

文章编号:1671-0576(2005)04-0033-06

实现平板缝隙阵天线低副瓣的一种设计方法

张立东

(上海航天技术研究院 802 所, 上海 200090)

摘要: 简要介绍了弹载雷达导引头天线实现低副瓣电平的重要性, 分析了平板缝隙阵天线采用的几种典型的口面分布在实现低副瓣电平时存在的优缺点, 并对平板缝隙阵导引头天线低副瓣电平设计给出一种设计方法, 此设计方法在仿真实例中得到了验证。

关键词: 平板缝隙阵天线; 天线方向图; 副瓣; 仿真

中图分类号: TN823.24

文献标识码: A

A Designing Method of Lower Sidelobe about the Waveguide Slots Planar-array Antenna

ZHANG Li-dong

(No.802 Institute of SAST, Shanghai 200090, China)

Abstract: The importance about lower sidelobe of the missile-borne radar seeker antenna was briefly introduced. In order to realize the lower sidelobe, several aperture distributing of the waveguide slots planar-array antenna was analyzed. The designing method of lower sidelobe about the waveguide slots planar-array antenna was given. A simulation example proved the design later.

Key words: the waveguide slots planar-array antenna; antenna radiation pattern; sidelobe; simulation

0 引言

弹载雷达导引头天线的口面尺寸受弹体直径的限制, 在 Ku 波段, 弹载雷达导引头天线的孔径尺寸一般为 10 个波长左右。在这么小的孔径上, 采用一般的反射面天线, 很难达到雷达天线高效

率、低副瓣的性能要求。这种反射面雷达导引头天线由于馈源的遮挡效应, 目前天线效率一般能达到 30% 左右, 副瓣电平相对主瓣电平能达到 -18 dB 左右^[1]。而导弹总体为了增加雷达导引头的作用距离, 增强雷达的抗干扰性能, 要求导引头天线的副瓣电平能降低到 -20 dB 以下。在这种情况下, 平板缝隙阵天线是一种较好的选择。这是因为平板缝隙阵天线不存在孔径遮挡问题, 天线远场方向图的副瓣电平完全可以通过调整天线口面场分布来得到控制。理论上, 对于连续口

收稿日期: 2005-10-20

作者简介: 张立东(1972-), 男, 高级工程师, 从事微波与天线设计的研究。

面电磁场分布来说,可以按需要随意控制天线的副瓣电平。在实际应用中,这是做不到的,因为构成平板缝隙阵天线口面电磁场分布的是一个个离散的波导缝隙所辐射的电磁场,采用这些离散的缝隙辐射场来拟合连续的天线口面电磁场分布,这种拟合是近似的,存在一定的误差。一般平板缝隙阵天线口面尺寸越小,其缝隙单元数越少,拟合程度就越差,副瓣电平也越难控制。因而,对于弹载雷达导引头天线来说,由于天线孔径较小,对天线的副瓣电平的控制难度也较大。在这类天线设计中,必须对这种离散化电磁场分布进行修正,才能得到预期的低副瓣结果。

1 原理分析

平板阵列天线一般可分两种基本类型:一种是所有的单元构成矩形栅格的平面阵列;另一种是所有的单元位于同心圆环或椭圆环上的平面阵列。常用的平板缝隙阵天线采取的辐射单元是波导缝隙辐射单元,这一结构特征决定了平板缝隙阵天线只能采用矩形栅格阵。为了实现雷达导引头单脉冲测角性能,要求导引头天线能产生和、差波束,导引头天线所有的缝隙单元必须呈对称分布。实现天线口面电磁场对称型分布的分布类型较多,为了能较为有效地控制天线的副瓣电平,在天线设计中常采用切比雪夫分布或泰勒分布。理论上,这两种分布能在设定的副瓣条件下,实现较为尖锐的主瓣,从而提高天线和波束的最大增益值。

1.1 可分离型切比雪夫分布

对于一般的矩形栅格阵来说,如果其边界是矩形的,口径分布又是二维可分离的,此平面阵的方向图就等于两个正交直线阵的乘积,这种平面阵的分析方法较为简单,可以直接运用直线阵的有关原理和方法进行分析,但采用这种分布,天线的口面利用效率较低。

图 1 所示的 20×20 元矩形平面阵,可以利用 X 向、Y 向两个一维 -15 dB 的切比雪夫分布的乘积来实现阵面白分布,得到的远场方向图如图 2 所示^[2]。由图 2(a)的三维方向图可以看出:在

主平面以外的剖面上,方向图的副瓣电平为 -30 dB ,这种现象的存在,会展宽天线和波束的主瓣宽度,影响天线的方向性。

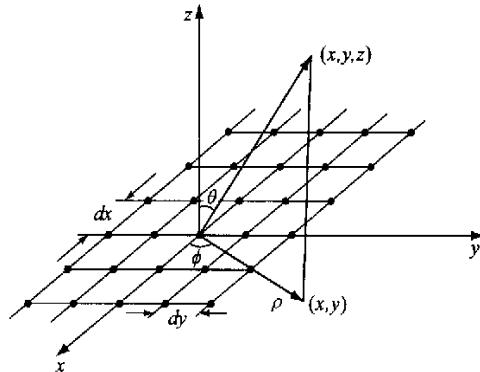
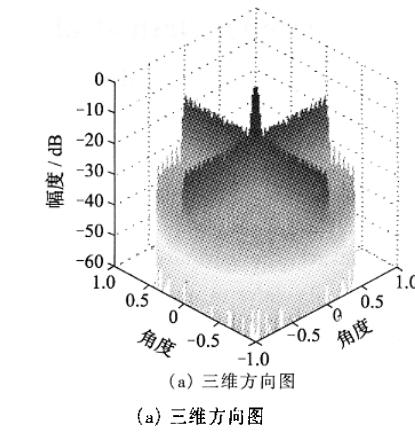
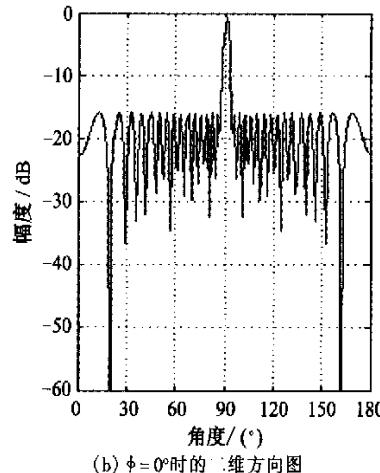


图 1 矩形栅格平面阵示意图

Fig.1 The diagram of planar array with elements arranged in rectangle grid



(a) 三维方向图



(b) $\phi = 0^\circ$ 时的二维方向图

图 2 20×20 元矩形平面阵可分离分布的方向图

Fig.2 The separable distribution radiation pattern of rectangle planar array with 20×20 elements

当阵列口面尺寸较小时,采用可分离型分布的代价会小一些,因为此时偏轴副瓣数与轴上副瓣数之比下降了。反之,阵列越大代价也越大。以图1所示的 20×20 元矩形栅格阵为例,采用可分离型切比雪夫分布时口面利用率只有62.1%,比均匀分布约降低了38%左右^[3]。

1.2 圆口径泰勒分布

采用连续的圆口径泰勒分布,天线口面利用率可达到80%左右。因而以天线的方向性系数(等效于天线的增益)为标准来看,泰勒分布具有明显的优势。弹载雷达均为圆型口径,最常用的天线口面分布一般采用圆口径泰勒分布。

圆口径泰勒分布可以用有限项傅里叶-贝塞尔级来表示^[2]:

$$I(p) = \sum_{m=0}^{\bar{n}-1} B_m J_0(\gamma_{1m} p) \quad (p \leq \pi) \quad (1)$$

其中:

$$p = \frac{\pi \rho}{a}$$

式中, a 为口面半径; ρ 为径向量; γ_{1m} 为均匀分布时第 m 个零点的位置。

$$B_m = \begin{cases} 1 & (m=0) \\ -\frac{\prod_{n=1}^{\bar{n}-1} \left[1 - \left(\frac{\gamma_{1n}}{\sigma u_n} \right)^2 \right]}{J_0(\pi \gamma_{1m}) \prod_{n=1, n \neq m}^{\bar{n}-1} \left[1 - \left(\frac{\gamma_{1n}}{\gamma_{1m}} \right)^2 \right]} & (m=1, 2, \dots, \bar{n}-1) \end{cases} \quad (2)$$

通过对圆口径泰勒分布积分,可以得到泰勒方向图函数为

$$F(u) = C \frac{J_1(\pi u)}{\pi u} \frac{\prod_{n=1}^{\bar{n}-1} \left[1 - \left(\frac{u}{\sigma u_n} \right)^2 \right]}{\prod_{n=1}^{\bar{n}-1} \left[1 - \left(\frac{u}{\gamma_{1n}} \right)^2 \right]} \quad (3)$$

其中:

$$C = \cosh(\pi A) = R_0$$

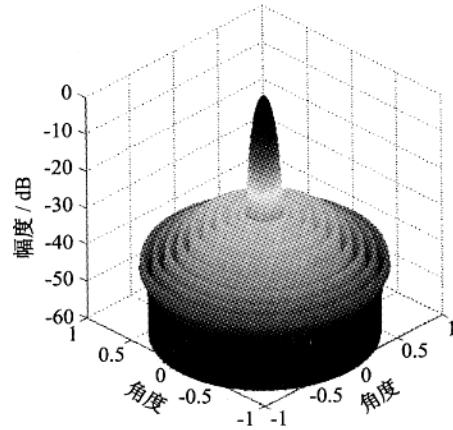
式中, R_0 为最大副瓣值; u_n 为理想空间因子的零点。

$$u_n = \frac{2a}{\lambda} \sin \theta \quad (0 \leq u \leq 2a/\lambda) \quad (4)$$

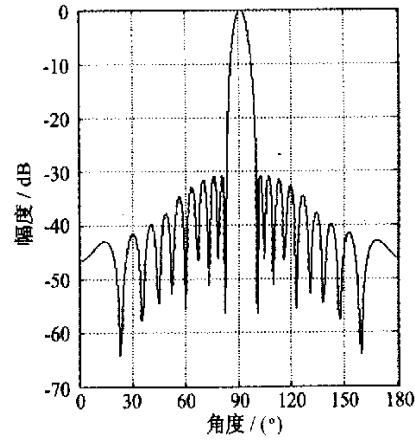
$$u_n = \sqrt{A^2 + \left(n - \frac{1}{2} \right)^2} \quad (1 \leq n \leq \bar{n}) \quad (5)$$

$$\sigma = \frac{\gamma_{1\bar{n}}}{u_{\bar{n}}} = \frac{\gamma_{1\bar{n}}}{\sqrt{A^2 + \left(\bar{n} - \frac{1}{2} \right)^2}} \quad (6)$$

式中, σ 为波束展宽因子。在 Ku 波段, 当天线口径为 $\Phi 160$ mm、 $\bar{n} = 6$ 、副瓣 -30 dB 时, 圆口径泰勒连续分布的三维和二维方向图, 如图 3 所示。



(a) 三维方向图



(b) $\phi = 0^\circ$ 时的二维方向图

图 3 圆口径泰勒连续分布的天线方向图

($\bar{n} = 6$, 副瓣 -30 dB)

Fig. 3 The antenna radiation pattern of Taylor sum pattern for a circular aperture ($\bar{n} = 6$, sidelobe -30 dB)

由图 3(a)可以看出, 天线方向图呈轴对称分布, 其主瓣是一个圆锥形波束, 周围有许多环形副瓣, 副瓣峰值大小由内向外依次递减, 这是一种典型的圆口径泰勒连续分布的方向图。如果天线口

面电流分布完全采用这种圆口径泰勒连续分布,理论上可以通过改变式(3)中的变量 C 的数值大小,控制副瓣电平。实际应用中,平板缝隙阵天线采用的辐射单元是一个个离散的波导缝隙辐射单元,必须对这种连续分布进行离散抽样。众所周知,采用常规抽样方法时,单元数量越多,抽样密度越密,越能逼近连续口径分布情况;反之,单元数量越少则偏差越大。

1.3 离散抽样结果分析

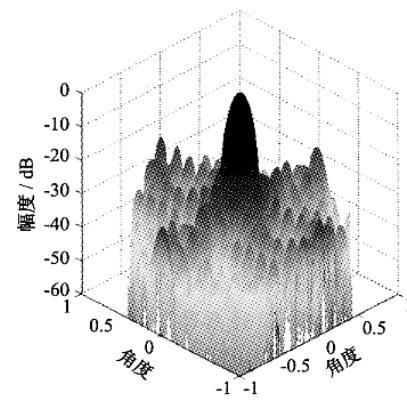
以一个有 94 个缝隙辐射单元的阵列,对以上 160 mm 口径的圆口径泰勒连续分布进行离散抽样,根据抽样值计算出阵列天线的远场方向图,并且将其与连续分布的方向图比较,可以获得偏差的情况。计算表明,在 Φ160 mm 的天线口面上可并排 11 根辐射波导,每根辐射波导采用 11.2 mm × 2.0 mm 的非标波导,波导间的壁厚为 1 mm,总计可以安排 94 个辐射缝隙单元。按照常规抽样方法,得到 94 个缝隙的电流分布值。

根据此阵面电流分布可以计算出平面阵列天线的远场方向图,如图 4 所示。把图 4(a)的天线三维方向图与图 3(a)相比,天线的主瓣没有明显的改变,是一个圆锥形波束;天线的副瓣不再是环形副瓣,而是分裂成许多离散的尖峰。同时,由图 4(b)的二维方向图可以清楚地看到,其副瓣数值的大小也偏离了典型的泰勒连续分布的方向图,与图 3(b)的二维方向图完全不同,副瓣的最大值达到 -26 dB 左右,比设计值 -30 dB 抬高了 4 dB,这在工程中是不容许的。为了达到对平板缝隙阵天线副瓣电平的精确设计,必须对这一电流分布进行修正。

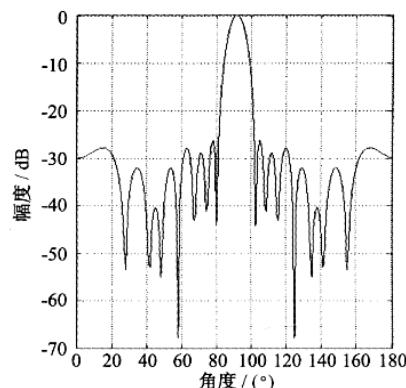
1.4 微扰法修正

在工程设计中,一般采用微扰法对缝隙单元电流分布进行修正,阵面电流分布是一个对称型的分布,可以分为四个象限,根据其中一个象限的电流分布可以写出天线的方向图函数。

$$F_0(\theta, \varphi) = \sum_m \sum_n I_{mn} \cos(k\zeta_{mn} \sin\theta \cos\varphi) \cdot \cos(k\eta_{mn} \sin\theta \cos\varphi) \quad (7)$$



(a) 三维方向图



(b) $\phi = 0^\circ$ 时的二维方向图

图 4 圆口径泰勒分布离散抽样后的天线方向图

($n = 6$, 副瓣 -30 dB)

Fig. 4 The antenna radiation pattern of Taylor sum pattern for a circular aperture by conventional sampling ($n = 6$, sidelobe -30 dB)

其中:

$$\zeta_{mn} = \frac{(2m-1)d_x}{2} \quad \eta_{mn} = \frac{(2n-1)d_y}{2}$$

式中, I_{mn} 为阵列天线口面一个象限中各单元的电流分布幅度值。如果要改进图 4 所示的方向图形状,可以把 $F_0(\theta, \varphi)$ 作为已知的起始方向图,利用微扰法来逐步逼近预期方向图。

$$F(\theta, \varphi) = \sum_m \sum_n I_{mn} f_{mn} \quad (8)$$

其中:

$$f_{mn} = \cos(k\zeta_{mn} \sin\theta \cos\varphi) \cdot \cos(k\eta_{mn} \sin\theta \cos\varphi) \quad (9)$$

$$I_{mn} = \bar{I}_{mn} + \delta I_{mn} \quad (10)$$

δI_{mn} 为待求的微扰量, 式(8)与式(7)之差为

$$F(\theta, \varphi) - F_0(\theta, \varphi) = \sum_m \sum_n \delta I_{mn} f_{mn} \quad (11)$$

假定以 $\varphi = \varphi_q$ 剖面的方向图作为起始方向图, 第 p 个波瓣位于 θ_{pq} , 这时由式(11)可知

$$F(\theta_{pq}, \varphi_q) - F_0(\theta_{pq}, \varphi_q) = \sum_m \sum_n \delta I_{mn} f_{mnpq} \quad (12)$$

其中:

$$f_{mnpq} = \cos(k\zeta_{mn} \sin \theta_{pq} \cos \varphi_q) \cdot \cos(k\eta_{mn} \sin \theta_{pq} \cos \varphi_q)$$

使位置 (θ_{pq}, φ_q) 的数目等于阵列一个象限中的单元数目 $m \times n$, 且在主瓣方向上 $F = F_0$, 在其它的方向上, 式(12)左边的值近似为预期方向图与起始方向图相应副瓣的差值, 此值可以通过方向图的比较进行确定, 由此列成 $m \times n$ 元的线性方程组, 即可解出 δI_{mn} , 得到一组新的电流分布 $I_{mn} = \bar{I}_{mn} + \delta I_{mn}$, 计算出新的方向图 $F(\theta, \varphi)$ 。如果新的方向图 $F(\theta, \varphi)$ 不满足要求, 还可以照此步骤继续做下去, 直到取得满意的方向图为止。按此方法修正后的电流分布计算出的天线方向图, 如图 5 所示。

由图 5(b)可见, 天线副瓣的最大值为 -30 dB 左右。通过微扰法修正后, 解决了因为天线口面电流分布离散化引起的误差, 达到了预期的设计目标。

2 实例仿真结果

为了验证平板阵列天线低副瓣设计方法的正确性, 本文进行了平板缝隙阵单脉冲天线的设计与仿真计算, 天线的和波束方向图仿真结果, 如图 6 所示。

天线最大增益值达到 26.3 dB, 据此可计算出天线的效率为 53% 。和波束的最高副瓣值为 -28 dB, 比设计值 -30 dB 仅抬高 2 dB 左右, 这是因为在平板缝隙阵天线设计中, 是通过控制缝隙的偏移尺寸来控制阵面口面电流分布, 在控制缝隙的偏移尺寸时会引入一定的误差, 从而导致阵面口面电流分布的误差, 影响天线的副瓣电平。

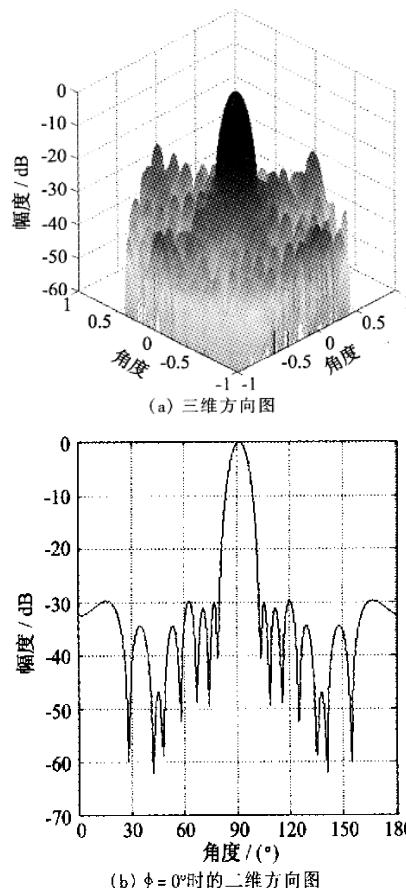


图 5 电流分布修正后的天线方向图

Fig.5 The antenna radiation pattern of modified current distribution

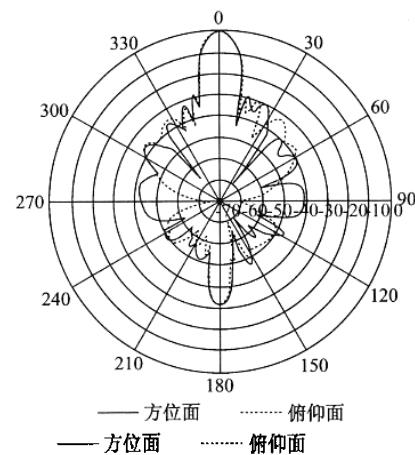


图 6 天线和波束二维方向图

Fig.6 The 2-D radiation pattern of antenna sum beam

3 结束语

仿真结果显示,天线的副瓣电平达到了 -28 dB。即采用上述微扰法设计方法后,使平板缝隙阵天线的副瓣电平得到了很好的控制,即使在以后天线加工中再引入一定的误差,天线的副瓣电平完全可以达到总体要求的 -20 dB,从而进一步验证了此平板缝隙阵天线低副瓣电平设计技术的

可行性。

参考文献

- [1] 毛康侯,沈心雄,袁则直,等.防空导弹天线[M].北京:宇航出版社,1991.
- [2] 汪茂光,吕善伟,刘瑞祥.阵列天线分析与综合[M].北京:电子科技大学出版社,1990.
- [3] 林昌禄,陈海,吴为公,等.近代天线设计[M].北京:人民邮电出版社,1987.

(上接第 15 页)

当 $\Delta F_M = 200$ MHz 时, $\Delta R_1 = 0.325$ m。

(2) 数字测频误差

采用数字测频电路时,计数脉冲只能取整数,在雷达与地面无相对运动时,差频信号是调制频率 F_M 的整数倍。这时,数字电路几乎不会出现测频误差。实际上,雷达与目标间存在相对运动,另外还有寄生调幅影响^[7]。因此,差频信号频率出现了非调制频率 F_M 的整数倍情况,从而带来测试误差为 Δf_2 ,测频精度带来的测距误差为 ΔR_2 ,其值一般小于固定误差。

4 非大气窗口毫米波 FMCW 雷达测试

根据上述分析,设计研制了 5.5 mm 波段 FMCW 雷达,利用该雷达分别在距离为 5,8,10,12 m 处对目标进行测试,其结果如表 1 所示。

表 1 FMCW 雷达测距结果

Tab. 1 The measurement results of FMCW radar

设定距离 R/m	5.0	8.0	10.0	12.0
实测距离 R/m	4.7	7.5	9.4	11.3
测距精度 R/m	± 0.3	± 0.5	± 0.6	± 0.7

5 结论

对于作用距离为几米至几百米的近程雷达,

大气衰减对毫米波的影响基本可以忽略。选择大气衰减严重的非大气窗口毫米波波段,具有优良的保密性。从测距精度分析可知,当距离较远时,由于测距电路性能的限制,引起了较大的测距误差。当作用距离为几米时,测距误差主要来自固定误差及数字测频误差。

参考文献

- [1] 李兴国.毫米波近感技术及其应用[M].北京:国防工业出版社,1991.69-77.
- [2] 向敬成,张朋友.雷达系统[M].北京:电子工业出版社,2001.112-150.
- [3] Nashashibi A, Ulaby F. T. Millimeter-wave Radar Detection of Partially Obscured Targets [J]. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2001, (7):765-768.
- [4] LI Feng-liang, LI Ling, LI Yu-xing, et al. A New Doppler Radar of Velocity Measuring at Millimeter Waves [J]. IEEE MTT-S Digest, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 1998. 435-438.
- [5] 薛良金.毫米波工程基础[M].北京:国防工业出版社,1998.28-62.
- [6] 阎石.数字电子技术基础[M].北京:高等教育出版社,1998.183-245.
- [7] Kenneth J. Button, James C. Wiltz, 方再根.毫米波系统[M].北京:国防工业出版社,1989.25-32.

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)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)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)，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>