

УДК 621.391.2

**Алгоритм пространственной локализации источников
стохастического электромагнитного излучения по результатам
двухточечного сканирования в ближней зоне**

Горбунова А.А.

*Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет), МАИ, Волоколамское шоссе, 4; Москва, А-80, ГСП-3, 125993, Россия
e-mail: gorbunova@mai-trt.ru*

Аннотация

Рассматривается алгоритм пространственной локализации источников стохастического электромагнитного излучения в составе радиотехнического устройства, основанный на двухточечном сканировании в ближней зоне временных сигналов тангенциальных компонент магнитного поля. Излучающая структура рассматривается как совокупность элементарных электрических диполей, расположенных в узлах сетки в области объекта. Для описания стохастического электромагнитного излучения используются пространственно-временные авто- и кросс-корреляционные функции. Эти характеристики, определяемые в области наблюдения, используются для восстановления распределения дипольных моментов в области объекта и оценки параметров реальных источников излучения. В работе рассмотрена процедура восстановления для двух характерных типов источников: некоррелированные источники и один распределенный источник в составе объекта.

Также представлены результаты моделирования и продемонстрировано применение разработанного алгоритма к экспериментальным данным.

Ключевые слова: дипольная модель, ближняя зона, стохастическое электромагнитное излучение, двухточечное сканирование, параметрическая идентификация.

Введение

Одной из задач обеспечения электромагнитной совместимости радиотехнических устройств и систем является определение их пространственно-частотного распределения мощности как в ближней, так и в дальней зонах излучения. Эта задача является схожей с одной из задач анализа антенных систем, в рамках которой необходимо с высокой точностью определять направленность излучения антенны и ее усиление. Классическим методом решения обеих задач является измерение в частотной области комплексных амплитуд компонент электромагнитного поля на каждой частоте в различных точках пространства. Эта процедура обычно проводится в дальней зоне, но может быть модифицирована для измерений в ближней зоне с целью повышения точности и снижения требований к измерительной установке. Измерения в ближней зоне позволяют непосредственно оценить формируемое поле в дальней зоне в ограниченном секторе пространственных углов, определяемом для планарного случая соотношением размеров плоскости объекта, плоскости измерения и расстоянием между ними. Для расширения этого сектора в работе [1] предложено заменить анализируемый объект совокупностью электрических или магнитных диполей в соответствии с принципом

эквивалентности. Тогда для формирования пространственно-частотной картины излучения устройства по результатам измерения его ближнего поля необходимо сначала определить параметры дипольной модели в плоскости объекта.

Рассмотренный подход может быть также эффективно использован для исследования электромагнитных излучений радиотехнических устройств. Однако, в отличие от антенн, излучение которых является детерминированным, узкополосным и обладающим большой мощностью, современные цифровые устройства и системы представляют собой сложные структуры, которые излучают большой набор маломощных случайных сигналов, которые могут быть как коррелированными, так и некоррелированными между собой. В этом случае, описание излучения источников электромагнитного поля в частотной и пространственной области может быть получено с использованием корреляционного анализа временных сигналов, измеренных одновременно в двух различных точках пространства в ближней зоне исследуемого устройства. Таким образом, идентификация параметров источников электромагнитного поля, излучающих стационарные случайные сигналы, может проводиться на основании результатов измерения электромагнитного поля в ближней зоне с использованием широкополосной системы двухточечного сканирования, работающей во временной области.

В работе предложен алгоритм пространственной локализации источников стохастического электромагнитного поля в составе излучающей структуры с использованием двухточечного планарного сканирования ближнего поля во временной области. В качестве модели излучающей структуры рассматривается

совокупность элементарных электрических диполей, расположенных в узлах сетки в плоскости объекта. Параметрами эквивалентной дипольной модели являются электрические дипольные моменты. Рассмотрены два вида источников в составе объекта: некоррелированные источники и один распределенный источник. Дополнительное повышение разрешающей способности и оценка количества и координат эффективных физических источников осуществляется за счет использования параметрических методов оценивания. Также представлены результаты применения предлагаемой процедуры локализации к результатам моделирования и экспериментальным данным.

Модель эквивалентных диполей

В данном разделе рассматривается простейшая дипольная модель для описания плоской излучающей структуры, основанная на принципе эквивалентности [1, 2]. В рамках этой модели структура рассматривается как совокупность электрических или магнитных диполей, распределенных на ее внешней поверхности, расположенной в плоскости объекта. Параметрами модели являются электрические или магнитные дипольные моменты, определяющие величину и направление протекания эквивалентных поверхностных токов. Исходными данными для построения дипольной модели являются результаты моделирования или измерений тангенциальных компонент электрического или магнитного поля в плоскости измерения, расположенной в ближней зоне излучения. Сформированное распределение эквивалентных токов может использоваться как для формирования

характеристик направленности излучения в дальней зоне, так и для определения эффективных источников внутри исследуемого объекта.

Рассмотрим элементарный электрический диполь с дипольным моментом \vec{p} , расположенный в точке (x_0, y_0, z_0) в плоскости объекта. В этом случае, комплексная амплитуда H – компоненты электромагнитного поля в точке наблюдения (x, y, z) , расположенной на расстоянии r определяется выражением [3]:

$$\vec{H}(\vec{r}) = j\omega \left(jk + \frac{1}{r} \right) \cdot (\vec{p} \times \vec{1}_r) \cdot G(\vec{r}), \quad (1)$$

где $G(\vec{r}) = \frac{e^{-jkr}}{4\pi r}$ – функция Грина в свободном пространстве,

$\vec{p} = p_x \cdot \vec{1}_x + p_y \cdot \vec{1}_y + p_z \cdot \vec{1}_z$ – электрический дипольный момент, $\vec{1}_r = \frac{\vec{r}}{r}$ – радиальный единичный вектор.

Для случая, когда дипольный момент расположен в плоскости XOY можно записать:

$$\begin{aligned} (\vec{p} \times \vec{1}_r) = & \vec{1}_x \cdot p_y \cdot \frac{z - z_0}{r} - \vec{1}_y \cdot p_x \cdot \frac{z - z_0}{r} + \\ & + \vec{1}_z \cdot p_x \cdot \frac{y - y_0}{r} - \vec{1}_z \cdot p_y \cdot \frac{x - x_0}{r}. \end{aligned} \quad (2)$$

Тогда компоненты вектора напряженности магнитного поля определяются следующим образом:

$$\begin{aligned}
H_x &= j\omega \frac{e^{-jkr}}{4\pi r^2} \left(jk + \frac{1}{r} \right) (z - z_0) \cdot p_y = A_x(r) \cdot p_y, \\
H_y &= -j\omega \frac{e^{-jkr}}{4\pi r^2} \left(jk + \frac{1}{r} \right) (z - z_0) \cdot p_x = A_y(r) \cdot p_x, \\
H_z &= j\omega \frac{e^{-jkr}}{4\pi r^2} \left(jk + \frac{1}{r} \right) (y - y_0) \cdot p_x - \\
&\quad - j\omega \frac{e^{-jkr}}{4\pi r^2} \left(jk + \frac{1}{r} \right) (x - x_0) \cdot p_y = A_{zy}(r) \cdot p_y - A_{zx}(r) \cdot p_x.
\end{aligned} \tag{3}$$

Эквивалентная дипольная модель рассматривает излучающую структуру, как совокупность элементарных электрических диполей, расположенных в узлах фиксированной сетки в области объекта. Тогда выражение (3) может быть представлено в матричной форме:

$$\begin{aligned}
\mathbf{A}_x \cdot \mathbf{p}_y &= \mathbf{H}_x, \\
\mathbf{A}_y \cdot \mathbf{p}_x &= \mathbf{H}_y.
\end{aligned} \tag{4}$$

Поскольку координаты точек измерения также являются известными, для формирования дипольной модели необходимо определить только компоненты p_x и p_y всех диполей в плоскости объекта при известной матрице \mathbf{A} . Компоненты \mathbf{p}_x и \mathbf{p}_y могут быть определены путем решения линейных матричных уравнений (4). В случае если матрица $\mathbf{A}(r)$ плохо обусловлена или не является квадратной, вместо прямого обращения может быть использована процедура псевдообращения Мура-Пенроуза. Из выражений (3, 4) также следует, что для определения параметров модели электрических диполей в плоскости объекта достаточно двух тангенциальных компонент магнитного поля, определенных в плоскости, параллельной плоскости $ХОУ$ и расположенной на расстоянии $h = z - z_0$.

Стохастические электромагнитные поля

Стационарные стохастические излучения характеризуются корреляционной функцией во временной области и спектральной плотностью мощности в частотной области. В работе [4] показано, что измерения в ближней зоне корреляционных функций сигналов в двух различных точках пространства, как и в детерминированном случае, позволяют оценить распределение поля на поверхности излучающего объекта и в дальней зоне. Эти измерения могут быть использованы для определения параметров источников в составе анализируемого объекта и их парциального излучения.

Пространственная кросс-корреляционная матрица для случая стационарного излучения состоит из следующих элементов:

$$\mathbf{R}_{n,m}(\tau) = R(q_n, q_m, \tau), \quad (5)$$

Где кросс-корреляционная функция сигналов $s(q_n, t)$ $s(q_m, t)$, измеряемых в двух точках пространства q_n и q_m определяется следующим выражением:

$$R(q_n, q_m, \tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} s_T(q_n, t) \cdot s_T(q_m, t - \tau) dt. \quad (6)$$

В выражении (6) $s_T(q, t)$ обозначает взвешенный временной оконной функцией на интервале T сигнал $s(q, t)$. Сигнал $s(q, t)$ в общем случае может представлять собой результат измерений во временной области H_x или H_y компоненты электромагнитного поля.

Корреляционный спектр $W(q_n, q_m, f)$ может быть определен как результат преобразования Фурье функции $R(q_n, q_m, \tau)$ или эквивалентно рассчитан непосредственно в частотной области:

$$W(q_n, q_m, f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \langle S_T(q_n, f) \cdot S_T^*(q_m, f) \rangle, \quad (7)$$

Где $S_T(q, f)$ – преобразование Фурье сигнала $s_T(q, t)$, $\langle \rangle$ – операция усреднения по ансамблю, $()^*$ – комплексное сопряжение.

Для описания электромагнитного поля, формируемого стационарными стохастическими источниками, может использоваться корреляционный спектр сигналов, измеренных в $N \times M$ пространственных точках в области наблюдения [5]. Сечение функции $W(q_n, q_m, f)$ на каждой частоте f может рассматриваться как матрица $\mathbf{W}(f)$, элементы которой определяются выражением:

$$\begin{aligned} W_{n,m}(f) &= W(q_n, q_m, f), \\ n &= 1, 2, \dots, N \cdot M, \quad m = 1, 2, \dots, N \cdot M. \end{aligned} \quad (8)$$

Для модели электрических диполей выражение (8) можно записать независимо для каждой из тангенциальных компонент вектора напряженности магнитного поля на частоте f :

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{\{x,y\}} &= \langle \mathbf{H}_{\{x,y\}} \cdot \mathbf{H}_{\{x,y\}}^H \rangle = \\ &= \langle \mathbf{A}_{\{x,y\}} \cdot \mathbf{p}_{\{y,x\}} \cdot \mathbf{p}_{\{x,y\}}^H \cdot \mathbf{A}_{\{x,y\}}^H \rangle = \\ &= \mathbf{A}_{\{x,y\}} \cdot \langle \mathbf{p}_{\{y,x\}} \cdot \mathbf{p}_{\{x,y\}}^H \rangle \cdot \mathbf{A}_{\{x,y\}}^H = \mathbf{A}_{\{x,y\}} \cdot \mathbf{C}_{\{y,x\}} \cdot \mathbf{A}_{\{x,y\}}^H, \end{aligned} \quad (9)$$

Где $\mathbf{H}_{\{x,y\}}$ – вектор размерности $(M \cdot N \times 1)$ состоящий из комплексных амплитуд H_x или H_y компоненты в каждой точке в области наблюдения, $()^H$ – эрмитово

сопряжение, $C_{\{x,y\}}$ – корреляционный спектр электрических дипольных моментов в плоскости объекта, который в этом случае может быть определен путем решения обратной задачи:

$$C_{\{y,x\}} = \mathbf{A}_{\{x,y\}}^{-1} \cdot \mathbf{W}_{\{x,y\}} \cdot (\mathbf{A}_{\{x,y\}}^H)^{-1}. \quad (10)$$

Выражение (10) справедливо для случая, когда матрица \mathbf{A} является квадратной, т.е. когда количество точек измерения совпадает с количеством эквивалентных диполей в плоскости объекта. Если требуется большая точность восстановления, выражение (10) преобразуется к виду:

$$C_{\{y,x\}} = \mathbf{A}_{\{x,y\}}^+ \cdot \mathbf{W}_{\{x,y\}} \cdot (\mathbf{A}_{\{x,y\}}^H)^+, \quad (11)$$

где $()^+$ – псевдообращение Мура-Пенроуза.

Двухточечное сканирование в ближней зоне

В предположении стационарности и эргодичности излучения матрица $\mathbf{W}(f)$ может быть сформирована путем последовательного сканирования и измерения сигналов в каждой паре точек (q_n, q_m) в плоскости наблюдения, где $n, m = 1, 2, \dots, N \cdot M$. Это упрощение снижает требования к измерительному оборудованию, однако приводит к существенному увеличению времени и вычислительных затрат. В некоторых случаях процедура двухточечного сканирования может быть упрощена путем измерения $H_{\{x,y\}}$ - компонент одновременно в одной фиксированной опорной точке q_0 и переменной точке q_n в плоскости наблюдения ($n = 1, 2, \dots, N \cdot M$).

В этом случае матрица \mathbf{W} представляет собой вектор размерности $(M \cdot N \times 1)$, описываемый следующим линейным матричным уравнением:

$$\mathbf{W}_{\{x,y\}} = \left\langle \mathbf{H}_{\{x,y\}} \cdot H_{0\{x,y\}}^* \right\rangle = \mathbf{A}_{\{x,y\}} \cdot \mathbf{C}_{\{y,x\}} \cdot \mathbf{a}_0^H_{\{x,y\}}, \quad (12)$$

где \mathbf{a}_0 – вектор-строка, элементы которого зависят от расстояния между опорной точкой q_0 и точками в плоскости наблюдения.

В матричном уравнении (12) неизвестным является вектор \mathbf{b} , определяемый следующим соотношением:

$$\mathbf{b} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{a}_0^H = \mathbf{A}^+ \cdot \mathbf{W}. \quad (13)$$

Рассмотрим два различных типа источников в составе излучающей структуры, для которых может использоваться упрощение (13).

Некоррелированные источники

В случае некоррелированности источников в области объекта, матрица $\mathbf{C}_{\{x,y\}}$ преобразуется в диагональную матрицу с элементами:

$$C_{i,j} = c_i \cdot \delta_{i,j}, \quad (14)$$

Где c_i – значение мощности i -го диполя на частоте f , $\delta_{i,j}$ – дельта-функция Кронекера.

Тогда элементы вектора \mathbf{b} могут быть определены с помощью выражения:

$$b_i = a_{0_i} \cdot C_{i,i} = a_{0_i} \cdot c_i. \quad (15)$$

В этом случае, для определения ненулевых элементов матрицы \mathbf{C} , характеризующих мощность источников, необходимо решить матричное уравнение (12) и выполнить поэлементное деление полученного вектора \mathbf{b} на вектор \mathbf{a}_0^H .

Итоговая оценка вектора дипольных моментов определяется в соответствии с выражением:

$$\hat{p}_i = \sqrt{c_i}. \quad (16)$$

Примером некоррелированных источников может являться совокупность тепловых шумов элементов и компонентов устройства.

Распределенный источник

Рассмотрим ситуацию, когда на частоте f излучение исследуемого устройства формируется одним источником, распределенным в области объекта. К этому случаю также относится ситуация, когда один источник формирует случайный сигнал, который линейно преобразуется в других элемента структуры и излучается ими в пространство. Тогда выражение (12) может быть записано в виде:

$$\mathbf{W} = \mathbf{A} \cdot c_0 \cdot \mathbf{k} \cdot \mathbf{k}^H \cdot \mathbf{a}_0^H = \mathbf{A} \cdot c_0 \cdot \mathbf{k} \cdot d, \quad (17)$$

где c_0 – мощность основного опорного источника (диполя) (значение спектра мощности на частоте f), \mathbf{k} – детерминированный комплексный вектор, определяющий фазовые задержки между опорным источником и другими диполями в плоскости объекта, а также затухание по мощности между ними, d – комплексная константа, являющаяся результатом скалярного произведения векторов \mathbf{k} и \mathbf{a}_0 с коэффициентом $\sqrt{c_0}$. Тогда взвешенная оценка вектора дипольных моментов может быть определена следующим образом:

$$\hat{\mathbf{p}}_w = \sqrt{c_0} \cdot \mathbf{k} \cdot d = \mathbf{A}^+ \mathbf{W}. \quad (18)$$

Значение модуля d может быть найдено путем подстановки полученной оценки $\hat{\mathbf{p}}_w$ в исходное выражение (12):

$$\hat{\mathbf{W}} = \mathbf{A} \cdot c_0 \cdot \mathbf{k} \cdot d \cdot \mathbf{k}^H \cdot d^* \cdot \mathbf{a}_0^H = |d|^2 \cdot \mathbf{W}. \quad (19)$$

Итоговая оценка вектора дипольных моментов определяется в соответствии с выражением:

$$\hat{\mathbf{p}} = \frac{\hat{\mathbf{p}}_w}{|d|}. \quad (20)$$

Рассмотренная модель может быть эффективно использована для описания излучения широкого класса распределенных источников в составе сложных устройств, например, антенн бегущей волны, формируемых проводами или проводниками печатных плат, кабелей и контактных площадок. Предположение о единственности источника также является адекватным, поскольку в составе одного устройства редко встречаются источники, работающие на одинаковых частотах.

Алгоритм локализации

Локализацию источников стохастического электромагнитного излучения предлагается проводить на основе обработки дискретных сигналов, полученных одновременно в одной из $N \times M$ точек в плоскости измерения, расположенной в ближней зоне излучения исследуемого объекта, и фиксированной опорной точке [3]. Блок-схема предлагаемого алгоритма представлена на рис. 1. В соответствии с рис. 1 процедура локализации состоит из трех основных этапов: формирование пространственного корреляционного спектра, восстановление дипольных моментов в области объекта и пространственная локализация эффективных источников излучения в составе объекта с использованием процедуры параметрической идентификации [6].

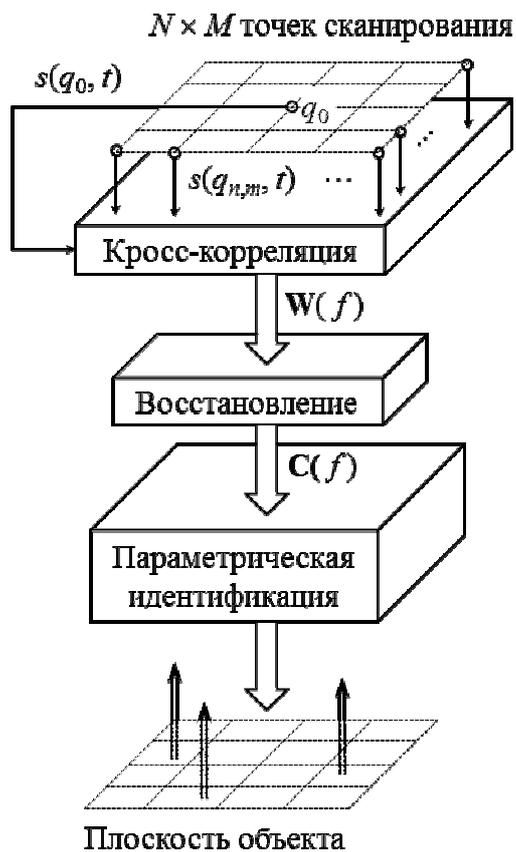


Рисунок 1 – Алгоритм локализации источников.

Оценка корреляционного спектра

На данном этапе по сигналам в $N \times M$ точках в области наблюдения и опорной точке производится расчет матрицы $\mathbf{W}_{\{x,y\}}(f)$ на каждой частоте f в полосе анализа в соответствии с выражением (6) или (7) для двух тангенциальных компонент магнитного поля. В этом случае $\mathbf{W}(f)$ представляет собой вектор размерности $(N \cdot M \times 1)$.

Определение параметров дипольной модели в плоскости объекта

На этом этапе на каждой частоте f производится решение обратной задачи (13), в соответствии с принятым предположением о характере взаимной корреляции

источников в составе объекта. В результате формируются оценки тангенциальных компонент дипольных моментов в каждой точке сетки в области объекта.

Параметрическая и идентификация

Далее проводится оценка параметров (количества и координат) эффективных диполей, которые определяют реальные источники излучения.

Определение количества источников предлагается проводить с использованием информационных критериев оценки порядка модели, таких как информационный критерий Акаике (AIC) и критерий минимальной длины описания (MDL) [6]. Обобщенная форма записи информационного критерия имеет вид:

$$IC(k) = -2 \ln(L_k(\mathbf{X}, \tilde{\Theta})) + r(k) f(K, k), \quad (21)$$

где $L_k(\mathbf{X}, \tilde{\Theta})$ – максимум функции правдоподобия, $\tilde{\Theta}$ – вектор оцениваемых параметров, \mathbf{X} – матрица данных с размерностью $L \times K$ (например, матрица Ханкеля), k – текущее значение порядка модели, $r(k)$ – число независимых оцениваемых параметров, $f(K, k)$ – функция штрафа. Оценка порядка модели производится исходя из условия:

$$Ord = \arg(\min(IC(k))). \quad (22)$$

Для случая, когда вектор оцениваемых параметров $\tilde{\Theta}$ состоит из собственных векторов и собственных чисел $l_1 \geq l_2 \geq \dots \geq l_L$ корреляционной матрицы данных $\mathbf{R} = \mathbf{X} \cdot \mathbf{X}^H$, критерий MDL записывается в следующем виде:

$$MDL(k) = -2K(L-k) \ln \frac{\sqrt{\prod_{i=k+1}^L l_i}}{\frac{1}{L-k-1} \sum_{i=k+1}^L l_i} + k(2L-k) \ln K. \quad (23)$$

Полученные значения порядка модели для каждой компоненты корреляционного спектра C_x и C_y на частоте f в отдельности используются для оценки координат и мощности эффективных диполей P_x и P_y с использованием метода матричных пучков (MatrixPencilMethod) [7]. На заключительном этапе полученные тангенциальные составляющие P_x и P_y преобразуются в двумерную картину распределения токов эффективных источников на плоскости объекта P .

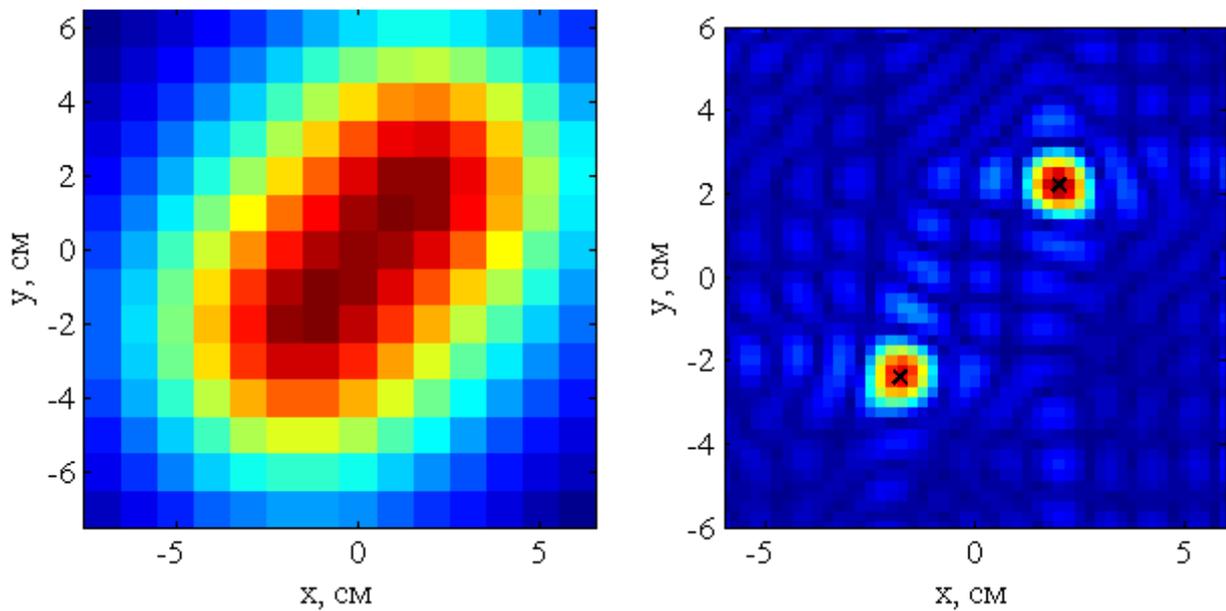
Результаты моделирования

В разделе рассмотрены результаты применения разработанного алгоритма локализации модели излучения двух различных типов стохастических источников, рассмотренных ранее.

Некоррелированные источники

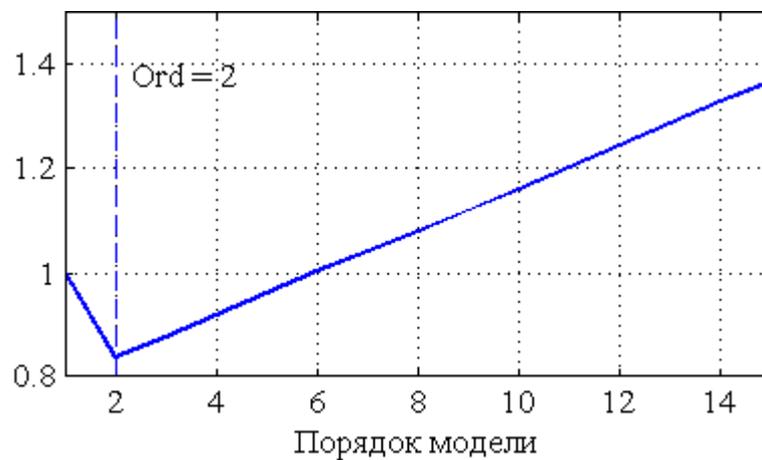
Для иллюстрации процедуры локализации для этого типа источников использовалась модель плоского объекта размерами 12 см × 12 см с двумя источниками белого гауссовского шума единичной мощности, расположенных в точках $(-1,8; -2,4)$ и $(2; 2,2)$. Сканирование проводилось с шагом 1 см в плоскости, параллельной плоскости объекта и расположенной на расстоянии 5 см. Опорная точка с координатами $(0; 0)$ располагалась в плоскости измерения. Шаг сетки в плоскости объекта, в которой производилось восстановление распределения дипольных моментов эквивалентной модели, был выбран равным 0,25 см. На рис.

2а представлено амплитудное распределение корреляционного спектра W_x на частоте 500 МГц. Результат восстановления дипольных моментов в соответствии с выражением (16) представлен на рис. 2б вместе с результатом параметрической идентификации, отображенным черными крестиками. Для оценки порядка модели использовался критерий MDL, значения которого для различного порядка иллюстрирует рис. 2в. Из рис. 2в видно, что минимальное значение достигается при $k = 2$, что в соответствии с (22) определяет порядок модели.



а)

б)



в)

Рисунок 2 – W_x компонента для двух некоррелированных источников (а), оценка и полных моментов \hat{p}_y и результат параметрической идентификации $P(b)$ и график информационного критерия MDL(в).

Распределенный источник

В качестве модели распределенного источника рассматривалось два проводника, сигнал в которых создавался одним источником гауссовского шума. Моделирование проводилось на частоте 1 ГГц. Один из проводников располагался вдоль оси x , а другой под углом 45° . Остальные параметры модели были выбраны такими же, как и в предыдущем примере. На рис. 3а и 3б представлены соответствующие компоненты корреляционного спектра W_x and W_y .

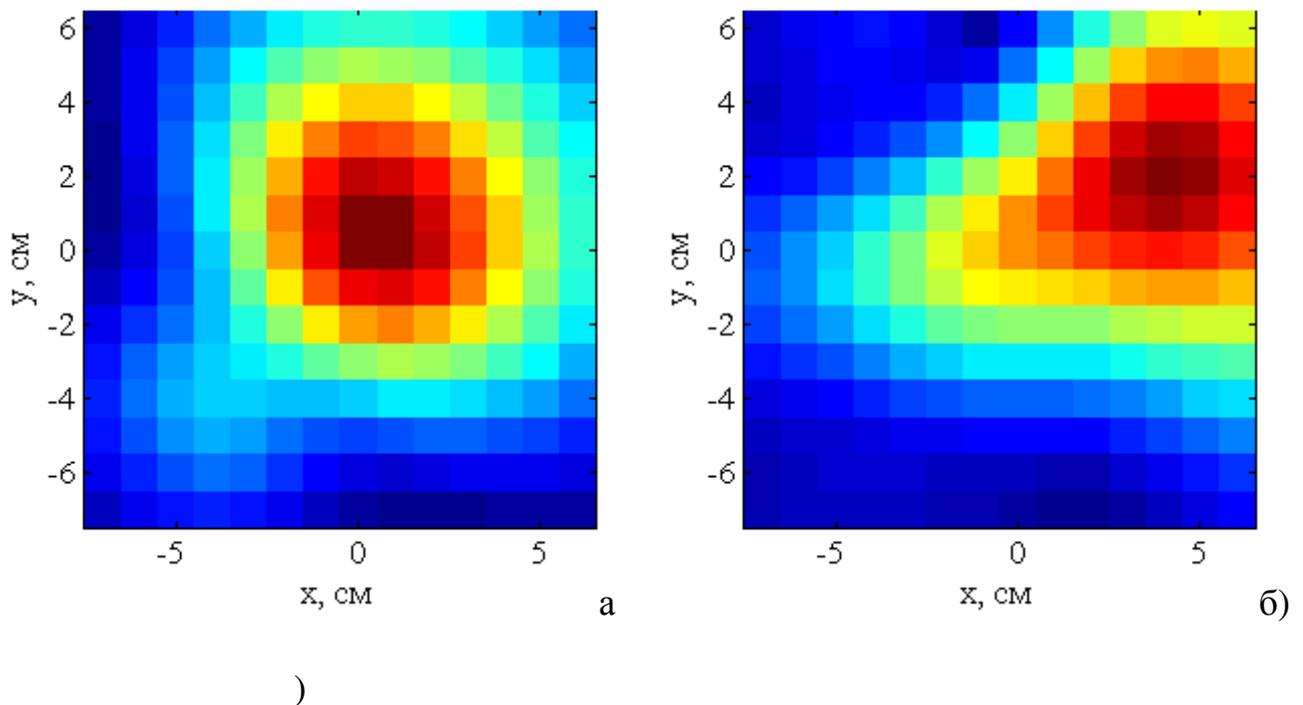
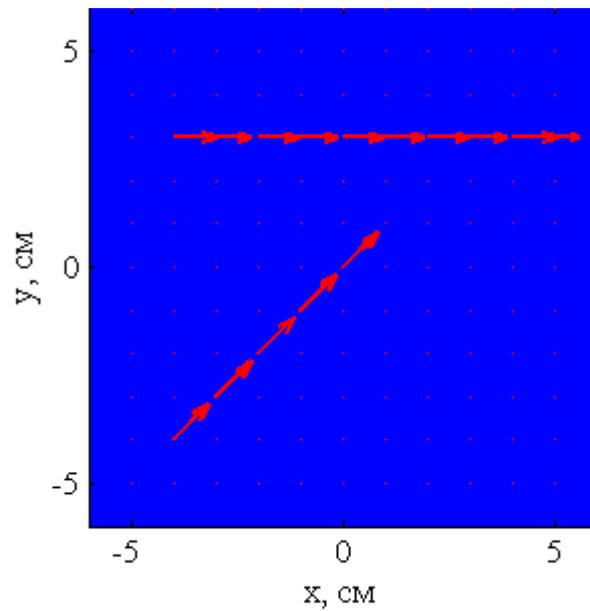
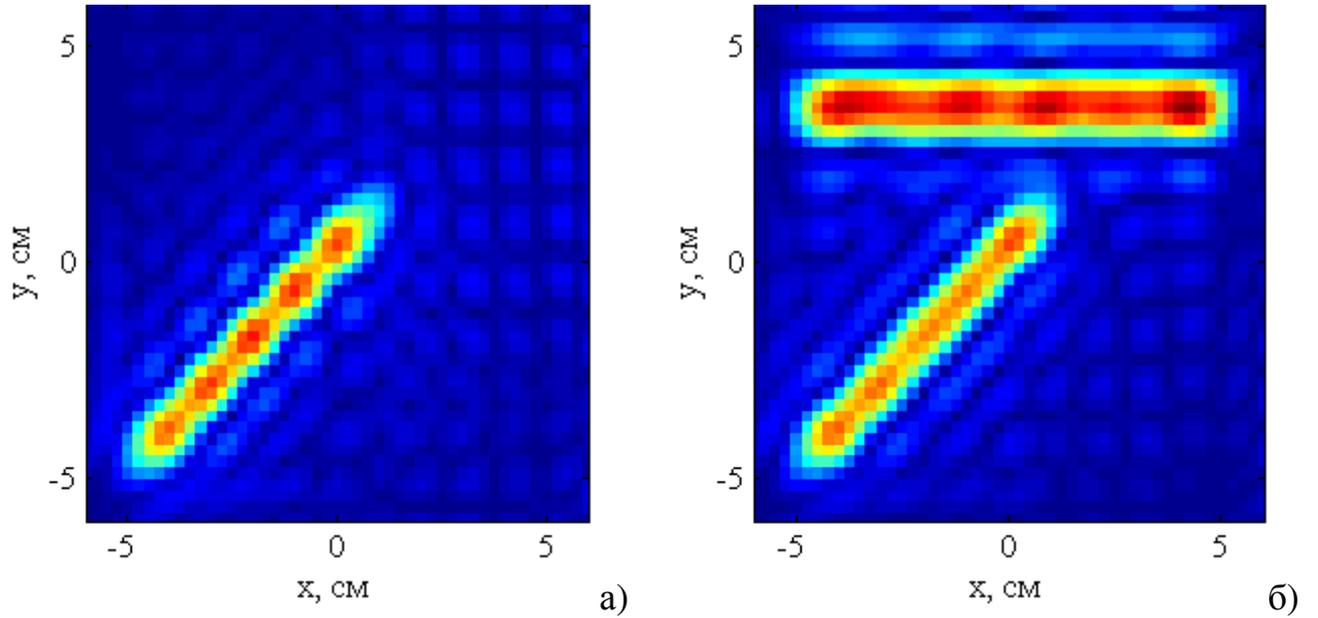


Рисунок 3 – W_x (а) и W_y (б) компоненты корреляционного спектра на частоте 1 ГГц.

На рис. 4а и 4б показан результат восстановления тангенциальных составляющих дипольных моментов эквивалентной модели \hat{p}_x и \hat{p}_y соответственно.

Видно, что в данном примере W_x формируется только излучением второго провода, поскольку первый имеет нулевую проекцию на ось y . Результат параметрической идентификации представлен на рис. 4в.



в)

Рисунок4 – Восстановленные тангенциальные компоненты дипольных моментов эквивалентной модели \hat{p}_y (а) и \hat{p}_x (б) и результат параметрической идентификации

(в).

Полученный результат апараметрической идентификации (рис. 4в) демонстрирует высокую точность восстановления реальных источников в составе объекта.

В рассмотренных моделях также учитывались внешние шумы, которые моделировались как независимые гауссовские процессы для каждой точки в области измерения.

Полученные результаты показывают, что предложенный алгоритм и методика измерения может быть эффективно использован для локализации некоррелированных и распределенных источников в составе сложных радиотехнических систем с использованием результатов измерения компонент стохастического электромагнитного поля в ближней зоне излучения.

Результаты экспериментальных исследований

Экспериментальные результаты были получены с помощью широкополосной двухканальной системы измерения сигналов во временной области, состоящей из цифрового осциллографа, усилителя и двух пробников магнитного поля [8]. Исследуемым устройством являлась плата монитора, расположенная на расстоянии 3 см от плоскости измерения. Измерения проводились независимо для двух тангенциальных компонент магнитного поля H_x и H_y с шагом 1 см в сетке 17 см×16 см. Частота дискретизации принимаемых сигналов была выбрана равной 1 ГГц. Компоненты корреляционного спектра W_x and W_y для одной из частот излучения 80 МГц представлены на рис. 5а и 5б соответственно.

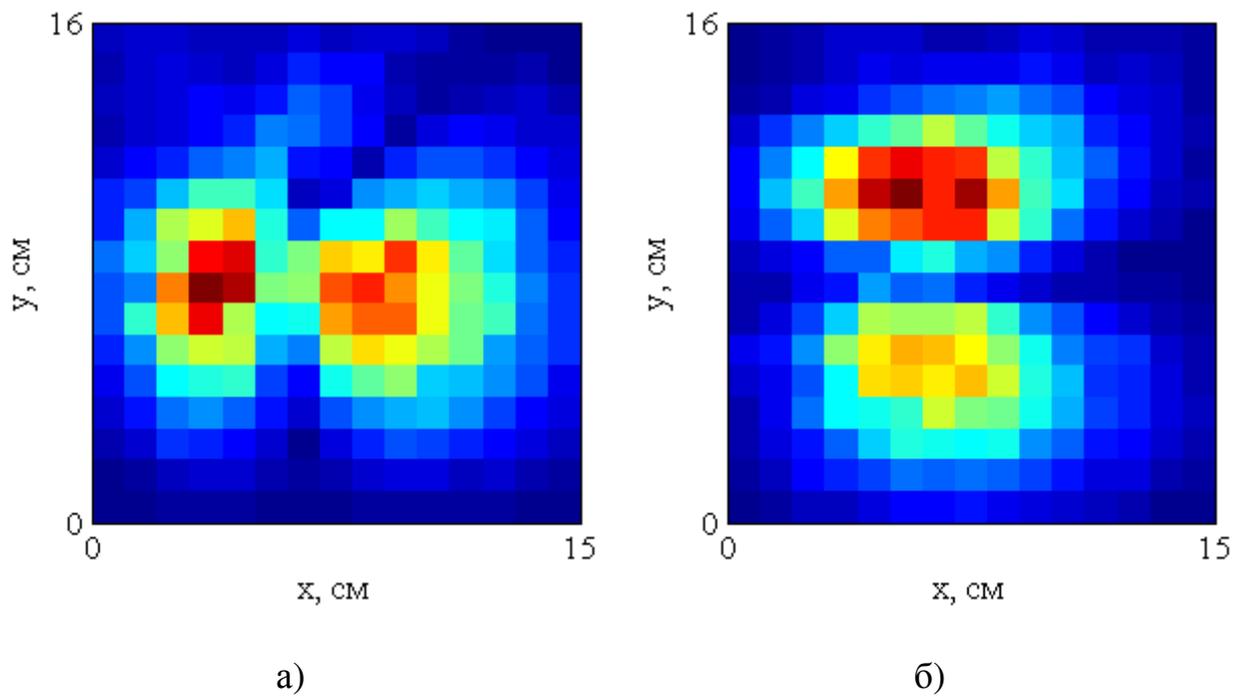


Рисунок 5 – W_x (a) и W_y (b) компоненты корреляционного спектра на частоте 80 МГц.

На рис. 6 представлено распределение тангенциальной составляющей дипольных моментов эквивалентной модели, а также распределение эффективных источников, полученных с помощью параметрической идентификации.

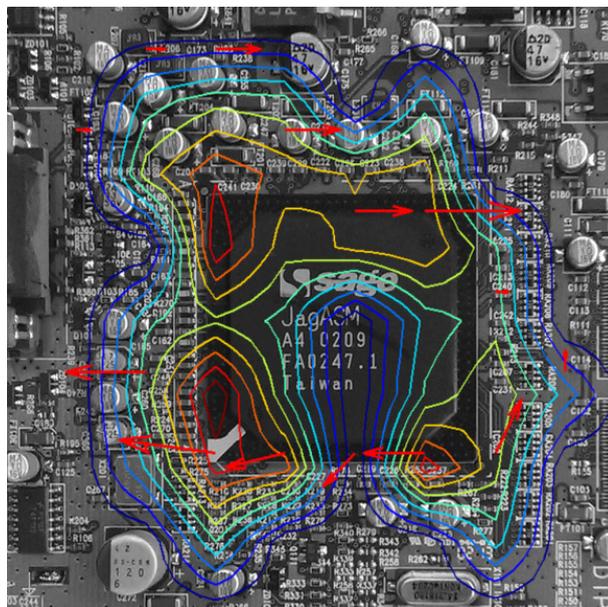


Рисунок 6 – Результат восстановления в области объекта на частоте $f = 80$ МГц.

Процедура оценки порядка модели для обеих компонент дипольной модели представлена на рис. 7.

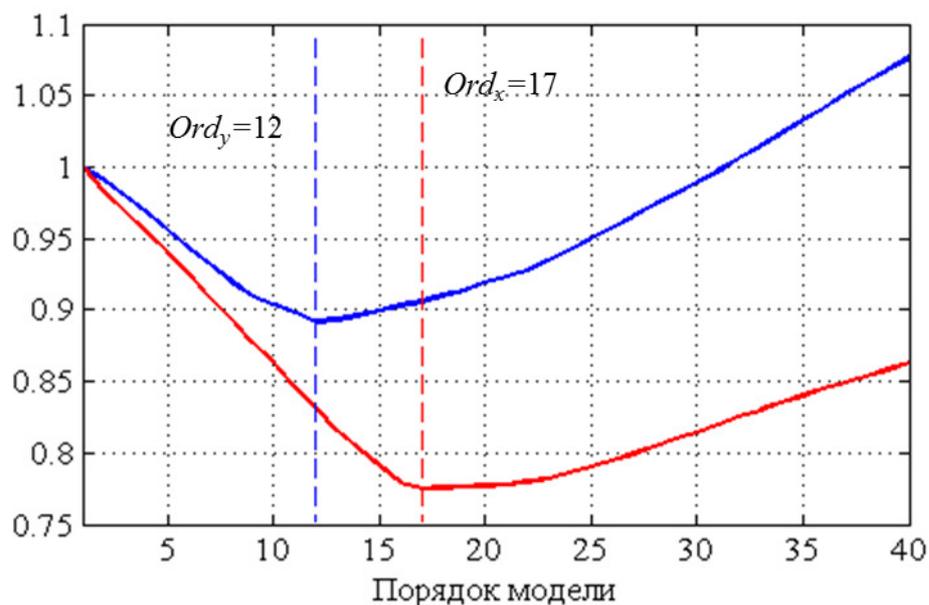


Рисунок 7 – Информационный критерий MDL для двух тангенциальных компонент восстановленного распределения дипольных моментов.

Дальнейшая обработка результатов измерений показала, что полученная картина распределения эффективных источников наблюдается и на других частотах, кратных 80 МГц. Также для других частот излучения могут быть определены соответствующие эффективные источники.

Заключение

В работе предложен алгоритм пространственной локализации источников стохастических широкополосных электромагнитных излучений в составе сложного устройства по результатам двухточечного сканирования тангенциальных компонент магнитного поля в ближней зоне. Была рассмотрена эквивалентная дипольная модель излучающей структуры и рассмотрены методы определения ее параметров для различных типов взаимной корреляции между источниками в ее составе.

Полученная дипольная модель может быть эффективно использована для оценки мощности излучения устройства в любой точке пространства как в ближней, так и дальней зонах излучения.

Также предложена процедура параметрической идентификации для определения эффективных источников, определяющих реальные излучающие элементы в составе объекта. Эти результаты могут быть использованы для выработки рекомендаций и разработке мер по снижению мощности излучения конкретного устройства, например, путем экранирования или других методов обеспечения электромагнитной совместимости.

Библиографический список

1. T. K. Sarkar, A. Taaghoul, "Near-field to near/far-field transformation for arbitrary near-field geometry utilizing an equivalent electric current and MoM", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 47, No. 3, 1999, pp. 566-573.
2. D. Thomas, C. Obiekezie, S. Greedy, A. Nothoferand, P. Sewell, "Characterisation of Noisy Electromagnetic Fields from Circuits using the Correlation of Equivalent Sources", Electromagnetic Compatibility (EMC EUROPE), 2012 International Symposium on, pp. 1-5.
3. Sophocles J. Orfanidis, Electromagnetic Waves and Antennas, Rutgers University, 2002.
4. A. Baev, A. Gorbunova, M. Konovalyuk, Y. Kuznetsov, J.A. Russer, "Planar Stochastic Sources Localization Algorithm in EMC Problems", Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA), 2013 International Conference on, pp. 440-443.
5. J. A. Russer and P. Russer, "An efficient method for computer aided analysis of noisy electromagnetic fields", Microwave Symposium Digest (MTT), 2011 IEEE MTT-S International, Baltimore, MD. 5-10 June 2011.

6. M. Konovalyuk, A. Gorbunova, A. Baev and Y. Kuznetsov, "Parametric reconstruction of radar image based on Multi-point Scattering Model", International Journal of Microwave and Wireless Technologies, in press.
7. Tapan K. Sarkar and Odilon Pereira, "Using the Matrix Pencil Method to estimate the parameters of a sum of complex exponentials", IEEE Antennas and Propagation Magazine, Vol. 37, No. 1, February 1995.
8. А. А. Горбунова, «Локализация источников широкополосного стохастического электромагнитного излучения по результатам измерений в ближней зоне», Информационно-измерительные и управляющие системы, 2014 г., №1, с. 25-32.