

Для предотвращения тривиального решения наложим линейное ограничение вида:

$$[U \quad 0] \begin{bmatrix} k \\ v \end{bmatrix} = 1, \quad (7)$$

Поскольку ограничение необходимо наложить только на набор корректирующих коэффициентов, а неизвестные интенсивности падающей волны являются несущественным параметром, то вторая часть вектора ограничения принята равной нулю.

Используя формулу Фробениуса [2] для обращения блочных матриц и учитывая специальный вид ограничения решение для системы уравнений (5) находится в виде:

$$k = \left[ \text{diag}_i [\sum_{j=1}^M Y_{ij}] - [\sum_{j=1}^M Y_{ij} Z_{ij}] \left[ \text{diag}_i [\sum_{j=1}^N Z_{ji}] \right]^{-1} [\sum_{i=1}^N Y_{ij} Z_{ij}] \right]^{-1} U, \quad (8)$$

## ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Представленный метод подстройки апробирован на прототипе 64-канальной кольцевой ФАР, установленной на поворотном стенде и снабженной многоканальным детектором огибающей с возможностью ввода данных в ПЭВМ. С помощью стенда производились измерения чувствительности и ДН элементов ФАР для набора угловых положений ФАР. На основе полученных данных был проведен расчет корректирующих коэффициентов в соответствии с изложенным алгоритмом. До корректировки разброс составлял приблизительно  $\pm 25\%$ , после корректировки разброс составляет менее 1%.

### Литература

1. Журавлев А. К. Адаптивные радиотехнические системы с антенными решетками. Л.: ЛГУ, 1991.
2. Гантмахер Ф. Р. Теория матриц. М.: Наука, 1966.

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ В ЗДАНИЯХ И СООРУЖЕНИЯХ НА ОСНОВЕ МЕТОДА МИНИМАЛЬНЫХ АВТОНОМНЫХ БЛОКОВ

А. С. Малая

Широкий класс задач прикладной электродинамики связан с расчетом распределения электромагнитных полей в зданиях и сооружениях. Для этого разработаны различные по точности и вычислительной эффективности методы и алгоритмы [1, 2]. Среди них следует выделить асимптотические (лучевые) и прямые методы (метод конечных разностей во

временной области, метод конечных элементов, метод конечных интегралов, метод матрицы передающих линий). Вычислительная эффективность указанных прямых методов решения электродинамических задач определяется уровнем пространственной дискретизации исследуемой области, который не должен превышать  $0.1\lambda$ , где  $\lambda$  – длина волны в материале.

В то же время, известно, что для метода минимальных автономных блоков (МАОБ) уровень пространственной дискретизации ограничен  $0.25\lambda$  в среде [3]. По вычислительной эффективности итерационный вариант метода МАОБ [4] превосходит метод конечных разностей во временной области для двух- и трехмерных задач соответственно в 6 и 15 раз. Это делает перспективным применение метода МАОБ для расчета электромагнитных полей в больших пространственных областях.

Рассмотрим технологию и примеры использования метода МАОБ для расчета электромагнитного поля в двухмерных моделях помещения.

Исследуемая область пространства разбивается на систему прямоугольных подобластей (блоков), электродинамические свойства которых характеризуются матрицами рассеяния четвертого порядка [3]. Для блока квадратной формы с размером стороны  $\Delta$ , заполненного однородным материалом с комплексными диэлектрической  $\varepsilon$  и магнитной  $\mu$  проницаемостями, матрицы рассеяния соответственно для случаев электрической и магнитной поляризации имеют следующий вид: электрическая поляризация (1), магнитная поляризация (2).

$$S_E = \begin{pmatrix} \rho & \delta & \beta & \beta \\ \delta & \rho & \beta & \beta \\ \beta & \beta & \rho & \delta \\ \beta & \beta & \delta & \rho \end{pmatrix}, \quad (1)$$

$$S_H = \begin{pmatrix} -\rho & \delta & -\beta & \beta \\ \delta & -\rho & \beta & -\beta \\ -\beta & \beta & -\rho & \delta \\ \beta & -\beta & \delta & -\rho \end{pmatrix}, \quad (2)$$

Элементы матриц рассеяния рассчитываются по формулам:

$$\rho = \frac{iJ^2 \sin \frac{k\Delta}{2}}{T^{1/2}(J^2 - T)}, \quad \delta = \frac{1}{T} + \rho, \quad \beta = \frac{-iJ \sin \frac{k\Delta}{2}}{J^2 - T}, \quad (3)$$

где  $J$ ,  $T$  рассчитываются по формулам:

$$T = \exp(ik\Delta), \quad J = \frac{2}{k\Delta} \sin \frac{k\Delta}{2}, \quad (4)$$

где  $k$  – волновое число в среде, заполняющей МАБ, равное

$$k = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\varepsilon\mu}. \quad (5)$$

Помимо основных блоков, в состав декомпозиционной схемы могут входить вспомогательные блоки, необходимые для учета металлических и магнитных границ, плоскостей симметрии, выполнения граничных условий на границах блоков, заполненных разными материалами и т.д. [3]. С целью повышения эффективности и упрощения алгоритмов, реализующих метод МАБ, основные и вспомогательные блоки объединяются с использованием рекомпозиционной процедуры. Таким образом, декомпозиционная схема будет включать только основные модифицированные блоки.

Сформируем матрицу  $S$ , по главной диагонали которой расположены матрицы рассеяния модифицированных блоков, остальные элементы этой матрицы равны нулю. Максимальный порядок полученной многоканальной матрицы рассеяния равен  $4N_x N_z$  (для двумерной задачи, где  $N_x, N_z$  – количество блоков вдоль соответствующих координат). Введем векторы  $c^+$  и  $c^-$ , характеризующие комплексные амплитуды падающих и рассеянных канальных волн в виртуальных каналах, соединяющих соседние блоки и выходящих на границы исследуемой области.

Тангенциальные составляющие полей на гранях МАБ могут быть вычислены по формулам [3]:

$$\vec{E}_\tau = a\vec{e}, \quad \vec{H}_\tau = b\vec{h}, \quad (6)$$

где коэффициенты при базисных функциях связаны с амплитудами падающих и отраженных волн соотношениями:

$$a = c^+ + c^-, \quad b = c^+ - c^-. \quad (7)$$

Источники электромагнитного поля в многоканальном представлении описываются вектором  $c^i$ . Тогда для всей системы МАБ указанные векторы и многоканальная матрица связаны соотношениями

$$c^- = Sc^+ + c^i. \quad (8)$$

Пусть каналы, выходящие на общую грань соседних МАБ, имеют соответственно номера  $j$  и  $k$ . Тогда компоненты векторов  $c_j^-$  и  $c_k^+$  связаны соотношением

$$\begin{bmatrix} c_k^- \\ c_j^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_k^+ \\ c_j^+ \end{bmatrix}. \quad (9)$$

С учетом взаимосвязи канальных волн для всех соседних блоков, задаваемой матрицей  $G$  можно записать

$$c^- = Gc^+. \quad (10)$$

Тогда исходная задача в матричной формулировке примет вид

$$(G - S)c^+ = c^i. \quad (11)$$

Для решения системы (11) будем использовать итерационный алгоритм [4], реализующий рекуррентное соотношение:

$$c_{n+1}^+ = S^{-1}(Gc_n^+ - c_0), \quad (12)$$

где  $n$  – номер итерации.

В качестве примера использования итерационного варианта метода МАБ на рис. 1, 2 показаны диаграммы распределения амплитуды электрической компоненты поля в области с размерами  $101 \times 101$  см. Область исследования декомпозируется на квадратные блоки с длиной стороны 1 см. Рассматривается случай Е-поляризации. Расчеты проводились для модели точечного источника, расположенного в центре области. Длина волны  $\lambda=10$  см. Толщина металлических и диэлектрических стенок – 10 см. Диэлектрическая проницаемость материала  $\epsilon=6$ .

Анализ результатов моделирования подтверждает применимость итерационного варианта метода МАБ для расчета электромагнитных полей в зданиях и сооружениях.

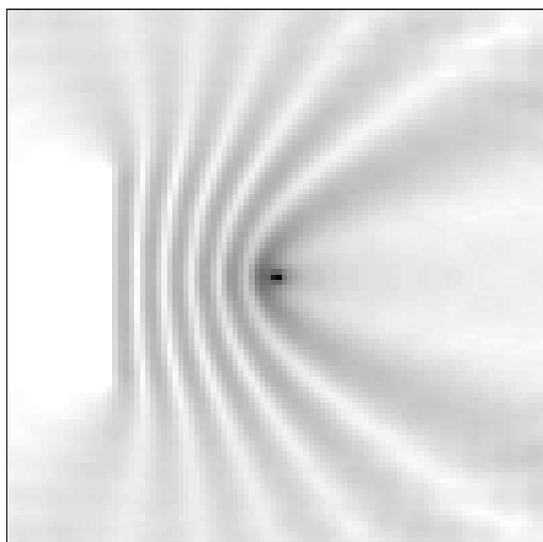


Рис. 1. Распределение электрической компоненты поля точечного источника, расположенного над проводящим экраном

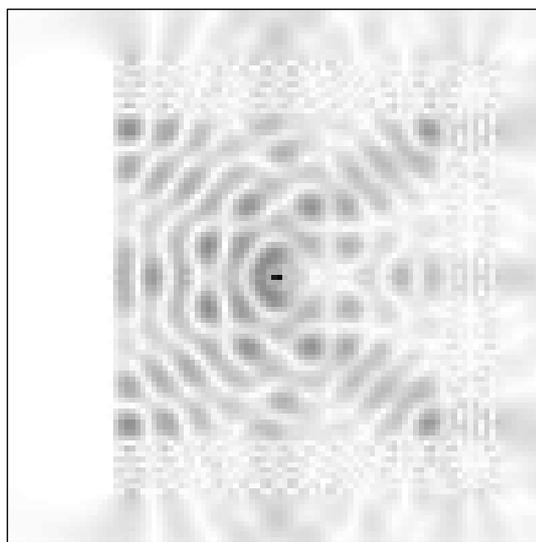


Рис. 2. Распределение электрической компоненты поля точечного источника в частично экранированном помещении

## Литература

1. *John S. Seybold* Introduction to RF Propagation / John Wiley & Sons, Inc. Hoboken, New Jersey, 2005.
2. *Proakis J. G. (ed.)*. Wiley Encyclopedia of Telecommunications / John Wiley & Sons, Volume 4, 2003.
3. *Никольский В. В., Никольская Т. И.* Декомпозиционный подход к задачам электродинамики. М., 1983.
4. *Малый С. В.* Итерационный подход к решению электродинамических задач методом минимальных автономных блоков // Радиоп физика и электроника: Сборник научных трудов. Вып. 3. Мн.: Белгосуниверситет. 1997. С. 86–91.

## ОПТОЭЛЕКТРОННЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

К. Б. Микитчук

### ВВЕДЕНИЕ

Несущие для широкополосных каналов связи сегодня требуют возможность модуляции со сверхвысокими частотами до 60 ГГц. Как известно, электромагнитное СВЧ-излучение с частотами выше 10 ГГц испытывает сильное затухание в коаксиальных металлических кабелях [1]. Для стационарных каналов связи на основе кабелей возможно применение концепции распределения радиочастотного излучения в качестве поднесущей по оптическому волокну («*radio over fiber*», [3]). Однако в этом случае также существует проблема генерации излучения СВЧ-диапазона и последующей модуляции этим излучением лазерного излучения в оптическом волокне.

Большой прогресс по рассматриваемой тематике достигнут в области СВЧ оптоэлектроники. Для волоконно-оптических линий задержки, например, реализуемых на основе электрооптического преобразователя, отрезка оптического волокна и оптоэлектронного преобразователя характерны очень низкие потери на единицу длины, что приводит к возможности получения времен задержки сигнала до 100 мкс при увеличении длины оптического волокна до 20 км [1].

Альтернативой традиционным СВЧ генераторам, которую предлагает СВЧ-оптоэлектроника, является оптоэлектронный генератор [1]. Главной проблемой при создании которых является высокий уровень побочных мод в спектре генерации.

В работе проведено исследование эффективности методов подавления побочных мод в спектрах оптоэлектронных генераторов.