

# 基于腔模理论讨论矩形微带天线远区场

伍 刚, 张小平

(攀枝花学院 四川 攀枝花 617000)

**摘要:**微带天线具有剖面薄、体积小、重量轻、平面结构等特点,他可以形成与导弹、卫星等载体表面共形的结构,能与有源器件和电路集成单一的模块,便于获得圆极化波,实现双频段、双极化等功能。微带天线是由导体薄片粘贴在背面有导体接地的介质基片上形成的天线,利用腔模理论对矩形微带天线远区场求解时,将微带天线看作是一个矩形谐振腔,列出腔内波动方程,求出内场,利用 $\vec{J}_m = \vec{n} \times \vec{e}E_z$ 公式求出磁流,再利用矢量电位求出远区场和方向函数表达式。

**关键词:**微带天线;腔模理论;波动方程;远区场;方向函数

中图分类号:TN820

文献标识码:B

文章编号:1004-373X(2006)15-046-03

## Discussion about Rectangular Microstrip Antennas Far Field Based on Cavity Model Theory

WU Gang, ZHANG Xiaoping

(Panzhihua University, Panzhihua, 617000, China)

**Abstract:** The microstrip antennas has characteristics of the section plane thinly, the volume small, the weight light, the planar structure and so on. It may form structure of surface altogether shape with the missile, satellite and so on carrier, integrate sole module with the active device and the electric circuit, it obtains the circularly-polarized wave, realizes function of the double-polarized and the double-frequency. The microstrip antenna is one glued by the thin slice of conductor to the medium substrate forms with the conductor to earth on the back. When cavity model theory is used to find the rectangular microstrip antennas far zone field, we can regard the microstrip antennas as rectangular resonant cavity, list the wave equation in the cavity, extract the infiel, and the magnetic current using the formula  $\vec{J}_m = \vec{n} \times \vec{e}E_z$ , and extract as well the far field and the directivity function expression using the vector electric potential.

**Keywords:** microstrip antennas; cavity model theory; wave equation; far zone field; directivity function

## 1 引言

微带天线是在一块厚度 $h$ 远小于波长 $\lambda$ 的介质基片的一面沉积或粘贴金属辐射片,另一面全部贴以金属薄片层作为接地板而构成的一种天线,他的主要特点是:剖面低,即微带天线可以做得很薄( $h=0.5\sim1.2$  mm);尺寸小、重量轻;天线性能多元化;易于安装和批量生产,结构牢固;工作带宽窄(阻抗带宽只能达到百分之几),增益低(由于介质损耗,单个微带辐射元的增益通常在4~8 dB),只能向半空间辐射或接收(组成共形阵后可弥补此缺陷),端射性能差,功率容量较低<sup>[1]</sup>。微带天线按结构分为两大类:一类为微带贴片天线,另一类为微带缝隙天线,他们常用于卫星通信、多普勒雷达、射频测量计、指挥和控制系统、导弹遥测、武器引信、环境检测等,而在现代通信系统中,微带天线广泛地应用于100 MHz~50 GHz的频率范围<sup>[2]</sup>。

对于微带天线来说,求解辐射场的方法有:传输线法、

腔模理论法、积分方程法、矢量法以及其他的方法和有限元法<sup>[3]</sup>,在这里以谐振腔模法为对象,对矩形微带天线进行讨论。

## 2 利用腔模法求远区场

### 2.1 腔模理论

如图1所示为微带天线的结构图,微带片和接地板之间的盒形区域可看作谐振腔,他的上下壁是微带片和面积相同的接地板,四周为侧壁,在分析腔内场时,基本的腔模理论作如下假设:

(1) 当 $h \ll \lambda$ (腔模分析的条件),可以认为腔内电场仅有 $E_z$ 分量,磁场只有 $H_x$ 和 $H_y$ 分量,所有场分量只是 $x$ 和 $y$ 的函数,而与坐标 $z$ 无关;

(2) 在微带片的周界上,片电流没有垂直于周界的分量,即沿侧壁 $H$ 的切向分量为零,故腔的侧壁可假设为磁壁,即谐振腔可视为上下为电壁,周围为磁壁的腔体<sup>[4]</sup>;

(3) 窄缝上电场的辐射可由面磁流的辐射来等效(等效原理),微带馈线可用平行于 $z$ 轴的电流源代替,即等效于在馈电点加有恒流源 $J_z = 1$ 。

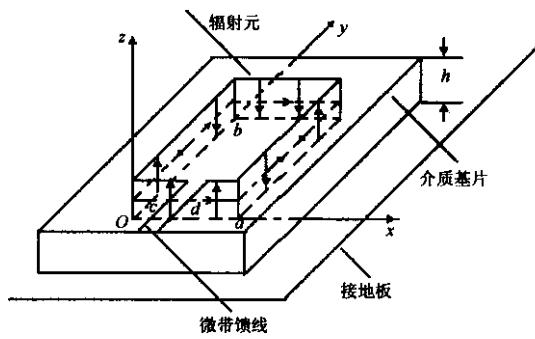


图1 微带天线结构图

从以上假设可以知道,矩形微带天线可视为电壁和磁壁构成的谐振腔,因此求解微带天线的内部场问题,便归

结为求满足上述边界的矩形谐振腔问题,这就是腔膜理论。

## 2.2 谐振腔内场的确定

由于谐振腔内为无源区域,波动方程为:  $(\nabla^2 + \beta^2)\vec{E} = 0$ , 式中  $\beta = \omega \sqrt{\mu\epsilon}$ , 由基本假设  $\vec{E} = \vec{e}_z E_z(x, y)$ , 上述方程可以写成:  $(\nabla_t^2 + \beta^2)E_z = 0$ , 而  $\vec{H} = \vec{e}_z \times \nabla_t E_z / j\omega\mu$ , 式中  $t$  表达式仅对横向坐标进行, 边界条件(矩形微带天线)  $\frac{\partial E_z}{\partial y} \Big|_{x=0, a} = 0, \frac{\partial E_z}{\partial x} \Big|_{y=0, b} = 0$ 。从图1可知,谐振腔内的电磁场是沿  $y$  轴方向传播的入射波和反射波叠加而形成的,若以上标(+)表示入射,上标(-)表示反射,则谐振腔内电磁场用分离变量法可求出满足边界条件的解为<sup>[5]</sup>:

$$\begin{aligned} E_z &= \sum_{n=0}^{\infty} \left[ \left[ A_n^+ \cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right) e^{-j\beta_n y} + A_n^- \cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right) e^{+j\beta_n y} \right] \right] \\ H_x &= \sum_{n=0}^{\infty} \left[ A_n^+ \frac{\beta_n}{\omega\mu} \cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right) e^{-j\beta_n y} - A_n^- \frac{\beta_n}{\omega\mu} \cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right) e^{+j\beta_n y} \right] \\ H_y &= \sum_{n=1}^{\infty} \left[ A_n^+ \frac{j}{\omega\mu} \left(\frac{n\pi}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{a}x\right) e^{-j\beta_n y} + A_n^- \frac{j}{\omega\mu} \left(\frac{n\pi}{a}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{a}x\right) e^{+j\beta_n y} \right] \end{aligned}$$

其中:当  $\beta_n = \sqrt{\beta^2 - \left(\frac{n\pi}{a}\right)^2}$ ,  $\beta > \frac{n\pi}{a}$ ; 当  $\beta_n = -j\sqrt{\left(\frac{n\pi}{a}\right)^2 - \beta^2}$ ,  $\beta < \frac{n\pi}{a}$ ;  $\beta = \omega \sqrt{\mu\epsilon}$ 。

利用边界条件:  $H_x \Big|_{y=b} = 0, H_x \Big|_{y=0} = \begin{cases} -J & c < x < d \\ 0 & \text{其他各处} \end{cases}$  和  $\left\{ \cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right) \right\}$  系列的正交性:

$$\int_0^a \cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right) dx = \begin{cases} 0 & m \neq n \\ \frac{a}{2} & m = n \end{cases}$$

求出系数:  $A_0 = j\omega\mu J \frac{(d-c)}{a\beta \sin \beta b}, A_n = j\omega\mu J \frac{4R_n}{n\pi \beta_n \sin \beta_n b}, n = 1, 2, \dots, R_n = [\sin \frac{n\pi}{2a}(d-c)][\cos \frac{n\pi}{2a}(d+c)]$ , 将系数代入得到矩形微带天线的内部场:

$$\begin{aligned} E_z &= \sum_{n=0}^{\infty} j\omega\mu J \frac{4 \left[ \sin \frac{n\pi}{2a}(d-c) \right] \left[ \cos \frac{n\pi}{2a}(d+c) \right]}{n\pi \beta_n \sin \beta_n b} \cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right) \cos \beta_n(y-b) \\ H_x &= \sum_{n=0}^{\infty} J \frac{4 \left[ \sin \frac{n\pi}{2a}(d-c) \right] \left[ \cos \frac{n\pi}{2a}(d+c) \right]}{n\pi \sin \beta_n b} \cos\left(\frac{n\pi}{a}x\right) \sin \beta_n(y-b) \\ H_y &= - \sum_{n=0}^{\infty} J \frac{4 \left[ \sin \frac{n\pi}{2a}(d-c) \right] \left[ \cos \frac{n\pi}{2a}(d+c) \right]}{a\beta_n \sin \beta_n b} \sin\left(\frac{n\pi}{a}x\right) \cos \beta_n(y-b) \end{aligned}$$

## 2.3 已知腔内场求边界上的磁流

在理论上,封闭的磁壁和电壁一样,都能将区域内外的场相隔离,但在这里,腔的侧壁虽然等效为磁壁,他实际是连续空间的一部分,对于计算外部空间的场而言,侧壁上的  $E_z$  可等效为磁流,其计算公式为:  $\vec{J}_m = \vec{e}_n \times \vec{e}_z E_z$ , 公式中  $\vec{J}_m$  是指矩形微带天线四周窄缝上等效的面磁流密度,  $\vec{e}_n$  是缝隙表面(辐射口径)的外法线方向单位矢,为了便于计算方向图,将坐标原点置于矩形微带天线中心,在  $n=0, m=1$  常用基模式下,其电流分布表达式为<sup>[6]</sup>:

$$\vec{J}_m \left( x, -\frac{b}{2} \right) = \vec{e}_x A_0; \vec{J}_m \left( \frac{a}{2}, y \right) = \vec{e}_y A_1 \cos \beta_1 \left( y - \frac{b}{2} \right); \vec{J}_m \left( x, \frac{b}{2} \right) = \vec{e}_x A_0; \vec{J}_m \left( -\frac{a}{2}, y \right) = \vec{e}_y A_1 \cos \beta_1 \left( y + \frac{b}{2} \right)。$$

## 2.4 已知磁流分布求远区场

从  $\vec{J}_m$  的表达式可知,磁流的  $y$  分量相等而反相,他们的辐射是叉极化成分,并且基本上相互抵消,只有  $x$  分量(具体见图1),所以矢量电位也只有  $F_x$  分量,由矢量电位公式:

$$\vec{F}(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi} \int_c \frac{\vec{J}_m(\vec{r}')}{|\vec{r} - \vec{r}'|} e^{-j\beta |\vec{r} - \vec{r}'|} dl$$

其中:  $\vec{r}$  是由原点到场点  $P$  的矢径,  $\vec{r}'$  是由坐标原点到场源  $Q$  的矢径, 代入  $\vec{J}_m(\vec{r}')$  后得到<sup>[6]</sup>:

$$\vec{F}_x = \frac{-e^{-j\beta r}}{4\pi r} \left[ \int_{a/2}^{-a/2} 2A_0 e^{-j\beta(x' \sin \theta \cos \varphi + \frac{b}{2} \sin \theta \sin \varphi)} dx' + \int_{a/2}^{-a/2} 2A_0 e^{j\beta(x' \sin \theta \cos \varphi - \frac{b}{2} \sin \theta \sin \varphi)} dx' \right] \vec{e}_x$$

由于  $F_y = F_z = 0$ , 利用下式:

$$\begin{bmatrix} F_r \\ F_\theta \\ F_\varphi \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \varphi & \sin \theta \sin \varphi & \cos \theta \\ \cos \theta \cos \varphi & \cos \theta \sin \varphi & -\sin \theta \\ -\sin \varphi & \cos \varphi & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_x \\ F_y \\ F_z \end{bmatrix}$$

将直角坐标系变成球坐标系得到:

$$F_\theta = F_x \cos \varphi \cos \theta = \frac{2A_0 e^{-j\beta r}}{\pi r} \frac{\cos\left(\frac{\beta b}{2} \sin \theta \sin \varphi\right) \sin\left(\frac{\beta a}{2} \sin \theta \cos \varphi\right) \cos \theta}{\beta \sin \theta}$$

$$F_\varphi = -F_x \sin \varphi = \frac{-2A_0 e^{-j\beta r}}{\pi r} \frac{\cos\left(\frac{\beta b}{2} \sin \theta \sin \varphi\right) \sin\left(\frac{\beta a}{2} \sin \theta \cos \varphi\right) \sin \varphi}{\beta \sin \theta \cos \varphi}$$

于是利用  $\vec{E} = -\nabla \times \vec{F}$  求得远区的场为:

$$E_\theta = j\beta F_\varphi = -2A_0 \frac{e^{-j\beta r}}{\pi r} \frac{\cos\left(\frac{\beta b}{2} \sin \theta \sin \varphi\right) \sin\left(\frac{\beta a}{2} \sin \theta \cos \varphi\right) \sin \varphi}{\sin \theta \cos \varphi}, \quad H_\varphi = \frac{E_\theta}{120\pi}$$

$$E_\varphi = -j\beta F_\theta = -j2A_0 \frac{e^{-j\beta r}}{\pi r} \frac{\cos\left(\frac{\beta b}{2} \sin \theta \sin \varphi\right) \sin\left(\frac{\beta a}{2} \sin \theta \cos \varphi\right) \cos \theta}{\sin \theta}, \quad H_\theta = \frac{-E_\varphi}{120\pi}$$

矩形微带天线的远区场便求出来了。

## 2.5 由远区的场求矩形微带天线的方向函数

$E_\theta, E_\varphi$  表达式中与方向有关的因子称为矩形微带天线的方向函数, 由方向函数的定义可知<sup>[7]</sup>:

$$f_\theta(\theta, \varphi) = \frac{E_\theta}{|E_\theta|_{\max}} = \frac{\cos\left(\frac{\beta b}{2} \sin \theta \sin \varphi\right) \sin\left(\frac{\beta a}{2} \sin \theta \cos \varphi\right) \sin \varphi}{\sin \theta \cos \varphi}$$

$$f_\varphi(\theta, \varphi) = \frac{E_\varphi}{|E_\varphi|_{\max}} = \frac{\cos\left(\frac{\beta b}{2} \sin \theta \sin \varphi\right) \sin\left(\frac{\beta a}{2} \sin \theta \cos \varphi\right) \cos \theta}{\sin \theta}$$

而当  $\varphi = 90^\circ$  时,  $f_\theta(\theta, \varphi)$  所在的平面为  $E$  面; 当  $\varphi = 0^\circ$  时,  $f_\varphi(\theta, \varphi)$  所在的平面为  $H$  平面, 将对应的方向函数求极值, 并用最大值除后便得到  $E$  面和  $H$  面的归一化函数:

$$F_E(\theta, \varphi) = \frac{f_\theta(\theta, \varphi)}{f_{\theta\max}} = \cos\left(\frac{\beta b}{2} \sin \theta\right) \text{ 和 } F_H(\theta, \varphi) = \frac{f_\varphi(\theta, \varphi)}{f_{\varphi\max}} = \frac{2}{\beta a} \frac{\sin\left(\frac{\beta a}{2} \sin \theta\right) \cos \theta}{\sin \theta},$$

用这种方法算出的结果与双缝等效的方法是一致的<sup>[8]</sup>。

## 3 结语

从以上分析可以看出, 通过腔模理论对矩形微带天线做必要的假设, 使微带天线等效为具有电壁和磁壁的腔体, 列出腔内波动方程, 利用边界条件求解方程得出腔内的场强, 根据腔内的场强求出其磁流分布, 利用矢量电位求出远区场的表达式和方向函数表达式<sup>[9]</sup>, 这种方法虽然不十分完备, 但是条理清楚, 分析简明, 结合经验修改, 便能达到工程上的要求。

## 参 考 文 献

- [1] 林昌禄, 陈海, 吴为公. 近代天线的设计[M]. 北京: 人民邮电出版社, 1990.
- [2] 刘学观, 郭辉萍. 微波技术与天线[M]. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2003.
- [3] 张均, 刘克诚, 张贤铎. 微带天线理论与工程[M]. 北京: 国防工业出版社, 1988.

(下转第 51 页)

### 3.3 频率集更新算法

鉴于卫星转发器的带宽资源非常有限,采用不分使用频率集和备用频率集,把全部可以使用的频率组成一个频率集,以提高频谱的利用率。在自适应跳频过程中,根据抗干扰设备的干扰分析模块提供的质量评估结果,对被干扰的信道进行互控,从跳频频率集中直接删除被干扰的坏频率。在信道干扰严重时,随着频率集的不断更新,可用的好频率点会越来越少,当可用的频率点小于某一特定值时,就一次性释放所有的频率点,重新开始频率集的更新过程。

### 3.4 抗干扰性能

军事卫星通信主要面临着敌方实施的干扰威胁,典型的几个干扰波形是:宽带噪声干扰、部分频带干扰、多频连续波干扰、频率跟踪式干扰。与常规跳频卫星通信系统相比,自适应跳频卫星通信系统能够改善部分频带干扰和多频连续波干扰的抗干扰性能。由参考文献[3]可知,在对跳频通信系统危害最大的两组干扰下,自适应跳频系统的抗干扰性能大大提高,其误码率平均有1~2个数量级的改善;在常规跳频系统已经不能正常工作的区间内,自适应跳频系统仍然工作良好。

## 4 抗干扰终端设备的实现

图3给出了自适应跳频卫星通信抗干扰终端设备的基本实现框图。

在图3中,参考软件无线电的思想,依据数字化、模块化和软件化的标准,从中频即开始采用高速A/D采样,再把采样后的信号数字下变频及抽样,最后交由DSP进行基带处理。另外还使用大规模的FPGA芯片和其他专用通信或控制芯片(例如Meg128等),完成DSP的外围处理、控制和显示任务。

**作者简介** 凌静 女,1971年出生,解放军理工大学工程兵工程学院讲师。研究方向为军事运筹学。

(上接第48页)

- [4] 楼仁海,符果行,袁敬闵.电磁理论[M].成都:电子科技大学出版社,1996.
- [5] 杨宗仁.数学物理方程简明教程[M].北京:中央广播电视台大学出版社,1987.
- [6] 谢处方,邱文杰.天线原理与设计[M].西安:西北电讯工程学院出版社,1985.

**作者简介** 伍刚 1963年出生,四川乐至人,硕士,副教授,华东师范大学国内访问学者。主要从事电磁场与电磁波、微波与天线、电路设计与制作等方面的教学工作,主要研究方向是电磁场与电磁波的应用。

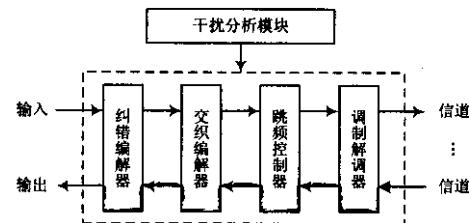


图3 自适应跳频卫星通信抗干扰终端实现框图

在本系统中,信道纠错编解码器采用传统的Viterbi译码器的卷积编码,其中,约束长度  $K=7$ ,基本编码效率  $R=1/3$ 。为了有效地对抗多频干扰和部分频带干扰,对编码后的数据还要进行交织处理,交织算法采用一个允许有较小全局时延的“反向交织”,考虑到卫星时延,交织深度选择为10跳。调制方式为BFSK,解调方式为差分检测。

## 5 结语

将自适应技术应用于跳频(FH/FH)卫星通信系统中,可以进一步提高系统的抗干扰性能,增强系统的可靠性。鉴于卫星通信透明转发器自身的局限性,将来可以考虑将自适应跳频技术与星上处理、宽带、高速等卫星通信新技术相结合,必将发挥更大的作用。

## 参 考 文 献

- [1] 俞世荣,李渊渊.自适应跳频技术及其实现[J].无线电工程,2001,31(1):19~22,30.
- [2] 郭道省,李平辉,张邦宁,等.军事卫星透明转发器特点及抗干扰仿真系统设计[J].系统仿真学报,2002,14(2):219~221,242.
- [3] 李一兵,谭俊锋,刘明伟.自适应跳频通信系统抗干扰性能分析[J].信息技术,2004,28(5):46~48.
- [4] 梅文华.跳频通信[M].北京:国防工业出版社,2005.

- [7] 王家礼,朱满座,路宏敏.电磁场与电磁波[M].西安:西安电子科技大学出版社,2003.
- [8] 宋铮,张建华,黄冶.天线与电波传播[M].西安:西安电子科技大学出版社,2003.
- [9] 尹应强,张卫东,郑会利,等.正多边形圆极化微带天线[J].西安电子科技大学学报:自然科学版,2000,27(2):259~261.

## 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>