

## МОДЕЛИРОВАНИЕ СТАТИСТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ АПЕРТУРНОЙ СЛУЧАЙНОЙ АНТЕННЫ

*Красильникова Е.П., Маслов О.Н., Раков А.С.*

В статье представлены результаты определения уровней электрической E-составляющей и магнитной H-составляющей электромагнитного поля (ЭМП), создаваемого апертурной случайной антенной (АСА). Представлены результаты статистического имитационного моделирования (СИМ) характеристик ЭМП АСА в полосе частот 10 кГц ... 10 ГГц.

**Ключевые слова:** апертурная случайная антенна (АСА), амплитудные и фазовые ошибки, метод статистического имитационного моделирования, характеристики электромагнитного поля.

### Введение

Направленные свойства апертурной случайной антенны (АСА) [1] в виде прямоугольного отверстия в проводящем экране исследованы в [2-4] методом статистического имитационного моделирования (СИМ) на частотах, ограниченных снизу условиями применимости разработанной математической модели. В настоящей статье представлена математическая модель, свободная от ограничений [2-4], и приведены итоги тести-

рования СИМ-модели и данные СИМ структуры ЭМП на частотах 10 кГц ... 10 ГГц. Разработка СИМ-модели как один из важных этапов проектирования системы защиты конфиденциальной информации коммерческого назначения от утечки через АСА [5] является актуальным практическим приложением статистической теории антенн (СТА) [1; 6-8].

### Математическая модель АСА для проведения СИМ

Геометрию задачи по аналогии с [2-4] иллюстрирует рис. 1: прямоугольная АСА с размерами  $l \times h$  расположена на поверхности  $S_A$ , совпадающей с плоскостью  $XOY$  системы глобальных декартовых координат; расстояние от  $S_A$  до плоскости  $S_M$ , в которой определяется структура ЭМП, равно  $R_A$ ; расстояние от элемента АСА, расположенного в точке  $M_A$  на поверхности  $S_A$ , до точки наблюдения  $M_S$  на плоскости  $S_M$  есть  $r_A$ .

Источник ЭМП, расположенный слева от  $S_A$  в точке  $M_0$  с координатами  $X_0; Y_0; Z_0$ , создает в раскрыве АСА сложное по структуре возбуждающее

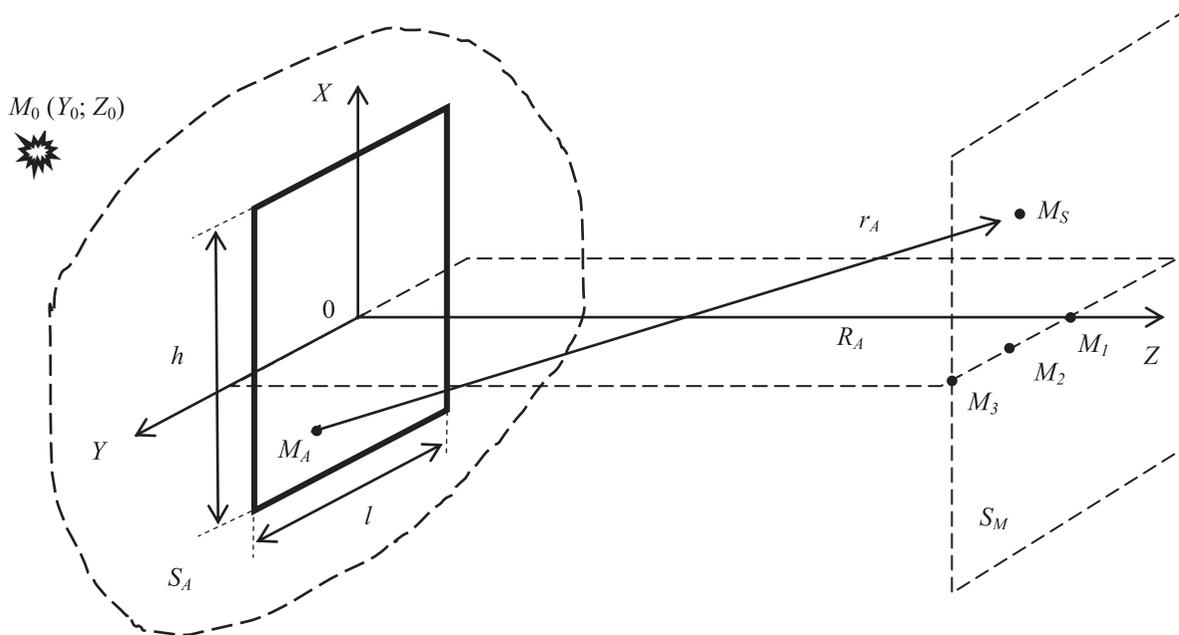


Рис. 1. Расположение АСА в декартовой системе глобальных координат

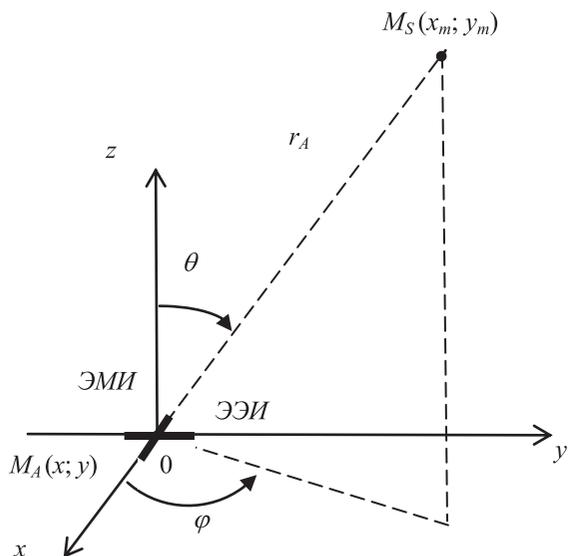


Рис. 2. Расположение ЭЭИ и ЭМИ в точке  $M_A(x, y)$  на плоскости  $S_A$  в системе совмещенных локальных декартовых и сферических координат

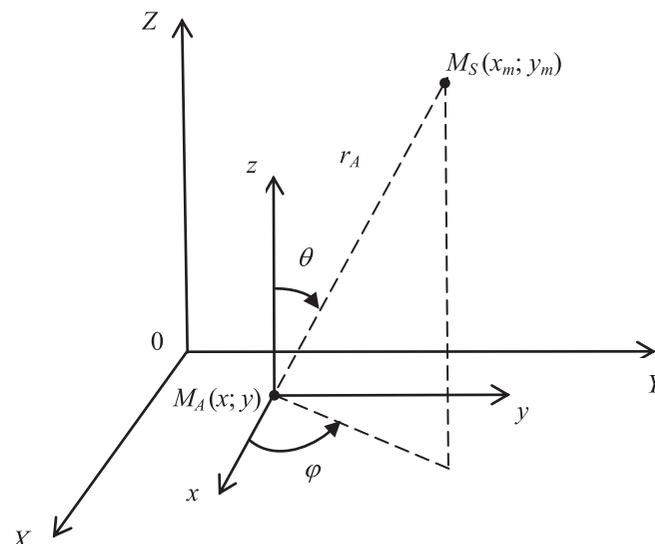


Рис. 3. Расположение ЭГ в точке  $M_A(x, y)$  на плоскости  $S_A$  в совмещенных системах декартовых глобальных координат и локальных и сферических локальных координат

поле  $\dot{E}_0$  с круговой частотой  $\omega_k$ , соответствующей  $k$ -ой гармонике его частотного спектра.

Элемент АСА, расположенный в точке  $M_A$ , представляет собой излучающий элемент Гюйгенса (ЭГ) с площадью  $dS = dx \cdot dy$ , в котором виртуальный электрический ток  $i_{\mathcal{E}} = E_A dx / Z_C$  и направлен вдоль оси  $y$ ; магнитный ток  $i_M = -E_A dy$  и направлен вдоль оси  $x$ ; где  $E_A$  – амплитуда напряженности поля, возбуждающего АСА;  $Z_C$  – волновое сопротивление окружающей среды. Такой излучатель можно представить в виде двух

взаимно перпендикулярных элементарных излучателей: электрического (ЭЭИ) длиной  $l_{\mathcal{E}}$  с током  $i_{\mathcal{E}}$  и магнитного (ЭМИ) длиной  $l_M$  с током  $i_M$ , совмещенные центры которых расположены в центре локальной системы декартовых и сферических координат, как это показано на рис. 2.

При совместном возбуждении ЭЭИ и ЭМИ в гармоническом режиме комплексные амплитуды квадратурных составляющих (КС) векторов электрической  $E$ -составляющей и магнитной  $H$ -составляющей ЭМП согласно [9] будут равны:

$$\text{Re } \dot{E}_{\mathcal{E}\Gamma} = \frac{\dot{E}_A dx dy}{4\pi r^2} \left\{ [\vec{l}_{0M} \vec{r}_0] + 3(\vec{l}_{0\mathcal{E}} \vec{r}_0) \vec{r}_0 - \vec{l}_{0\mathcal{E}} \right\}; \tag{1}$$

$$\text{Im } \dot{E}_{\mathcal{E}\Gamma} = \frac{\dot{E}_A dx dy}{4\pi V_0} \left\{ \frac{\omega}{r} ([\vec{r}_0 [\vec{r}_0 \vec{l}_{0\mathcal{E}}]] + [\vec{l}_{0M} \vec{r}_0]) - \frac{V_0^2}{\omega r^3} (3(\vec{l}_{0\mathcal{E}} \vec{r}_0) \vec{r}_0 - \vec{l}_{0\mathcal{E}}) \right\}; \tag{2}$$

$$\text{Re } \dot{H}_{\mathcal{E}\Gamma} = \frac{\dot{E}_A dx dy}{4\pi Z_C r^2} \left\{ [\vec{l}_{0\mathcal{E}} \vec{r}_0] - 3(\vec{l}_{0M} \vec{r}_0) \vec{r}_0 + \vec{l}_{0M} \right\}; \tag{3}$$

$$\text{Im } \dot{H}_{\mathcal{E}\Gamma} = \frac{\dot{E}_A dx dy}{4\pi V_0 Z_C} \left\{ \frac{\omega}{r} ([\vec{r}_0 [\vec{r}_0 \vec{l}_{0M}]] - [\vec{l}_{0\mathcal{E}} \vec{r}_0]) + \frac{V_0^2}{\omega r^3} (3(\vec{l}_{0M} \vec{r}_0) \vec{r}_0 - \vec{l}_{0M}) \right\}. \tag{4}$$

Поскольку единичные векторы, соответствующие принятому расположению ЭГ в глобальной и локальной системах декартовых координат [2-4], одинаковы:  $\vec{l}_{0\mathcal{E}} = \vec{y}_0$ ;  $\vec{l}_{0M} = \vec{x}_0$ , в совмещенных локальных декартовых и сферических координа-

тах (см. рис. 2 и рис. 3) единичный вектор  $\vec{r}_0 = \vec{x}_0 \cos \varphi \sin \theta + \vec{y}_0 \sin \varphi \sin \theta + \vec{z}_0 \cos \theta$ .

Выполним векторные преобразования в (1)-(4), учтем, что  $\omega = 2\pi V_0 / \lambda$ , и запишем в окончательном виде для КС всех ортогональных составляющих (ОС) комплексных амплитуд рассматриваемых векторов:

$$\operatorname{Re} \dot{E}_X = \frac{\dot{E}_A dx dy}{2} \sin \varphi \cos \varphi \sin^2 \theta \left( \frac{3}{2 \pi r^2} \right); \quad (5)$$

$$\operatorname{Im} \dot{E}_X = \frac{\dot{E}_A dx dy}{2} \sin \varphi \cos \varphi \sin^2 \theta \left( \frac{1}{\lambda r} - \frac{3 \lambda}{4 \pi^2 r^3} \right); \quad (6)$$

$$\operatorname{Re} \dot{E}_Y = \frac{\dot{E}_A dx dy}{2} (3 \sin^2 \varphi \sin^2 \theta - 1 - \cos \theta) \left( \frac{1}{2 \pi r^2} \right); \quad (7)$$

$$\operatorname{Im} \dot{E}_Y = -\frac{\dot{E}_A dx dy}{2} (\cos^2 \varphi \sin^2 \theta + \cos^2 \theta + \cos \theta) \left( \frac{1}{\lambda r} \right) - \\ - \frac{\dot{E}_A dx dy}{2} (3 \sin^2 \varphi \sin^2 \theta - 1) \left( \frac{1}{4 \pi^2 r^3} \right); \quad (8)$$

$$\operatorname{Re} \dot{E}_Z = \frac{\dot{E}_A dx dy}{2} \sin \varphi \sin \theta (3 \cos \theta + 1) \left( \frac{1}{2 \pi r^2} \right); \quad (9)$$

$$\operatorname{Im} \dot{E}_Z = \frac{\dot{E}_A dx dy}{2} \sin \varphi \sin \theta (\cos \theta + 1) \left( \frac{1}{\lambda r} \right) - \\ - \frac{\dot{E}_A dx dy}{2} \sin \varphi \sin \theta \cos \theta \left( \frac{3 \lambda}{4 \pi^2 r^3} \right); \quad (10)$$

$$\operatorname{Re} \dot{H}_X = -\frac{\dot{E}_A dx dy}{2 Z_C} (3 \cos^2 \varphi \sin^2 \theta - \cos \theta - 1) \left( \frac{1}{2 \pi r^2} \right); \quad (11)$$

$$\operatorname{Im} \dot{H}_X = \frac{\dot{E}_A dx dy}{2 Z_C} (\sin^2 \varphi \sin^2 \theta + \cos^2 \theta + \cos \theta) \left( \frac{1}{\lambda r} \right) + \\ + \frac{\dot{E}_A dx dy}{2 Z_C} (3 \cos^2 \varphi \sin^2 \theta - 1) \left( \frac{\lambda}{4 \pi^2 r^3} \right); \quad (12)$$

$$\operatorname{Re} \dot{H}_Y = -\frac{\dot{E}_A dx dy}{2 Z_C} \sin \varphi \cos \varphi \sin^2 \theta \left( \frac{3}{2 \pi r^2} \right); \quad (13)$$

$$\operatorname{Im} \dot{H}_Y = \frac{\dot{E}_A dx dy}{2 Z_C} \sin \varphi \cos \varphi \sin^2 \theta \left( \frac{1}{\lambda r} + \frac{3 \lambda}{4 \pi^2 r^3} \right); \quad (14)$$

$$\operatorname{Re} \dot{H}_Z = -\frac{\dot{E}_A dx dy}{2 Z_C} \cos \varphi \cos \theta (1 + 3 \sin \theta) \left( \frac{1}{2 \pi r^2} \right); \quad (15)$$

$$\operatorname{Im} \dot{H}_Z = -\frac{\dot{E}_A dx dy}{2 Z_C} \cos \varphi \cos \theta (1 + \sin \theta) \left( \frac{1}{\lambda r} \right) + \\ + \frac{\dot{E}_A dx dy}{2 Z_C} \cos \varphi \sin \theta \cos \theta \left( \frac{3 \lambda}{4 \pi^2 r^3} \right). \quad (16)$$

Далее отметим, во-первых, что поскольку для  $n$ -ой гармоники  $\omega_n = 2\pi V_0 / \lambda_n$ , то в (1)-(16) для КИ-сигнала с заданным энергетическим спектром фигурируют вместо  $\omega$  и  $\lambda$  параме-

тры  $\omega_n$  и  $\lambda_n$ . Во-вторых, что при выводе (1)-(16) учтено предполагаемое равенство значений волнового сопротивления среды  $Z_c$  в раскрыве АСА и внешнем пространстве.

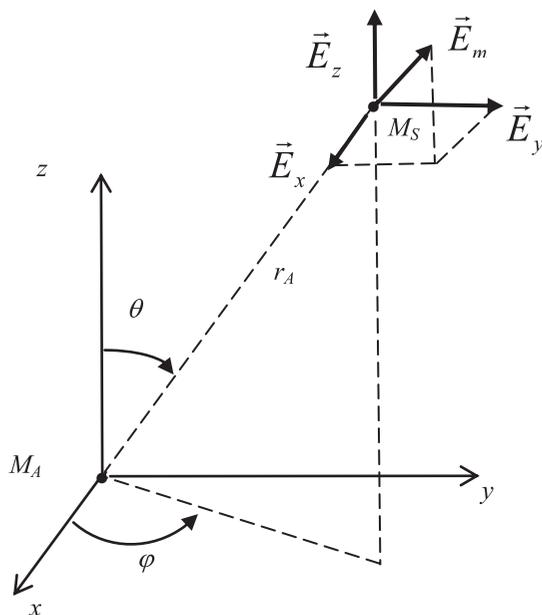


Рис. 4. Пространственная ориентация ОС вектора  $\vec{E}_m$

В-третьих, что расстояние  $r = r_A$  здесь может как соответствовать, так и не соответствовать условию  $k r_A \gg 1$  для дальней (волновой) зоны Фраунгофера, что являлось ограничением в [2-4], где  $k = 2\pi / \lambda$  – волновое число, однако размеры каждого элементарного излучателя в составе АСА (моделируемого в виде ЭГ)  $\Delta x \approx dx$  и  $\Delta y \approx dy$  должны отвечать условиям  $k\Delta x \ll 1$ ;  $k\Delta y \ll 1$ , и это необходимо будет учитывать при разбиении АСА на элементы с учетом текущих значений  $r_A$  и  $\lambda$ . В-четвертых, что (5)-(16) для ЭГ получены в системе совмещенных локальных декартовых и сферических координат, тогда как для вычисления уровней  $E$ - и  $H$ -составля-

ющих ЭМП от АСА путем интегрирования полей, создаваемых всеми элементами ее раскрыва, целесообразно перейти в глобальную систему декартовых координат. Ориентацию ОС вектора  $\vec{E}_m$  в точке наблюдения  $M_S(x_m; y_m)$  для излучателя, размещенного в центре координат, иллюстрирует рис. 4.

Соотношения (5)-(16) представляют собой математическую модель ЭМП, которое создает ЭГ, расположенный в точке  $M_A$  с координатами  $x; y$ , в точке наблюдения  $M_S$  с координатами  $x_m; y_m$  (см. рис. 3). Можно считать, что их уровни являются дифференциалами КС и ОС для ЭМП, создаваемого АСА в целом:

$$\begin{aligned} d\dot{\vec{E}}_{XS} &= \vec{x}_0 (\text{Re} \dot{E}_X + j \text{Im} \dot{E}_X); & d\dot{\vec{E}}_{YS} &= \vec{y}_0 (\text{Re} \dot{E}_Y + j \text{Im} \dot{E}_Y); \\ d\dot{\vec{E}}_{ZS} &= \vec{z}_0 (\text{Re} \dot{E}_Z + j \text{Im} \dot{E}_Z); & d\dot{\vec{H}}_{XS} &= \vec{x}_0 (\text{Re} \dot{H}_X + j \text{Im} \dot{H}_X); \\ d\dot{\vec{H}}_{YS} &= \vec{y}_0 (\text{Re} \dot{H}_Y + j \text{Im} \dot{H}_Y); & d\dot{\vec{H}}_{ZS} &= \vec{z}_0 (\text{Re} \dot{H}_Z + j \text{Im} \dot{H}_Z), \end{aligned} \tag{17}$$

где нижние индексы «S» соответствуют ОС и КС для АСА в целом.

Алгоритм вычисления уровней ОС и КС для АСА в целом реализуется по следующей схеме:

- 1) задать точку наблюдения  $M_S$  с фиксированными координатами  $x_m; y_m; z_m$ ;
- 2) задать на раскрыве АСА точку  $M_A$  с текущими координатами  $x; y; z$ ;

3) определить согласно рис. 5-7 текущие значения  $\sin \varphi$ ;  $\cos \varphi$ ;  $\cos \theta$  и  $r_A$ ;

4) вычислить согласно (5)-(16) уровни КС и ОС для ЭМП, создаваемого в точке  $M_S$  элементом раскрыва АСА с текущими координатами  $x; y; z$ ;

5) повторить действия согласно п. 2-4 для всех точек  $M_A$  – то есть проинтегрировать путем численного суммирования уровни ОС и КС, создаваемые в точке  $M_S$  всеми элементами раскрыва АСА;

6) сгруппировать результаты интегрирования по КС и ОС в соответствии с обозначениями (5)-(17).

$$E_S = |\dot{E}_S| = \left[ (\operatorname{Re} \dot{E}_{XS})^2 + (\operatorname{Im} \dot{E}_{XS})^2 + (\operatorname{Re} \dot{E}_{YS})^2 + (\operatorname{Im} \dot{E}_{YS})^2 + (\operatorname{Re} \dot{E}_{ZS})^2 + (\operatorname{Im} \dot{E}_{ZS})^2 \right]^{1/2}; \quad (18)$$

$$H_S = |\dot{H}_S| = \left[ (\operatorname{Re} \dot{H}_{XS})^2 + (\operatorname{Im} \dot{H}_{XS})^2 + (\operatorname{Re} \dot{H}_{YS})^2 + (\operatorname{Im} \dot{H}_{YS})^2 + (\operatorname{Re} \dot{H}_{ZS})^2 + (\operatorname{Im} \dot{H}_{ZS})^2 \right]^{1/2}. \quad (19)$$

### Результаты СИМ

На рис. 5а-е представлены результаты тестового расчета распределений модуля вектора  $|E|$  в пределах прямоугольной плоскости  $S_M$  с центром в точке  $R_A = 30$  м и размерами  $20 \times 20$  м<sup>2</sup>, найденные согласно (11) при отсутствии ошибок для частот, соответственно, 1 кГц; 700 кГц; 1 МГц; 500 МГц; 1 ГГц и 10 ГГц. Приведенные графики иллюстрирует выпуклую (см. рис. 5а) и вогнутую седлообразную (см. рис. 5б-в) структуру ЭМП на частотах 10 кГц ... 1 МГц; а также структуру с тремя основными и множеством побочных максимумов (см. рис. 5г-е) на частотах 500 МГц ... 10 ГГц. Данные рис. 5 хорошо соответствуют физическим соображениям о принципах работы АСА и позволяют признать результаты тестирования разработанной модели удовлетворительными.

Методика СИМ при кластерном моделировании пространственных корреляционных связей между ошибками рассмотрена в [2-4]. На рис. 6а-е представлены гистограммы случайных уровней  $|E|$  для центральной точки поверхности  $S_M$  при равномерных распределениях амплитудных  $a$   $[-0,2; 0,2]$  и фазовых  $\varphi$   $[-\Delta\varphi_{MAX}; \Delta\varphi_{MAX}]$  ошибок. Значения были найдены с учетом физического моделирования условий возбуждения АСА [10] – они зависят от частоты, поскольку случайные перемещения источника возбуждения АСА (см. рис. 1) необходимо соотносить с длиной волны излучаемого сигнала.

В результате на частоте 10 кГц, где фазовыми ошибками можно пренебречь,  $\Delta\varphi_{MAX} = 1^\circ$ ; на частотах 700 кГц и 1 МГц было принято  $\Delta\varphi_{MAX} = 3^\circ$ ; на частотах 500 МГц и выше  $\Delta\varphi_{MAX} = 180^\circ$ . Аналогичным образом число корреляционных кластеров в пределах одной апертуры на частотах 1 МГц и ниже принималось равным  $N_{KL} = 1$ , тогда как на частотах 500 МГц и выше  $N_{KL} = 4$ . Физически это означает, что на частотах 1 МГц и ниже учиты-

Результатом интегрирования по площади прямоугольной апертуры на рис. 1 (для многоэлементной АСА [2-4] – по площади всех апертур, входящих в состав АСА), являются действительные и мнимые части (то есть КС) составляющих напряженности поля всех ОС:  $\dot{E}_{XS}; \dot{E}_{YS}; \dot{E}_{ZS}; \dot{H}_{XS}; \dot{H}_{YS}; \dot{H}_{ZS}$ .

Амплитудные значения  $E$ - и  $H$ -составляющих ЭМП АСА определяются по следующим формулам:

вались в основном амплитудные ошибки, постоянные в пределах одной апертуры (которая по площади равна одному кластеру), но изменяющиеся от апертуры к апертуре. На частотах 500 МГц и выше амплитудные и фазовые ошибки не изменялись внутри каждого из четырех кластерных «квадрантов» в пределах одной апертуры при равновероятных значениях фазовых ошибок, поскольку  $\varphi$   $[-180^\circ; 180^\circ]$ .

На оси абсцисс рис. 6 для удобства обозначений указаны номера восьми интервалов, соответствующих динамическому диапазону с границами  $E_{MIN}$ ;  $E_{MAX}$  значения которых для разных частот приведены в таблице 1.

Сплошные кривые на рис. 6 соответствуют типовым вероятностным функциям, которые наилучшим образом аппроксимируют гистограммы  $P(\Delta E)$  в соответствии с методикой стандартной программы Easy Fit для уровня значимости 0,1 по критериям Колмогорова-Смирнова и Пирсона: на частотах 10 кГц ... 1 МГц наилучшей аппроксимирующей функцией является нормальный закон, на частотах 500 МГц ... 10 ГГц – закон Релея. Это объясняется тем, что в данном случае, во-первых,  $\dot{E}_{YS} \gg \dot{E}_{ZS}$ ,  $\dot{E}_{XS} = 0$  и в условиях применимости центральной предельной теоремы теории вероятностей (особенно при увеличении числа кластеров  $N_{KL}$ ) распределения КС у  $\dot{E}_{YS}$  приближаются к нормальному закону [2-4], что ведет к распределению модуля  $|E|$  по закону Райса (обобщенному распределению Релея).

Во-вторых, на частотах 10 кГц ... 1 МГц регулярная составляющая ЭМП существенно преобладает над нерегулярной ввиду малого влияния фазовых ошибок (так как здесь  $\Delta\varphi_{MAX} < 3^\circ$ ), что делает закон Райса близким к нормальному закону, тогда как на частотах 500 МГц ... 10 ГГц «вес» нерегулярной составляющей резко возрастает ввиду  $\Delta\varphi_{MAX} = 180^\circ$  и закон Райса приближается к закону Релея [9].

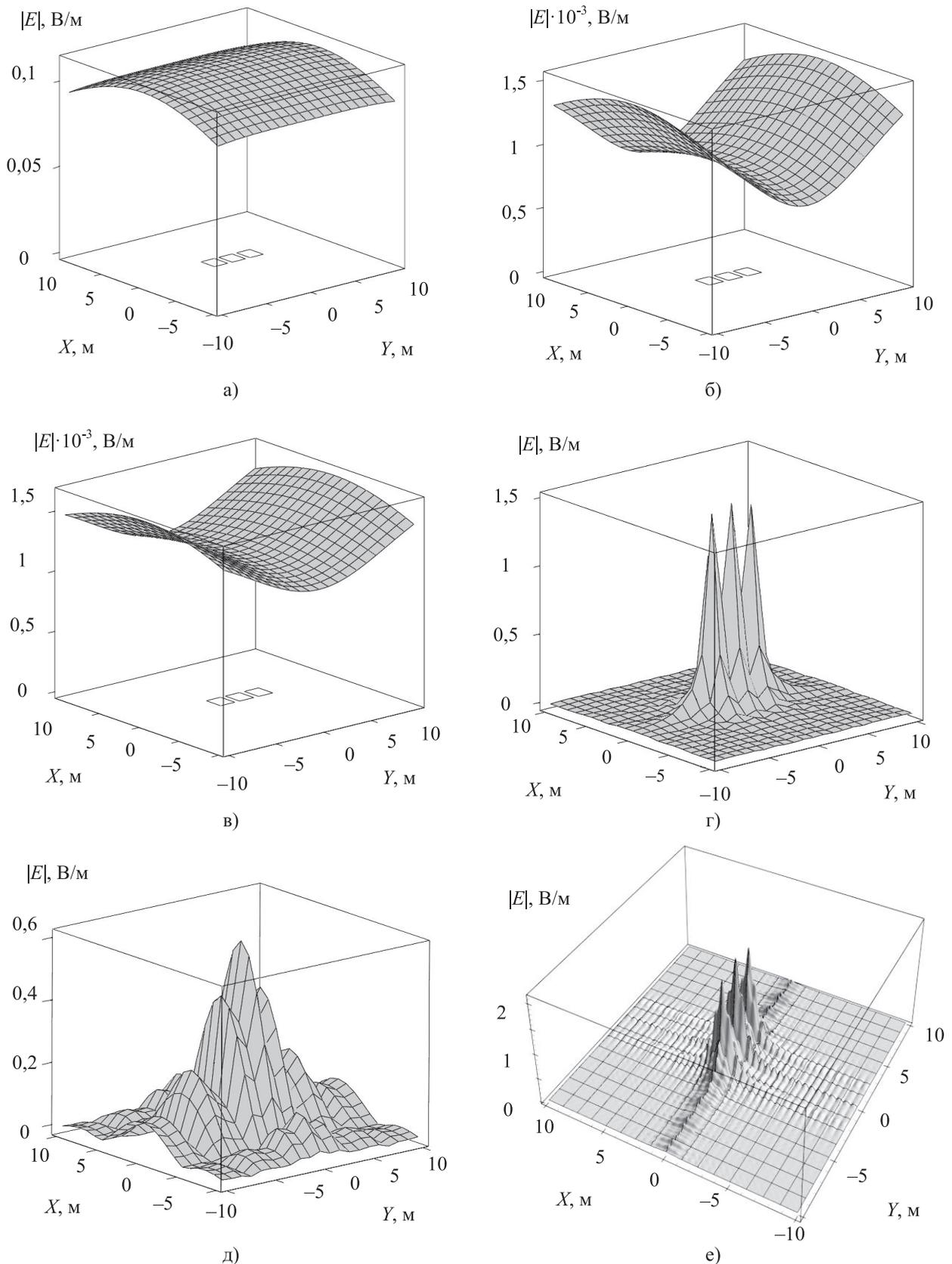


Рис. 5. Распределения модуля напряженности поля АСА при отсутствии ошибок  
 а) на частоте 10 кГц; б) на частоте 700 кГц; в) на частоте 1 МГц; г) на частоте 500 МГц;  
 д) на частоте 1 ГГц; е) на частоте 10 ГГц

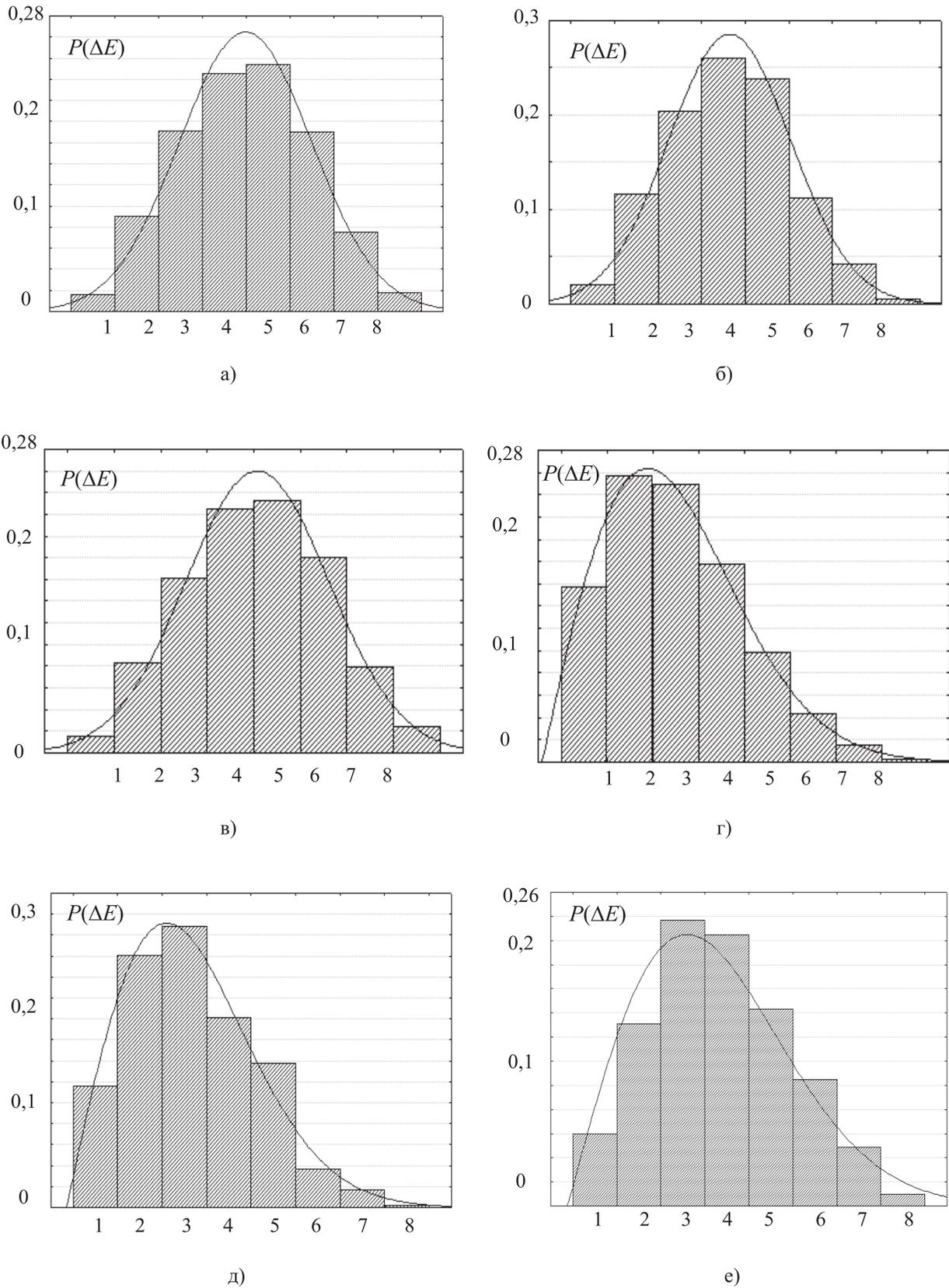


Рис. 6. Гистограммы случайных значений модуля  $E$  напряженности поля АСА  
а) на частоте 10 кГц; б) на частоте 700 кГц; в) на частоте 1 МГц при  $N_{KL} = 1$ ;  
г) на частоте 500 МГц; д) на частоте 1 ГГц; е) на частоте 10 ГГц при  $N_{KL} = 4$

Таблица 1. Динамический диапазон случайных значений модуля  $E$ , В/м

Частота	10 кГц	700 кГц	1 МГц	500 МГц	1 ГГц	10 ГГц
$E_{MIN}$ ; В/м	$9,2 \cdot 10^{-2}$	$7,5 \cdot 10^{-4}$	$10^{-3}$	$1,7 \cdot 10^{-2}$	$1,2 \cdot 10^{-2}$	$2,7 \cdot 10^{-2}$
$E_{MAX}$ ; В/м	0,134	$1,2 \cdot 10^{-3}$	$1,45 \cdot 10^{-3}$	0,344	0,656	1,929

### Заключение

В статье для трехэлементной АСА прямоугольной конфигурации методом СИМ определены статистические характеристики ЭМП в заданной области окружающего пространства (без ограничений, принятых для математической модели [2-4]). Приведены данные тестирования и результаты применения разработанной СИМ-модели на частотах 10 кГц ... 10 ГГц в интересах проектирования систем защиты коммерческой КИ от утечки через АСА [1; 5], что является одним из актуальных приложений СТА.

Продолжение исследований в данном направлении связано с моделированием неопределенностей, присущих СИМ структуры и параметров ЭМП, создаваемого реальными АСА (проблема определения случайных ошибок [10]) методами и средствами теории систем и системного анализа. Кроме того, представляет интерес изучение особенностей работы АСА в режиме излучения и приема несинусоидальных (шумовых, шумоподобных, импульсных, радиопульсных и т.п.) сигналов [1], переносящих КИ.

### Литература

1. Маслов О.Н. Случайные антенны: теория и практика. Самара: Изд-во ПГУТИ-ОФОРТ, 2013. – 480 с.
2. Маслов О.Н., Раков А.С., Силкин А.А. Статистические характеристики поля решетки апертурных случайных антенн // Радиотехника и электроника. Т.58, №11, 2013. – С. 1093-1101.
3. Маслов О.Н., Раков А.С., Силкин А.А. Статистические характеристики поля апертурной случай-

ной антенны с учетом корреляционной связи между ошибками // Антенны. №12, 2012. – С. 3-10.

4. Маслов О.Н., Раков А.С., Силкин А.А. Статистические характеристики поля апертурной случайной антенны // ИКТ. Т.10, №2, 2012. – С.64-75.
5. Маслов О.Н. Применение метода статистического имитационного моделирования для исследования случайных антенн и проектирования систем активной защиты информации // Успехи современной радиоэлектроники. №6, 2011. – С. 42-55.
6. Maslov O.N., Rakov A.S. The Research of Random Antennas Method of Statistical Simulation // Applied and Fundamental Studies. Proc. of the 1-st IAC. Vol. 1. October, 2012. St. Louis, USA. – P. 251-256.
7. Maslov O.N., Rakov A.S., Silkin A.A. Statistical Simulation of Random Antennas like Development of the Statistical Theory Antennas // Proceedings of the IX International Conference on Antenna Theory and Techniques ICATT'13. – IEEE Ukraine, 2013, Odessa. – P. 53-58.
8. Альшев Ю.В., Маслов О.Н., Раков А.С., Рябушкин А.В. Исследование случайных антенн методом статистического имитационного моделирования // Успехи современной радиоэлектроники. №7, 2008. – С. 3-41.
9. Маслов О.Н. Устойчивые распределения и их применение в радиотехнике. М.: Радио и связь, 1994. – 152 с.
10. Маслов О.Н. Возможности и перспективы применения метода СИМ при решении внутренних задач СТА // ИКТ. Т.8, №2, 2010. – С. 8-22.

## THE MODELLING OF ELECTROMAGNETIC PERFORMANCE OF APERTURE RANDOM ANTENNA

Krasylnikova E.P., Maslov O.N., Rakov A.S.

The article presents the determinations of levels of electric E-component and magnetic H-component of the electromagnetic field (EMF) generated by aperture random antenna (ARA). Here the results of the statistical performance simulation modeling of EMF ARA in the frequency band of 10 kHz ... 10 MHz are presented.

**Keywords:** aperture random antenna, amplitude and phase error; method of statistical simulation modeling, characteristics of electromagnetic field.

Красильникова Екатерина Павловна, магистрант Кафедры экономических и информационных систем (ЭИС) Поволжского государственного университета телекоммуникаций информатики (ПГУТИ). Тел. 8-927-651-41-96. E-mail: rasov-as@psuti.ru

Маслов Олег Николаевич, д.т.н., профессор, заведующий Кафедрой ЭИС ПГУТИ. Тел. 8-846-228-00-36; 8-902-371-06-24. E-mail: maslov@psati.ru

Раков Александр Сергеевич, к.т.н., докторант Кафедры ЭИС ПГУТИ. Тел. 8-927-651-41-96. E-mail: rasov-as@psuti.ru

УДК 621.391.83.004: 621.395.374

## КОНТРОЛЬ ОДНОПАРАМЕТРИЧЕСКОГО ДИНАМИЧЕСКОГО ОБЪЕКТА С ПАМЯТЬЮ

Овсянников А.С., Бурова М.А.

Статья посвящена учету памяти при расчете контрольных допусков на контролируемые параметры для автоматического контроля состояния динамического объекта.

**Ключевые слова:** автоматический контроль, динамический объект, информационная зависимость (память), информационная избыточность, нормированная автокорреляционная функция, интервал корреляции.

### Введение

В [1-2] рассмотрены алгоритмы контроля динамических объектов по одному и нескольким параметрам без учета изменения характеристик параметров процесса контроля во времени (памяти результатов контроля в предыдущие моменты времени). В ряде случаев при автоматическом контроле динамических объектов память необходимо учитывать, особенно тогда, когда интервал измерения параметра (при контроле по одному параметру)  $T_k$  меньше интервала автокорреляции  $\tau_u$  и процесса изменения значений параметра во времени.

### Модель с конечной памятью и постоянным интервалом $T_k$

Представим последовательность оценок значений параметра контролируемого объекта сообщениями  $x_j^{(k)}$ ,  $k$  – целочисленные моменты времени, моделью бесконечного эквидистантного ряда [3]

$$\{x_j^{(1)}, x_j^{(2)} \dots x_j^{(k)}, \dots, x_j^{(\infty)}\} \in X^k. \quad (1)$$

Каждый элемент ряда  $X^k$  может содержать одно из  $N$  значений  $x_j^{(k)} \in X^k$ ,  $j = 1; 2 \dots N$ . Такая последовательность может быть описана условной вероятностью вида

$$P(x_j^{(k)} / x_j^{(k-1)} x_j^{(k-2)} \dots x_j^{(k-\infty)}). \quad (2)$$

При этом существуют два определения [4]. Последовательность  $X^k$  обладает памятью порядка  $l < \infty$ , если имеет место следующее равенство

$$\begin{aligned} P(x_j^{(k)} / x_j^{(k-1)} x_j^{(k-2)} \dots x_j^{(k-l)} \dots x_j^{(k-\infty)}) &= \\ P(x_j^{(k)} / x_j^{(k-1)} x_j^{(k-2)} \dots x_j^{(k-l)}) &= \\ = P(x_j^{(k)} / x_j^{(k-l)}) = P(x_j^{(k)} / x_j^{(k-l)}) &= \\ P(x_j / x_j^l). \end{aligned} \quad (3)$$

Последовательность  $X^k$  является стационарной, если

$$\begin{aligned} P(x_j^{(k)} / x_j^{(k-1)} x_j^{(k-2)} \dots x_j^{(k-l)} \dots x_j^{(k-\infty)}) &= \\ = P(x_j^{(k+M)} / x_j^{(k-M)} x_j^{(k-M-2)} \dots x_j^{(k+M-l)} \dots x_j^{(k+M-\infty)}) \end{aligned} \quad (4)$$

для любого  $M \in (-\infty, \infty)$ .

Собственное количество информации, содержащееся в оценке  $x_j^{(i)}$  стационарной последовательности  $X^k$  с памятью  $l$ -го порядка, определяется величиной

$$I(x_j / x_j^l) = -\log P(x_j / x_j^l). \quad (5)$$

Величина среднего количества информации, содержащейся в одном сообщении, будет определяться энтропией  $(l+1)$ -го порядка

$$\begin{aligned} H_{l+1}(X^l) = H(X / X^l) = M \left[ I(x_j / x_j^l) \right] &= \\ - \sum_{x_j^{(1)}} \dots \sum_{x_j^{(l+1)}} P(x_j^{(1)} x_j^{(2)} \dots x_j^{(l+1)}) \log P(x_j^{(1)} / x_j^{(2)} x_j^{(3)} \dots x_j^{(l+1)}) \end{aligned} \quad (6)$$

Справедливы следующие свойства меры (6). Если оценки являются статистически независимыми (отсутствует память), то

$$H_1(X) = H(X).$$