

# 微带贴片天线电磁辐射特性分析的 FEM/PML 方法

丁卫平<sup>1</sup>, 徐金平<sup>2</sup>

(1. 解放军理工大学通信工程学院, 南京 210007;  
2. 东南大学毫米波国家重点实验室, 南京 210096)

**摘要:** 本文采用基于棱边的有限元方法(edge-based FEM)与完全匹配层(PML)吸收边界条件相结合, 分析背腔式微带贴片天线的电磁辐射特性。给出了该混合方法的理论模型。通过将其应用于有可比数据的微带贴片天线的方向图计算, 验证了该方法的正确性。在此基础上, 给出了具有分层介质基片结构的背腔式微带贴片天线和背腔式分形微带贴片天线的方向图计算曲线。

**关键词:** 电磁辐射 基于棱边的有限元方法 完全匹配层吸收边界条件 变分原理

## 1 引言

微带贴片天线利用微带线或同轴探针等方式馈电, 通过贴片四周与接地板间激励起的高频电磁场向外辐射。由于微带天线具有体积小、重量轻、低剖面, 能实现与载体的共形等优点<sup>[1-3]</sup>, 可广泛应用于移动通信、卫星通信、导弹测控设备、雷达、遥感、电子对抗等领域。

微带天线电磁辐射问题的早期分析方法, 如传输线模型、腔模理论等, 只能局限于规则形状天线和一、二维边值问题的求解。为了精确而有效地分析微带天线的电磁辐射特性, 各种现代分析方法不断涌现, 比较常用的有: 格林函数法 (GFA)、多端网络法 (MNA)、矩量法 (MoM)、时域有限差分法 (FDTD) 和有限元法 (FEM) 等。

本文采用基于棱边的有限元方法 (edge-based FEM)<sup>[4]</sup>与完全匹配层 (PML) 吸收边界条件<sup>[5]</sup>相结合, 分析背腔式微带贴片天线的电磁辐射特性。利用 PML 对计算区域进行截断, 有效简化了矢量有限元分析过程, 大大节省了有限元分析的内存消耗。

## 2 完全匹配层 (PML) 吸收边界条件

对于无源的各向异性媒质填充区域, 时谐场 Maxwell 方程表示为

$$\begin{aligned} \nabla \cdot [\bar{\epsilon}]E &= 0 \\ \nabla \cdot [\bar{\mu}]H &= 0 \\ \nabla \times E &= -j\omega[\bar{\mu}]H \end{aligned} \tag{1}$$

式中:

$$[\bar{\mu}] = \mu_0[\Lambda_\mu] = \mu_0 \begin{bmatrix} \xi_\mu & 0 & 0 \\ 0 & \zeta_\mu & 0 \\ 0 & 0 & \eta_\mu \end{bmatrix} \quad [\bar{\epsilon}] = \epsilon_0[\Lambda_\epsilon] = \epsilon_0 \begin{bmatrix} \xi_\epsilon & 0 & 0 \\ 0 & \zeta_\epsilon & 0 \\ 0 & 0 & \eta_\epsilon \end{bmatrix} \tag{2}$$

对于真空或空气,  $\xi_\mu = \xi_\epsilon = 1$ ,  $\zeta_\mu = \zeta_\epsilon = 1$ ,  $\eta_\mu = \eta_\epsilon = 1$ ; 对于 PML 媒质, 要使得电磁波由真空穿过 PML 媒质表面时不产生反射, PML 媒质的波阻抗必须与真空中的波阻抗相等, 即:

$$\frac{[\bar{\epsilon}]}{\epsilon_0} = \frac{[\bar{\mu}]}{\mu_0}$$

(3)

$[\Lambda_\epsilon]$  和  $[\Lambda_\mu]$  满足以下关系:

$$[\Lambda_\epsilon] = [\Lambda_\mu] = [\Lambda] = \begin{bmatrix} a & 0 & 0 \\ 0 & b & 0 \\ 0 & 0 & c \end{bmatrix}$$

(4)

相应的电磁场波动方程的解为:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(\mathbf{r}) &= \mathbf{E}_0 e^{-jk\cdot r} \\ \mathbf{H}(\mathbf{r}) &= \mathbf{H}_0 e^{-jk\cdot r} \end{aligned}$$

(5)

其中,  $\mathbf{k} = k_x \hat{x} + k_y \hat{y} + k_z \hat{z}$ ,  $\mathbf{E}_0$ ,  $\mathbf{H}_0$  为常矢量。

$$\begin{aligned} k_x &= k_0 \sqrt{bc} \sin \theta \cos \phi \\ k_y &= k_0 \sqrt{ac} \sin \theta \sin \phi \\ k_z &= k_0 \sqrt{ab} \cos \theta \end{aligned}$$

(6)

通过选择  $a$ 、 $b$ 、 $c$  的数值及它们之间的关系, 可以控制传播矢量的各个分量, 使电磁波由真空穿过 PML 媒质表面时不产生反射, 而且在 PML 媒质中传输时有足够的衰减。

### 3 背腔式微带贴片天线电磁辐射特性分析

同轴探针馈电背腔式微带贴片天线的结构如图 1 所示。为了有效截断研究区域, 在背腔上方放置一凹形长方体的 PML 媒质, 在除开口面以外的 PML 媒质边界涂敷理想电壁 (PEC), 如图 2 所示。采用有限元方法分析的研究区域即被限定为背腔体  $V_1$  和 PML 媒质  $V_2$  内。

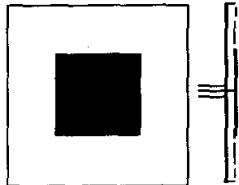


图 1 同轴探针馈电背腔式微带贴片天线  
天线结构示意图

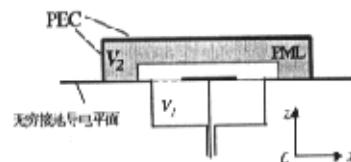


图 2 加 PML 媒质后背腔式微带贴片天线  
剖面图

在背腔体内和 PML 媒质中, 电磁场满足矢量波动方程:

$$\nabla \times \left( \frac{1}{[\bar{\mu}_r]} \nabla \times \mathbf{E} \right) - k_0^2 [\bar{\epsilon}_r] \mathbf{E} = -jk_0 Z_0 \mathbf{J}^{int}$$

(7)

其中,  $\mathbf{J}^{int}$  表示由同轴探针馈电产生的内部电流源。

在围成  $V=V_1+V_2$  的边界上, 满足齐次边界条件:

$$\hat{n} \times \mathbf{E} = 0$$

(8)

根据变分原理，背腔体内和 PML 媒质中电磁问题的等效泛函为<sup>[4]</sup>:

$$F(\mathbf{E}) = \frac{1}{2} \iiint_V [([\bar{\mu}_r]^{-1} \nabla \times \mathbf{E}) \cdot (\nabla \times \mathbf{E}) - k_v^2 ([\bar{\epsilon}_r] \mathbf{E}) \cdot \mathbf{E}] dV + \iiint_V (jk_0 Z_0 \mathbf{J}^{int} \cdot \mathbf{E}) dV \quad (9)$$

其中， $[\bar{\mu}_r] = [\bar{\mu}] / \mu_0$ ， $[\bar{\epsilon}_r] = [\bar{\epsilon}] / \epsilon_0$ 。对于背腔体内的各向同性媒质， $\zeta_\mu = \xi_\mu = \eta_\mu = \mu_r$ ， $\zeta_\epsilon = \xi_\epsilon = \eta_\epsilon = \epsilon_r$ ；对于 PML， $\zeta_\mu = \xi_\epsilon = \zeta = a$ ， $\eta_\mu = \eta_\epsilon = \eta = b$ ， $\zeta_\mu = \zeta_\epsilon = \zeta = c$ （即 $[\Lambda_\mu] = [\Lambda_\epsilon] = [\Lambda]$ ）， $a = b = 1/c$ ，且 $\text{Im}(a) < 0$ 。

将体积  $V$  剖分为  $M$  个四面体单元，使用矢量基函数，每个单元内的场可展开为：

$$\mathbf{E}^e = \sum_{i=1}^n \mathbf{E}_i^e \mathbf{N}_i^e = \{\mathbf{E}^e\} \{\mathbf{N}^e\} = \{\mathbf{N}^e\} \{\mathbf{E}^e\} \quad (10)$$

将 (10) 式代入 (9) 式，得到：

$$F = \frac{1}{2} \sum_{e=1}^M \{\mathbf{E}^e\} [\mathbf{K}^e] \{\mathbf{E}^e\} - \sum_{s=1}^M \{\mathbf{E}^e\} \{\mathbf{b}^e\} \quad (11)$$

其中， $M_s$  为探针等效为电流丝后，穿越四面体单元的数目。

按照里兹方法并使用全局编号，得到如下线性方程组：

$$[\mathbf{K}] \{\mathbf{E}\} = \{\mathbf{b}\}$$

(12)

求解 (12) 式可以得到背腔开口面上的切向电场，即开口面上的等效磁流，由此计算出背腔式微带贴片天线的远区辐射场。

## 4 数值结果与分析

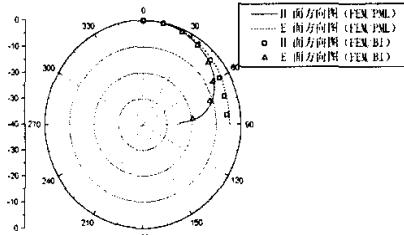


图 3 背腔式微带贴片天线方向图曲线 (dB)

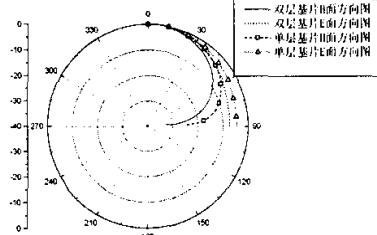


图 4 带有双层基片的背腔式微带贴片天线  
方向图曲线 (dB)

为了验证上述 FEM/PML 方法的正确性，本文首先给出了一组背腔式矩形微带贴片天线的方向图计算曲线。背腔体尺寸为  $7.5\text{cm} \times 5.1\text{cm} \times 0.08779\text{cm}$ ，矩形贴片尺寸为  $5.0\text{cm} \times 3.4\text{cm}$ ，介质基片的相对介电常数  $\epsilon_r = 2.17$ 、损耗正切为 0.0015。同轴探针馈电点位于  $x_f = 1.22\text{cm}$ 、 $y_f = 0.85\text{cm}$  处（以贴片中心为坐标原点）。工作频率为 2.0GHz。采用上述 FEM/PML 方法计算的 E 面和 H 面相对功率方向图如图 3 所示。通过将该方法所得数据与采用 FEM/BI 方法<sup>[5]</sup>所得计算曲线进行比较，可以看出两者吻合较好，从而验证了该方法的正确性。同时，与 FEM/BI 方法相比，采用 FEM/PML 方法分析背腔式微带贴片天线电磁散射问题避免了并矢格林函数的推导和运算，单元矩阵的计算更为简便。而且，该方法还能适用于边界形状复杂、不易得出边界积分方程情况下的电磁辐射问题的分析。

作为上述 FEM/PML 方法的应用，本文给出了一种带有双层介质基片的背腔式微带贴片天线的方向图计算曲线。背腔尺寸为  $7.5\text{cm} \times 5.1\text{cm} \times 0.17558\text{cm}$ ，矩形贴片尺寸为  $5.0\text{cm} \times 3.4\text{cm}$ ，金属贴片位于两层介质基片中间，上层介质基片的相对介电常数为  $\epsilon_r = 2.17$ 、

下层介质基片的相对介电常数为 $\epsilon_r=2.62$ 。同轴探针馈电点位于 $x_f=1.22\text{cm}$ 、 $y_f=0.85\text{cm}$ 处(以贴片中心为坐标原点)。在工作频率为2.0GHz情况下,其E面和H面功率方向图如图4所示。为了说明添加介质基片对天线方向图的影响,我们将计算曲线与上例中的曲线进行了比较。可以看出,在金属贴片上覆盖介质基片对微带天线的方向性具有改善的效果。

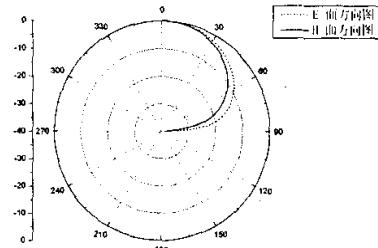
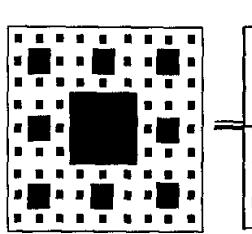


图5(a) 背腔式分形微带贴片天线结构图    图5(b) 背腔式分形微带贴片天线方向图曲线(dB)

我们将上述FEM/PML方法应用于背腔式分形微带天线电磁辐射特性的分析。图5(a)所示为一种方形Sierpinski毯背腔式分形微带贴片天线的结构示意图,为保持分形结构的几何对称性,选用的标度因子为1/3。激励单元为中央贴片。介质基片的相对介电常数 $\epsilon_r=2.2$ ,垫片厚度为1.5875mm,激励单元尺寸为 $65.33 \times 65.33\text{mm}$ ,背腔体口面尺寸为 $196 \times 196\text{mm}$ 。采用同轴探针馈电,馈电点位于距激励单元贴片边缘22.86mm处。在微带天线的第一个谐振频率 $f=1.472\text{GHz}$ 处的E面和H面功率方向图如图5(b)所示。

## 参考文献

- [1] L.J.Bahl and P.Bhartia. *Microstrip Antennas*[M]. Artech House, 1980.
- [2] 钟顺时. 微带天线理论与应用[M]. 西安电子科技大学出版社, 1991.
- [3] 张均, 刘克诚, 张贤铎, 赫崇骏. 微带天线理论与工程[M]. 国防工业出版社, 1988.
- [4] J.M.Jin. *The finite element method in electromagnetics*[M]. New York: Wiley, 1993.
- [5] J.P.Berenger. Three-dimensional perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves[J]. *J.Comput. Physics*, 1996, 127(2): pp363-379.
- [6] J.M.Jin and J.L.Volakis. A hybrid finite element method for scattering and radiation by microstrip patch antennas and arrays residing in a cavity [J]. *IEEE Transaction on Antennas and Propagation*, 1991, vol-39(11): pp1598-1604.

## 如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深，让许多工程师望而却步，然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上，我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识，借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))专注于微波射频和天线设计人才的培养，推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程，化繁为简，直观易学，可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛，让天线设计不再难…

---



### HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书，课程从基础讲起，内容由浅入深，理论介绍和实际操作讲解相结合，全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程，可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计，让天线设计不再难…

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

---

### CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程，由经验丰富的专家授课，旨在帮助您从零开始，全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程，边操作边讲解，直观易学；购买套装同时赠送 3 个月在线答疑，帮您解答学习中遇到的问题，让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>

---



### 13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程，培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合，全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作，同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习，可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试…

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



## 关于易迪拓培训:

易迪拓培训([www.edatop.com](http://www.edatop.com))由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，一直致力于专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养；后于 2006 年整合合并微波 EDA 网([www.mweda.com](http://www.mweda.com))，现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地，成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 **ADS**、**HFSS** 等专业软件使用培训课程，广受客户好评；并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书，帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司，以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

## 我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年，10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养，更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果，又能免除您舟车劳顿的辛苦，学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲，结合实际工程案例，直观、实用、易学

## 联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>