

匹配网络对测向天线阵性能的改善*

Improving the Performance of Direction Finding System by Loading the Array with Matching Networks

辛 红 郑家骏 梁昌洪

(西安电子科技大学微波电信工程系, 西安 710071)

XIN Hong, ZHENG Jiajun, LIANG Changhong

(Dept. of Microwave Telecommunications Eng., Xidian University, Xi'an 710071)

【摘要】 利用相位信息确定来波入射角能达到较高的精度,但测向天线之间的互耦对系统性能的影响很大。加载匹配网络不但能降低接收机端口的驻波比,还能有效地减弱天线之间互耦的影响,改善系统性能。本文给出使用矩量法分析天线阵接收性能时几个关键问题的处理方法。加载不同匹配网络的结果表明,加载有耗网络会改善系统的测向性能,但系统的最大增益要降低。同时发现,对应对称振子和天线阵的特征尺寸出现了“广义谐振”现象,这种现象的消除只能通过改变系统的特征尺寸来实现。

关键词: 匹配网络,测向天线阵,广义谐振

Abstract: High accuracy can be obtained in direction finding system where the angle of incidence is determined by the phase information of the incident wave, but the mutual coupling between antennae will effect the performance of the system. Loading the antennae with matching networks will not only decrease the VSWR at the ports of the receivers, but also reduce the influence of the mutual coupling. Some key techniques using the Method of Moments in the analysis of receiving performance of array are given. The results illustrate that loading lossy network can improve the performance of the system, but decrease the maximum gain. The phenomenon named “Generalized resonance” corresponding to the characteristic dimensions of the antennae and the array has also been found which can only be shifted out of the band by adjusting the characteristic dimensions.

Key terms: Matching network, Direction finding array, Generalized resonance

一、引 言

随着电子对抗技术的发展,对测向系统的性能要求越来越高,不但要工作频带宽、体积小,而且要有较高的测向精度。综合考虑测向精度、系统技术可行性、系统机动性等因素,干涉仪测

* 收稿日期:1999-04-28;定稿日期:1999-07-12。

向系统是优选方案之一^[1]。干涉仪测向技术中通常使用多对天线构成多个基线来消除相位测量中的模糊性,同时提高测向精度^[2]。理想情况下,每个基线测到的相位差与来波方向角成正弦关系。为了追求小体积,这些天线往往间隔很近,天线之间的互耦使测到的相位差与理想情况相去甚远,相位差与来波方向角之间的关系比较复杂。实际应用时,利用实测数据来进行校准。同时由于天线之间的互耦,基线的无模糊范围将缩小。

如果在设计和优化天线阵时考虑到其测向性能,从而避免甚至消除互耦带来的不便,就有可能制造出高精度的干涉仪测向系统。可见理论分析天线阵的测向特性是很关键的。针对对称振子圆阵测向系统,本文采用矩量法进行分析,通过加载匹配网络来改善测向系统性能,着重处理广义阻抗矩阵结构、网络加载、输入阻抗计算、相位特性等问题。特别是给出的广义阻抗矩阵计算及求逆算法使运行时间缩短到原来的 3% 和 25%。

二、分析方法

考虑半径为 a , 长度为 L 的对称振子组成的五星阵,阵半径为 R 。每个天线在中心馈电,接匹配网络。匹配网络与接收机相连。天线阵工作在接收状态。图 1 是五元阵对称振子的分布情况。

1 使用分段正弦函数的矩量法

本文采用分段正弦函数作为基函数和权函数来分析线天线,比使用脉冲基函数点选配具有收敛快的特点。设每个天线都被分成 $N_1=2(N+1)$ 个单元,单个对称振子上的电流展开为

$$I(z') = \sum_{n=1}^{2N+1} I_n S_n(z') \quad (1)$$

分段正弦函数定义为

$$S_n(z) = \begin{cases} \frac{\sin k(\Delta z - |z - z_n|)}{\sin k\Delta z}, & z_{n-1} \leq z \leq z_{n+1} \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (2)$$

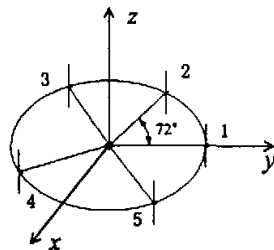


图 1 五对称振子圆阵

设振子表面加有切向电场 E_z , 经 Galerkin 法处理 Pocklington 方程得到积分差分方程为^[3]

$$A_z(z_{m+1}) - 2\cos k\Delta z A_z(z_m) + A_z(z_{m-1}) = -\frac{j\omega\mu\epsilon}{k} \int_{z_{m-1}}^{z_{m+1}} E_z(z) \sin k(\Delta z - |z - z_m|) dz \quad (3)$$

$$m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, \pm(N+1)$$

(3) 式是进行矩量法计算的依据,左边去除电流系数后可得到广义阻抗矩阵,右边是广义电压列矩阵,是激励源与权函数的内积。 A_z 的表达式如下

$$A_z(z) = -\frac{\mu}{j8\pi\sin k\Delta z} \{ e^{jk(\Delta z + z - z_n)} [Ei(ku_n^+) - Ei(ku_{n-1}^+)] + e^{-jk(\Delta z + z - z_n)} [Ei(ku_n^-) - Ei(ku_{n-1}^-)] + e^{jk(\Delta z - z + z_n)} [Ei(ku_n^+) - Ei(ku_{n+1}^+)] + e^{-jk(\Delta z - z + z_n)} [Ei(ku_n^-) - Ei(ku_{n+1}^-)] \} \quad (4)$$

其中

$$Ei(x) = Ci(x) + jSi(x), u_n^\pm = \mp(z - z_n) - \sqrt{\rho^2 + (z - z_n)^2} \quad (5)$$

根据源点和场点位置的不同确定 ρ 的值

$$\rho = \begin{cases} \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2}, & \text{源点和场点不在同一天线上} \\ a, & \text{源点和场点在同一天线上} \end{cases} \quad (6)$$

(x_i, y_i) 和 (x_j, y_j) 是天线轴线位置坐标。

2 天线的平面波激励

因测向系统工作在接收状态, 计算时天线的激励为平面波。对沿 z 轴平行放置的线天线, 平面波激励只需考虑 θ 向电场。相位零点在原点的平面波表示为

$$E_\theta = e^{-j\hat{k} \cdot \hat{r}} \quad (7)$$

其中, 波矢量 $\hat{k} = \hat{x}k_x + \hat{y}k_y + \hat{z}k_z$, 它也可用球坐标的俯仰角和方位角表示

$$k_x = k \sin \theta \cos \varphi, \quad k_y = k \sin \theta \sin \varphi, \quad k_z = k \cos \theta \quad (8)$$

场点的矢径 $\hat{r} = (\hat{x}x + \hat{y}y + \hat{z}z)$, 设第 i 个天线在 xoy 面上的坐标为 (x_{ai}, y_{ai}) , 天线上点的矢径

$$\hat{r} = (\hat{x}x_{ai} + \hat{y}y_{ai} + \hat{z}z) \quad (9)$$

电场在天线上起作用的是 E_z 分量

$$E_z = \hat{z} \cdot \partial E_\theta = \sin \theta e^{-j\hat{k} \cdot \hat{r}} \quad (10)$$

(10)式代入(3)式右边得到广义电压激励为

$$\begin{aligned} V(m) &= -\frac{j\mu}{\eta} \sin \theta \int_{z_{m-1}}^{z_{m+1}} e^{-j\hat{k} \cdot \hat{r}} \sin k(\Delta z - |z - z_m|) dz \\ &= \frac{j\mu}{\eta k} \sin \theta [1 + e^{j2k_x \Delta x} - 2e^{jk_x \Delta x} \cos(k \Delta z)] e^{-j[k_x x_{ai} + k_y y_{ai} + k_z (\Delta x + z_m)]} \end{aligned} \quad (11)$$

由(11)式可见, 广义电压激励的表达式比脉冲基函数点选配复杂一些。

3 匹配网络加载

每个对称振子中点处都接有一个相同的匹配网络, 每个匹配网络的另一端连接的是相同的接收机。匹配网络和接收机可按照网络理论处理, 而分析天线是从场的角度出发的, 因此要把匹配网络和接收机对天线的贡献以天线加载方式计入天线分析中。从天线中心馈电点向匹配网络方向看是一个等效阻抗, 记为 Z_{load} 。把等效阻抗串接在天线中点处, 属于串联集中加载。串联区的电磁场结构比较复杂, 不能给出严格的场解或边界条件。一般假定加载的阻抗长度很小, 不影响天线的场分布和边界条件, 直接推广 Pocklington 方程来处理加载阻抗问题。

加载天线上的边界条件仍满足天线表面切向场^[4,5]

$$\left[\frac{d^2}{dz^2} + k^2 \right] A_z(z) - j\omega\mu\epsilon Z_{load} I(z) = -j\omega\mu\epsilon E_z^i(z) \quad (12)$$

用分段正弦权函数测试上面的方程时, 广义阻抗矩阵中与加载阻抗有关的有三项

$$\begin{aligned} Z'(m) &= -\frac{j\omega\mu\epsilon Z_{load}}{\sin k \Delta z} \int_{z_{m-1} + \Delta z/2}^{z_{m+1} - \Delta z/2} \sin k(\Delta z - |z - z_m|) dz \\ &= -\frac{j2\mu}{\eta \sin k \Delta z} \left(\cos \frac{k \Delta z}{2} - \cos k \Delta z \right) Z_{load} \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} Z'(m-1) = Z'(m+1) &= -\frac{j\omega\mu\epsilon Z_{load}}{\sin k \Delta z} \int_{z_m}^{z_m + \Delta z/2} \sin k(\Delta z - |z - z_m|) dz \\ &= \frac{j\mu}{\eta \sin k \Delta z} \left(\cos \frac{k \Delta z}{2} - 1 \right) Z_{load} \end{aligned} \quad (14)$$

其中, Z_{load} 是从天线馈电点向匹配网络方向看的等效阻抗。由(13)式和(14)式可见,与脉冲基函数点选配不同, Z_{load} 不是直接加在广义阻抗矩阵某一个相应项上,而要乘系数加在三个项上。

4 广义阻抗矩阵及其逆矩阵的对称性

将广义阻抗矩阵按分块矩阵看待,考虑天线阵的对称性,对称振子自身的对称性及互易定理可知,广义阻抗矩阵实际上是对称的循环分块矩阵,每个子块又是中心对称的循环矩阵,但广义阻抗矩阵本身不是循环矩阵^[6,7]。例如,五元阵广义阻抗矩阵的结构如下式

$$\begin{bmatrix} \text{I} & \text{II} & \text{III} & \text{III} & \text{II} \\ \text{II} & \text{I} & \text{II} & \text{III} & \text{III} \\ \text{III} & \text{II} & \text{I} & \text{II} & \text{III} \\ \text{III} & \text{III} & \text{II} & \text{I} & \text{II} \\ \text{II} & \text{III} & \text{III} & \text{II} & \text{I} \end{bmatrix} \quad (15)$$

其中, I, II 和 III 号分块矩阵表示第 1 号天线上的元素与第 1, 2 和 3 号天线上元素的作用,并且都是中心对称循环矩阵。

设共有 M 个振子,令 $P = \text{INT}(M/2) + 1$ 。则必须计算的元素只有 $P * N_1$ 个,即

$$Z(1, j), j = 1, 2, \dots, P * N_1 \quad (16)$$

由上式可见,只需求出少量元素值,就可利用对称关系直接赋值,完成关于阻抗矩阵所有元素值的计算。实际计算表明矩阵元素计算时间缩短到 3% 左右。

可以证明,广义阻抗矩阵之逆矩阵的结构也可用(15)式表示^[7]。利用阻抗矩阵及其逆矩阵相乘等于单位阵的条件写出方程组,其独立的方程只有 P 个。因此 $(M * N_1) \times (M * N_1)$ 阶阻抗矩阵的求逆可转化为 $(P * N_1) \times (P * N_1)$ 阶矩阵求逆。以五元阵为例,待求矩阵写为

$$\begin{bmatrix} \text{I}' \\ \text{II}' \\ \text{III}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{I} & 2 \cdot \text{II} & 2 \cdot \text{III} \\ \text{II} & \text{I} + \text{III} & \text{II} + \text{III} \\ \text{III} & \text{II} + \text{III} & \text{I} + \text{II} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (17)$$

这一形式的快速求逆算法很适合。计算表明,矩阵求逆时间缩短到原来的 25% 左右。

三、参数计算

1 天线输入阻抗的计算

输入阻抗主要用于确定接收机端口处的驻波比和增益。驻波比过大会影响接收机测相精度,增益太小会缩小测向系统的测向范围。接收天线的等效网络如图 2 所示。 V_0 为天线等效电压源, Z_{in} 为天线输入阻抗, Z_{Load} 为等效负载。

两次加载不同的阻抗值 Z_{load1} 和 Z_{load2} , 利用式(13)和(14)得到阻抗元素。用矩量法计算出两种情况下天线中点处接收电缆的电流 I_1 和 I_2 。由图 2 知

$$\begin{cases} V_0 = I_1(Z_{in} + Z_{Load1}) \\ V_0 = I_2(Z_{in} + Z_{Load2}) \end{cases} \quad (18)$$

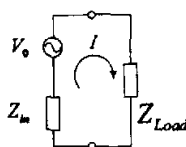


图 2 接收状态天线的等效电路

$$Z_{in} = \frac{I_2 Z_{load2} - I_1 Z_{load1}}{I_1 - I_2} \quad (19)$$

2 比较法计算增益

对测向天线并不能一味追求高增益,因为事先并不知道来波方向,所以要在尽可能全向接收情况下争取高增益,以增加测向距离和范围。尽管单独存在的对称振子水平方向图是全向的,但在天线阵中由于互耦的影响,每个对称振子会丢失方向图的全向性。定义水平不圆度为水平面内最大增益与最小增益的差值来衡量测向天线的全向程度。当然首先要计算出天线的增益方向图。

主要处理阻抗不匹配情况下的增益计算。为了与待测天线的极化接近,选择标准增益半波振子作为标准天线。已知标准天线的增益是 G_0 ,输入阻抗为 Z_{in0} ,接负载 Z_L ,测得负载上的电流为 I_{L0} 。测向天线经匹配网络接负载 Z_L ,测得负载上的电流为 I_L ,负载处向天线方向看的等效输入阻抗为 Z_{inL} 。匹配网络以级联参数表示为

$$[A] = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \quad (20)$$

按比较法测增益的步骤,经推导可知从接收机向天线方向看的增益为

$$G = G_0 - \alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3 + \alpha_4 \quad (21)$$

其中, α_1 是由于标准天线与负载 Z_L 不匹配引起的增益差, α_2 是测向天线馈电点处等效负载 Z_{load} 吸收的功率与标准天线上负载吸收的功率比(分贝值), α_3 是等效负载 Z_{load} 获得功率小于测向天线的资用功率而引起的增益差, α_4 是匹配网络损耗引起的增益差,分别表示为

$$\alpha_1 = 10 \lg \frac{P_{a0}}{P_{L0}} = 10 \lg \frac{|Z_{in0} + Z_L|^2 \operatorname{Re} Z_{in0}}{4(\operatorname{Re} Z_{in0})^2 \operatorname{Re} Z_L} \quad (22)$$

$$\alpha_2 = 10 \lg \left(|A_{21} Z_L + A_{22}|^2 \left| \frac{I_L}{I_{L0}} \right|^2 \frac{\operatorname{Re} Z_{load}}{\operatorname{Re} Z_L} \right) \quad (23)$$

$$\alpha_3 = 10 \lg \frac{P_a}{P_L} = 10 \lg \frac{|Z_{in} + Z_{load}|^2 \operatorname{Re} Z_{in}}{4(\operatorname{Re} Z_{in})^2 \operatorname{Re} Z_{load}} \quad (24)$$

$$\alpha_4 = 10 \lg \frac{\operatorname{Re} Z_{in}}{\operatorname{Re}(Z_{in} + A_{12}/A_{22})} \quad (25)$$

如果从发射状态计算天线增益,只要考虑 α_3 和 α_4 就可以了。

3 相差特性

每路接收通道均由相同的对称振子和匹配网络以及接收机组成,并且对称振子均匀分布,两接收机的接收相位差就是同一工作频率下对应等效负载 Z_{load} 上电流的相位差。

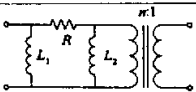
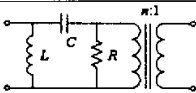
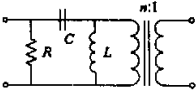
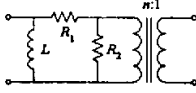
定义无模糊范围是以基线垂直方向为中心向两边延伸直至出现相差模糊性时方位角所覆盖的范围。无模糊范围越大,工作频带越宽;无模糊范围与频率的关系越平滑,得到测向算法适应性就越强。定义最大相差为在天线相差测量的无模糊范围内天线实测相差与理想相差之间差别的最大值。最大相差越小,表明测向系统越稳定。如果无模糊范围和最大相差在某些频点附近有剧烈的变化,说明在该频点附近的测向精度要降低一些。

四、网络的补偿作用

万方数据 在天线和接收机之间没有匹配网络,接收机端口的驻波比在有些频率点附近很大,甚

至无法工作。另外,由于天线之间互耦的影响,接收到的相位差随频率的变化很剧烈,水平不圆度指标也变得很差。通过优化驻波比发现使用无耗网络进行匹配和去耦达到的驻波比在 30 左右,几乎是不可能付诸实践的。还可看到,元件数的增加并不能有效地降低驻波比,相反地,还可能使性能降低。通过在网络中引入电阻,可使驻波比降低到要求的程度,如表 1 所示。计算时天线半径为 15 毫米,天线长度为 2 米,阵半径为 1.2 米。工作频率从 30MHz 到 200MHz。平面波入射角间隔 1 度。

表 1 几种有耗网络的驻波比

网络拓扑	参数	驻波比
1	 $L_1 = 80\mu\text{H}, R = 400\Omega$ $L_2 = 4.5\mu\text{H}, n = 3.8$	1.7791
2	 $L_1 = 6\mu\text{H}, C = 6.8\text{pF}$ $R = 50\Omega, n = 0.9$	1.2602
3	 $R = 82\Omega, L = 1\mu\text{H}$ $C = 150\text{pF}, n = 1.1$	2.0614
4	 $R_1 = 300\Omega, R_2 = 44\Omega$ $L_3 = 5\mu\text{H}, n = 0.9$	1.083

从高增益要求的角度来看,加载 2,3 号匹配网络较好,最大增益在整个频带内起伏不大,如图 3 所示。但加载 2,3 号网络的水平不圆度出现了尖峰,分别达到 27dB 和 20dB。水平不圆度最好的是 4 号网络,整个频带内几乎在 6dB 以下。

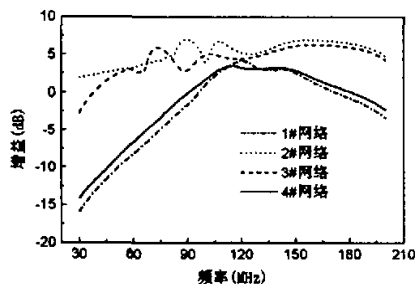


图 3 加载匹配网络后的增益

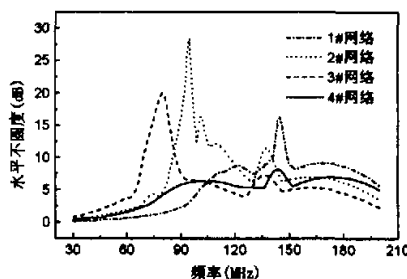


图 4 加载匹配网络后的水平不圆度

测向天线的相位特性比增益更为重要。图 5 是间隔天线之间相差的无模糊范围,可以看出 4 号网络对应的无模糊范围与理想情况最接近,其它网络出现了非单调变化情况。图 6 反映的是 360 度方位角范围内的最大相差,比较好的还是 4 号网络。

综合考察所有的指标可得到几点结论:(1)每个网络都存在某个频率点,在该频率点附近,水平不圆度特性曲线出现尖峰,即所谓“广义谐振”现象。主要在 80MHz 和 150MHz 附近,分

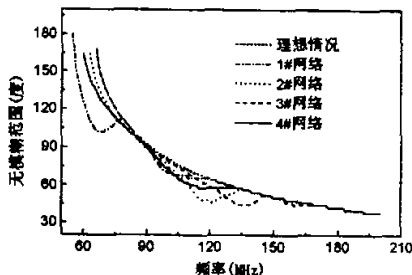


图5 加载匹配网络后的无模糊范围

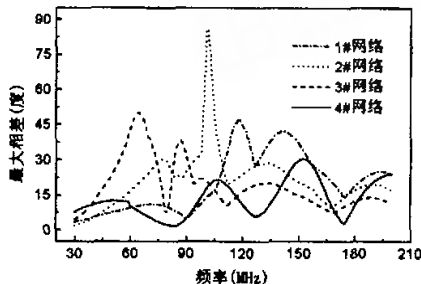


图6 加载匹配网络后的最大相差

别对应了对称振子的特征尺寸和天线阵的特征尺寸。在网络拓扑结构基本稳定的前提下,消除水平不圆度尖峰只能采取改变对称振子和阵尺寸的方式完成。(2)无模糊范围指标与增益指标有一定关联。增益越高,加载网络的无模糊范围与理想情况差别越大,在频率低端尤为明显。无模糊范围变化的频率点与水平不圆度出现尖峰的频率点对应。(3)最大相差指标较好的是4号网络,这主要是该网络中仅包含一个频率相关元件。其他相差较大的点也是水平不圆度出现尖峰的频率点。总的来看,这些指标之间存在矛盾,要根据实际情况权衡。

五、结 论

本文讨论用矩量法分析接收状态下测向天线的性能,重点处理平面波激励、网络加载和广义阻抗矩阵及其逆矩阵的结构等几个关键问题,并给出接收状态下输入阻抗、增益和相差特性的计算方法。特别是给出的广义阻抗矩阵计算及求逆算法使运行时间明显减少,对天线阵的综合非常有利。通过对加载不同匹配网络天线的特性分析可知,当天线阵中对称振子距离较近时,只能通过加载有耗匹配网络来改善系统的测向性能。网络中所含频率无关元件较多,测向性能随频率的变化越平滑,但付出的代价是增益降低。

参考文献

- [1] 鲁道夫格拉鲍主编,平良子译. 无线电测向技术,成都:西南电子电信技术研究所,1993:4-80~4-98.
- [2] W. A. U. Titzte, et al. Direction finding system using symmetric-pair antenna arrays. *IEE Proc. Radar, Sonar Navig.*, 1995;142(3):130~136.
- [3] D. R. Wilton, et al. Efficient numerical techniques for solving Pocklington's equations and their relationships to other methods, *IEEE Trans. AP*, 1976;24(1):83~86.
- [4] 王元坤等. 线天线的宽频带技术,西安:西安电子科技大学出版社,1995:38~88.
- [5] 谢文方等. 加载与媒质中的天线,成都:电子科技大学出版社,1990:45~70.
- [6] H. Akaike. Block toeplitz matrix inversion. *SIAM Journal of Appl. Math.* 1973;24(2):234~241.
- [7] 毛源顺. 循环矩阵及其在分子振动中的应用,武汉:华中理工大学出版社,1995:106~122.

辛 红 1971年生,1988年就读于西安电子科技大学微波电信工程系,分别于1992年、1995年和1999年获工学学士、硕士和博士学位。主要从事计算微波与计算电磁学方面的研究工作。

郑家骏 1969年生,分别于1992年、1995年和1998年获工学学士、硕士和博士学位,现为西安电子科技大学副教授。主要从事计算微波与计算电磁学方面的教学研究工作。

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),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>