

**ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДОВ ФОРМИРОВАНИЯ «ВИРТУАЛЬНЫХ» АНТЕННЫХ
РЕШЕТОК ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ
РАДИОПЕЛЕНГАТОРОВ**

А.В. Ашихмин, Ю.Е. Калинин, В.В. Негробов, Ю.Г. Пастернак

С использованием результатов математического моделирования продемонстрирована возможность повышения разрешающей способности радиопеленгатора в многосигнальном (двухсигнальном) режиме при использовании «виртуальной» антенной решетки с числом элементов и радиусом, существенно большими, чем у антенной решетки радиопеленгатора

Ключевые слова: аппроксимация, «виртуальная» антенная решетка, радиопеленгатор

Начиная с шестидесятых годов прошлого века и до настоящего времени многие отечественные (Ю.И. Абрамович, В.В. Караваев, Д.И. Леховицкий, Е.С. Макаров, Ю.Б. Нечаев, В.В. Сазонов, О.П. Черемисин, Я.Д. Ширман и др.) и зарубежные (А. Barabell, J. Bohme, K.M. Buckley, B. Friedlander, T. Kailath, M. Haard, X. Mestre, M.P. Moudi, B. Ottersten, B.D. Rao, D.P. Reilly, R. Schmidt, P. Stoica, L. Swindlehurst, M. Viberg, M. Wax, A. Weiss, G. Xu, M. Zolotowski) исследователи интенсивно развивали методы оценки угловых координат источников радиоизлучения со сверхразрешением [1-11].

Данные методы основаны на измерении амплитудно-фазового распределения электромагнитного поля в ряде точек пространства с помощью антенной решетки (АР) и позволяют разрешать несколько источников радиоизлучения в одной и той же полосе частот, угловое расстояние между которыми может быть даже существенно меньшим, чем ширина главного лепестка диаграммы направленности используемой антенной системы.

В частности, алгоритм сверхразрешения MUSIC (Multiple Signal Classification) в своем классическом варианте основан на анализе функции азимутального распределения плотности мощности принимаемого радиоизлучения $P(\varphi)$, последующем нахождении максимумов данной функции, соответствующих оценкам угловых координат разрешаемых источников:

$$P(\varphi) = \frac{1}{S(\varphi)^H \cdot V_n \cdot V_n^H \cdot S(\varphi)},$$

где $S(\varphi)$ - вектор опорного (эталонного) сигнала, проходящего с текущего углового направления φ ; при игнорировании искажений наблюдаемой картины поля, вносимых антенной системой и ее носителем, опорный сигнал может быть определен как:

$$S_k(\varphi) = \exp \left[i \frac{2\pi}{\lambda_0} (x_k \cos(\varphi) + y_k \sin(\varphi)) \right],$$

где x_k и y_k - координаты центров вибраторов;

H - оператор Эрмитава транспонирования;

V_n - матрица собственных векторов, заполняющих пространство шума для автокорреляционной матрицы A сигналов X_k , принимаемых антенной решеткой.

При этом количество максимумов азимутального распределения соответствует количеству разрешаемых источников, а положения максимумов соответствуют угловым координатам источников.

С точки зрения использования в комплексах радиопеленгации и радиоконтроля наиболее перспективными, с точки зрения авторов, являются методы ROOT-MUSIC и ESPRIT и их модификации, как характеризующиеся максимальной разрешающей способностью и пропускной способностью, и при этом практически не уступающие методам MUSIC и EV по чувствительности к погрешностям измерения амплитуд и фаз сигналов на выходах элементов антенной системы, а также – по чувствительности к шумам.

Ашихмин Александр Владимирович – ЗАО «ИРКОС» (г. Москва), д-р техн. наук, тел. (473) 239-23-00

Калинин Юрий Егорович - ВГТУ, д-р физ.-мат. наук, профессор, тел. (473) 246 66 47

Негробов Владимир Владимирович – ВГТУ, аспирант, тел. 8(903) 653-21-64

Пастернак Юрий Геннадьевич – ВГТУ, д-р техн. наук, профессор, тел. (473) 223-12-46

В методах MUSIC и EV рациональным образом сочетаются высокая разрешающая способность, минимальная чувствительность к инструментальным погрешностям измерений, неидентичности каналов приемной антенной системы и малые значения среднеквадратической погрешности пеленгования, а также – незначительные смещения оценок пеленгов в широкой полосе частот.

В условиях многолучевого приема электромагнитных волн весьма актуальным представляется применение и дальнейшее развитие методов сверхразрешения коррелированных сигналов. В этой связи нельзя не отметить перспективность разработки и совершенствования методов и алгоритмов предварительной обработки принимаемых сигналов, направленных на декорреляцию принимаемых сигналов, позволяющих затем эффективно использовать стандартные методы сверхразрешения некоррелированных источников (MUSIC, EV, ROOT-MUSIC, ESPRIT, TLS-ESPRIT и др.) для оценки параметров коррелированных источников радиоизлучения.

Необходимо отметить, что перспективными направлениями развития методов сверхразрешения источников радиоизлучения также являются:

- снижение чувствительности к погрешностям измерения амплитуды и фазы (в ряде серийно выпускаемых комплексов радиоконтроля погрешности измерения фазы достигают $\pm 5^\circ$, погрешность измерения амплитуды может достигать ± 1 дБ);
- снижение чувствительности к погрешностям в оценке числа действующих источников (особенно, метода ROOT-MUSIC);
- учет дифракционных искажений наблюдаемой картины поля;
- обеспечение инвариантности к априорно неизвестному виду поляризации принимаемых электромагнитных волн, что особенно актуально для радиопеленгаторов мобильного базирования.

Упомянутые выше методы нашли свое применение вместе с быстро развивающимися в настоящее время методами формирования «виртуальных» антенных решеток, позволяющих оценить пространственное распределение поля в некоторой окрестности объема, занимаемого физически существующей антенной решеткой (также называемой «реальной» антенной решеткой (РАР)), с помощью которой измерены значения поля в точках расположения ее элементов. В известных публикациях, посвященных методам формирования «вирту-

альных» антенных решеток, показано, что использование данного аппарата позволяет существенно повысить разрешающую способность по угловым координатам радиотехнических и акустических систем, а также повысить точность оценки угловых координат источников излучения.

Одной из первых работ, посвященных вопросам пеленгования узкополосных источников радиоизлучения с помощью «виртуальных» антенных решеток, является работа [12]. В ней предложен подход, позволяющий применять метод ROOT-MUSIC, изначально применимый лишь в линейных эквидистантных антенных решетках, в решетках произвольной конфигурации. Подход использует разбиение поля обзора антенной системы (особый интерес представляет сектор шириной в 360°) на сектора, в которых проводится поиск (по методу наименьших квадратов) матрицы преобразования измеренных фазовых соотношений исходной и «виртуальной» антенных решеток, обладающей некоторыми полезными свойствами.

В работе [12] предложена модификация алгоритма ROOT-MUSIC, использующая сигнальное подпространство «виртуальной» решетки вместо матрицы пространственной корреляции, а также процедуру селекции корней полинома, отвечающих истинным углам прихода сигналов. В дальнейшем алгоритм был успешно применен для разрешения коррелированных сигналов.

Танкером (Tuncer E) в 2007 г. предложено использовать Винеровский метод интерполяции для формирования «виртуальных» антенных решеток. Обозначим векторы выходных сигналов «реальной» и «виртуальной» антенных решеток как $\mathbf{y}_r(t)$ и $\mathbf{y}_v(t)$, соответственно (решетки состоят из M и M_v элементов, соответственно). Погрешность описания сигналов на выходах «элементов» «виртуальной» антенной решетки зависит от правильности выбора калибровочной матрицы \mathbf{T} размером $M_v \times M$:

$$\mathbf{e}(t) = \mathbf{y}_v(t) - \mathbf{T} \cdot \mathbf{y}_r(t),$$

в частности, при использовании среднеквадратической нормы, минимум погрешности имеет место при следующем значении калибровочной матрицы:

$$\mathbf{T} = \mathbf{A}_v \mathbf{R}_s \mathbf{A}_r^H (\mathbf{A}_r \mathbf{R}_s \mathbf{A}_r^H + \mathbf{R}_v)^{-1}.$$

В последнем выражении использованы следующие обозначения:

$$\mathbf{A}_r(\theta) = [\mathbf{a}_r(\theta_1), \dots, \mathbf{a}_r(\theta_n)],$$

n - число используемых для калибровки априорно известных значений углов: $\theta_1, \dots, \theta_n$,

где, для случая линейной «реальной» антенной решетки:

$$\mathbf{a}_r(\theta_i) = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda_0} d_2^{(r)} \cos(\theta_i)\right) \\ \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda_0} d_M^{(r)} \cos(\theta_i)\right) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{A}_v(\theta) = [\mathbf{a}_v(\theta_1), \dots, \mathbf{a}_v(\theta_n)],$$

где, для случая линейной «виртуальной» антенной решетки:

$$\mathbf{a}_r(\theta_i) = \begin{bmatrix} 1 \\ \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda_0} d_2^{(v)} \cos(\theta_i)\right) \\ \exp\left(j \frac{2\pi}{\lambda_0} d_{M_v}^{(v)} \cos(\theta_i)\right) \end{bmatrix},$$

$\mathbf{R}_v = \sigma_v^2 \mathbf{I}$, $\mathbf{R}_s = \sigma_s^2 \mathbf{I}$ (в случае некоррелированных сигналов источников),

σ_s^2 - дисперсия полезного сигнала,

σ_v^2 - дисперсия шума,

\mathbf{I} - единичная матрица.

С учетом приведенных обозначений и справедливости предположения о некоррелированности сигналов источников, выражение для калибровочной матрицы будет выглядеть следующим образом:

$$\mathbf{T} = \sigma_s^2 \mathbf{A}_v \mathbf{A}_r^H (\sigma_s^2 \mathbf{A}_r \mathbf{A}_r^H + \sigma_v^2 \mathbf{I})^{-1}.$$

Наличие шумовой компоненты $\sigma_v^2 \mathbf{I}$ в данном выражении повышает устойчивость метода при формировании «виртуальной» решетки с числом элементов, большим, чем у «реальной» решетки.

В работе [13] предложена идея формирования «виртуальной» антенной решетки, основанная на использовании оригинальной геометрической трактовки статистических характеристик второго и более высоких порядков (кумулянтов) сигналов, принимаемых и обрабатываемых «реальной» антенной решеткой. В дан-

ном способе формирования «виртуальной» антенной решетки используется следующая формула для реального управляющего вектора

$$a_{q,l}(\theta_i) = \exp\{j2\pi[(\sum_{j=1}^l x_{k_j} - \sum_{u=1}^{q-1} x_{k_{j+u}}) \cos(\theta_i) \cos(\varphi_i) +$$

$$+ (\sum_{j=1}^l y_{k_j} - \sum_{u=1}^{q-1} y_{k_{j+u}}) \sin(\theta_i) \cos(\varphi_i) +$$

$$+ (\sum_{j=1}^l z_{k_j} - \sum_{u=1}^{q-1} z_{k_{j+u}}) \sin(\varphi_i)] / \lambda\},$$

для источника i для «виртуальной» антенной

решетки из N^q «элементов» с координатами

$$(\sum_{j=1}^l x_{k_j} - \sum_{u=1}^{q-1} x_{k_{j+u}}), (\sum_{j=1}^l y_{k_j} - \sum_{u=1}^{q-1} y_{k_{j+u}}), (\sum_{j=1}^l z_{k_j} - \sum_{u=1}^{q-1} z_{k_{j+u}}),$$

где $1 \leq k_j \leq N$, $1 \leq j \leq q$ (при этом число элементов «реальной» антенной решетки равно N).

В данной работе показано, что сформированные «виртуальные» антенные решетки, позволяют существенно (в разы) повысить разрешающую способность радиотехнической системы по угловым координатам и на десятки децибел снизить уровень боковых лепестков рабочей функции.

Однако описанные выше методы обладают существенными недостатками:

1. Дифракционные искажения измеряемого поля, вызванные рассеянием волн на антенной системе и корпусе носителя, учитываются путем проведения процедуры калибровки: создания базы данных управляющих векторов $\mathbf{a}(\theta)$ для конечного множества значений угловых координат источника θ_q , где $q=1, \dots, Q$ и конечного множества значений частот f_m , где $m=1, \dots, M$. Исключение составляют методы, основанные на использовании различных методов интерполяции функций, значения которых измерены в ряде точек.

2. Методы, не использующие калибровки, не позволяют повысить точность оценки угловых координат источников радиоизлучения.

3. Калибровка является весьма трудозатратной и дорогостоящей процедурой, в ряде случаев малоэффективной; ее приходится часто повторять при эксплуатации аппаратуры.

4. Актуальной задачей является разработка методов формирования «виртуальных» антенных решеток, которые не требуют использования процедуры калибровки и априорного знания геометрии и материальных параметров рассеивающих объектов (корпуса носителя, опорной мачты и т.д.).

В работах [14-18] авторами продемонстрирована возможность формирования «виртуальных» антенных решеток с помощью методов, напрямую вытекающих из следствия из Леммы Лоренца. Показано [14], что применение данных методов позволяет существенно снизить инструментальную погрешность определения направления на источник радиоизлучения при условии искажения амплитудно-фазового распределения измеряемого электромагнитного поля корпусом носителя антенной решетки радиопеленгатора, а также различными близлежащими рассеивателями произвольной, априорно неизвестной формы.

В данной работе представлены результаты исследований, направленных на установление возможности функционирования данных методов в многосигнальном режиме в плане повышения разрешающей способности радиопеленгаторов.

Рассматривался чисто теоретический случай, при котором отсутствовали рассеиватели, а поля, создаваемые волнами задавались с помощью выражений:

$$\begin{aligned}\dot{U}_1(x, y) &= A_1 \cdot \exp(i \cdot \phi_1) \times \\ &\times \exp(-i \cdot k_0 \cdot (x \cdot \cos(\alpha_1) + y \cdot \sin(\alpha_1))), \\ \dot{U}_2(x, y) &= A_2 \cdot \exp(i \cdot \phi_2) \times \\ &\times \exp(-i \cdot k_0 \cdot (x \cdot \cos(\alpha_2) + y \cdot \sin(\alpha_2)))\end{aligned}$$

где $A_1 = 1$, $A_2 = 2$ - амплитуды источников ЭМВ (в размах); $\phi_1 = 0$, $\phi_2 = \pi/2$ - начальные фазы источников; α_1 , α_2 - азимуты источников ЭМВ.

Суммарное поле в точках плоскости (x, y) определялось согласно выражению:

$$\dot{U}_\Sigma(x, y) = \dot{U}_1(x, y) + \dot{U}_2(x, y).$$

При исследованиях рассматривался чисто теоретический случай, при котором наличие каких-либо рассеивателей не учитывалось, а в качестве среды распространения электромагнитной волны предполагался вакуум. Следует отметить, что данное упрощение для исследований в первом приближении допустимо, т.к. ранее были проведены исследования, подтверждающие инвариантность методов формирования «виртуальных» антенных решеток к изменению геометрии или материальных свойств рассеивателей (в частности, носителя антенной решетки) [17].

Рассматривался случай, при котором радиус «реальной» антенной решетки радиопеленгатора был равен 0.5 м, а сама АР состояла из 9 элементов.

При этом направление на источник радио-

излучения (ИРИ) определялся по положениям максимумов функции:

$$D(\psi) = \left| \sum_{n=1}^N \dot{U}_\Sigma(x_n, y_n) \exp(-i \cdot k_0 \cdot (x_n \cdot \cos(\psi) + y_n \cdot \sin(\psi))) \right|$$

где $0 \leq \psi \leq 2\pi$ - текущее значение азимутального угла, N - число элементов АР.

По своему физическому смыслу данная функция является ничем иным, как диаграммой направленности антенной решетки, сфазированной на угол ψ . Далее, для простоты и наглядности рассматривается нормированная величина ДН

$$\frac{D(\psi)}{\max(D(\psi))}.$$

Формирование «виртуальной» антенной решетки осуществлялось с использованием метода, основанного на использовании суперпозиции полей точечных вспомогательных источников [15, 16].

На рис. 1 представлены результаты успешного разрешения двух ИРИ с различными азимутальными положениями, излучающих электромагнитные волны на частоте 100 МГц. В данном случае «виртуальная» антенная решетка состояла из 72 элементов, расположенных эквидистантно по окружности радиусом 1.25 м.

Пунктирными линиями показаны нормированные ДН для «реальной» АР, сплошными - для ВАР.

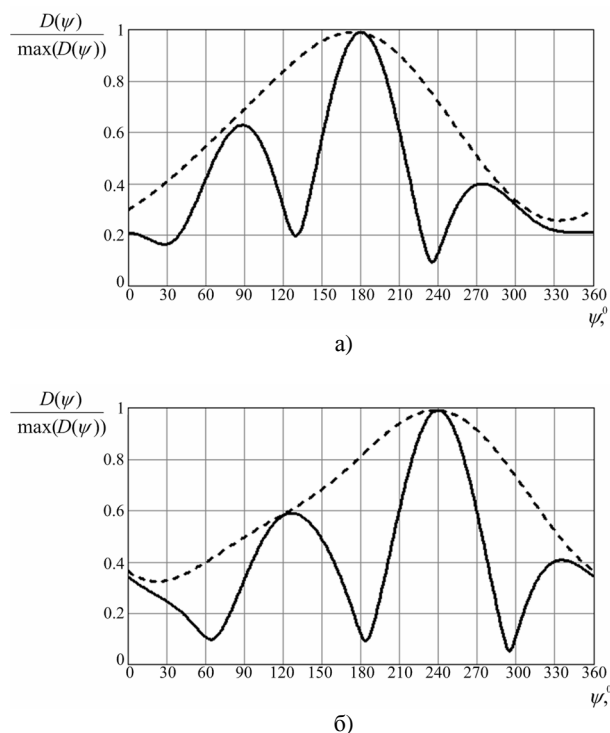


Рис. 1. Нормированные ДН «реальной» и «виртуальной» антенных решеток на частоте 100 МГц при азимутах ИРИ: а) 90 и 180 градусов, б) 120 и 240 градусов

Как видно из приведенных выше зависимостей, использование ВАР позволяет относительно успешно определять направления на оба источника, т.е. в ДН ярко выражены два максимума. В то же время диаграмме направленности «реальной» антенной решетки наблюдается лишь один максимум.

Кроме того, исследовался метод формирования ВАР [19], при котором амплитудно-фазовое распределение, измеренное в 9 точках пространства с помощью «реальной» антенной решетки, интерполировалось с помощью ряда Котельникова и описывалось непрерывной периодической функцией с периодом 2π .

При этом учитывался тот факт, что измеренные значения напряжений $U_1, U_2, U_3, \dots, U_N$ можно трактовать как отсчеты $U_n = U(\varphi_n)$ ($\varphi_n = 2\pi(n-1)/N$, $n = 1, 2, \dots, N$) периодической функции $U(\varphi)$ с периодом 2π , описывающей непрерывное распределение поля по окружности радиуса R , взятые через промежутки $1/(2F)$ (где $F = 1/(4\pi/N)$). Следовательно, функцию $U(\varphi)$ можно представить в виде ряда Котельникова [19], принимая во внимание при этом, что расстояние между соседними элементами антенной решетки $d = \sqrt{(x_n - x_{n-1})^2 + (y_n - y_{n-1})^2} \ll \lambda_0$, а также то обстоятельство, что антенная система обычно располагается вблизи относительно гладкой поверхности (крыша автомобиля, днище летательного аппарата) и поле, в соответствии с условиями Мейкснера [20] на типовых острых ребрах, достаточно удаленных от вибраторов антенной системы, изменяется достаточно медленно:

$$U(\varphi) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} U_n \frac{\sin(2\pi F(\varphi - \varphi_n))}{2\pi F(\varphi - \varphi_n)}$$

Далее рассчитывались значения комплексных амплитуд большем числе точек, чем число элементов «реальной» антенной решетки. Полученные значения использовались в качестве исходных для формирования ВАР.

На рис. 2 представлены зависимости нормированных ДН для случая прихода электромагнитных волн с азимутов 100 и 160 градусов. При этом «виртуальная» антенная решетка состояла из 72 элементов, расположенных эквидистантно по окружности радиусом 1.9 м.

На рис. 2 пунктирными линиями показаны нормированные ДН для «реальной» АР, штрихпунктирными - для ВАР, сформированной без использования аппроксимации с помощью ряда

Котельникова, сплошными - для ВАР, сформированной с использованием аппроксимации рядом Котельникова.

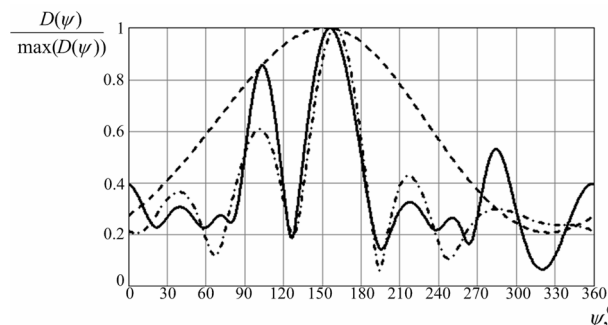


Рис. 2. Нормированные ДН «реальной» и «виртуальной» антенных решеток на частоте 100 МГц при азимутах ИРИ: а) 100 и 160 градусов

Таким образом, проведенные расчеты позволяют сделать вывод в пользу повышения разрешающей способности радиопеленгаторных комплексов, функционирующих с использованием методов формирования «виртуальных» антенных решеток. При этом следует отметить, что при использовании данных методов не требуется производить какую-либо калибровку антенной решетки, с целью учета дифракционных искажений структуры регистрируемого поля. Данное обстоятельство является существенным преимуществом методов, описанных в работах [14-19] по сравнению с зарубежными аналогами.

Литература

1. Макаров Е.С. Анализ углового сверхразрешения источников электромагнитного поля в многоканальных системах с малой апертурой: Дис. канд. физ.-мат. наук. Воронеж. 2009. – 164 с.
2. Макаров Е.С., Нечаев Ю.Б. Оценка точности пеленгования когерентных сигналов малоэлементными радиопеленгаторами // Теория и техника специальной радиосвязи. 2008. № 3. С. 42-50.
3. Зотов С.А., Макаров Е.С., Нечаев Ю.Б. Методы сверхразрешения в задачах радиопеленгации // Информационные процессы и технологии в обществе и экономике. – 2006. № 3. – С. 12-26.
4. Кейпон Дж., Гринфилд Р.Дж., Колкер Р.Дж. Обработка данных Большой сейсмической группы способом многомерного максимального правдоподобия // ТИИЭР. – 1967. – Т. 55. № 22. – С.66-82.
5. Schmidt R. Multiple emitter location and signal parameter estimation // Proc. RADC Spectrum Estimation Workshop. – 1979. – PP. 243-258.
6. Paulraj A.A., Roy R., Kailath T. Subspace Rotation Approach to Signal Parameter Estimation // Proceeding of the IEEE. – 1986. – PP. 1044-1045.
7. Kaveh M., Barabell A.J. The statistical performance of the MUSIC and the minimum-norm algorithms in resolving plane waves in noise // IEEE Trans. Acoust, Speech, Signal Processing. – 1986. – vol. ASSP-34. – PP.331-341.

8. Xu X.-L., Buckley K.M. Bias Analysis of the MUSIC location estimator // IEEE Transactions on Signal Processing. – 1992. – vol. 40. – PP. 2559-2569.

9. Xu X.-L., Buckley K.M. Bias and variance of direction-of-arrival estimate from MUSIC, MIN-NORM, and FINE // IEEE Trans. Signal Process. – 1994. – vol. 42. – PP. 1812-1816.

10. Xu X.-L., Buckley K.M. An analysis of beam-space source localization // IEEE Trans. Signal Process. – 1993. – vol. 41. – PP. 501-504.

11. Nehorai A., Stoica P. Performance comparison of subspace rotation and MUSIC methods for direction estimation // IEEE Trans. on Acoust., Speech., Signal Process. — 1991. – vol.39, – № 2. – PP. 446-453.

12. B. Friedlander. Direction finding with an interpolated array. // Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Processing, Apr. 1990.

13. Tuncer E., Friedlander B. Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation. USA: AP. 2009. 429 P.

14. Ашихмин А.В., Негроров В.В., Пастернак Ю.Г., Рембовский Ю.А. Повышение точности определения азимутальных координат источников радиоизлучения мобильными радиопеленгаторами путем аппроксимации поля с помощью интеграла Кирхгофа / Вестник Воронежского государственного технического университета. 2009. Т. 5. № 8. С. 35-38.

15. Ашихмин А.В., Негроров В.В., Пастернак Ю.Г., Рембовский Ю.А., Сысоев Д.С. Аппроксимация компонент электромагнитного поля вблизи рассеивателей сложной формы. Материалы VI Международного семинара

«Физико-математическое моделирование систем». Воронеж. 2009. Ч. 3. С. 59-66.

16. Ашихмин А.В., Негроров В.В., Пастернак Ю.Г., Рембовский Ю.А., Сысоев Д.С. Повышение точностных характеристик комплексов радиоразведки на основе аппроксимации электромагнитного поля с использованием метода вспомогательных источников. "Информация и безопасность". №1. 2011. С. 133-136.

17. Ашихмин А.В., Негроров В.В., Пастернак Ю.Г., Попов И.В., Рембовский Ю.А. Исследование эффективности метода «виртуальной» антенной решетки при изменении геометрии корпуса носителя мобильного радиопеленгатора / Антенны. 2010. № 1(152). С. 49-54.

18. Ашихмин А.В., Негроров В.В., Пастернак Ю.Г., Рембовский Ю.А. Исследование физико-математической модели, описывающей «виртуальную» антенную решетку, сформированную вблизи трехмерного рассеивателя. Антенны. № 6 (157). 2010. С. 43-59.

19. Ашихмин А.В., Негроров В.В., Пастернак Ю.Г., Рембовский Ю.А. Исследование возможности описания пространственного распределения поля вблизи антенной системы мобильного радиопеленгатора с помощью ряда Лорана / Телекоммуникации. 2009. № 11. С. 18-23.

20. Миттра Р., Ли С. Аналитические методы в теории волноводов. М.: Мир. 1974. 327 с.

Воронежский государственный технический университет
Научно-производственное предприятие ЗАО «ИРКОС», г. Москва

USE OF «VIRTUAL» ANTENNA ARRAYS' FORMATION METHODS FOR INCREASE OF RADIODIRECTION FINDERS' RESOLUTION

A.V. Ashihmin, Yu.E. Kalinin, V.V. Negrobov, Yu.G. Pasternak

With use of mathematical modelling's results the opportunity of increase of a radiodirection finder's resolution in a multisignal (two-signal) mode is shown at use of a "virtual" antenna array with number of elements and radius, essentially big, than at the antenna array of a radiodirection finder

Key words: approximation, «virtual» antenna array, radiodirection finder