

文章编号 1005-0388(2007)05-0794-05

综合孔径微波辐射计天线与 信道模型仿真

郎锐 郭华民 赵振维

(中国电波传播研究所, langrui_2000@yahoo.com.cn, 山东 青岛 266071)

摘要 首先建立用于微波被动遥感的一维综合孔径微波辐射计的理想信道仿真模型,在此基础上通过分析单元天线方向图的不一致、信道的幅度相位不平衡与信道间串扰对反演亮温的影响来对综合孔径微波辐射计的天线和信道部分的误差进行分析,并建立系统仿真模型。建立的仿真模型所反演的目标亮温能够更真实地反映被观测目标的实际情况。

关键词 综合孔径微波辐射计, 天线方向图, 信道不平衡, 串扰

中图分类号 TP722.6

文献标识码 A

Simulation of antennas and channels model for synthetic aperture radiometer

LANG Rui GUO Hua-min ZHAO Zhen-wei

(China Research Institute of Radiowave Propagation,

langrui_2000@yahoo.com.cn, Qingdao Shandong 266071, China)

Abstract A ideal multi-channel signal model for 1-D synthetic aperture radiometer was firstly introduced, and then based on this model, the variations of antenna patterns, the imbalance of anplitude and phase between channels, and the multual-coupling between channels were incorporated to simulate the affection to the retrieved brightness temperatures. The temperature of objects were retrieved by using the simulation model are good agreement with that true one.

Key words synthetic aperture radiometer, antenna pattern, channel imbalance, mutual-coupling

1 引言

现代雷达面临的“四抗”问题使其性能发挥乃至生存都面临极大的挑战^[1],可用于被动探测的综合孔径微波辐射计的特殊优势日益受到关注^[2]。这种综合孔径微波辐射计的基本构成单元是二元干涉仪,它源于射电天文观测技术^[3],通过两个以上的小天线按照不同基线长度布置使构成的天线阵能够组成多条干涉基线进行测量,并通过反演运算使观测得到的若干条干涉结果能够模拟一个大口径天线的

观测效果^[4,5]。

由于物体的辐射能量与频率有关,频率越高辐射的能量越大,就用于被动遥感的综合孔径微波辐射计而言,为方便目标识别必须具备较高的空间分辨率,频率越高分辨率也就越高,通常采用毫米波天线,这将在同样大的物理尺寸获得比其它较低频率的天线更高的天线增益和更窄的主波瓣宽度。同时,为了获得较大的综合后的孔径分辨率,设计的最小基线和最大基线长度也不宜过大,用于被动遥感的综合孔径微波辐射计的最小基线通常很短,一般

在波长的十几倍左右^[6],通常满足口径理想离散条件。这将导致干涉式综合孔径微波辐射计干涉单元信道幅度、相位的不平衡和信道间串扰,从而对系统的反演成像产生较大影响^[4]。由于综合孔径微波辐射计的测量原理是基于二元干涉技术的,因此构成系统的孔径数不得少于两个,受器件和工艺的限制,构成综合孔径微波辐射计的每一个孔径的小天线的天线方向图不可能做到完全一致,而且同样是受孔径排列过近的影响,每一个孔径位置处的天线方向图都或多或少地受到相邻天线的影响^[7]。这种单元天线方向图的不一致及互耦同样会引入部分系统误差并对反演结果产生负面影响。

本文将主要对综合孔径微波辐射计的天线和信道误差进行分析并建模,最终通过一个充分考虑了上述误差因素影响的矩阵完成对干涉测量数据的反演成像。仿真结果表明,用新建立的模型反演得到的图像更接近真实情况。

2 一维综合孔径微波辐射计亮温反演原理

在文献^[5,6,8,9]中对综合孔径微波辐射计的反演成像原理有详细的论述,这里为后续内容的讨论方便而作简要介绍。

对于一个由 P 单元稀疏天线阵、 P 路接收信道和 $N+1$ 个复相关器构成的一维综合孔径微波辐射计系统,两两选取由天线和接收信道构成的 P 个独立接收机的特定组合作复相关计算,得到 $N+1$ 个复可见度函数采样并构成可视度函数 $V(n)$ 。它与目标区亮温函数 $T(\theta)$ 和反演亮温函数 $\hat{T}(\theta)$ 存在如下傅立叶变换与反变换关系^[9]

$$\begin{cases} V(n) = \int_{-\theta_{0.5}/2}^{\theta_{0.5}/2} T(\theta) e^{2\pi j \cdot n \frac{\Delta d}{\lambda} \sin\theta} d\theta & n = 0, 1, \dots, N \\ \hat{T}(\theta) = \sum_{n=-N}^N V(n) e^{-2\pi j \cdot n \frac{\Delta d}{\lambda} \sin\theta} \end{cases} \quad (1)$$

式中 Δd 为最短基线长度, n 通过取不同的倍数对应于不同的基线, $\theta_{0.5}$ 为半功率波束宽度。该式在 P 路接收信道特性严格一致且互不相关的情况下成立,否则将无法正确反演亮温。为解决此问题,将式(1)离散化后以矩阵相乘的方式表述如下

$$\mathbf{V} = \mathbf{G} \cdot \mathbf{T} \quad (2)$$

矩阵 \mathbf{V} 、 \mathbf{G} 和 \mathbf{T} 分别为 $(2N+1) \times 1$ 、 $(2N+1) \times M$ 和 $M \times 1$ 的矩阵, M 为反演的亮温点数,要求大于 $(2N+1) \times 3$ 。由于 M 大于 $2N+1$,因而式(2)是一

个欠定方程,可用 BG 算法^[6,10]求解其最小范数解并最终得到反演亮温

$$\hat{\mathbf{T}} = \bar{\mathbf{G}}^{-1} \cdot \mathbf{V} = \mathbf{G}^T \cdot [\mathbf{G} \cdot \mathbf{G}^T]^{-1} \cdot \mathbf{V} \quad (3)$$

3 天线与信道的误差分析和建模

从式(3)可以看出,在反演亮温时只要建立正确的 \mathbf{G} 矩阵即可根据观测得到的 \mathbf{V} 矩阵计算出反演亮温矩阵 $\hat{\mathbf{T}}$ 。也就是说,对天线和信道的误差分析与建模实际都是为构建更加正确的 \mathbf{G} 矩阵所服务的, \mathbf{G} 矩阵各元素的取值依赖于当前仿真模型的信道情况。

3.1 理想信道情况

在理想信道情况下,天线没有旁瓣且主瓣各角度增益为 1, P 路接收信道特性严格一致、互不相关。此时满足式(1)成立所需的必要条件, \mathbf{G} 矩阵可表述如下

$$\begin{aligned} \mathbf{G}(n, m) &= e^{2\pi j \cdot n \frac{\Delta d}{\lambda} \sin\theta_m} \quad n = -N, \dots, N \\ &\quad m = 1, 2, \dots, M \\ \mathbf{W} &= \begin{bmatrix} |w_{11}(\omega)| \cdot e^{j\phi_{11}(\omega)} & \dots & |w_{1P}(\omega)| \cdot e^{j\phi_{1P}(\omega)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ |w_{P1}(\omega)| \cdot e^{j\phi_{P1}(\omega)} & \dots & |w_{PP}(\omega)| \cdot e^{j\phi_{PP}(\omega)} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

继续引入如式(5)所示的 $P \times P$ 阶归一化信道传输特性复矩阵 \mathbf{W} 来描述当前信道特性。由于是理想信道,不存在任何误差,因此设

$$w_{ij}(\omega) = |w_{ij}(\omega)| \cdot e^{j\phi_{ij}(\omega)} = \begin{cases} 1 & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (6)$$

使式(4)可另行表述为

$$\begin{aligned} \mathbf{G}(n, m) &= w_{nk}(\omega) \cdot w_{il}(\omega) \cdot e^{2\pi j \cdot n \frac{\Delta d}{\lambda} \sin\theta_m} \\ &\quad n = -N, \dots, 0, \dots, N \\ &\quad m = 1, 2, \dots, M \end{aligned} \quad (7)$$

这里的角标 k, l 分别为构成第 n 条基线所用的两天线单元信道序号。理想信道的归一化信道传输特性复矩阵 \mathbf{W} 实际是一个单位对角阵。它的对角元素为 1 说明信道功率增益为 1 且不存在相移;非对角元素为 0 则表明当前系统无信道间串扰。此模型准确描述了理想信道的信道特性。

3.2 引入信道不平衡与串扰特性

实际的综合孔径辐射计不会具备理想信道情况下所假定的信道特性严格一致且互不相关的特性,为实现对亮温的精确反演必须在构建 \mathbf{G} 矩阵时引入这些非理想信道特性。将 P 个单元天线的坐标(以最小基线为单位)依次填入 $P \times 1$ 的矩阵 \mathbf{D} , 则 \mathbf{G} 矩阵可表述为

$$\begin{aligned} G(n,m) &= (W_{kj} \cdot e^{2\pi j \cdot D \frac{\Delta d}{\lambda} \sin \theta_m})^* \cdot (W_{ij} \cdot e^{2\pi j \cdot D \frac{\Delta d}{\lambda} \sin \theta_m}) \\ n &= 0, 1, \dots, N \\ m &= 1, 2, \dots, M \\ j &= 1, 2, \dots, P \end{aligned} \tag{8}$$

矩阵 D 第 l, k 行元素之差即为当前基线与最短基线的比值 n 。依据复可见度函数的复共扼对称性将式(8)展开为多个累加项相加的形式^[7]

$$\begin{aligned} G(n,m) &= \sum_{p1=1}^P \sum_{p2=1}^P w_{ip1}(\bar{\omega}) w_{jp2}(\bar{\omega}) e^{2\pi j \cdot n \frac{\Delta d}{\lambda} \sin \theta_m} \\ n &= -N, \dots, 0, \dots, N \\ m &= 1, 2, \dots, M \end{aligned} \tag{9}$$

此时信道传输特性复矩阵 W 对角元素的模表示信道功率增益,由于存在幅度不平衡因素,其值通常不会为 1 并由此产生误差。根据式(9),此误差将只对输出相关量的幅度有影响而不会影响干涉相位和相关度;非对角元素的模表示信道间串扰幅度,为比对角元素幅度小的多的非零值,它将引起相关度和干涉相关的测量误差; $\Phi_{ij}(\bar{\omega})$ 则表示了附加相移,会对干涉相位和相关度产生一定的影响。在式(9)的 $P \times P$ 个累加项中, $p1=k, p2=l$ 时的累加项通过信道幅度的乘积 $|W_{kk}(\bar{\omega})| \cdot |W_{ll}(\bar{\omega})|$ 和附加相移之和 $\Phi_{kk}(\bar{\omega}) + \Phi_{ll}(\bar{\omega})$ 分别将信道幅度和相位不平衡特性引入 G 矩阵,其余 $P \times P - 1$ 个累加项则把信道间串扰的特性引入 G 矩阵。此模型准确描述了信道存在不平衡和串扰时的信道特性。

3.3 引入天线方向图非理想特性

在分析信道非理想特性时,采用的是理想的天线方向图。在实际系统中,每个天线不仅在不同角度有着不同的辐射强度,还会由于天线间隔过近而产生互耦^[11,12],使得各天线的方向图不一致,若仍按理想情况进行处理将会引入与信道幅度不平衡类似的误差。设各天线方向图依次为 $G_1(\theta), G_2(\theta), \dots, G_P(\theta)$, 应用到式(5)以把天线的非理想特性间接引入 G 矩阵

$$W = \begin{bmatrix} G_1(\theta_m) \cdot w_{11}(\omega) & \cdots & w_{1P}(\omega) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{P1}(\omega) & \cdots & G_P(\theta_m) \cdot w_{PP}(\omega) \end{bmatrix} \tag{10}$$

此时用于构建 G 矩阵的数学模型仍为式(9)。式(10)通过对各信道功率增益的加权而把天线的非理想特性等效到信道的幅度不平衡特性中去,使改进后的模型能够描述天线的部分非理想特性。

前面给出的几种模型均可统一为新建改进模型的子集:令复矩阵 W 中的 $G_1(\theta), G_2(\theta), \dots, G_P(\theta)$

取 1 便构成引入信道不平衡和信道间串扰特性的模型;如果再去掉其对角元素便简化为只描述信道间串扰特性的模型;与之类似,当只保留对角元素时描述的是只考虑信道间不平衡特性的模型;进而令对角元素取 1,则构成最原始的理想信道模型。

4 仿真结果与比较

在系统仿真时,人为设定一已知亮温的观测场景并由程序仿真综合孔径微波辐射计的复可见度函数采样过程,并根据系统特性引入天线、信道的非理想因素。将仿真得到的含有各种误差的复可见度函数采样值作为原始数据源,依据建立的各种数学模型对其进行亮温反演并将反演结果与已知真实亮温进行比较,以检验数学模型的设计合理性。按如图 1 所示的天线阵结构图来仿真综合孔径微波辐射计。自左向右依次是 1 号、2 号、3 号和 4 号天线,优化后的天线以 $2D, 3D$ 和 $1D$ 的间隔依次排布在与被观测区平行的一条直线上。这里的 D 为最短基线长度,为半波长的整数倍。

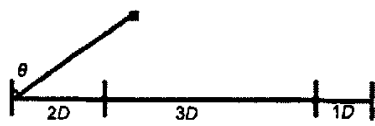


图 1 天线阵结构图

表 1 和表 2 分别给出了用于信道仿真的信道不平衡和信道间串扰的幅度参数和相移参数。表格中的对角元素值表征其所在行(或列)对应信道的不平衡程度,而非对角元素值则表征其所在行与所在列所对应信道间的串扰程度。

表 1 信道幅度仿真参数(单位: dB)

	信道 1	信道 2	信道 3	信道 4
信道 1	1.42	-32.59	-55.8	-59.1
信道 2	-32.59	0.0	-43.14	-49.28
信道 3	-55.8	-43.14	-0.88	-31.9
信道 4	-59.1	-49.28	-31.9	1.75

表 2 信道相移仿真参数(单位: 度)

	信道 1	信道 2	信道 3	信道 4
信道 1	0.6	-7.7	-6.55	-3.75
信道 2	-7.7	0.0	-0.67	-3.64
信道 3	-6.55	-0.67	-5.45	-3.62
信道 4	-3.75	-3.64	-3.62	8.7

考虑到系统硬件的固有性能,幅度不平衡和相位不平衡参数分别限制在 2 dB 和 10°范围内进行取值。由于信道间串扰的幅度要远小于信道功率增益幅度,考虑设备实际情况将其限制在-30 dB 以下。另外,两信道空间距离越近则其串扰幅度越大;反之则串扰幅度越小。

表 3 天线方向图仿真参数(单位: dB)

	-5°	-4°	-3°	-2°	-1°	0°	1°	2°	3°	4°	5°
天线 1	-1.85	-1.09	-0.58	-0.25	-0.06	0.0	-0.06	-0.25	-0.58	-1.09	-1.85
天线 2	-0.8	-0.07	0.45	0.81	1.05	1.18	1.21	1.15	1.0	0.73	0.33
天线 3	-0.47	0.06	0.43	0.66	0.77	0.78	0.68	0.46	0.12	-0.39	-1.13
天线 4	-1.93	-0.95	-0.27	0.21	0.54	0.75	0.85	0.86	0.76	0.57	0.25

构建一个背景亮温 50K,在综合孔径微波辐射计视场中心右侧 3°远场处有一亮温为 100K 点目标的观测场景,其亮温分布如图 2(f)所示,目标为高亮显示。在考虑了天线、信道的非理想因素影响后,由信道仿真程序模拟输出在表 4 中列出的复可见度函数采样值。

先使用理想信道模型对亮温进行反演,由于此模型没有考虑任何误差因素,因此其反演结果(如图 2(a)所示)与真实亮温分布存在较大误差;再分别使用只引入信道间串扰特性和不平衡特性的模型反演亮温,将得到如图 2(b)、(c)所示的反演结果。从实验结果可以看出,对因信道不平衡而引入误差的修正仅改善了在视场范围内的少许畸变,对反演亮温的改善不明显;串扰的幅度虽不是很大,但引入的误差对系统整体误差的贡献有限,即使在反演时去除这部分误差对反演亮温的改善也不是很大,所以图 2(d)的反演结果即使采用了同时引入信道不平衡和串扰特性的模型,与图 2(b)相比也区别不大。使用以上几种模型的反演结果与真实亮温分布均有较大误差。最后,使用本文提出的引入了信道和天线非理想特性模型进行反演,从如图 2(e)所示的亮温反演结果可以看出,使用此模型的反演结果最大程度

表 3 给出了 4 单元天线的天线方向图仿真参数。由于天线之间存在互耦,因此一般在组成天线阵以后再依次测量各个天线在视场内不同角度处的增益,这时的测量值已经包含了与其他天线互耦而对方向图所产生的影响。

修正了系统误差,与其他几种模型的反演结果相比最接近真实亮温分布,由天线方向图非理想特性所引入的误差要远大于由信道非理想特性所引入的误差。

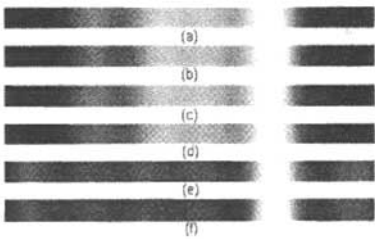


图 2 使用不同仿真模型的亮温反演结果

前人提出的这几种建模方法^[4,7]只考虑部分误差因素对系统的影响或分别考虑各部分误差对系统的影响,因而未能很准确地反演亮温。在真实系统中各种误差因素是同时存在的,须同时考虑尽可能多的误差因素才能得到更接近真实亮温分布的反演结果。本文提出的改进模型虽未涵盖所有可能的误差因素,但对反演结果起主要作用的几个误差因素做了充分考虑,取得了较理想的反演图像。

5 结论

首先给出了一维综合孔径微波辐射计的亮温反演计算原理及理想信道模型,从中提取并建立了一个用以描述信道特性的复矩阵 W 并逐渐引入信道幅度、相位不平衡特性、信道间串扰特性,通过把天线非理想特性等效到信道的手段向模型引入了天线方向图非理想特性。通过对信道和天线等诸环节的误差分析与仿真最终建立了一个综合信道幅度、相位不平衡特性、信道间串扰特性和天线方向图非理

表 4 复可见度函数采样值(单位: mV)

基线序号	同相输出电压 VI	正交输出电压 VQ
0	80.513	
1	17.638	4.192
2	-6.368	1.283
3	-0.064	-2.374
4	3.098	-2.960
5	1.432	0.595
6	-3.019	1.703

想特性的一维综合孔径微波辐射计通用反演模型。通过文中仿真实验结果的比较分析,表明天线方向图非理想特性所引入的误差要大于信道非理想特性所引入的误差,信道间串扰特性对系统误差的影响要大于信道不平衡特性所造成的影响,本文建立的数学模型优于其他几种传统模型,是有效可行的。

参考文献

- [1] 张光义. 相控阵雷达系统 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2001.
- [2] 时 翔, 姜国伟, 李兴国. 被动毫米波制导下辐射特性控制的考虑[J]. 微波学报, 2006, 22(6): 152-156.
- [3] Thompson A R, J M Moran, G W Swenson Jr. Interferometry and Synthesis in Radio Astronomy [M]. Malabar, Florida: Krieger Publishing Company, 1994.
- [4] 董晓龙, 吴 季, 姜景山. 信道互耦和不平衡度对综合孔径微波辐射计复相关干涉测量的影响分析及其校准[J]. 电子学报, 2001, 29(7): 947-949.
- [5] C S Ruf, C T Swift, A B Tanner, *et al.*. Interferometric synthetic aperture microwave radiometry for the remote sensing of the earth [J]. IEEE Trans GRS, 1988, 26(5): 597-611.
- [6] 张祖荫, 林士杰. 微波辐射测量技术及应用 [M]. 北京: 电子工业出版社, 1995.
- [7] 刘 浩, 吴 季, 吴 琼. 综合孔径微波辐射计信道误差分析与标定[J]. 电子学报, 2005, 33(3): 402-406.
- [8] 吴 琼, 吴 季. 一种一维综合孔径微波辐射计的定标方法[J]. 遥感技术与应用, 2004, 19(3): 193-196.
- [9] 黄永挥, 吴 季. 二维综合孔径微波辐射计成像理论与方法研究[J]. 电子学报, 2002, 30(5): 697-701.
- [10] 李 靖, 王 涛, 张升伟等. 利用 BG 算法提高微波辐射计空间分辨率[J]. 遥感学报, 2004, 8(5): 409-413.
- [11] 董晓龙, 张升伟, 吴 季等. 综合孔径微波辐射计天线单元互耦的影响及其校正[J]. 电子学报, 2001, 29(9): 1280-1282.
- [12] 李 忻, 聂在平. 天线互耦对 MIMO 无线信道性能的影响[J]. 电波科学学报, 2005, 20(4): 546-551.
Li X, Nie Z P. Effect of mutual coupling on the performance of MIMO wireless channels [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2005, 20(4): 546-551.



郎 锐 (1979—), 男, 山东人, 工程师, 现在中国电波传播研究所青岛分所主要从事信号处理与数据传输的研究工作。感兴趣的研究领域有小波分析、信息隐藏和遥感图象处理等。曾获青岛市青年岗位能手称号, 在国内学术会议、刊物发表论文 30 余篇, 出版专著 6 部。



郭华民 (1957—), 男, 河南人, 高级工程师, 现在中国电波传播研究所青岛分所主要从事微波遥感的研究工作。在国内学术会议、期刊发表论文多篇。



赵振维 (1965—), 男, 河北人, 研究员, 博士, 中国宇航学会飞行器测控专业委员会委员, 现在中国电波传播研究所任副总工程师。曾获电子工业部科技进步二等奖、山东省青年科技奖和青岛市青年科技奖, 在国内国际学术会议和学术期刊发表论文 30 余篇。

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>