

# 高功率径向线缝隙阵列天线辐射单元的理论分析与设计

彭升人，袁成卫

(国防科学技术大学 光电科学与工程学院，湖南 长沙 410073)

**摘要：**在新型高功率径向线缝隙阵列天线模型的基础上，对缝隙辐射单元进行理论分析和优化设计。该天线采用径向线慢波结构实现微波内行馈入，对缝隙辐射单元耦合量的控制，是提高天线口径效率和提升功率容量的关键，本文利用格林函数对其耦合量进行了近似分析，理论计算和模拟结果表明：该理论计算结果与仿真结果基本一致，为该类型天线设计提供了一种较为实用的方法。

**关键词：**高功率微波；缝隙阵列阵列天线；缝隙耦合；格林函数

**中图分类号：**TN814 **文献标识码：**A

新型高功率径向线缝隙阵列天线模型如图 1 所示，该结构通过同轴输入，经过双层同轴径向转换器实现微波内行馈入，在上层波导开缝切割径向电场线辐射微波，馈入结构中采用同心圆环慢波叶片避免慢波介质层[1]的引入，有效提高功率容量。该结构具有轴向尺寸小，结构简单紧凑，工程化实现可行性强等优点，如何进一步降低缝隙处电场，提高功率容量，需要深入研究。本文利用格林函数对缝隙辐射单元的耦合量进行了理论分析：首先，根据径向线慢波结构导出内行波场表达式；其次，建立近似模型，分析单缝情况下缝隙结构尺寸的变化对耦合量和电场强度的影响；最后，在缝隙组阵结构下，通过数值计算得到微波沿径向线传输与缝隙耦合量的关系，在实现高功率容量条件下，对辐射单元耦合量有效控制达到天线口面均匀辐射。经过理论分析与仿真验证，得到了关于该天线缝隙辐射单元设计的实用方法，为更大口径的天线设计奠定了基础。

## 1. 理论分析与仿真比较

### 1.1 径向线慢波结构

该慢波结构采用同心圆环慢波叶片结构，横截面结构如图 2 所示。径向慢波周期为  $p$ ， $r$  方向设为径向向内。在 TEM 模式微波注入下，当不考虑缝隙弱耦合对场分布对影响时，区域 1 的角向磁场分布可表示为[2-3]：

$$\vec{H}_\varphi = B(H_1^{(1)}(\beta r) + \Gamma H_1^{(2)}(\beta r))\vec{\varphi} \tag{1}$$

$B$  为幅值， $H_1(1)$ 、 $H_1(2)$  分别为第一类、第二类汉克尔函数， $r$  为半径， $\Gamma$  为反射系数，当  $\beta r \gg 1$  时，且反射系数为零，(1) 式近似表达为：

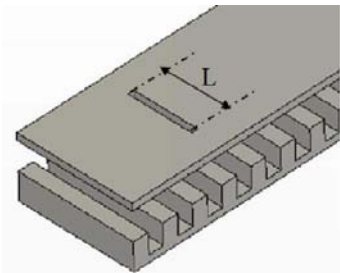


Fig.2 Cross section of the radil line slow wave structure

图 2 径向线慢波结构横截面

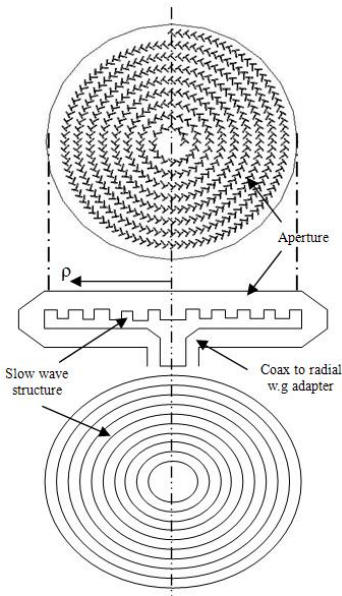
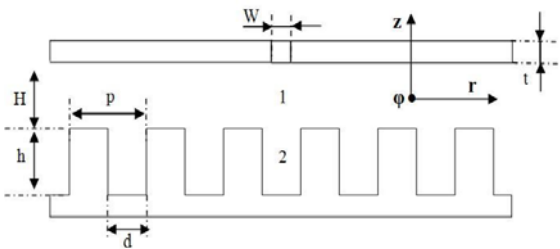


Fig.1 Structure of the radial line slot antenna fed from double-layer radial waveguide  
图 1 双层径向线缝隙天线基本结构



$$\vec{H}_\varphi = B \sqrt{\frac{2}{\pi \beta r}} e^{-j(\beta r - \frac{3}{4}\pi)} \vec{\varphi} \quad (2)$$

利用上述简化关系，使 1 区场与 2 区场在边界匹配，得到色散关系如下：

$$\beta_n^2 - \tau_n^2 = k^2 = \omega^2 \mu \epsilon$$

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{d}{p} \frac{\sin^2 \frac{\beta_n d}{2}}{\tau_n} \cot \tau_n H = \frac{\cot kh}{k} \quad (3)$$

由于采用了近似条件  $\beta r \gg 1$ ，所以圆心附近的慢波系数会有所偏差，但是我们设计缝隙排列时，为避开中心能量汇聚导致的场增强效应，一般缝隙单元距离圆心较远，因此采用该近似方程是可行的。

## 1.2 单缝耦合分析

在此慢波结构基础上（图 2 所示），设定中心频率 12 GHz 下，为抑制栅瓣，取角向周期为  $T_\varphi = 16 \text{ mm}$ ，加载横向单缝（缝宽  $W$ ，缝长  $L$ ）[4]。为便于利用格林函数分析单缝耦合特性，将其划分成三个区域，如图 3 所示。a 区为半自由空间，b 区为缝隙矩形腔体，c 为波导内空间。不同区域边界处的等效磁流可以表示如下：

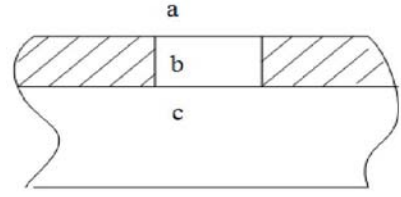


Fig.3 Thick slot replaced by three separate regions

图 3 缝隙等效分区

$$\vec{J}_m = -\vec{n} \times \vec{E} = E_0 \cos\left(\pi \frac{x}{L}\right) \vec{\varphi} \quad (4)$$

$\vec{n}$  为表面垂直矢量， $\vec{E}$  为边界处电场， $x$  为角向线元。等效磁流产生的磁场表示为：

$$\begin{aligned} \vec{H}(\vec{r}) &= -j\omega\epsilon \iint_{S'} \vec{G}_m(\vec{r}, \vec{r}') \vec{J}_m(\vec{r}') ds' \\ \vec{G}_m(\vec{r}, \vec{r}') &= \left( \vec{I} + \frac{\nabla \nabla}{k^2} \right) G_{m0}(\vec{r}, \vec{r}') \end{aligned} \quad (5)$$

$\vec{r}$  为场点坐标， $\vec{r}'$  为源点坐标， $G_{m0}$  为标量格林函数，不同区域表达式如下：

$$G_{am0}(\vec{r}, \vec{r}') = \frac{e^{-jkR}}{2\pi R} \quad R = |\vec{r} - \vec{r}'| \quad (6)$$

$$\begin{aligned} G_{bm0}(\vec{r}, \vec{r}') &= \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\epsilon_{l0} \epsilon_{n0}}{W L k_g \sin k_g T} C C_\rho S S_\varphi \begin{cases} \cos k_g z \cos k_g(z'+T) & z \geq z' \\ \cos k_g(z+T) \cos k_g z' & z \leq z' \end{cases} \\ \epsilon_{j0} &= \begin{cases} 1 & j=0 \\ 2 & j \neq 0 \end{cases} \\ C C_\rho S S_\varphi &= \cos \frac{l\pi\left(\rho + \frac{W}{2}\right)}{W} \cos \frac{l\pi\left(\rho' + \frac{W}{2}\right)}{W} \sin \frac{l\pi\left(x + \frac{L}{2}\right)}{L} \sin \frac{l\pi\left(x' + \frac{L}{2}\right)}{L} \end{aligned} \quad (7)$$

对于 c 区，由于慢波边界结构相对复杂，将其做如下近似处理<sup>[5]</sup>：

$$G_{cm0}(\vec{r}, \vec{r}') = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{e^{-jk_g \sqrt{R^2 + (2nH)^2}}}{2\pi \sqrt{R^2 + (2nH)^2}} \quad R = |\vec{r} - \vec{r}'| \quad (8)$$

$k_g$  为慢波结构中主模波导波长，对应阻抗取  $\beta/\omega\epsilon$ 。在 ab 与 bc 边界处应用场边界连续条件，并考虑角向周

期  $T_\varphi$ ，得到如下关系：

$$\begin{aligned}
 \vec{n} \times \vec{H}_i(r) &= j\omega\epsilon\vec{n} \times \iint_{S'_{bc}} \left[ \vec{G}'_{cm}(\vec{r}, \vec{r}') + \vec{G}_{bm}(\vec{r}, \vec{r}') \right] \cdot \vec{J}_m' ds' + j\omega\epsilon\vec{n} \times \iint_{S'_{ab}} \vec{G}_{bm}(\vec{r}, \vec{r}') \cdot \vec{J}_m' ds' \\
 0 &= j\omega\epsilon\vec{n} \times \iint_{S'_{ab}} \left[ \vec{G}'_{am}(\vec{r}, \vec{r}') + \vec{G}_{bm}(\vec{r}, \vec{r}') \right] \cdot \vec{J}_m' ds' + j\omega\epsilon\vec{n} \times \iint_{S'_{bc}} \vec{G}_{bm}(\vec{r}, \vec{r}') \cdot \vec{J}_m' ds' \\
 \vec{G}'_{cm}(\vec{r}, \vec{r}') &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \vec{G}_{cm}(\vec{r}, \vec{r}' + \vec{\varphi}mT_\varphi) \\
 \vec{G}'_{am}(\vec{r}, \vec{r}') &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} \vec{G}_{am}(\vec{r}, \vec{r}' + \vec{\varphi}mT_\varphi)
 \end{aligned} \tag{9}$$

式中  $\vec{H}_i$  为入射场， $\vec{J}_m$ ， $\vec{J}_m'$  分别为 bc、ab 交界处等效磁流。

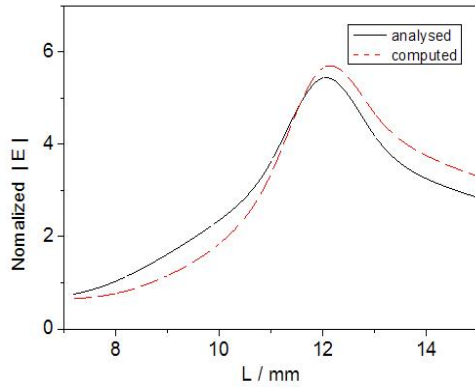


Fig.4 Theoretical and simulated graphs of normalized |E|

图 4 缝隙场强数值计算与仿真比较

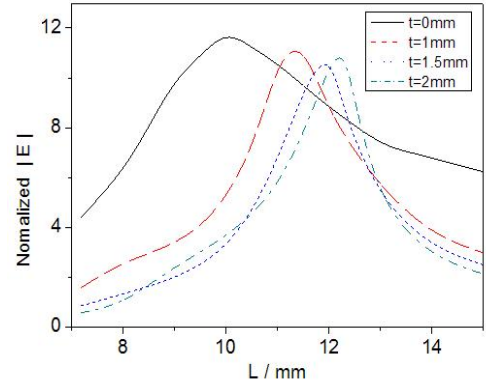


Fig.5 Slot field versus slot length at different slot thickness

图 5 缝隙场强在不同厚度下随缝长变化

为验证该理论的有效性，在选定参数  $H = 4 \text{ mm}$ ， $p = 5 \text{ mm}$ ， $d = 2.5 \text{ mm}$ ， $t = 1 \text{ mm}$ ， $h = 2.9 \text{ mm}$ ， $f = 12 \text{ GHz}$  下，将数值解与计算机仿真模拟解进行比较，如图 4 所示。对比结果表明数值计算与计算机仿真结果吻合较好，验证了该方法的有效性。下面利用此方法在不同缝隙尺寸下分析耦合量大小，得到结果如图 5、6 所示。在中心频率 12GHz 下，逢宽固定为 1mm 时，缝隙最大耦合量随缝隙厚度变化而变化，耦合量最大值点主要由慢波结构 ( $\lambda_g = 20 \text{ mm}$ ) 和缝隙厚度决定，当厚度趋于零时，谐振点向半波导波长靠近，而当厚度增加，微波耦合入矩形缝隙谐振腔后，谐振点则主要由谐振腔决定，趋于自由空间半波长。同时适当加宽缝隙宽度，在保证耦合量相同条件下可以明显降低缝隙处电场，有效提升功率容量。

### 1.3 阵列耦合分析

为实现阵列单元间的均匀辐射，对缝隙耦合量的控制显得尤为重要，早前日本学者在这一方面已有较为深入的研究<sup>[6]</sup>，对于径向内馈式结构，由于缝隙耦合的作用，其内部磁场大小有如下近似关系：

$$|H_\varphi| \propto \frac{e^{-\alpha(R-\rho)}}{\sqrt{\rho}} \tag{10}$$

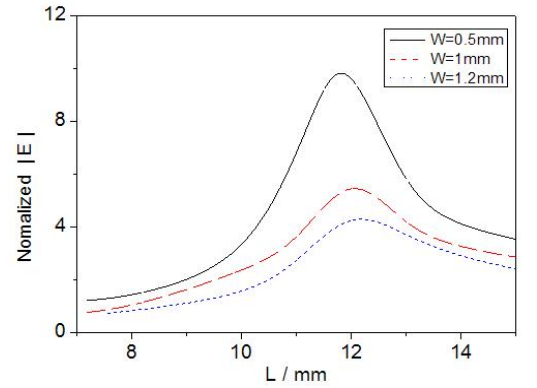


Fig.6 Slot field versus slot length at different slot width

图 6 缝隙场强在不同宽度下随缝长变化

$\alpha$  为耦合系数，其大小由缝隙尺寸与缝隙排列密度决定， $R$  为半径， $\rho$  为场点到圆心距离。为达到口面场均匀，需使  $|H_\phi|$  近似为一常数，所以必须新的慢波结构下对缝隙单元进行重新设计，分析模型如图 7 所示。该模型采用 TEM 模式馈源，利用矩形结构近似分析了一个角向周期结构中缝隙的耦合系数  $\alpha$ ，由于没有采用柱形结构，因此可以省略 (10) 式中的  $1/\rho^{0.5}$  因子，达到简化分析的目的。在 1.2 的单缝分析基础上，阵列耦合分析只是在 (9) 式中添加 a、c 区域的互耦项即可。下面以三对缝隙（缝宽 1mm，厚度 1mm）单元为例，分析如下：

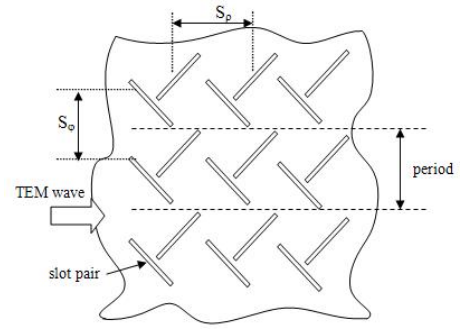


Fig.7 Analysis model

$$\vec{n} \times \vec{H}_{ip}(r) \cos \theta = j\omega \epsilon \vec{n} \times \iint_{S'_{bc}} \sum_{q=1}^6 \vec{G}_{cmq}(\vec{r}, \vec{r}'_q) \vec{J}_{mq} + \vec{G}_{bm}(\vec{r}, \vec{r}'_p) \vec{J}_{mp} ds' + j\omega \epsilon \vec{n} \times \iint_{S'_{ab}} \vec{G}_{bm}(\vec{r}, \vec{r}'_p) \vec{J}_{mp} ds'$$

$$0 = j\omega \epsilon \vec{n} \times \iint_{S'_{ab}} \sum_{q=1}^6 \vec{G}_{amq}(\vec{r}, \vec{r}'_q) \vec{J}_{mq} + \vec{G}_{bm}(\vec{r}, \vec{r}'_p) \vec{J}_{mp} ds' + j\omega \epsilon \vec{n} \times \iint_{S'_{bc}} \vec{G}_{bm}(\vec{r}, \vec{r}'_p) \vec{J}_{mp} ds'$$

$$\vec{G}_{cm}(\vec{r}, \vec{r}') = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \vec{G}_{cm}(\vec{r}, \vec{r}' + \vec{\phi} m T_\phi)$$

$$\vec{G}_{am}(\vec{r}, \vec{r}') = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \vec{G}_{am}(\vec{r}, \vec{r}' + \vec{\phi} m T_\phi)$$

$$p = 1, 2 \dots 6 \quad (11)$$

$\theta$  为缝隙与径向夹角，由上式可以求得图 7 所示三对缝隙处的场强，对应 (10) 式的耦合关系，进而得到相应缝长  $L$  与  $\alpha$  的关系，如图 8 所示。

## 2. 天线整体仿真验证

考虑在直径为 400 mm 天线口径限制下，保证一定的功率容量而使口面场尽可能均匀分布并且能量被缝隙大部分耦合辐射的要求，取缝长 11mm、缝宽 3mm 左右，根据 (10) 式得到场分布如图 9 所示。为验证以上分析的合理性，下面对天线进行整体计算机仿真模拟，结果如图 10、11 所示，在 1W 微波功率注入下，缝隙处最大电场值控制在 1442 V/m 下（在天线抽取真空后取击穿阈值 50 MV/m 条件下，系统的功率容量达到 GW 量级），天线辐射口外部场强（距离口面 15 cm 处）整体分布较为均匀，实现增益 31.9 dB，对应口径效率为 61.3%，基本符合理论分析预期结果。

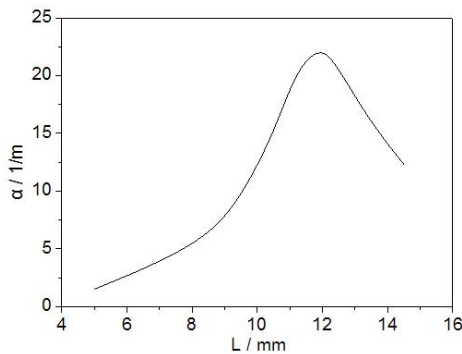


Fig.8 Coupling factor versus slot length

图 8 耦合因子随缝长变化

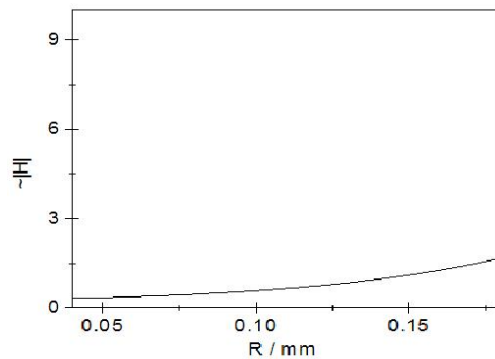


Fig.9 Magnetic field distribution along the radial line

图 9 磁场沿径向线分布

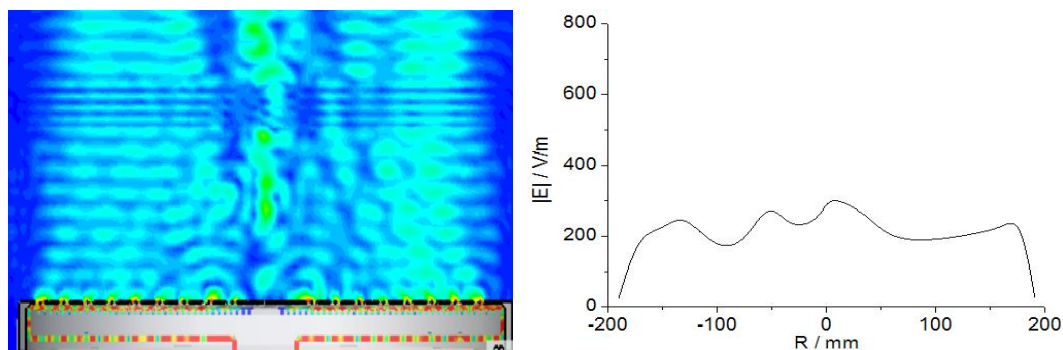


Fig.10 Simulated aperture distribution

图 10 口径面场强分布

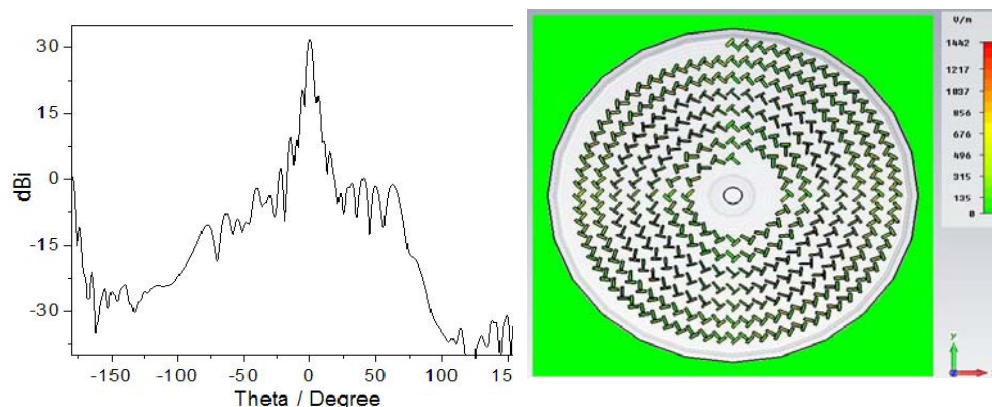


Fig.11 Simulated directivity pattern at 12GHz and electric field distribution in the slots of the array antenna

图 11 阵列天线方向图与缝隙处场强

### 3. 结论

高功率径向线缝隙阵列天线设计的关键因素之一是在保证一定功率容量下,对加载于径向线慢波结构上的缝隙辐射单元进行耦合量的控制。本文所论述的方法为缝隙耦合量的理论分析提供了一种较为实用的途径,仿真分析与数值结果吻合较好,对今后这一类型的天线设计具有一定的指导意义。

### 参考文献:

- [1] M. Ando, K. Sakurai, and N. Goto. Characteristics of a radial line slot antenna for 12GHz band satellite TV reception[J], *IEEE Trans. Antennas Propagat*, 1985, **34**( 2):1269- 1272.
- [2] 张克潜, 李德杰, 微波与光电子学中的电磁理论[M], 2005.(Zhang Keqian, Li Dejie, Electromagnetic theory for microwaves and optoelectronics[M], 2005.)
- [3] 胡家元, 仲海滨, 鲁跃军, 圆极化径向线缝隙天线设计[J], 武汉大学学报, 1998.(Hu Jiayuan, Zhong Haibin, Lu Yuejun, Design of a circular polarized radial line slot antenna[J], *Transaction of Wuhan University*, 1998. )
- [4] Masao UENO, Seiji HOSONO, Masaharu TAKAHASHI, et al. Slot design of a concentric array radial line slot antenna with matching slot pairs[J], *Trans. IEICE* (Japan), 1996, **E79-B**(1):70-76.
- [5] Manuel P.Sierra, Maria Vera-Isasa, Antonio Garcia-Pino, et al. Analysis of slot antennas on radial transmission line[J], *International Journal of Microwave and Millimeter-Wave Computer-aided Engineering*, 1996,**6**(2):115-127.
- [6] M. Ando, H. Sasazawa, S. Nishikata, and N. Goto. A slot design of a radial line slot antennas[J], *Trans. IEICE* (Japan), 1988, **J71-B** (11) :1345-1351.

# Slot design and analysis of a high power radial line slot antenna

PENG Sheng-ren, YUAN Cheng-wei

( College of Optoelectric Science and Engineering,National University of Defence Technology,Changsha 410073,China)

**Abstract:** A radial line slot antenna(RLSA) is a nonresonant multimode waveguide slotted array. In this paper, we propose the basic slot design and analysis of a novel high power radial line slot antenna with a radial line slow wave structure which replaces a traditional dielectric sheet. Slot design and analysis of this high power RLSA is the key approach. In essence, the method is used to solve a pair of coupled-integral equations which is derived from the electromagnetic boundary conditions using Green's function techniques, to find the tangential electric fields on the upper and lower surfaces of the slot. Good characteristics of a small RLSA based on this design is confirmed by simulations.

**Key words:** high-power microwave; RLSA; radial line slow wave structure; Green's function



## 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，一直致力和专注于微波、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>