

文章编号:1005-6122(2003)04-0062-05

# 多短路针加载小型微带贴片天线的理论分析<sup>\*</sup>

栾秀珍 谭克俊 房少军

(大连海事大学,大连 116026)

**摘要:** 与单短路针加载微带贴片天线相比,多短路针加载微带贴片天线具有较低的输入阻抗和较宽的频带。本文提出了多短路针加载微带贴片天线谐振频率、输入阻抗及回波损耗的计算方法,给出了相应的计算公式,并用这些公式对具体天线进行了计算,给出了计算结果,分析了天线谐振频率随第2根短路针位置和直径的变化规律。

**关键词:** 微带贴片天线,输入阻抗,谐振频率,回波损耗,短路针

TN82 A

## Theoretical Analysis of Miniaturized Microstrip Patch Antennas Loaded with Multiple Shorted Posts

Luan Xiuzhen, Tan Kejun, Fang Shaojun

(Dalian Maritime University, Dalian 116026)

**Abstract:** Compared with microstrip patch antennas loaded with a single shorted-post, microstrip patch antennas loaded with multiple shorted-posts have lower input impedance and wider band. This paper presents methods for calculating the resonance frequency, input impedance and return loss of microstrip patch antennas loaded with multiple shorted posts, and gives the corresponding calculating formulas. By using these formulas, some patch antennas are computed, and the dependence of antenna's resonance frequency with the positions and diameters of the second shorting post is given too.

**Key words:** Microstrip patch antenna, Input impedance, Resonance frequency, Return loss, Shorted-post

## 1 引言

目前,在许多应用场合(如移动通信手机中)都需要体积小、重量轻的小型接收天线。微带贴片天线以其剖面低、重量轻等优点而成为人们的首选。但是,这种天线在较低频率应用时尺寸仍然太大,不能满足实际要求。Waterhouse于1995年在文献[1]中提出一种在微带贴片天线中加入单根短路针使天线谐振频率降低、尺寸减小的方法,并对这种天线进行了实验研究。但是这种单短路针加载微带贴片天线在谐振频率处的输入阻抗很高,难以匹配,而且频带也很窄。为此,本文提出了在微带贴片天线中加入多根短路针使天线输入阻抗降低、频带加宽的方法,并对多短路针加载微带贴片天线进行了理论分析,给出了数值计算结果,这些结果对这种天线的设

计、推广及应用具有理论指导意义。

## 2 理论分析

首先分析单短路针加载矩形贴片天线。对于这种贴片天线,Rebekka Porath在文献[2]中利用腔模理论提出了其谐振频率的计算方法,但并没有详细讨论天线的输入阻抗。为此,下面首先推导单短路针加载矩形贴片天线输入阻抗的计算公式。

单短路针加载矩形贴片天线的结构如图1所示。已知对于时谐场,腔体区域的波动方程为:

$$(-\nabla^2 - k^2)E_z(x, y) = j\omega\mu_0 \cdot j_z(x, y) \quad (1)$$

其解可用格林函数表示为:

$$E_z(x, y) = j\omega\mu_0 \int dx' \int G(x, y, x', y') \cdot j_z(x', y') dy' \quad (2)$$

由算子 $(-\nabla^2 - k^2)$ 的本征函数 $\Psi_{nm}$ 和本征值

\* 收稿日期:2002-12-09;定稿日期:2003-04-08

基金项目:交通部重点科技项目基金(No. 95-05-04-29)

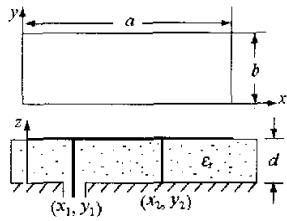


图1 单短路针加载的矩形贴片天线

$\epsilon_{nm} = k_{nm}^2 - k^2$  可将  $G(x, y, x', y')$  写成如下形式:

$$j_g(x, y) = \begin{cases} \frac{I_j}{\Delta_j^2} & x \in \left[ x_j - \frac{\Delta_j}{2}, x_j + \frac{\Delta_j}{2} \right], y \in \left[ y_j - \frac{\Delta_j}{2}, y_j + \frac{\Delta_j}{2} \right] \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (4)$$

将(4)式代入(2)式可得第  $j$  针在腔内产生的  $z$  向电场为:

$$E_g(x, y) = j\omega\mu_0 \int_{y_j - \frac{\Delta_j}{2}}^{y_j + \frac{\Delta_j}{2}} dx' \int_{x_j - \frac{\Delta_j}{2}}^{x_j + \frac{\Delta_j}{2}} G(x, y, x', y') \cdot \frac{I_j}{\Delta_j^2} dy'$$

于是得第  $j$  针在第  $i$  针区域产生的平均  $z$  向电场  $\bar{E}_g$ :

$$\bar{E}_g = \frac{1}{\Delta_i^2} \int_{x_i - \frac{\Delta_i}{2}}^{x_i + \frac{\Delta_i}{2}} dx \int_{y_i - \frac{\Delta_i}{2}}^{y_i + \frac{\Delta_i}{2}} E_g(x, y) dy \\ = \frac{j\omega\mu_0}{\Delta_i^2} \int_{x_i - \frac{\Delta_i}{2}}^{x_i + \frac{\Delta_i}{2}} dx \int_{y_i - \frac{\Delta_i}{2}}^{y_i + \frac{\Delta_i}{2}} dy \int_{x_j - \frac{\Delta_j}{2}}^{x_j + \frac{\Delta_j}{2}} \int_{y_j - \frac{\Delta_j}{2}}^{y_j + \frac{\Delta_j}{2}} G(x, y, x', y') \cdot \frac{I_j}{\Delta_j^2} dy' \quad (5)$$

将(3)式代入(5)式,积分得:

$$\bar{E}_g = \frac{I_j}{j\omega\epsilon ab} + \sum_{n,m \neq (0,0)} \frac{j\omega\mu_0}{k_{nm}^2 - k^2} \cdot \frac{\sigma_n \sigma_m}{ab} I_j \cdot f_{nm}(x_i, y_i, \Delta_i) \cdot f_{nm}(x_j, y_j, \Delta_j) \quad (6)$$

其中,

$$f_{nm}(x, y, \Delta) = \frac{\cos\left(\frac{n\pi x}{a}\right) \cdot \sin\left(\frac{n\pi \Delta}{2a}\right) \cdot \cos\left(\frac{m\pi y}{b}\right) \cdot \sin\left(\frac{m\pi \Delta}{2b}\right)}{\left(\frac{n\pi \Delta}{2a}\right) \cdot \left(\frac{m\pi \Delta}{2b}\right)}$$

考虑到同轴馈电探针与短路针之间的耦合,可将该结构看成二端口网络。两端口上的电压、电流满足以下关系:

$$\begin{cases} V_1 = Z_{11} \cdot I_1 + Z_{12} \cdot I_2 \\ 0 = Z_{21} \cdot I_1 + Z_{22} \cdot I_2 \end{cases} \quad (7)$$

$$G(x, y, x', y') = \sum_{n,m} \frac{\Psi_{nm}(x, y) \cdot \Psi_{nm}(x', y')}{k_{nm}^2 - k^2} \quad (3)$$

其中,本征函数  $\Psi_{nm}(x, y) = \sqrt{\frac{\sigma_n \sigma_m}{ab}} \cos\left(\frac{n\pi x}{a}\right) \cos\left(\frac{m\pi y}{b}\right)$ ,

$$\sigma_i = \begin{cases} 1 & i = 0 \\ 2 & i \neq 0 \end{cases}, \quad k_{nm}^2 = (n\pi/a)^2 + (m\pi/b)^2.$$

假设同轴馈电探针和短路针都很细,且具有方形横截面,横截面积和总电流分别为  $\Delta_i^2$  和  $I_j$  ( $j = 1, 2, i = 1, 2$  对应同轴馈电探针; $j = 2$  对应短路针),则电流密度  $j_g(x, y)$  可用下式表示:

$$j_g(x, y) = \begin{cases} \frac{I_j}{\Delta_j^2} & x \in \left[ x_j - \frac{\Delta_j}{2}, x_j + \frac{\Delta_j}{2} \right], y \in \left[ y_j - \frac{\Delta_j}{2}, y_j + \frac{\Delta_j}{2} \right] \\ 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (4)$$

另外,同轴馈电探针和短路针上的电压  $V_i$  ( $i = 1, 2$ ) 与平均电场  $\bar{E}_i$  ( $i = 1, 2; j = 1, 2$ ) 之间满足以下关系:

$$\begin{cases} V_1 = \bar{E}_{11} \cdot d + \bar{E}_{12} \cdot d \\ 0 = \bar{E}_{21} \cdot d + \bar{E}_{22} \cdot d \end{cases} \quad (8)$$

将(6)式代入(8)式,并与(7)式比较得:

$$Z_g = \frac{\bar{E}_g \cdot d}{I_j} = \frac{1}{j\omega\epsilon ab/d} + \sum_{n,m \neq (0,0)} \frac{j\omega\mu_0 d}{k_{nm}^2 - k^2} \cdot \frac{\sigma_n \sigma_m}{ab} \cdot f_{nm}(x_i, y_i, \Delta_i) \cdot f_{nm}(x_j, y_j, \Delta_j) \quad (9)$$

于是,由(7)式可得同轴探针处的输入阻抗为:

$$Z_{in} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{Z_{11} \cdot Z_{22} - Z_{12} \cdot Z_{21}}{Z_{22}} \quad (10)$$

相应的回波损耗为:

$$L_r = 20 \lg \left| \frac{Z_{in} - R}{Z_{in} + R} \right| \quad (11)$$

其中,  $R$  为谐振电阻。

对于多短路针加载贴片天线的分析,这里以图 2 所示的双短路针加载贴片天线为例进行讨论。分析方法与单根短路针加载贴片天线的分析方法类似。当考虑 3 针间的耦合时,3 个端口上的电压、电流间满足以下关系:

$$V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} I_2 + Z_{13} I_3 \quad (12)$$

$$0 = Z_{21} I_1 + Z_{22} I_2 + Z_{23} I_3 \quad (13)$$

$$0 = Z_{31} I_1 + Z_{32} I_2 + Z_{33} I_3 \quad (14)$$

其中,  $Z_g$  ( $i = 1, 2, 3; j = 1, 2, 3$ ) 可由(9)式确定。

由式(12)~(14)可解得:

$$V_1 = Z_{11} I_1 + Z_{12} \cdot \frac{Z_{21} Z_{33} - Z_{23} Z_{31}}{Z_{23} Z_{32} - Z_{22} Z_{33}} I_1 + \\ Z_{13} \cdot \frac{Z_{21} Z_{32} - Z_{22} Z_{31}}{Z_{22} Z_{33} - Z_{23} Z_{32}} I_1$$

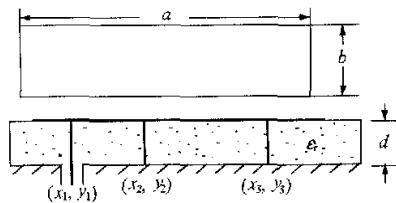


图2 双短路针加载的矩形贴片天线

于是得馈电探针处的输入阻抗为:

$$\begin{aligned} Z_{in} &= \frac{V_1}{I_1} = Z_{11} + Z_{12} \cdot \frac{Z_{21}Z_{33} - Z_{23}Z_{31}}{Z_{23}Z_{32} - Z_{22}Z_{33}} + \\ &\quad Z_{13} \cdot \frac{Z_{21}Z_{32} - Z_{22}Z_{31}}{Z_{22}Z_{33} - Z_{23}Z_{32}} \end{aligned} \quad (15)$$

相应的回波损耗仍用(11)式计算。

若不考虑各针间的耦合,则由每个短路针处电场为零的边界条件可得:

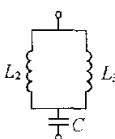
$$\begin{aligned} Z_{22} &= \frac{1}{j\omega\epsilon ab/d} + \sum_{n,m \neq 0,0} \frac{j\omega\mu_0 d}{k_{nm}^2 - k^2} \cdot \frac{\sigma_m \sigma_n}{ab} \cdot \\ &\quad f_{nm}^2(x_2, y_2, \Delta_2) \\ &= \frac{1}{j\omega C} + j\omega L_2 = 0 \\ Z_{33} &= \frac{1}{j\omega\epsilon ab/d} + \sum_{n,m \neq 0,0} \frac{j\omega\mu_0 d}{k_{nm}^2 - k^2} \cdot \frac{\sigma_m \sigma_n}{ab} \cdot \\ &\quad f_{nm}^2(x_3, y_3, \Delta_3) \\ &= \frac{1}{j\omega C} + j\omega L_3 = 0 \end{aligned}$$

其中:

$$\begin{aligned} L_2 &= \sum_{n,m \neq 0,0} \frac{\mu_0 d}{k_{nm}^2 - k^2} \cdot \frac{\sigma_m \sigma_n}{ab} \cdot f_{nm}^2(x_2, y_2, \Delta_2) \\ L_3 &= \sum_{n,m \neq 0,0} \frac{\mu_0 d}{k_{nm}^2 - k^2} \cdot \frac{\sigma_m \sigma_n}{ab} \cdot f_{nm}^2(x_3, y_3, \Delta_3) \\ C &= \frac{\epsilon ab}{d} \end{aligned}$$

于是,双短路针加载矩形贴片天线可用两根短路针等效的电感  $L_2, L_3$  相互并联,再与静态电容串联而成的电路来等效,如图3所示。这样,天线的谐振频率为:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (16)$$



式中,  $L = \frac{1}{1/L_2 + 1/L_3}$

### 3 数值计算结果

为了便于比较,本文分别利用(9)、(10)、(11)

式和(15)式具体计算了一个单短路针加载矩形贴片天线和一个双短路针加载矩形贴片天线的输入阻抗特性和回波损耗特性,天线参数如下:

#### 1) 单短路针

$a = 18.2 \text{ mm}, b = 19.6 \text{ mm}, d = 2 \text{ mm}, \epsilon_r = 17, \Delta_1/\sqrt{\pi} = 12.7 \text{ mm}, \Delta_2/\sqrt{\pi} = 0.1 \text{ mm}, \Delta_3/\sqrt{\pi} = 0.1 \text{ mm}, x_1 = 0.5a, y_1 = 0.5b, x_2 = 0.1a, y_2 = 0.01b$

#### 2) 双短路针

$a = 18.2 \text{ mm}, b = 19.6 \text{ mm}, d = 2 \text{ mm}, \epsilon_r = 17, \Delta_1/\sqrt{\pi} = 12.7 \text{ mm}, \Delta_2/\sqrt{\pi} = 0.1 \text{ mm}, \Delta_3/\sqrt{\pi} = 0.1 \text{ mm}, x_1 = 0.5a, y_1 = 0.5b, x_2 = 0.1a, y_2 = 0.01b, x_3 = 0.7a, y_3 = 0.2b$

由以上参数可见,除了双短路针加载矩形贴片天线比单短路针加载矩形贴片天线多了1根短路针外,其他参数均一样。由(9)、(10)、(11)式和(15)式计算的以上两天线的输入阻抗和回波损耗随频率的变化曲线如图4~图7所示。由图4和图5可见,单短路针加载矩形贴片天线的谐振频率约为478MHz,与文献[2]所给结果一致。由图6和图7可见,双短路针加载矩形贴片天线的谐振频率约为815MHz,比单短路针加载矩形贴片天线的谐振频率高,但却比同尺寸的未加载贴片天线的谐振频率(1.9GHz)低很多。另外,比较图4和图6可知,双短路针加载矩形贴片天线在谐振频率点处的输入电阻比单短路针加载矩形贴片天线在谐振频率点处的输入电阻低很多,所以较易匹配。而比较图5和图7又可知,双短路针加载矩形贴片天线的10dB带宽大于单短路针加载矩形贴片天线的10dB带宽,因此,双短路针加载贴片天线有其自身优点,研究双短路针加载贴片天线是非常有意义的。

另外,利用(16)式计算的双短路针加载矩形贴片天线的谐振频率与利用(15)式所得天线谐振频率一致,说明利用(16)式计算双短路针加载贴片天线的谐振频率是有效的。为了便于看清第2根短路针的作用,利用(16)式计算了天线谐振频率随第2根短路针位置变化的曲线,如图8和图9所示。天线的参数为:

$a = 18.2 \text{ mm}, b = 19.6 \text{ mm}, d = 2 \text{ mm}, \epsilon_r = 17, \Delta_1/\sqrt{\pi} = 0.1 \text{ mm}, \Delta_2/\sqrt{\pi} = 0.1 \text{ mm}, \Delta_3/\sqrt{\pi} = 0.1 \text{ mm}, x_1 = 0.5a, y_1 = 0.5b, x_2 = 0.35a, y_2 = 0.01b$

在图8和图9中,第1根短路针的位置( $x_2, y_2$ )不变。图8是固定几个 $y_3$ 值绘制的谐振频率随 $x_3/a$

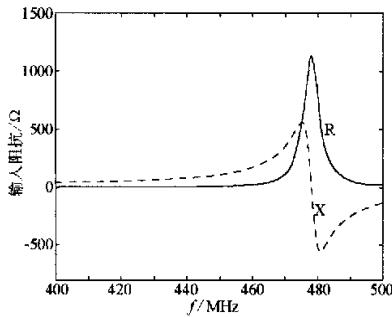


图4 单短路针加载矩形贴片天线的输入阻抗

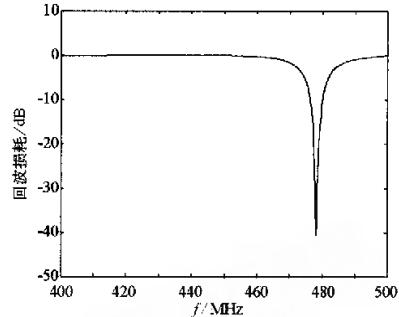


图5 单短路针加载矩形贴片天线的回波损耗

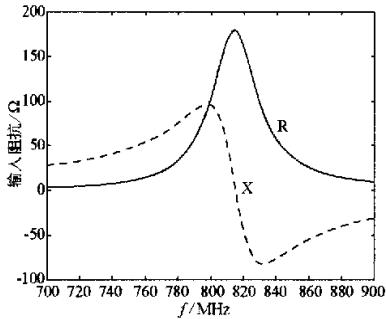


图6 双短路针加载矩形贴片天线的输入阻抗

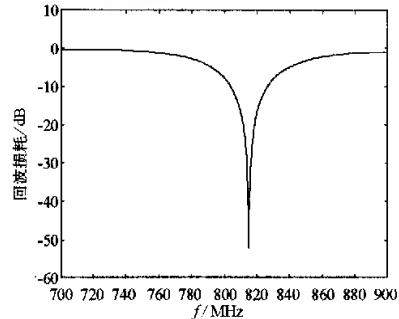
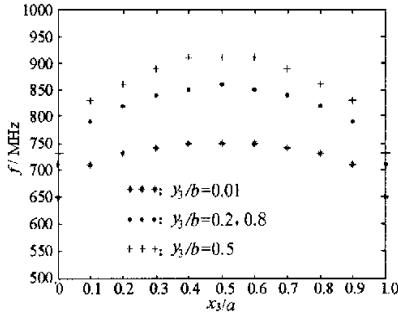


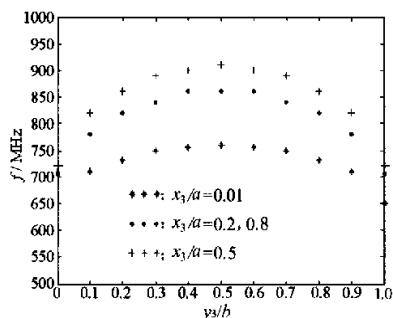
图7 双短路针加载矩形贴片天线的回波损耗

变化的曲线,图9是固定几个 $x_3$ 值绘制的谐振频率随 $y_3/b$ 变化的曲线。在未加第2根短路针( $x_3, y_3$ )之前,第1根短路针单独加载时贴片天线的谐振频率约为535MHz<sup>[4]</sup>,所以,从图8和图9也可以看出,加第2根短路针后,天线谐振频率将要升高,且谐振频率随第2根短路针的相对位置 $x_3/a$ 和 $y_3/b$ 的变化规律类似,都是在贴片中心处谐振频率最大,在贴片两个边缘处谐振频率最小。

图8 谐振频率随 $x_3/a$ 的变化曲线

## 4 结论

本文基于腔模理论推导了单短路针和双短路针加载矩形贴片天线输入阻抗、回波损耗及谐振频率

图9 谐振频率随 $y_3/b$ 的变化曲线

的计算公式,并进行了具体计算,给出了计算结果。由计算结果可以看出,尽管与同尺寸单短路针加载矩形贴片天线相比,双短路针加载矩形贴片天线的谐振频率较高,但与同尺寸未加载矩形贴片天线的谐振频率相比仍然很低,所以仍属于小型天线。另外,与同尺寸单短路针加载矩形贴片天线相比,双短路针加载矩形贴片天线在谐振频率点处的输入阻抗较低,较易于匹配,且频带也较宽,因此,双短路针加载矩形贴片天线具有其自身的优点,它可以增加天线设计的自由度,降低天线输入阻抗,提高天线带宽,而且谐振频率仍然较低(与未加载矩形贴片天

线相比), 所以对双短路针加载贴片天线进行研究是非常有意义的。

本文还分析了天线谐振频率随第 2 根短路针位置变化的情况, 给出了变化曲线, 由这些曲线可知天线谐振频率随第 2 根短路针位置在矩形贴片的宽边和窄边方向的变化规律是类似的, 都是在贴片中央谐振频率最高, 在贴片两边谐振频率最低, 这些结果对于我们设计和应用多短路针加载贴片天线均有很大帮助。另外, 该方法还可以很容易地推广到任意多根短路针加载的情况。

### 参 考 文 献

- [1] R Waterhouse. Small microstrip patch antenna. Electron.

(上接第 45 页)

### 参 考 文 献

- [1] J M Rius, A L Lluis, A Vardama. Spectral iterative algorithm for RCS computation in electrically large or intermediate perfectly conducting cavities. IEEE Trans. Antennas Propagation., 1994, 42(6): 790 ~ 797  
[2] 方大纲. 电磁理论中的谱域方法. 合肥: 安徽教育出版社, 1995  
[3] 王茂光. 几何绕射理论. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1994  
[4] S L Lee, R C Rudduck. Aperture integration and GTD techniques used in the NEC reflector antenna code. IEEE Trans. Antennas and Propagation., 1985, 33(2): 189 ~ 194  
[5] P H Pathak, R J Burkholder. Modal, ray, and beam

(上接第 57 页)

- [9] 刘蕊, 林嘉宇, 毛钧杰. 基于神经网络的微波电路建模与优化. 微波学报, 2000, 16(3): 242 ~ 248  
[10] 赵德双, 王秉中, 钟晓征. 共面互连线频变电阻电感的稳健知识神经网络模型. 微波学报, 2002, 18(1): 1 ~ 3  
[11] 闻新, 周露, 王丹力. MATLAB 神经网络应用设计. 北京: 科学出版社, 2000  
[12] 楼顺天, 施阳. 基于 MATLAB 的系统设计——神经网络. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1998  
[13] 周明, 孙树栋. 遗传算法原理及应用. 北京: 国防工业出版社, 1999  
[14] Foresee F D, M T Hagan. Gauss-Newton approximation to Bayesian regularization. Proceedings of the 1997 In-

Lett., 1995, 31(8): 604 ~ 605

- [2] Rebekka Porath. Theory of miniaturized shorting-post microstrip antennas. IEEE Trans. Antennas Propagat., 2000, 48(1): 41 ~ 47  
[3] R B Waterhouse. Broadband stacked shorted patch. Electron Lett., 1999, 35(2): 98 ~ 100  
[4] R B Waterhouse. Stacked shorted patch antenna. Electron Lett., 1998, 34(8): 612 ~ 613  
[5] 钟顺时. 微带天线理论与应用. 西安: 西安电子科技大学出版社, 1991

**栾秀珍** 女, 1963 年生, 山东青岛人, 副教授, 主要从事微带天线的研究。

E-mail: X Z Luan Dalian @ sina.com

techniques for analyzing the EM scattering by open-ended waveguide cavities. IEEE Trans. Antennas and propagation, 1989, 37(5): 635 ~ 647

- [6] R J Burkholder, P H Pathak. Analysis of EM penetration into and scattering by electrically large open waveguide cavities using Gaussian beam shooting. Proc. IEEE 1991, 79(10): 1401 ~ 1411

**张浩斌** 男, 1976 年生, 西北工业大学电子工程系在读博士生。主要研究方向为电磁场数值计算、电磁兼容以及天线的分析和设计。

E-mail: nangongchang@tom.com

**许家栋** 男, 1948 年生, 现为西北工业大学电子信息学院院长, 教授, 博士生导师。主要从事电磁场和微波技术及目标电磁特性方面的教学和科研工作。

ternational Joint Conference on Neural Networks, 1997; 1930 ~ 1935

**张 欣** 女, 南京理工大学电光学院通信与信息系统专业研究生。主要研究领域是人工神经网络在微波系统中的应用。

**陈如山** 博士, 教授, 中国电子学会高级会员, 江苏电子学会天线与微波专业委员会副主任委员, 香港城市大学高级研究员, 南京理工大学通信工程系副主任。在国际核心期刊上发表论文 60 多篇, 获国家教委科技进步二等奖等五项奖项, 得到教育部“优秀青年教师资助计划”资助。

## 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>