

ТЕОРИЯ «ВИРТУАЛЬНЫХ» АНТЕННЫХ РЕШЕТОК И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЕ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

А.В. Ашихмин, Ю.Г. Пастернак, Ю.А. Рембовский

Научно-производственное предприятие ЗАО ИРКОС, г. Москва. E-mail: info@ircos.ru

Изложены основные положения теории «виртуальных» антенных решеток – аппроксимации распределения электромагнитного поля по конечному числу измеренных его пространственных отсчетов вблизи рассеивателей без использования априорной информации об их геометрии и материальных свойствах. Показана возможность формирования «виртуальных» антенных решеток на основе: использования теории аналитических функций комплексного переменного; применения аппарата интеграла Кирхгофа; разложения по базисам полей точечных источников или плоских волн. Приведены данные моделирования и натурных измерений, подтверждающие эффективность использования «виртуальных» антенных решеток для повышения инструментальной точности радиопеленгаторных комплексов мобильного базирования.

Корпус мобильного (или бортового) носителя антенной системы, состоящей из слабонаправленных элементов, может существенным образом изменять ее комплексную векторную диаграмму направленности и входные характеристики. Особенно важным вопрос учета влияния корпуса носителя на характеристики расположенной на нем антенной решетки становится в случае проектирования радиопеленгаторов мобильного (бортового) базирования, т.к. геометрия корпуса носителя может быть, во-первых, весьма сложной (в качестве носителей используются автомобили, микроавтобусы, бронетранспортеры, вертолеты, самолеты, морские суда); во-вторых, строго говоря, она может быть даже и неизвестной – например, открытая дверь или люк, повернутая башня, натянутая (или наоборот, опущенная) рея могут существенным образом изменить распределение поверхностных токов носителя и других рассеивающих принимаемые электромагнитные волны предметов, что зачастую делает бессмысленным как строгий учет геометрии носителя в физико-математической модели электродинамического объекта «корпус носителя – антенная система-(подстилающая поверхность)», так и калибровку систематической погрешности пеленгования источников радиоизлучения в натуральных условиях. Помимо этого, геометрия корпуса носителя может сильно измениться при использовании радиопеленгатора во время ведения боевых действий.

Отметим также, что свойства подстилающей поверхности (также сильно влияющей на структуру рассеянного поля) могут изменяться в очень широких пределах, и на практике далеко не всегда можно предусмотреть все возможные факторы (в частности - неоднородность свойств подстилающей поверхности, когда, например, мобильный радиопеленгатор эксплуатируется во время дождя и носитель расположен среди луж причудливой формы на асфальте). Кроме того, неизвестное омическое сопротивление контактов деталей носителя (зачастую соединяемых с помощью сварки, склеивания, с использованием винтовых соединений) еще в большей степени усложняет данную важную проблему.

Другим фактором, повышающим актуальность изложенной проблемы, является неизвестная поляризация принимаемых электромагнитных волн: рассеянные, на корпусе носителя, опорной мачте, антенной системе и других объектах, волны могут содержать, в общем случае, все возможные компоненты электромагнитного поля (E_x, E_y, E_z) и (H_x, H_y, H_z), поэтому даже при использовании вертикально-ориентированных электрических вибраторов и падении строго горизонтально-поляризованной волны, на выходе каждого из элементов антенной решетки будет наводиться определенная комплексная ЭДС.

В этой связи весьма актуальным является разработка методов обработки (в реальном масштабе времени) сигналов, принимаемых элементами антенной решетки мобильного (или стационарного) радиопеленгатора, позволяющих существенно уменьшить систематическую погрешность пеленгования, вызванную дифракционными явлениями, и не требующих априорного знания геометрии и материальных свойств рассеивающих объектов.

В настоящем докладе изложены методы формирования «виртуальных» антенных решеток

(аппроксимации поля с использованием данных измерений амплитуд и фаз поля в конечном числе точек, полученных с помощью малоэлементной антенной решетки), «сигналы» на «элементах» (аппроксимированных значениях поля в точках, лежащих, как внутри контура «реальной» антенной решетки, так и вне его) которых используются, наряду с сигналами на выходах элементов «реальной» антенной решетки, для повышения точности оценки угловых координат источников радиоизлучения. Повышение точности пеленгования достигается за счет увеличения числа «элементов» комбинированной («реальной» и «виртуальной») антенной системы и увеличения ее размеров (при этом также повышается ее разрешающая способность по угловым координатам) и оптимального выбора пространственных узлов аппроксимации.

Было сделано предположение, о том, что эффективным путем аппроксимации поля является использование методов теории аналитических функций комплексного переменного $z = x + iy$, основанное на том, что поле в каждой точке наблюдения является суперпозицией полей всех точечных источников рассеивателя. Суммирование полей бесконечно большого числа источников математически описывается операцией интегрирования, которое «улучшает» функцию, описывающую поле. Аналитические функции в этом смысле являются «наилучшими», т.к. они бесконечное число раз дифференцируемы по комплексному переменному z и по известному значению аналитической функции на замкнутом контуре можно восстановить ее значение на всей комплексной плоскости.

Понятно, что функция, описывающая поле на плоскости, не является аналитической в строгом смысле, т.к. строго аналитическими являются лишь функции, являющиеся решениями уравнения Лапласа, описывающего электростатические (и магнитостатические) поля. Однако, зачастую радиопеленгаторные антенные решетки имеют размеры, существенно меньшие, чем длина волны (а расстояние между ее соседними элементами и подавно меньше длины волны), поэтому использование аналитических функций для аппроксимации поля может использоваться на не очень больших расстояниях от контура, на которой лежат элементы антенной решетки (реально – на расстоянии, не превышающем $(2 \div 3)$ -х величин ее радиуса).

Значения комплекснозначной функции, описывающей распределение поля на окружности радиуса R , вдоль которой размещены элементы кольцевой антенной решетки (N электрически коротких симметричных электрических вибраторов), описываются с помощью измеренных значений поля $U_1, U_2, U_3, \dots, U_N$ посредством полинома следующего вида:

$$U_{\text{на окружности}}(z = R \cdot \exp[i \cdot \xi]) = \sum_{n=1}^{N+1} B_{n-1} \cdot \exp[i \cdot (n-1) \cdot \xi / (N+1)], \quad (1)$$

Значения комплексных коэффициентов B_n определяются из решения следующей системы линейных алгебраических уравнений с комплексными неизвестными:

$$U_k = B_1 + B_2 \exp\left[ik \frac{2\pi / (N+1)}{N}\right] + B_3 \exp\left[ik \frac{2\pi / (N+1)}{N} 2\right] + \dots + B_{N+1} \exp\left[ik \frac{2\pi / (N+1)}{N} N\right], \quad (2)$$

где $k = 1, 2, \dots, N$.

Отметим, что, используя метод наименьших квадратов, можно существенно уменьшить влияние погрешности измерения амплитуд и фаз поля на погрешность аппроксимации поля вне контура антенной решетки.

Используя интеграл Пуассона (являющийся частным случаем интеграла Коши для контура в виде окружности), можно записать интегральное уравнение 1-го рода относительно поля на внешнем (по отношению к контуру антенной решетки) контуре радиуса r :

$$\begin{aligned} U_{\text{антенной}}(z = R \cdot \exp[i \cdot \varphi]) &= \sum_{n=1}^{N+1} B_{n-1} \cdot \exp[i \cdot (n-1) \cdot \varphi / (N+1)] = \\ &= \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} U_{\text{внешнее}}(r \cdot \exp[i \cdot \psi]) \cdot \frac{r^2 - R^2}{r^2 - 2 \cdot r \cdot R \cdot \cos(\psi - \varphi) + R^2} d\psi = \\ &= \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2\pi} \left\{ \sum_{k=1}^{K+1} X_{k-1} \cdot \exp[i \cdot (k-1) \cdot \psi / (K+1)] \right\} \cdot \frac{r^2 - R^2}{r^2 - 2 \cdot r \cdot R \cdot \cos(\psi - \varphi) + R^2} d\psi. \end{aligned} \quad (3)$$

Данное интегральное уравнение решается путем применения метода регуляризации по Тихонову и метода коллокаций (число элементов «виртуальной» антенной решетки K может быть намного большим числа элементов «реальной» антенной решетки N).

Заметим, что аппроксимировать поле на контуре антенной решетки можно и другими способами. Например, учитывая, 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 $F = 1/(4\pi/N)$), функцию $U(\varphi)$ можно представить в виде ряда Котельникова, принимая во внимание при этом, что расстояние между соседними элементами антенной решетки $d \ll \lambda_0$, а также то обстоятельство, что антенная система расположена вблизи относительно гладкой поверхности (крыша автомобиля, днище летательного аппарата) и поле, в соответствии с условиями Мейкснера на типовых острых ребрах, достаточно удаленных от вибраторов антенной системы, изменяется достаточно медленно:

$$U(\varphi) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} U_n \frac{\sin(2\pi F(\varphi - \varphi_n))}{2\pi F(\varphi - \varphi_n)}. \quad (4)$$

Амплитудно-фазовое распределение $U(\varphi)$ (4), записанное для окружности Γ с центром в точке $(x=0; y=0)$ используется для аппроксимации поля в кольце $R - \delta \leq r \leq R + \delta$ (где $\delta \ll R$) с помощью ряда Лорана:

$$U(z) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k z^k, \quad (5)$$

где $c_k = \frac{1}{2\pi i} \int_{\Gamma} \frac{U(\zeta) d\zeta}{\zeta^{k+1}}$.

Проведенные численные эксперименты показали, что использование разложения в ряд Лорана E_z -компоненты поля внутри круга с радиусом, равным удвоенному радиусу антенной решетки ($r = 2R$), позволяет повысить инструментальную точность радиопеленгатора мобильного базирования до $1.4 \div 1.5$ раз.

Более эффективным способом формирования «виртуальной» антенной решетки является численная оценка, проводимая с использованием ряда Лорана (5), нескольких производных функции $U(z)$ в радиальных направлениях $\frac{\partial U(\varphi, r)}{\partial r}$, $\frac{\partial^2 U(\varphi, r)}{\partial r^2}$ и т.д., и оценка значений функции $U(\varphi, R+L)$, где величина L может превышать значение радиуса антенной решетки R , с помощью отрезка ряда Тейлора:

$$U(\varphi, R+L) \approx U(\varphi, R) + \frac{\partial U(\varphi, r)}{\partial r} \cdot L + \frac{\partial^2 U(\varphi, r)}{\partial r^2} \cdot \frac{L^2}{2} + \dots \quad (6)$$

Также было показано, что весьма эффективным методом аппроксимации поля на внешнем контуре является использование интеграла Кирхгофа – одного из классических методов описания поля в электродинамике (но ввиду того, что нам известны значения поля в некоторых точках внутреннего контура $U(P_n)$, соответствующего «реальной» антенной решетке, интегрирование производится не по замкнутой поверхности, а по внешнему контуру):

$$\sum_{m=1}^N B_m \cdot \sum_{i=1}^L \left(G(P_n, q_i) \cdot \frac{\partial u_m(q_i, Q_m)}{\partial \vec{n}} - u_m(q_i, Q_m) \cdot \frac{\partial G(P_n, q_i)}{\partial \vec{n}} \right) \Delta L_i = U(P_n), \quad n = 1, 2, \dots, N, \quad (7)$$

где $u_m(q_i, Q_m)$ - значение m -й базисной функции в точке q_i контура L (базисные функции описывают излучение точечных источников, расположенных в точках Q_m , или - плоские волны, приходящие с направлений, соединяющие центр решетки с центрами ее элементов).

Для алгебраизации системы интегро-дифференциальных уравнений (7) используется метод коллокаций; ее решение заметно упрощается благодаря тому, что значения входящих в нее

производных от базисных функций и скалярной функции Грина свободного пространства G легко выразить в аналитическом виде.

Наиболее простая (но и наименее обоснованная) форма описания поля в окрестности антенной решетки с координатами элементов (x_n, y_n) ; $n=1,2,\dots,N$ представляет собой линейную комбинацию полей излучения N вспомогательных точечных источников, расположенных по периметру подобного контура с размерами, в r_q раз большими исходного (x_n^q, y_n^q) :

$$E_{z_n} = E_z(x_n, y_n) = \sum_{m=1}^N B_m \frac{\exp\left\{-ik_0 \sqrt{(x_n - x_m^q)^2 + (y_n - y_m^q)^2}\right\}}{\sqrt{(x_n - x_m^q)^2 + (y_n - y_m^q)^2}}, \quad (8)$$

где $\vec{B} = [B_1, B_2, \dots, B_N]^T = M^{-1} \cdot \vec{E}$ - вектор комплексных амплитуд вспомогательных точечных источников; $M_{n,m} = \exp\left\{-ik_0 \sqrt{(x_n - x_m^q)^2 + (y_n - y_m^q)^2}\right\} / \sqrt{(x_n - x_m^q)^2 + (y_n - y_m^q)^2}$ - квадратная матрица порядка N , элементы которой зависят от частоты и значений координат элементов антенной решетки и вспомогательных точечных источников; $\vec{E} = [E_{z1}, E_{z2}, \dots, E_{zN}]^T$ - вектор измеренных с помощью антенной решетки комплексных амплитуд поля.

При стремлении величины r_q к бесконечности форма описания поля (8) соответствует случаю его аппроксимации парциальными плоскими волнами.

С целью апробации предложенной методики формирования «виртуальной» антенной решетки были использованы данные натурных испытаний радиопеленгаторной антенной решетки ($N=7$; $R=0.54$ м), установленной на крыше микроавтобуса «Газель», разработанной в НПП ЗАО «ИРКОС» (г. Москва), рис. 1.

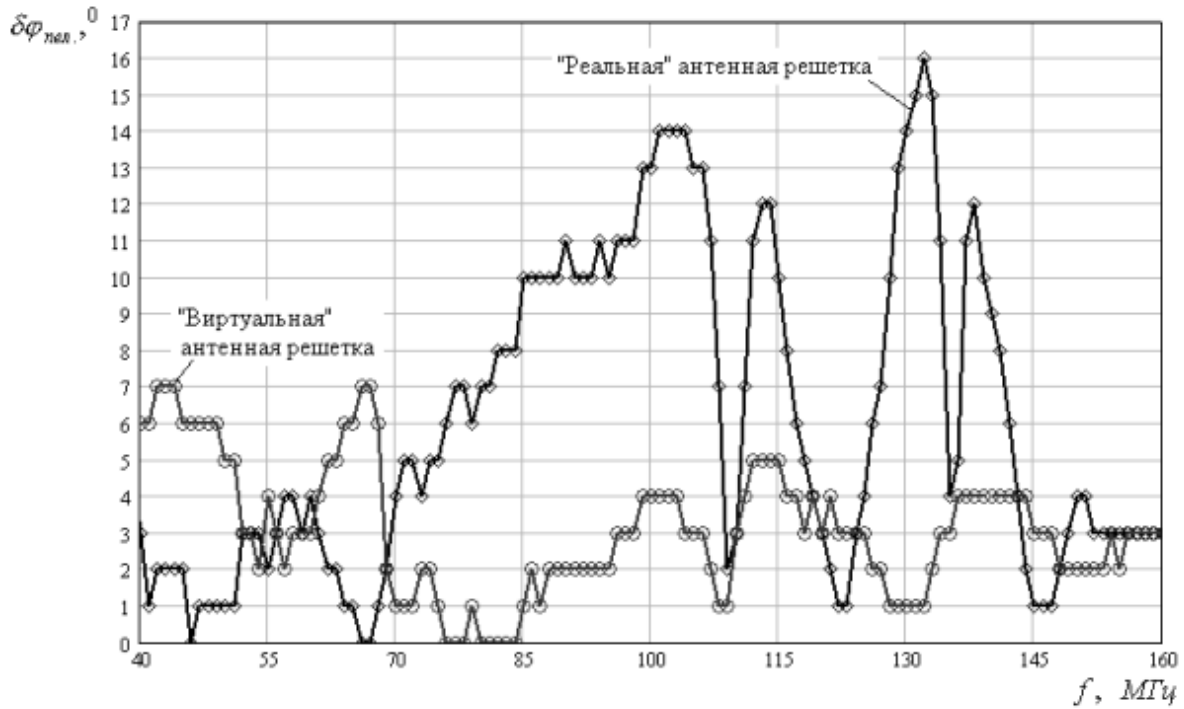


Рис. 1. Мобильный комплекс радиопеленгации (НПП ЗАО «ИРКОС», г. Москва)

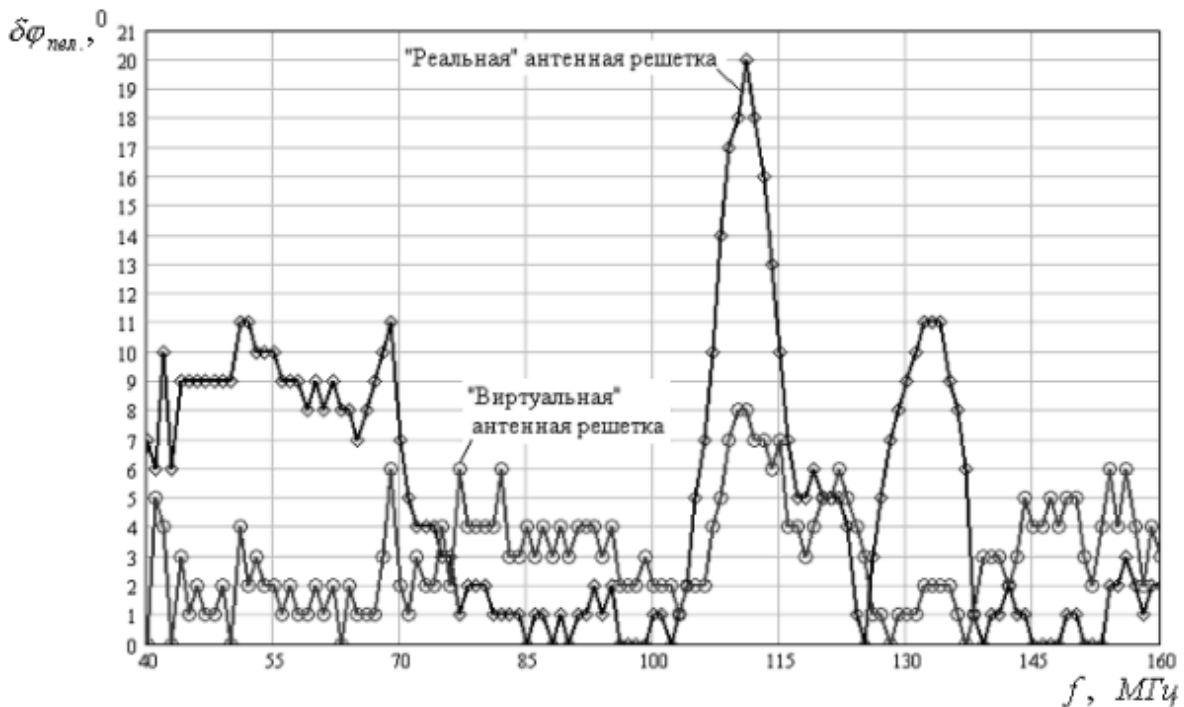
Рис. 2 иллюстрирует существенный выигрыш в точности оценки азимутальной координаты источника радиоизлучения с помощью формирования «виртуальной» антенной решетки: видно, что использование «виртуальной» антенной решетки (в данном случае - сформированной с помощью интеграла Кирхгофа, (7)), имеющей размеры, вдвое большие (диаметр 2.16 м), чем у реальной антенной системы (диаметр 1.08 м), имеющей существенно большее число «элементов» (аппроксимированных пространственных отсчетов поля) – 36 вместо 7 элементов у физически существующей антенной решетки, позволяет в $2 \div 2.5$ раза уменьшить максимальную погрешность пеленгования в полосе частот от 40 до 160 МГц. Особенно заметным является выигрыш в повышении инструментальной точности пеленгования в районе собственных резонансов корпуса носителя (частотный диапазон от 100 до 145 МГц).

В ходе исследований было выяснено, что эффективным путем компенсации влияния погрешностей измерения амплитуд и фаз напряжений на выходах элементов антенной решетки на

точность аппроксимации поля является фильтрация высших гармонических составляющих периодической функции $U(\varphi)$.



а)



б)

Рис. 2. Погрешность пеленгования источника радиоизлучения с помощью семизлементной антенной решеткой диаметром 1.08 м, расположенной на крыше микроавтобуса «Газель» (линии с ромбиками), и «виртуальной» антенной решеткой вдвое большего диаметра, $K = 36$ (линии с кружками): а) – $\varphi_{ИРИ} = 30^0$; б) – $\varphi_{ИРИ} = 60^0$