

УДК 338.242

С.В. Катин<sup>1</sup>, Е.А. Шорохова<sup>1</sup>, В.А. Яшнов<sup>2</sup>**МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКИ  
ВНУТРИ ОГРАНИЧЕННОГО ПРОСТРАНСТВА**ФНПЦ «Научно-исследовательский институт им. Ю.Е. Седакова»<sup>1</sup>,  
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского<sup>2</sup>

Представлена математическая модель электромагнитной обстановки внутри ограниченного пространства, разработанная на основе метода мнимых источников и позволяющая рассчитывать пространственное распределение мощности электромагнитного излучения. Показано, что за счет интерференции волн существуют области пространства с повышенным и пониженным уровнями мощности электромагнитного излучения, место расположения которых зависит, в основном от рабочей частоты параметров антенны, конфигурации помещения и отражательных свойств его поверхностей.

*Ключевые слова:* электромагнитная обстановка, электромагнитное излучение, лучевой подход, СВЧ-диапазон.

**Введение**

В последнее время в связи с созданием локальных информационных сетей и необходимостью обеспечения надежной радиосвязью сотрудников предприятий и учреждений, большое внимание уделяется задачам распространения электромагнитных волн внутри зданий и помещений. Наличие внутри здания стен, перегородок, мебели, радиоэлектронной аппаратуры, людей и других объектов создает сложную среду распространения радиоволн. Условия распространения радиоволн внутри помещений существенно отличаются от условий распространения радиоволн в свободном пространстве. Основными эффектами, наблюдаемыми при распространении радиоволн внутри помещений, являются многолучевость, обусловленная многократными отражениями радиоволн от стен и других объектов, дифракция на многочисленных острых краях предметов, расположенных внутри комнаты, и рассеяние радиоволн. Эти эффекты создают сложную интерференционную структуру электромагнитного поля, сильно изменяющуюся при перемещении людей и других объектов.

Предложенные к настоящему времени модели распространения сигналов внутри зданий можно условно разделить на четыре группы: статистические, эмпирические, лучевые и численные.

Статистические модели не требуют полной информации о здании кроме общего описания его типа, например, производственное здание, гостиница, больница, торговый центр, здание старой постройки и т.п. В моделях этой группы потери  $L_p$  имеют зависимость от расстояния между антеннами  $d$  вида

$$L_p = L_{p0}(d_0) + 10n \lg(d / d_0),$$

где  $L_0$  – потери на расстоянии  $d_0$  от излучателя, показатель степени  $n$  определяется типом здания. Такая модель применяется в программном пакете [1] и характеризуется быстротой расчетов, при выполнении которых требуется определить только расстояние между антеннами – все другие параметры и константы относятся ко всему зданию в целом и задаются предварительно.

Эмпирические одно- или многолучевые модели основаны на анализе одного или нескольких лучей, соединяющих передающую и приемную антенны, для оценки уровня принимаемого сигнала [2]. Модели этого типа получены путем обобщения большого объема результатов измерений мощности принимаемого сигнала в различных условиях.

В лучевых моделях используется квазиоптическое представление процессов распространения сигналов и учитываются отражения от стен помещения и дифракция на границах препятствий [3]. Модели данного типа основаны на приближении геометрической оптики, т.е. на лучевом приближении. В рамках этого приближения можно максимально полно учесть информацию о планировке здания. При использовании этих моделей определяются все возможные пути попадания сигнала из передающей антенны в приемную. Моделирование многолучевого характера распространения позволяет получить информацию о мелко-масштабной структуре электромагнитного поля, обусловленной интерференцией волн, пришедших в заданную точку различными путями. Предложены различные модификации лучевого метода, позволяющие учитывать не только отражение, но и прохождение волн через стены или перегородки. Разработаны модели, позволяющие учесть дифракцию волн на различных объектах в рамках геометрической теории дифракции. Существуют две разновидности реализации данного рода моделей, называемые трассировкой лучей (ray tracing) и образованием лучей (ray launching). Число учитываемых итераций (отражений, препятствий) зависит от мощности компьютера. Большинство моделей ограничено максимум шестью итерациями, включая не более двух препятствий. Дифракционные потери сигнала вдоль каждого пути рассчитываются с использованием геометрической теории дифракции [4], а коэффициенты отражения – с помощью формул Френеля [5]. Возможно также использование эмпирических соотношений, откалиброванных при помощи экспериментальных данных. Основным недостатком лучевых моделей является их чувствительность к точности исходных данных [3]. В случаях, когда неточно указаны данные о параметрах стен [5] или их местоположение, результаты расчета существенно ухудшаются.

Наиболее точными являются численные модели, основанные на применении различных методов решения уравнений Максвелла в дифференциальной или интегральной формах [6, 7]. Численными методами моделирования распространения радиоволн являются методы численного решения уравнений Максвелла (FDTD, FEM, FIT и др.) [8,9]. Тем не менее из-за высокой вычислительной трудоемкости, эти методы в строгом виде для практически значимых расчетов распространения радиоволн до настоящего времени почти не применялись. Такие методы в основном использовались для моделирования в малых пространственных областях – определение коэффициентов прохождения/отражения сквозь объекты с неоднородной структурой, в двумерной реализации для больших областей, в составе комбинированных методов, например, объединяющих трассировку лучей (приближение геометрической оптики и теории дифракции) и FDTD. Рост вычислительных возможностей и оптимизация алгоритмов работы методов в будущем позволят для практических расчетов применять трехмерные методы численного решения уравнений Максвелла.

В данной работе предложена лучевая модель для расчета пространственного распределения мощности электромагнитного излучения, позволяющая анализировать электромагнитную обстановку внутри помещения с заданным источником.

### **Алгоритм расчета мощности электромагнитного излучения внутри помещения**

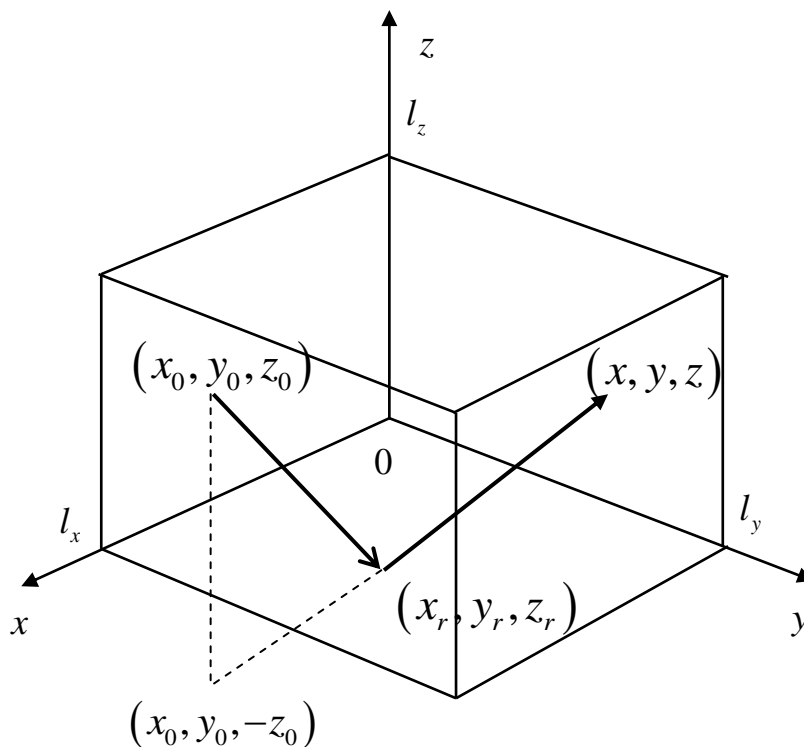
Для расчета структуры электромагнитного поля внутри замкнутого пространства (при выполнении условия  $kL \gg 1$ , где  $k = 2\pi/\lambda$ ,  $\lambda$  – длина волны,  $L$  – характерный размер пространства) обычно используется приближение геометрической оптики или лучевое приближение. В заданном диапазоне частот  $f = 250...3000$  МГц ( $\lambda = 1,2...0,1$  м) при  $L \approx 10...20$  м условие  $kL \gg 1$  выполняется с достаточной степенью точности, что позволяет воспользоваться одной из модификаций лучевого метода – методом мнимых источников.

Рассмотрим алгоритм расчета электромагнитных полей заданного источника в замкнутом пространстве, ограниченном шестью плоскими поверхностями в декартовой систе-

ме координат  $(x, y, z)$ . Пространство имеет форму параллелепипеда и ограничено следующими плоскостями:  $x=0$  (стена),  $x=l_x$  (стена),  $y=0$  (стена),  $y=l_y$  (стена),  $z=0$  (пол) и  $z=l_z$  (потолок).

Электрические свойства различных участков поверхностей, характеризующиеся значениями относительной диэлектрической проницаемости  $\varepsilon$  и удельной проводимости  $\sigma$ , могут значительно отличаться. В этой связи возникает задача определения координат точки отражения волны от поверхности, углов падения и отражения, и далее расчета коэффициентов отражения ТЕ- и ТМ-волн от соответствующего участка.

Рассчитаем координаты точки отражения волны от горизонтальной плоскости  $z=0$ . Предположим, что координаты источника  $(x_0, y_0, z_0)$  и точки наблюдения  $(x, y, z)$  заданы (рис. 1).



**Рис. 1. Схематическое изображение в пространстве координат источника и точки отражения волны**

Отраженную волну представим как волну, излучаемую мнимым источником, расположенным в некоторой точке с координатами  $(x_0, y_0, -z_0)$ . Координаты точки отражения  $(x_r, y_r, z_r=0)$  находятся из условия пересечения отрезка прямой, соединяющего мнимый источник с точкой наблюдения. Решая уравнение прямой

$$\frac{x_r - x_0}{x - x_0} = \frac{y_r - y_0}{y - y_0} = \frac{z_0}{z + z_0},$$

находим координаты точки отражения

$$x_{r1} = x_0 + \frac{z_0}{z + z_0}(x - x_0),$$

$$y_{r1} = y_0 + \frac{z_0}{z + z_0}(y - y_0),$$

$$z_{r1} = 0.$$

Зная расстояние от мнимого источника до точки наблюдения

$$r_1 = \sqrt{(x - x_0)^2 + (y - y_0)^2 + (z + z_0)^2},$$

определим из уравнения (1) направляющие косинусы отраженного луча, как

$$\cos \alpha_{r1} = \frac{x_{r1} - x_0}{r_1}, \quad \cos \beta_{r1} = \frac{y_{r1} - y_0}{r_1}, \quad \cos \gamma_{r1} = \frac{z_0}{r_1}.$$

Заметим, что направляющие косинусы падающего и отраженного лучей связаны соотношениями

$$\cos \alpha_{i1} = \cos \alpha_{r1}, \quad \cos \beta_{i1} = \cos \beta_{r1}, \quad \cos \gamma_{i1} = -\cos \gamma_{r1}.$$

Аналогичным образом могут быть найдены координаты точек отражения и направляющие косинусы лучей, однократно отраженных от других поверхностей. Таким образом, если ограничиться учетом только однократно отраженных волн, то поле в точке наблюдения будет представлять собой сумму прямой волны и шести волн, испытавших однократное отражение от различных поверхностей.

Перейдем к рассмотрению волн, двукратно отраженных от разных поверхностей. В качестве примера рассмотрим луч, отраженный от плоскостей  $z = 0$  и  $y = 0$ . Геометрия лучей в проекции на плоскость  $(y, z)$  показана на рис. 2.

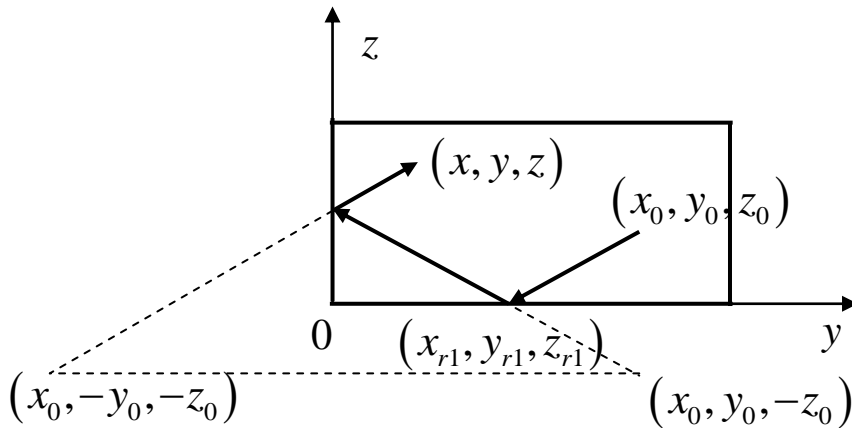


Рис. 2. Схематичное изображение координат точек двукратного отражения волн

Из приведенного рисунка видно, что луч, отраженный от плоскости  $z = 0$ , можно рассматривать как луч, идущий из мнимого источника, расположенного в точке с координатами  $(x_0, y_0, -z_0)$ . В свою очередь отраженный от плоскости  $y = 0$  луч может рассматриваться как луч, идущий из мнимого источника, расположенного в точке с координатами  $(x_0, -y_0, -z_0)$ . Найдем координаты точек отражения на плоскостях  $z = 0$  и  $y = 0$ .

Координаты точки отражения от плоскости  $y = 0$  определяются уравнением

$$\frac{x_{r13}^{(2)} - x_0}{x - x_0} = \frac{y_0}{y + y_0} = \frac{z_{r13}^{(2)} + z_0}{z + z_0},$$

из которого находим

$$\begin{aligned} x_{r13}^{(2)} &= x_0 + \frac{y_0}{y + y_0}(x - x_0), \\ y_{r13}^{(2)} &= 0, \\ z_{r13}^{(2)} &= z_0 + \frac{y_0}{y + y_0}(z - z_0). \end{aligned}$$

Координаты точки отражения от плоскости  $z = 0$  определяются уравнением

$$\frac{x_{r13}^{(2)} - x_0}{x_{r13}^{(1)} - x_0} = \frac{y_{r13}^{(2)} - y_0}{y_{r13}^{(1)} - y_0} = \frac{z_0}{z_{r13}^{(1)} + z_0},$$

из которого находим

$$\begin{aligned} x_{r13}^{(1)} &= x_0 + \frac{z_0}{z + z_0} (x_{r13}^{(2)} - x_0), \\ y_{r13}^{(1)} &= y_0 + \frac{z_0}{z + z_0} (y_{r13}^{(2)} - y_0), \\ z_{r13}^{(1)} &= 0. \end{aligned}$$

В данных формулах нижний индекс координаты точки отражения указывает на номера поверхностей, от которых происходит отражение, а верхний индекс (в скобках) соответствует порядковому номеру отражения. Аналогично вычисляются координаты точек отражения от других поверхностей.

Вектор напряженности электрического поля  $\vec{E}$  сферической монохроматической волны можно представить в виде

$$\vec{E} = \vec{E}_0 \frac{r_0}{r} \exp(ikr - i\omega t),$$

где  $\vec{E}_0$  – значение напряженности на расстоянии  $r = r_0$  от источника;  $k = 2\pi/\lambda$  – волновое число;  $\lambda$  – длина волны;  $\omega$  – круговая частота;  $t$  – время.

Введем вектор поляризации волны  $\vec{a}$  с помощью соотношения

$$\vec{E}_0 = A\vec{a},$$

где  $A$  – амплитуда волны.

При падении волны на плоскую границу раздела двух сред происходят отражение от границы и прохождение через границу. Коэффициенты отражения и прохождения зависят от поляризации падающей волны. Если источник удален от стены на расстояние, превышающее длину волны, точнее при выполнении неравенства  $kr \gg 1$ , кривизной фазового фронта вблизи границы раздела можно пренебречь. При этом для вычисления коэффициентов отражения и прохождения сферической волны можно использовать формулы Френеля для плоской волны.

Рассмотрим отражение плоских волн от полупространства, электрические свойства которого характеризуются комплексной диэлектрической проницаемостью:

$$\varepsilon' = \varepsilon + i \frac{\sigma}{\omega \varepsilon_0},$$

где  $\varepsilon$  – относительная диэлектрическая проницаемость среды, заполняющей полупространство;  $\sigma$  – удельная электрическая проводимость;  $\varepsilon_0$  – электрическая постоянная вакуума. Значения коэффициентов отражения плоских волн ТЕ- и ТМ-поляризации, падающих на границу раздела под углом  $\vartheta$ , определяются следующими известными выражениями:

$$\begin{aligned} R_{\parallel} &= \frac{\varepsilon' \cos \vartheta - \sqrt{\varepsilon' - \sin^2 \vartheta}}{\varepsilon' \cos \vartheta + \sqrt{\varepsilon' - \sin^2 \vartheta}}, \quad \text{для ТМ-волн;} \\ R_{\perp} &= \frac{\cos \vartheta - \sqrt{\varepsilon' - \sin^2 \vartheta}}{\cos \vartheta + \sqrt{\varepsilon' - \sin^2 \vartheta}}, \quad \text{для ТЕ-волн.} \end{aligned}$$

Для вычисления поля отраженной волны поле падающей удобно представить в виде суммы ТЕ- и ТМ-волн. Волна ТЕ-поляризации имеет отличную от нуля компоненту вектора напряженности электрического поля, перпендикулярную плоскости падения. Направление этой компоненты определяется единичным вектором  $\vec{a}_{\perp}$ , который найдем из выражения

$$\vec{a}_\perp = [\vec{k}_i, \vec{n}],$$

где  $\vec{k}_i$  – волновой вектор падающей волны;  $\vec{n}$  – вектор нормали к границе раздела, как показано на рис. 3.

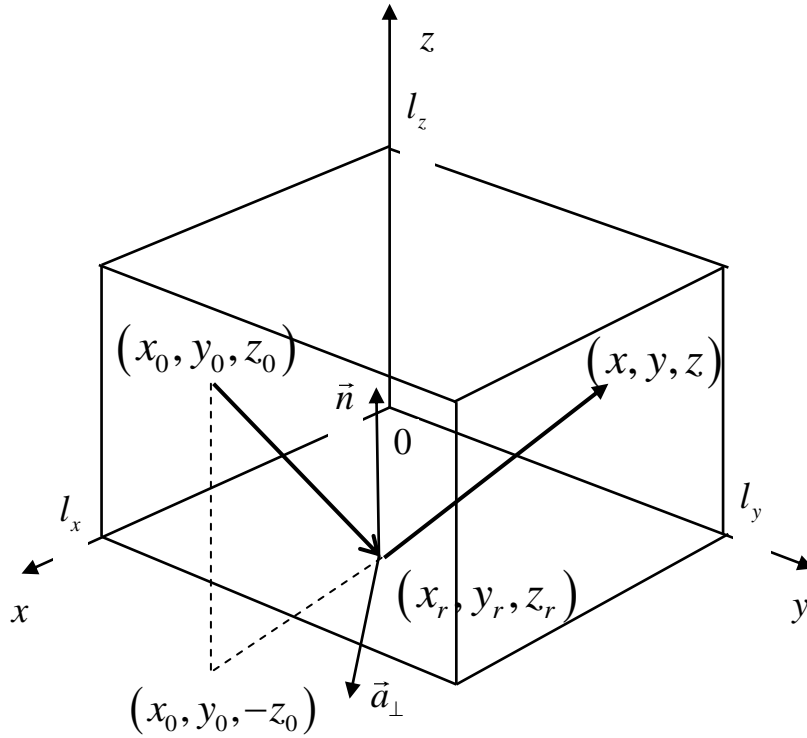


Рис. 3. Схематическое изображение векторов поля падающей и отраженной волн

Таким образом, поле падающей волны принимает вид

$$\vec{E}_i = \vec{E}_{i\perp} + \vec{E}_{i\parallel},$$

где

$$\vec{E}_{i\perp} = (\vec{E}_i \vec{a}_\perp) \vec{a}_\perp, \quad \vec{E}_{i\parallel} = \vec{E}_i - (\vec{E}_i \vec{a}_\perp) \vec{a}_\perp.$$

В качестве примера рассмотрим вычисление вектора  $\vec{a}_{1\perp}$  при отражении волны от пола. В этом случае вектор нормали имеет  $\vec{n} = (0,0,1)$ . Если проекции волнового вектора падающей волны на оси декартовой системы координат  $(x, y, z)$  равны соответственно  $(k_x, k_y, k_z)$ , то

$$\vec{a}_{1\perp} = \begin{vmatrix} \vec{e}_x & \vec{e}_y & \vec{e}_z \\ k_x & k_y & k_z \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix} = \frac{k_y \vec{e}_x - k_x \vec{e}_y}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}}.$$

Аналогично могут быть вычислены векторы  $\vec{a}_\perp$  для отражений от потолка и стен комнат. Приведем эти выражения

$$\vec{a}_{2\perp} = \frac{k_y \vec{e}_x - k_x \vec{e}_y}{\sqrt{k_x^2 + k_y^2}}, \quad \vec{a}_{3\perp} = \frac{k_x \vec{e}_z - k_z \vec{e}_x}{\sqrt{k_x^2 + k_z^2}}, \quad \vec{a}_{4\perp} = \frac{k_z \vec{e}_y - k_y \vec{e}_z}{\sqrt{k_y^2 + k_z^2}},$$

$$\vec{a}_{5\perp} = \frac{k_z \vec{e}_x - k_x \vec{e}_z}{\sqrt{k_x^2 + k_z^2}}, \quad \vec{a}_{6\perp} = \frac{k_y \vec{e}_z - k_z \vec{e}_y}{\sqrt{k_y^2 + k_z^2}}.$$

Поле отраженной волны с учетом приведенных ранее соотношений запишется в виде

$$\vec{E}_r = \vec{E}_{r\perp} + \vec{E}_{r\parallel},$$

где

$$\vec{E}_{r\perp} = R_{\perp} (\vec{E}_i \vec{a}_{\perp}) \vec{a}_{\perp}, \quad \vec{E}_{r\parallel} = R_{\parallel} [\vec{E}_i - (\vec{E}_i \vec{a}_{\perp}) \vec{a}_{\perp}].$$

Окончательно получаем следующее выражение для поля отраженной волны:

$$\vec{E}_r = R_{\parallel} \vec{E}_i + (R_{\perp} - R_{\parallel}) (\vec{E}_i \vec{a}_{\perp}) \vec{a}_{\perp}.$$

Данная формула позволяет рассчитать амплитуду и фазу волны, отраженной от вертикальных и горизонтальных плоских поверхностей, с учетом поляризации.

### Результаты численных расчетов

На основе изложенного выше алгоритма для расчета пространственного распределения мощности электромагнитных волн создан пакет прикладных программ с графическим интерфейсом пользователя. Исходными данными для расчетов являются: модель ограниченного пространства, включающая геометрию рассматриваемой области и электрические свойства (относительную диэлектрическую проницаемость и удельную проводимость) сред, ограничивающих указанную область; рабочая частота; тип излучателя; мощность излучателя; положение излучателя в пространстве (декартовы координаты); диаграмма направленности излучателя; направление главного лепестка диаграммы направленности.

Следует отметить, что в разработанной программе используются экспериментальные данные диаграмм направленности конической и логопериодической антенн, полученные на некоторых фиксированных частотах. Антенна располагалась у одной из стен помещения. Центр антенны имел координаты  $x_0 = 6$  м,  $y_0 = 2$  м,  $z_0 = 2$  м. Направление главного лепестка диаграммы направленности антенны определялось углами места ( $\theta_0 = 90^\circ$ ) и азимута ( $\varphi_0 = 90^\circ$ ). В помещении размерами 11.8 м × 17.8 м × 4.7 м имелись окна и двери, как показано на рис. 4, где цифрами обозначены номера плоскостей, ограничивающих рассматриваемое пространство: 1 – пол, 2 – потолок, 4-6 – стены, покрытые деревянными панелями. Разработанная модель позволяет изменять геометрические размеры помещения, конфигурацию и местоположение окон и дверей.

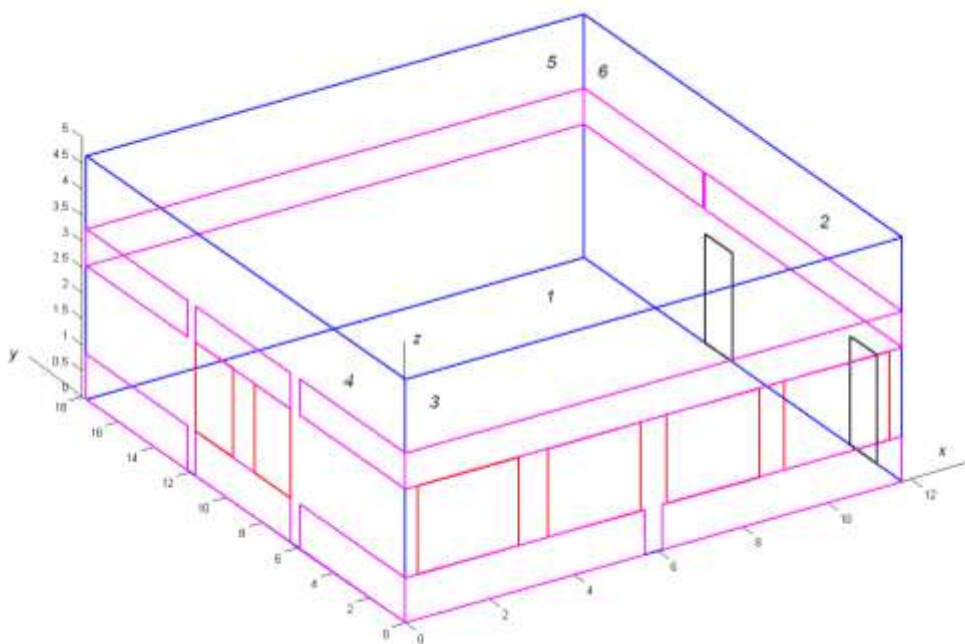
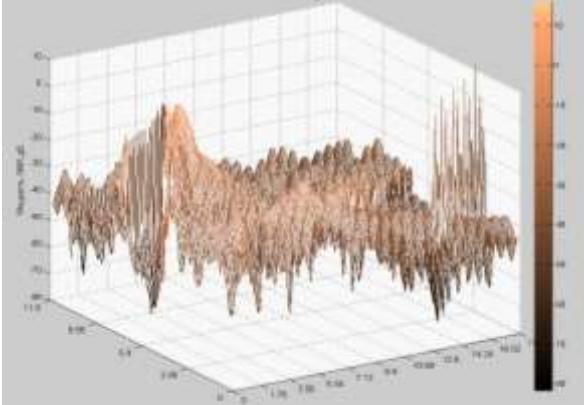
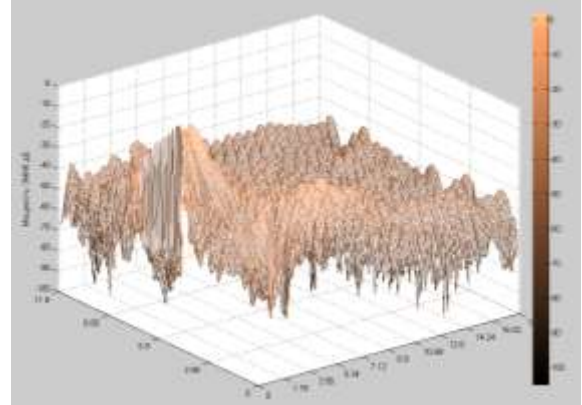


Рис. 4. Геометрия модели помещения

На рис. 5-10 представлено распределение мощности электромагнитного излучения в горизонтальной плоскости при  $zr = 1.5$  м на частотах 250 МГц (рис. 5-7) и 1.5 ГГц (рис. 8-10) для конической спиральной антенны (рис. 5, 8), логопериодической вибраторной антенны вертикальной поляризации (рис. 6, 9) и логопериодической антенны горизонтальной поляризации (рис. 7, 10).

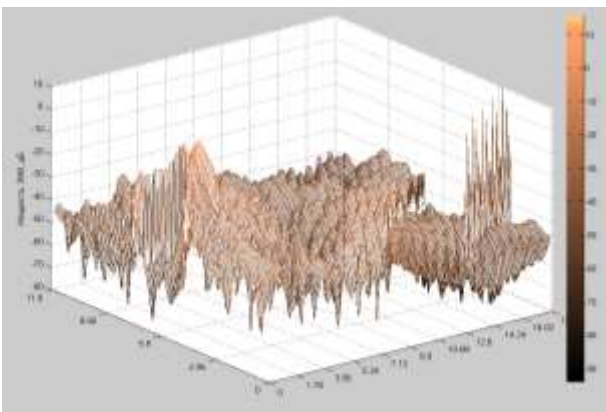


**Рис. 5. Пространственное распределение мощности ЭМИ на частоте 250 МГц в плоскости  $(x, y)$  для конической спиральной антенны**

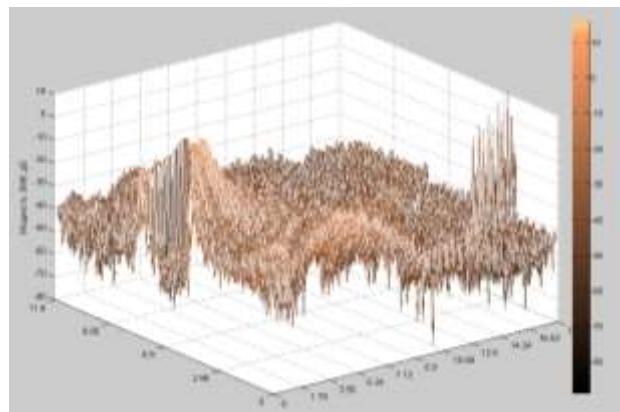


**Рис. 6. Пространственное распределение мощности ЭМИ на частоте 250 МГц в плоскости  $(x, y)$  для логопериодической вибраторной антенны вертикальной поляризации**

Электромагнитное поле в заданной точке пространства рассматривалось как сумма прямой волны и волн, трехкратно отраженных от ограничивающих объем поверхностей. На рисунках хорошо видна интерференционная картина, обусловленная когерентным сложением волн. Главный лепесток диаграммы направленности ориентирован горизонтально (вдоль оси  $y$ ). Из анализа представленных рисунков также видно, что с увеличением частоты уменьшается пространственный масштаб интерференционной картины. За счет интерференции волн существуют области пространства с повышенным и пониженным уровнем мощности электромагнитного излучения. Место расположения этих областей в помещении зависит от рабочей частоты, параметров антенны, конфигурации помещения, отражательных свойств его поверхностей и т.д.

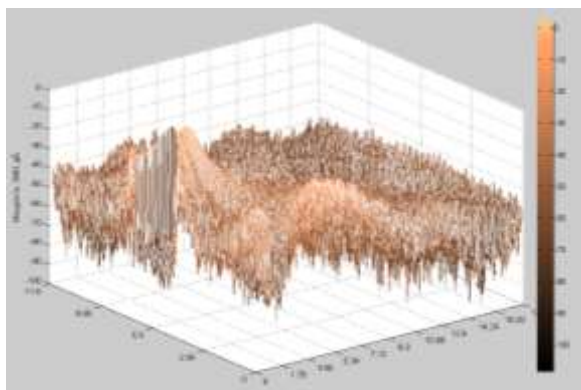


**Рис. 7. Пространственное распределение мощности ЭМИ на частоте 250 МГц в плоскости  $(x, y)$  для логопериодической вибраторной антенны горизонтальной поляризации**

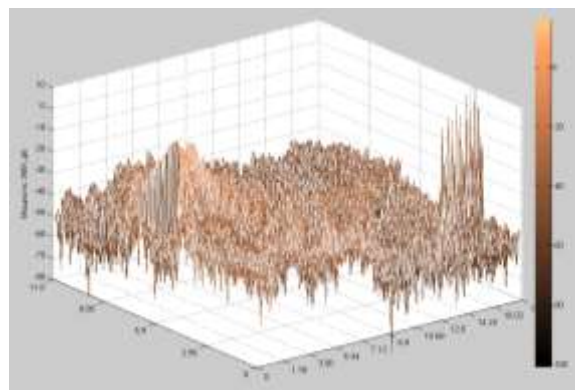


**Рис. 8. Пространственное распределение мощности ЭМИ на частоте 1.5 ГГц в плоскости  $(x, y)$  для конической спиральной антенны**





**Рис. 9. Пространственное распределение мощности ЭМИ на частоте 1.5 ГГц в плоскости  $(x, y)$  для логопериодической вибраторной антенны вертикальной поляризации**



**Рис. 10. Пространственное распределение мощности ЭМИ на частоте 1.5 ГГц в плоскости  $(x, y)$  для логопериодической вибраторной антенны горизонтальной поляризации**

### Заключение

В заключение отметим несколько важных моментов, связанных с использованием разработанной математической модели.

Очевидно, что любая математическая модель не может в полной мере учесть все факторы, влияющие на структуру отраженных полей в ограниченном пространстве. При использовании любого из электродинамических методов расчета поля точность полученных результатов зависит от точности задания граничных условий на поверхностях объектов, расположенных внутри исследуемого пространства и ограничивающих его. Поэтому возникает необходимость использования экспериментальных методов измерений коэффициентов отражения, результаты которых могут быть использованы при численных расчетах структуры электромагнитного поля. Для анализа источников переотраженных волн и их уровней могут применяться методы измерений с использованием импульсных широкополосных сигналов. Одним из вариантов таких методов является многочастотный метод, позволяющий измерять коэффициенты отражения в диапазоне частот с последующим синтезом сигнала во временной области [10].

Полученные результаты данной работы могут быть полезны специалистам в области радиосвязи, электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии.

### Библиографический список

1. WINPROP, Software tool for the Planning of Mobile Communication Networks and for the Prediction of the Field Strength in Urban and Indoor Environments. – <http://winprop.ihf.uni-stuttgart.de>.
2. **Motley, A.J.** Radio coverage in buildings / A.J. Motley, J.M. Keenan // Bell System Technical Journal. 1990. Vol. 8. P. 19-24.
3. **Carciofi, C.** Fast Field Prediction Techniques for Indoor Communication Systems / C. Carciofi, A. Cortina, C. Passerini, S. Salvietti // The 2nd European Personal and Mobile Communications Conference (EPMCC). Bonn, 1997. P. 37-42.
4. **Landron, O.** A Comparison of Theoretical and Empirical Reflection Coefficients for Typical Exterior Wall Surfaces in a Mobile Radio Environment / O. Landron, M.J. Feuerstein, T.S. Rappaport // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1996. Vol. 44. – P. 341-351.
5. **Gibson, T.B.** Prediction and Measurement of Wall Insertion Loss / T.B. Gibson, D.C. Jenn // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – 1999. – Vol. 47. – P. 55-57.
6. **Talbi, L.** Finite difference time domain characterization of indoor radio propagation / L. Talbi, G.Y. Delisle // PIER. 1996. No. 12. P. 251-275.
7. **Golestani-Rad, L.** Rigorous analysis of EM-wave penetration into a typical room using FDTD

- method: The Transfer Function concept / L. Golestani-Rad, J. Rashed-Mohassel, Danaie // Journal of Electromagnetic Waves and Applications. 2006. Vol. 20, No. 7. P. 913–926.
8. **Yee, K.S.** Numerical solution of initial boundary value problems involving Maxwell's equations in isotropic media // IEEE Transaction on Antennas and Propagation. 1966. Vol. 14, No. 3. P. 302-307.
  9. **Taflove, A.** Computational Electrodynamics: the finite-difference time-domain method / A. Taflove, S.C. Hagness. – Artech House, 2000. – 852 p.
  10. **Калинин, А.В.** Многочастотные методики измерения характеристик антенн и аттестации измерительных установок // Антенны. 2004. № 12. С. 30-35.

*Дата поступления  
в редакцию 08.02.2013*

**S.V. Katin<sup>1</sup>, E.A. Shorokhova<sup>1</sup>, V.A. Yashnov<sup>2</sup>**

## **MATHEMATICAL MODEL OF THE ELECTROMAGNETIC SITUATION INDOORS**

Federal Research and Production Center «Measuring system research institute  
n.a. Yu.Ye. Sedakov»<sup>1</sup>,  
Nizhny Novgorod state university n.a. N.I. Lobachevsky<sup>2</sup>

**Purpose:** Making the mathematical tools for numerical analysis of the electromagnetic situation indoors given configuration.

**Design/methodology/approach:** Mathematical model is based on the virtual sources method which is a modification ray-tracing method.

**Findings:** It is possible for example to apply the results in problem of radio communication, electromagnetic compatibility and electromagnetic ecology.

**Research limitations/implications:** It is shown that to account of the waves interferences the regions of space with increased and decreased levels of the electromagnetic radiation power exist, place of the location of which depends, basically, on the operating frequency, antenna parameters, configuration of the bounded space and reflective characteristics of its surfaces.

**Originality/value:** The main peculiarity of the designed mathematical model is an account of the antenna pattern, which can be located in any region of the bounded space.

*Key words:* electromagnetic situation, electromagnetic radiation, ray-tracing method, microwave frequency.