

有源集成天线的谐波平衡法分析^{*}

Harmonic Balance Analysis of Active Integrated Antennas

郭晓昱 王蕴仪

(东南大学无线电工程系毫米波国家重点实验室,南京 210096)

GUO Xiaoyu WANG Yunyi

(Southeast University, Radio Engineering Department, State Key Lab of Millimeter Wave, Nanjing 210096)

【摘要】本文首先利用矩量法计算平面馈电型微带贴片天线的输入阻抗,并对其进行实验测量;其次,使用谐波平衡法分析了以Gunn管为振荡源的有源微带天线电路。在求解谐波平衡方程时采用Powell优化法,得出整体电路的振荡频率和振荡电压;再次,仍使用谐波平衡法对肖特基二极管与微带贴片天线集成的接收型有源天线进行大信号和小信号分析,同样经过优化,得出其在本振电压作用下,非线性部分的谐波电压以及在小信号电压作用下的变频损耗。

关键词: 微带天线,有源天线,谐波平衡法,矩量法

Abstract: The Method of Moment (MoM) is used first for calculating the input impedance of microstrip patch antennas fed by microstrip line. Then the experiment on the measurement of the input impedance is carried on. Second, Harmonic Balance Technique (HBT) is used to analyze an oscillating type active microstrip patch antenna integrated with Gunn diode as the oscillating source. Powell optimization method is applied in solving the harmonic balance equations to obtain the oscillating frequency and voltage. Third, HBT is applied again for both the large and small signal analyses of a receiving type active microstrip patch antenna integrated with Schottky diode. The same optimization technique is used for acquiring the harmonic voltage responses to the local oscillation, and also the small signal conversion loss.

Key terms: Microstrip antenna, Active antenna, Harmonic Balance Technique, Method of Moments

一、引 言

近些年来,随着微波集成电路(MIC)和微波单片集成电路(MMIC)技术的快速发展,有源集成天线^[1]已经逐渐成为研究热点。另外,由于有源天线是将有源电路和天线结合为一体的部件,所以是一个非线性网络。对于微波非线性电路的分析已有多种方法,其中谐波平衡法^[2]是最基本的一种方法,使用该方法,可以避免数值积分。对于工作频率不很高的非线性电路,用谐

* 收稿日期:2000-02-28;定稿日期:2000-06-28。

波平衡法分析是合适而有效的。振荡型有源天线主要用以直接发射信号, 提供功率发射源等。本文选用体效应二极管(Gunn), 由于它的输出功率较大, 可与微带贴片天线直接耦合, 而 Gunn 管在直流偏置下的负阻效应, 使之产生微波振荡。采用谐波平衡法将整个振荡型有源天线分为非线性部分和线性部分, 通过 Powell 法优化电路参量得出 Gunn 管的振荡电压和振荡频率。对于接收型有源天线, 可将接收和混频等功能集成于一体完成, 具有结构紧凑, 体积小, 重量轻等优点, 可作为一个接收前端。在电路形式上, 采用肖特基二极管与微带贴片天线相互集成。同样利用谐波平衡法对此接收型有源天线进行分析, 将线性子网络和非线性子网络相结合, 使用 Powell 优化方法对它进行大信号和小信号分析, 计算出变频损耗。

二、微带贴片天线输入阻抗的计算及测量

分析微带贴片天线(图 1)的目的是求得准确的谐振频率和输入阻抗, 使所设计的天线工作在最佳状态。微带贴片天线的输入阻抗计算是微带天线设计的关键问题。在天线设计中, 必需考虑馈线的结构。本文从矢量位入手, 推导出关于微带贴片天线的空域并矢格林函数。并应用傅里叶变换得到谱域格林函数, 采用谱域矩量法^[3], 得到关于一定馈电形式下的输入阻抗计算公式。

1 贴片电流 \bar{J} , 磁矢位表示为:

$$\bar{A}(x, y, z) = \iint_{\text{patch}} \bar{J}(x', y') \cdot \bar{G}'(x, y, z/x', y', z') dx' dy' \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \bar{G}'(x, y, z/x', y', z') = & \frac{\mu}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \{ (\hat{x}\hat{x} + \hat{y}\hat{y}) G_1(k_x, k_y, z, z') + \\ & [\hat{x}\hat{z}k_x + \hat{y}\hat{z}k_y] G_2(k_x, k_y, z, z') \} \cdot e^{jk_z(x-x')} \cdot e^{jk_y(y-y')} dk_x dk_y, \end{aligned} \quad (2)$$

2 将 \bar{G}' 代入 \bar{A} , 改变积分阶数得出贴片电流在介质层产生的电场为:

$$\bar{E}(x, y, z) = \frac{\mu}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{E}(k_x, k_y, z, z') \cdot e^{jk_z(x-x')} dk_x dk_y, \quad (3)$$

$$\bar{E}(k_x, k_y, z, z') = -\frac{jw}{k^2} [k^2 \bar{\Omega} + \bar{K}(\bar{K} \cdot \bar{\Omega})] \quad (4)$$

$$\bar{K} = \hat{x}(jk_x) + \hat{y}(jk_y) + \hat{z} \frac{\partial k_z}{\partial z} \quad (5)$$

3 假设微带贴片电流密度 J 在贴片上产生的电场为 \bar{E}^s , 则由 Richmond 感应方程得到以电流密度为未知数的方程

$$\iint_{\text{Source}} J \cdot \bar{E}^s ds + \iint_{\text{patch}} J \cdot \bar{E}^s ds = 0 \quad (6)$$

4 代入 \bar{E}^s 的表达式, 然后假设贴片电流密度为一系列基函数的展开

$$\bar{J}(x, y) = \sum_n I_n \bar{\Phi}_n(x, y) \quad (7)$$

式中 I_n 为待定系数, 对上式应用 Galerkin 方法, 得到下面关于 I_n 的代数方程,

$$V_m + \sum_n Z_{mn} I_n = 0, \quad m = 1, 2, \dots \quad (8)$$

$$V_m = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{E}^s(k_x, k_y) \cdot \bar{\Phi}(-k_x, -k_y) dk_x dk_y, \quad (9)$$

$$Z_{mn} = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \bar{E}^S(k_x, k_y) \cdot \bar{\Phi}_n(-k_x, -k_y) dk_x dk_y \quad (10)$$

5 求得 I_n 后, 考虑馈线结构贴片天线的输入阻抗为

$$Z_{mn} = - \sum_n I_n V_m \quad (11)$$

这一结果不但适用于微带馈电贴片天线, 也适用于同轴线馈电的微带天线。

对于一个如图 1 所示的微带馈电正方形贴片, 其尺寸为: 长 $w_x = 4.02 \text{ cm}$, 宽 $w_y = 4.02 \text{ cm}$, 微带线馈电位置在 $x_s = 0.0 \text{ cm}$, $y_s = 2.01 \text{ cm}$, 馈线宽

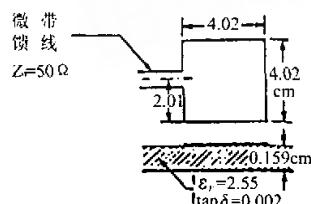


图 1 微带馈电的正方形贴片

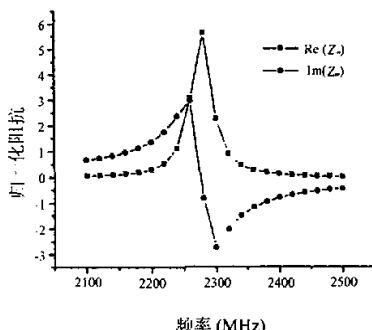


图 2 输入阻抗计算结果

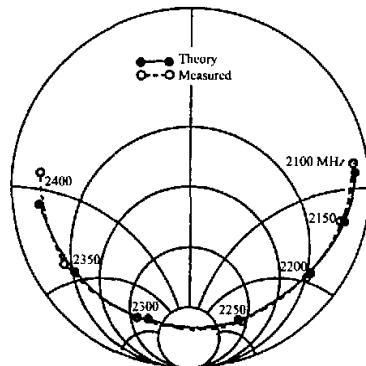


图 3 文献[4]中输入阻抗计算结果

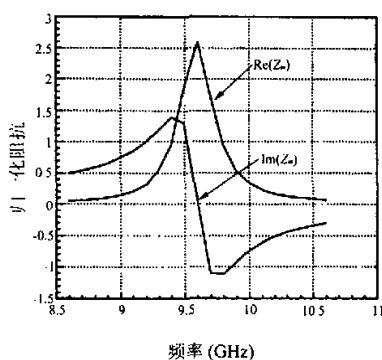


图 4 实验中使用的贴片天线输入阻抗计算结果

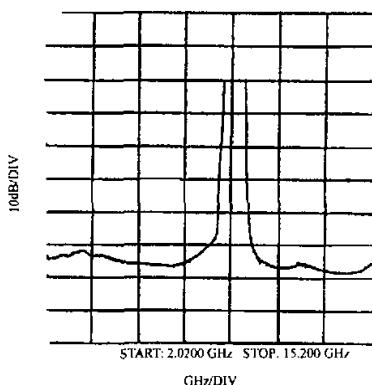


图 5 微带贴片天线输入阻抗的测量曲线

度 $w_1 = 4.35 \text{ mm}$, 馈线特性阻抗 $Z_0 = 50 \Omega$, 介电常数 $\epsilon_r = 2.55$, 介质基片的厚度 $d = 0.159 \text{ cm}$, 计算结果如图 2 所示。从图中可以看出, 输入阻抗随频率变化, 当阻抗虚部为零时, 可以得到其谐振频率。数值计算结果(如图 2 所示)对照文献[4](如图 3 所示), 证明了该方法的正确性。

另外, 制作了一个微带贴片天线, 其尺寸为: w_x 长度 $= 4.55 \text{ mm}$, 宽度 $w_y = 6.515 \text{ mm}$, 微带线馈电的位置 $x_s = 0.0 \text{ mm}$, $y_s = 3.25 \text{ mm}$, 微带线的宽度为 $w_1 = 1.0 \text{ mm}$, 介质基片的介电常数 $\epsilon_r = 9.6$, 厚度 $d = 1.0 \text{ mm}$ 。根据矩量法的计算结果如图 4 所示, 图 5 表示微带贴片天线输入阻抗的测量曲线。

三、振荡型有源天线的分析

由 Gunn 管组成的有源集成天线如图 6 所示,等效电路示于图 7,其中 Gunn 管均采用 Van der Pol 模型⁽⁵⁾。

$$\begin{aligned} i_D(t) = & 0.0517v_n(t) + 0.029v_n^2(t) \\ & - 0.0797v_b^3(t) + 0.027v_b^4(t) \end{aligned} \quad (12)$$

非线性分析步骤如下:

1 给出 Gunn 管上各次谐波电压初值,即

$$v_n(t) = v_0 + \operatorname{Re} \left\{ \sum_{k=1}^N v_k \exp(j\omega_k t) \right\} \quad (13)$$

其中 N 为谐波的次数, v_k 为 k 次谐波电压的复振幅, ω_k 为 k 次谐波频率, v_0 为所加的直流偏置电压。

2 将此初始电压代入 VanderPol 模型,得 $i_n(t)$ 表达式。

3 利用 Fourier 变换将 $i_n(t)$ 变换成 $i_n(\omega)$,根据谐波平衡法得到

$$i_l(k\omega) = -i_n(k\omega), k = 1, 2, 3, \dots \quad (14)$$

$$v_l(k\omega) = i_l(k\omega) \cdot Z_{in}(k\omega) \quad (15)$$

其中 $Z_{in}(k\omega) = Z_{pa}(k\omega) + R$, $Z_{pa}(k\omega)$ 为在各次谐波频率下微带贴片天线的输入阻抗。

4 将 Gunn 管上各次谐波电压及振荡频率作为优化变量,利用 Powell 优化程序,对目标函数

$$\text{OBJ} = \sum_{k=1}^3 |v_l(k) - v_n(k)|^2 \quad (16)$$

进行频域优化,使整个网络达到谐波平衡其结果如表 1 所示。电流和电压的下标 l 和 n 分别表明它们是线性和非线性子网络端口的量。

根据图 1 给出的正方形贴片进行计算,图 8 表示振荡频率与 Gunn 管偏置电压的关系,在偏置电压 $v_0 = 0.84V$ 时的电压和电流波形分别示于图 9 和图 10。图 11 表示偏置电压 $v_0 = 1.0$ 时的振荡波形,微带贴片天线的谐振频率为 9.596GHz。

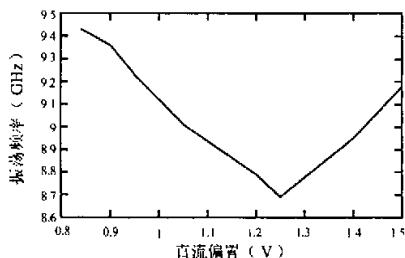


图 8 有源天线振荡频率与 Gunn 管直流偏置电压关系曲线
万方数据

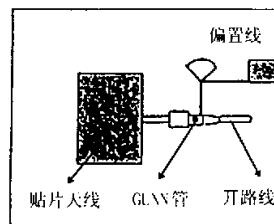


图 6 Gunn 管有源集成天线实际电路

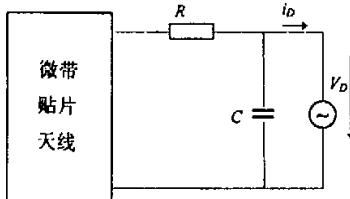


图 7 Gunn 管有源集成天线等效电路

表 1 振荡型有源天线各次谐波分量的优化结果

		初值	优化结果
谐波电压分量 (V)	$V(1)$	$1+j$	$0.4599+j0.2399$
	$V(2)$	$0.5+j0.5$	$0.02387+j0.1045$
	$V(3)$	$0.1+j0.1$	$-0.0091+j0.02$
振荡频率(GHz)	f	9.5	9.493

注:Gunn 管参数: $C = 0.05\text{pF}$, $R = 9.8\Omega$ 。

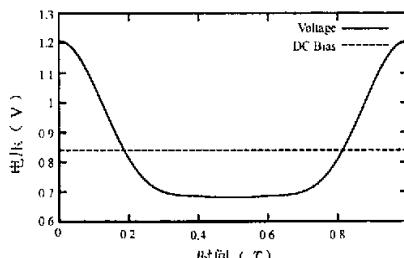
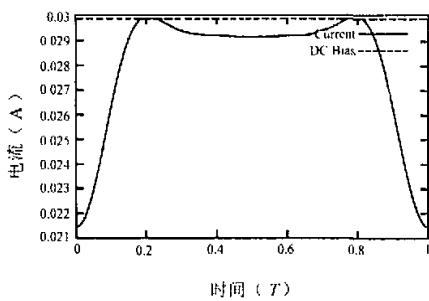
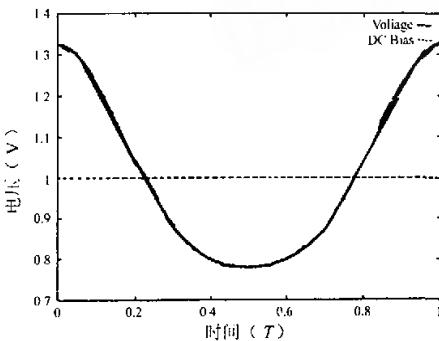


图 9 $v_0 = 0.84V$ 时 Gunn 管上电压波形

图 10 $v_0 = 0.84\text{V}$ 时 Gunn 管上电流波形图 11 $v_0 = 1.0\text{V}$ 时 Gunn 管上电压波形

四、接收型有源天线的分析

由肖特基二极管组成的有源集成天线如图 12 所示,其等效电路示于图 13,分析步骤与振荡型有源天线类似,选取同样的微带贴片天线进行计算。在不考虑外部嵌入网络的条件下,本振二极管的小信号电压、电流之间的关系可表示为⁽⁵⁾:

$$\delta I = \bar{Y} \delta V \quad (17)$$

δI 、 δV 和 \bar{Y} 分别为小信号电流矢量、小信号电压矢量和变换矩阵,变换矩阵中元素为

$$Y_{mn} = g_{m-n} + j(\omega_i f + m\omega_p) \cdot C_{m-n} \quad (18)$$

式中 g_{m-n} 、 C_{m-n} 分别为大信号分析所得二极管在稳态工作时的时变电导与时变电容的傅氏级数。现在计算变频损耗,它定义为输入微波实用功率和中频负载获得功率之比,即

$$L_m = 10 \lg \frac{P_s}{P_{rf}} (\text{dB}) \quad (19)$$

由于导纳矩阵的逆矩阵 $\bar{Z}_m = [\bar{Y}_m]^{-1}$ 为阻抗矩阵,所以在建立了小信号变换矩阵后,就可以计算从任意频率 ω_i 变换到另一频率 ω_j 的总变频损耗。该计算式为

$$L_{ij} = \frac{|Z_{in}(\omega_i) + R_S|^2 |Z_m(\omega_j) + R_S|^2}{4 |Z'_{ij}| \operatorname{Re}(Z_{in}(\omega_i)) \operatorname{Re}(Z_m(\omega_j))} \quad (20)$$

式中取 $\omega_j = \omega_s$, $\omega_i = \omega_{rf}$, 则可计算出微波信号变换到中频的变频损耗, 接收型有源天线各次谐波分量的优化结果见表 2。图 14 和图 15 分别表示肖特基二极管的电压和电流波形。本振频率和变频损耗之间的关系表示于图 16。通过计算可得变频损耗为 7.39dB, 本振功率为 1.93mW。

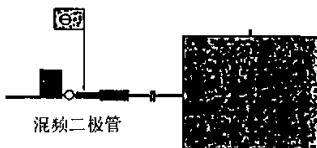


图 12 接收型有源集成天线实际电路

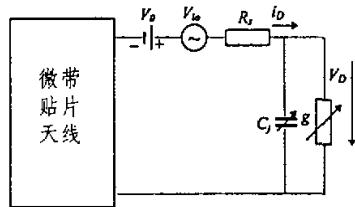


图 13 接收型有源集成天线等效电路

表 2 接收型有源天线各次谐波分量的优化结果

		初值	优化结果
各次谐波电压 (V)	$V[0]$	1.0	-0.308
	$V[1]$	$0.5 + j0.5$	$0.428 + j0.513$
	$V[2]$	$0.1 + j0.1$	$0.236 + j0.0742$
	$V[3]$	$0.05 + j0.05$	$0.051 + j0.0737$
	$V[4]$	$0.01 + j0.01$	$0.02124 - j0.227$

注:肖特基二极管参数 $C_J = 0.12 \mu F$, $R_S = 1.5 \Omega$, $Z_J = 40 \Omega$, $V_{DS} = 0.74 V$, $f_p = 9.493 \text{ GHz}$ 。

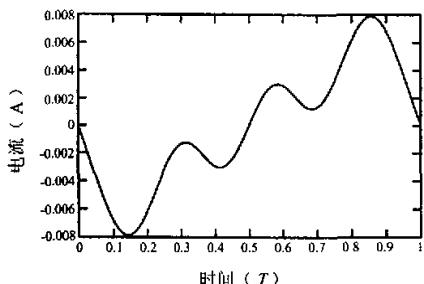


图 15 Schottky 管上的电流波形

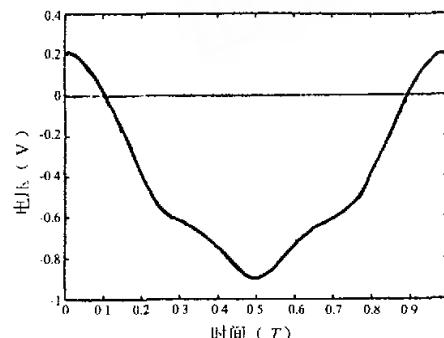


图 14 Schottky 管上的电压波形

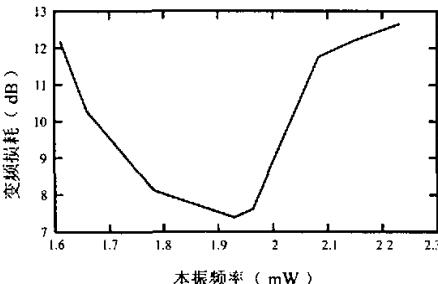


图 16 本振功率与变频损耗之间的关系

五、结 论

由于微带天线可与有源器件结合形成有源天线, 有源天线的许多优点使之在逐渐发展的无线通讯, 雷达等方面越来越受到重视。本文中, 矩量法被用来计算微带贴片天线的输入阻抗, 并通过实际测量进行验证。另外, 谐波平衡法被用来分析振荡型有源天线和接收型有源天线, 给出它们的周期稳态解及变频损耗。

参 考 文 献

- [1] J. Lin, T. Itoh. Active integrated antennas, *IEEE Trans. MTT*, 1994; 42 (12): 2186~2194.
- [2] Michael S. Nakhla & Jiri Vlach. A piecewise harmonic balance technique for determination of periodic response of nonlinear systems. *IEEE Trans. on Circuits and Systems*, 1976; 23 (2): 85~91.
- [3] 哈林登. 计算电磁场的矩量法: 国防工业出版社, 1981 年.
- [4] D. Pachpande & M. C. Bailey. Input impedance of microstrip antennas. *IEEE Trans. AP*, 1982; 30 (4): 645~650.
- [5] Vincent A. Thomas, Kouk-Mee Ling, Tat-suo. FDTD analysis of an active antenna. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*, 1994; 4(9): 296~298.
- [6] 王蕴仪等著. 微波器件与电路: 江苏科学技术出版社, 1986 年.

郭晓昱 1995 年毕业于东南大学无线电系。1999 年获东南大学电磁场与微波技术专业硕士学位。现东南大学电磁场与微波技术专业攻读博士学位。主要从事有关有源天线方面的研究。

王蕴仪 见《微波学报》1998 年第 4 期第 359 页。

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>