, то расчет проводится по формулам (7) и (8) (блок 6). Иначе – по формулам (5) и (6) (блок 7).

### Результаты расчетов

Рассмотрим пример использования синтезированного алгоритма. Пусть длина волны  $\lambda=30$  см, расстояние между элементами, относительно которых производится расчет  $d = 0,15\lambda = 15$  см, высота АР  $h = d$ , число передающих элементов  $K = 2$ , число приемных  $L = 4$ , требуемое число виртуальных элементов  $V = 8$ , требуется управлять ДН только на прием. Согласно алгоритму (рис. 5), расчет необходимо проводить по формулам (5) и (6).

На рисунке представлен результат расчета координат элементов.

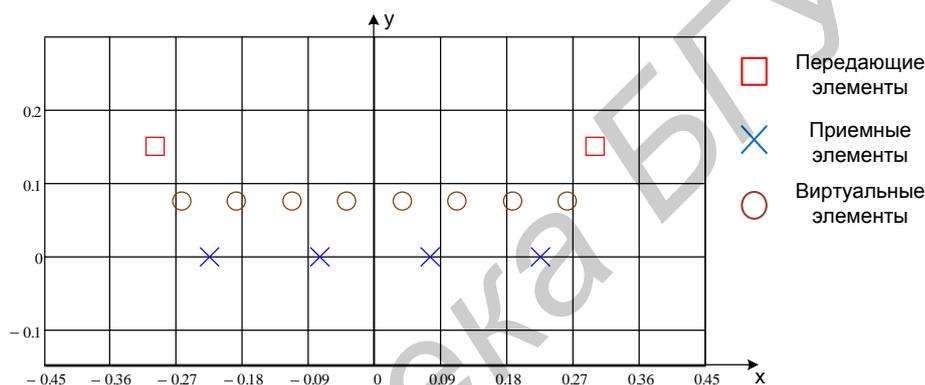


Рис.6. Результат расчета по формулам (5) и (6)

Значения координаты  $x$  (в метрах) для передающих элементов:  $-0,3, 0,3$ ; приемных элементов:  $-0,225, -0,075, 0,075, 0,225$ ; виртуальных элементов:  $-0,262, -0,188, -0,113, -0,038, 0,038, 0,113, 0,188, 0,262$ .

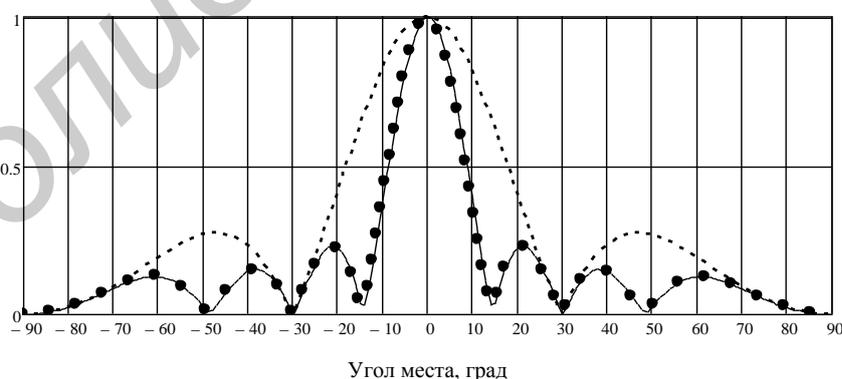


Рис. 7. Результат моделирования ДН на прием:

сплошная линия – приемопередающая ДН рассчитанной АР с  $K=2$  и  $L=4$ ; штриховая линия – приемная ДН решетки с  $L=4$  элементами; точечная линия – приемная ДН АР, состоящей из  $V=8$  элементов.

Из рассчитанных значений координат элементов антенны видно, что расстояние между приемными элементами составляет  $15 \text{ см} = 0,5\lambda$ , расстояние между виртуальными элементами составляет  $7,4 \text{ см} = 0,25\lambda$ , результирующий размер антенной решетки определяется расстоянием между крайними передающими элементами и составляет  $60 \text{ см} = 2\lambda$ .

На рис. 7 представлены результаты моделирования ДН для синтезированной геометрической структуры.

Как видно из рис. 7, ширина ДН решетки с  $L = 4$  элементами шире чем ДН рассчитанной АР с  $K = 2$  и  $L = 4$ . При этом ширина ДН рассчитанной АР равна ширине ДН АР состоящей из  $V = 8$  элементов.

### Заключение

Имея  $K$  передающих элементов и  $L$  приемных, возможны два предельных случая, если приемные и передающие элементы совмещены ( $K=L$ ), то число виртуальных элементов будет минимальным  $V = K + L - 1$ : если передающие (приемные) элементы находятся на расстоянии друг от друга  $Ld$  ( $Kd$ ), то число виртуальных элементов будет максимальным  $V = KL$ . Таким образом, при заданных параметрах  $K, L, V, h$ , с использованием выражений (5) и (6) или (7) и (8) с помощью алгоритма, показанного на рис. 6, можно определить координаты передающих и приемных элементов антенной решетки для формирования ДН на передачу и прием в одной плоскости.

Также следует отметить, что одним из применений синтезированного алгоритма является возможность повышения живучести РЛС, когда передающие элементы, с менее дорогостоящими антеннами, выносятся за пределы приемной позиции. Как видно из (5)–(8), параметры виртуальной решетки не зависят от расстояния между передающей и приемной решетками как по оси  $X$  так и по  $Y$ .

## SYNTHESIS ALGORITHM OF GEOMETRICAL STRUCTURE OF MIMO RADAR ANTENNA ARRAY

S.A. GORSHKOV, P.I. ORGISH

### Abstract

In the given work the algorithm of calculation of co-ordinates of elements of MIMO radar antenna is presented. Initial data for algorithm are the number of transmitting, receiving elements, and also demanded number of channels of receiving.

### Список литературы

1. Черняк В.С. // Прикладная радиоэлектроника. 2009. №4.
2. Jiane Li, Petre Stoica MIMO radar signal processing. New Jersey: A J. Wiley & sons inc., 2009.
3. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток / под ред. Д.И. Воскресенского. М., 2003.
4. Горшков С.А., Оргиш П.И. // Докл. БГУИР. 2011. №6(60). С. 26–33.
5. Hongbin Li, Braham Himed // IEEE journal of selected topics in signal processing. 2010. Vol. 4, №1.