

文章编号:1007-5321(2007)06-0018-05

分布式多天线系统中的 TDOA 估计

张一衡, 崔琪楣, 张平, 陶小峰

(北京邮电大学 泛网无线通信教育部重点实验室, 北京 100876)

摘要: 在分布式多天线系统架构下提出一种估计到达时间差(TDOA)的新方法。利用分布式多天线系统的特性, 通过构造具有良好自相关性的正交训练序列, 将传统的 TDOA 测量问题转化为多径信号中首先到达径(FAP)的时延估计。数值仿真表明, 与传统基于定时同步的 TDOA 估计方法相比, 此方法能在无线多径传播环境中将非视距(NLOS)误差降低 65% 左右, 显著提高了 TDOA 的估计精度。

关键词: 分布式多天线系统; 无线蜂窝定位; 非视距; 到达时间差

中图分类号: TN929.5 文献标识码: A

TDOA Estimation in the Distributed Multi-Antenna System

ZHANG Yi-heng, CUI Qi-mei, ZHANG Ping, TAO Xiao-feng

(Key Laboratory of Universal Wireless Communications, Ministry of Education, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: Based on distributed multi-antenna system, a new method for time difference of arrival (TDOA) estimation in multipath environment is proposed. By utilizing advantages of distributed multi-antenna system, the traditional TDOA measurement is converted into the time delay estimation of the first arrival path (FAP) by constructing orthogonal training sequences. Comparing with the non-line-of-sight (NLOS) error induced by traditional timing and synchronization method, numerical simulations are carried out and the results show that the NLOS error imposed on the TDOA estimation can be reduced by 65% with the method proposed. Therefore, the TDOA estimation accuracy can be significantly enhanced.

Key words: distributed multi-antenna system; wireless location; non-line-of-sight; time difference of arrival

蜂窝无线定位技术近年来得到迅速发展, 美国联邦通信委员会(FCC)已明确规定, 位置服务是今后无线蜂窝网络的基本功能。传统的信号到达时间差(TDOA)估计方法包括基于定时同步和基于互相关^[1]的估计方法。移动台与基站之间存在视距路径(LOS)时, 传统的 TDOA 估计方法能较准确地估计出 TDOA 值。但是, 在建筑物密集的市区环境中

LOS 往往不存在, 多径传播将使传统的 TDOA 估计方法引入较大的非视距(NLOS)误差, 严重影响移动台的定位精度^[2]。NLOS 误差已成为影响蜂窝定位精度的最主要原因。

随着下一代移动通信系统(B3G)研究的不断深入, 新型的系统组网架构日益成为研究的热点。文献[3]提出一种基于广义分布式多天线系统的多小

收稿日期: 2007-01-09

基金项目: 国家自然科学基金项目(60496312); 国家“863 计划”项目(2006AA01Z260); 新世纪优秀人才支持计划项目(NCET-05-0116); 高等学校学科创新引智计划项目(B07005)

作者简介: 张一衡(1980—), 男, 博士生, E-mail: zhangyiheng1980@gmail.com.

区系统架构。分布式多天线系统已成为B3G系统组网架构的研究重点之一。在这种新型网络架构下,更高精度的蜂窝无线定位技术成为可能;分布式天线之间的同步特性给TDOA的估计带来有利条件;带宽的增加提高了多径的分辨率,使TDOA的估计值更加精确。本文提出一种基于多径分解的TDOA估计方法,探讨在分布式多天线架构下,如何有效减小TDOA估计值中的NLOS误差,提高定位精度。算法基本思路是,上行链路多径信号中首先到达接收天线的径是受NLOS误差影响最小的径,通过对接收信号的相关运算获得首先到达径(FAP)的时延;分布式多天线系统中不同天线之间时钟同步,2根天线上的FAP时延之差即为TDOA。仿真结果表明,与传统的基于定时同步估计TDOA的方法相比,本文提出的TDOA估计方法能将估计误差降低65%左右。

1 系统架构与TDOA定位

基于分布式多天线的群小区^[3]构架如图1所示,每个接入点(AP)连接多根分离的天线,连接同一接入点的天线之间可以认为完全同步。信号处理功能在接入点实现。移动台使用同一套资源与多根天线同时通信,为TDOA的估计提供了有利条件。

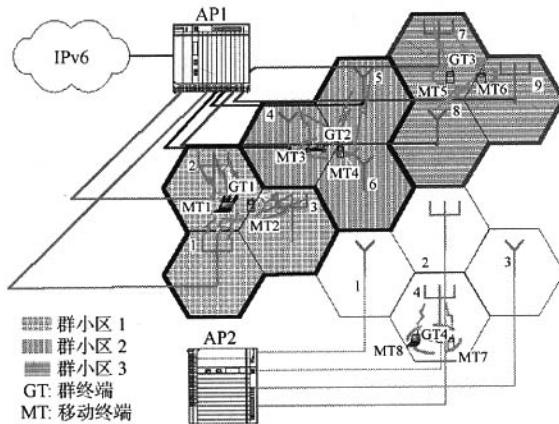


图1 分布式多天线群小区构架

目前常用估计TDOA的方法有两种,一种是通过移动台信号到达天线的到达时间(TOA)相减得到TDOA;另外一种是通过对2个基站所接收的上行链路信号直接做相关运算而获得TDOA。从同一移动台到达2根天线的信号可能经过同一反射体,因此通过TOA相减法得到的TDOA,其NLOS误差会降低,从而提高TDOA估计精度^[4]。值得注意

的是,在分布式多天线系统中,计算TDOA不需获得真正的TOA值。由于不同的接收天线时钟同步,因此2根天线所接收到信号的时延之差,即为信号到达2根天线的TDOA,如图2所示。

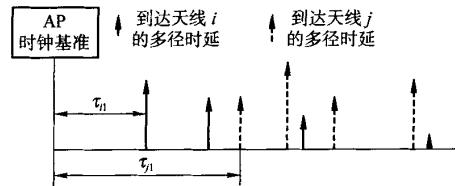


图2 上行链路多径时延

在LOS情况下,FAP的TOA值可认为不含NLOS误差;在NLOS情况下,FAP的TOA值受到NLOS误差影响最小,因此,将第1条径的TOA作为上行链路信号到达天线的时延能有效减少TDOA的估计误差。令集合 $\Gamma_i = (\tau_{i1}, \tau_{i2}, \dots, \tau_{iL})$ 表示多径信号到达天线*i*的多径时延,集合 $\Gamma_j = (\tau_{j1}, \tau_{j2}, \dots, \tau_{jL})$ 表示多径信号到达天线*j*的多径时延,则移动台信号到达天线*i*和天线*j*的TDOA可表示为

$$A_{ij} = \min(\Gamma_i) - \min(\Gamma_j) \quad (1)$$

由TDOA的定位算法^[5]可知,获得3个以上TDOA值时,可以计算出移动台的位置。

2 基于FAP的TDOA估计

TDOA估计可以转化为FAP的检测(FAPD)。文献[6]阐述了基于这种思想的TOA估计方法。但该算法基于GSM窄带系统,在较低信噪比(SNR)的情况下,算法的误差较大,不能体现FAPD算法的优势;同时,此算法需要应用奇异值分解(SVD)和求根多重信号分类(Root-MUSIC, root-multiple signals classification)算法,算法的复杂度很高。为了适应宽带分布式多天线系统架构,本文提出一种运算量较小,且具有较高精度的基于正交自相关训练序列的FAPD(OAS-FAPD)算法,即在上行链路中设计合适的训练序列,在天线接收端对接收到的上行链路信号进行相关运算,通过对自相关函数的判决检测FAP的时延。

伪随机噪音(PN)序列经常使用于训练序列中,但是PN序列的自相关函数在非零点并不完全为0,即循环移位后并不是完全正交,因此,若采用PN序列相关运算求多径相对时延将引入干扰。Constant amplitude zero autocorrelation(CAZAC)码具有非常

好的循环正交性,这种序列循环移位后将与原序列完全正交,因此,本文使用CAZAC码构造训练序列。

2.1 CAZAC码的基本性质

CAZAC码最早由文献[7]提出,这种正交码具有良好的自相关性,循环位移量为0或者码长的整数倍时,自相关为最大值;循环位移量为其他值时,自相关为0。文献[8]提出了修改后的CAZAC码,这种码具有同样优良的自相关性,并且码长可以为任意整数值。若码长N为奇数时,

$$C_k = e^{j \frac{P\pi k(k+1)}{N}}$$

若码长N为偶数时,

$$C_k = e^{j \frac{P\pi k^2}{N}} \quad (2)$$

式中, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$; P 是一个与 N 互质的数, P 和 N 确定了CAZAC码的初始相位。 C_k 的自相关函数 $R(i)$ 可表示为

$$\begin{aligned} R(0) &= \sum_{k=0}^{N-1} C_k C_k^* \\ R(i) &= \sum_{k=0}^{N-i-1} C_k C_{k+i}^* + \sum_{k=N-i}^{N-1} C_k C_{k+i-N}^* \\ i &= 1, 2, \dots, N-1 \end{aligned}$$

可以证明^[8]

$$\begin{cases} R(0) = N \\ R(i) = 0 \quad i = 1, 2, \dots, N-1 \end{cases} \quad (3)$$

2.2 OAS-FAPD 算法

在发送端,首先构造CAZAC序列为

$$C(k) = C_k = e^{j \frac{P\pi k^2}{N}} \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (4)$$

系统发起对移动台的定位请求时,移动台可以循环发送长度为 N 的CAZAC序列,如图3所示。图中,前面 L 个序列用于实现符号同步,即接收机与多径中功率最强的径同步;在NLOS环境中,功率最强的径往往不是首先到达的径,因此需要在后面 M 个序列中进行定位相关的同步运算。在多径传播环境中,信道冲激响应可以用抽头时延线模型表示为

$$h(t; \tau) = \sum_{l=1}^L h_l(t, \tau) e^{j 2 \pi f_c \tau_l(t)} \delta(t - \tau_l(t))$$

式中, $h_l(t)$ 为第 l 条径的衰落系数; $\tau_l(t)$ 为第 l 条

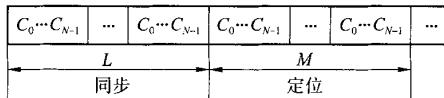


图3 发送训练序列结构

径的时延; L 为多径的个数。令 T_c 为码片周期, τ_{\max} 为最大多径时延,假设 $NT_c > 2\tau_{\max}$,且 NMT_c 都远小于信道的相关时间,则图3中用于定位的 M 个发送序列可以表示为

$$S(k) = C[(k)_{\text{mod } N}] \quad k = 0, 1, 2, \dots, NM-1 \quad (5)$$

相应的复基带发送信号用 $s(t)$ 表示,由于相关时间内信道可认为不变,则接收信号

$$r(t) = \sum_{l=1}^L h_l e^{\varphi_l} s(t - \tau_l) + n(t)$$

式中, φ_l 为多径时延引入的随机相位,在 $[0, 2\pi]$ 内均匀分布; $n(t)$ 为复数形式的加性高斯白噪声 (AWGN),均值为0,实部和虚部的方差为 σ_n^2 。在接收端抽样后接收序列可以表示为

$$r(k) = \sum_{l=1}^L h_l e^{\varphi_l} S(k - D_l) + n(k) \quad (6)$$

式中, $k = 0, 1, 2, \dots$; D_l 为离散化后的多径时延,即将多径时延表示为码片周期 T_c 的整数倍。系统对多径时延的最大分辨率为 T_c 。定义相关函数

$$\gamma(z) = \frac{1}{N} \sum_{k=z}^{z+N-1} r(k) C^*(k-z) \quad (7)$$

将式(5)和(6)代入式(7)可得

$$\begin{aligned} \gamma(z) &= \frac{1}{N} \sum_{k=z}^{z+N-1} \sum_{l=1}^L h_l e^{\varphi_l} C[(k - D_l)_{\text{mod } N}] C^*(k-z) + \\ &\quad \frac{1}{N} \sum_{k=z}^{z+N-1} n(k) C^*(k-z) \quad k = 0, 1, 2, \dots, NM-1 \end{aligned} \quad (8)$$

根据CAZAC码的自相关性质式(3)可知,当 $z = jN + D_l$ 时,

$$\gamma(z) = h_l e^{\varphi_l} + \frac{1}{N} \sum_{k=z}^{z+N-1} n(k) C^*(k-z) \quad (9)$$

当 $z \neq jN + D_l$ 时,

$$\gamma(z) = \frac{1}{N} \sum_{k=z}^{z+N-1} n(k) C^*(k-z) \quad (10)$$

式中 $j = 0, 1, \dots, M-1$ 代表 M 个循环CAZAC序列。由式(9)和(10)可知,复随机变量 $\gamma(z)$ 服从正态分布。当 $z = jN + D_l$ 时记 $\gamma(z)$ 为 $\gamma_l(z)$,当 $z \neq jN + D_l$ 时记 $\gamma(z)$ 为 $\gamma_0(z)$,则有

$$\left. \begin{aligned} E[\gamma_l(z)] &= h_l e^{\varphi_l} \\ E[\gamma_0(z)] &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

通过寻找 $|\gamma(z)|$ 的峰值即可估计 D_l ,如图4所示。在NLOS环境中,检测FAP的困难在于其往往历经很大的衰落,功率很小,因而导致FAP时延估计的

误差较大. 为了提高 FAP 检测的正确率, $|\gamma(z)|$ 的峰值判决需要联合 M 个循环发送的 CAZAC 序列共同判决. 重新构造相关函数 $R(z)$ 为

$$R(z) = \frac{1}{M} \sum_{j=0}^{M-1} \gamma(jN + z) \quad z = 0, 1, \dots, N-1 \quad (12)$$

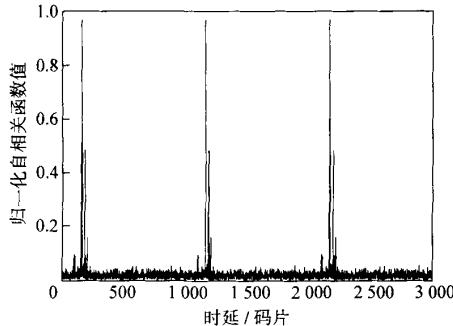


图 4 相关函数

当 $z = D_l$ 时,

$$R(z) = h_l e^{\varphi_l} + \frac{1}{MN} \sum_{j=0}^{M-1} \sum_{k=z+jN}^{z+(j+1)N-1} n(k) C^*(k-z) \quad (13)$$

当 $z \neq D_l$ 时,

$$R(z) = \frac{1}{MN} \sum_{j=0}^{M-1} \sum_{k=z+jN}^{z+(j+1)N-1} n(k) C^*(k-z) \quad (14)$$

复随机变量 $R(z)$ 服从正态分布. 当 $z = D_l$ 时记 $R(z)$ 为 $R_l(z)$, 当 $z \neq D_l$ 时记 $R(z)$ 为 $R_0(z)$, 则有

$$\left. \begin{aligned} E[R_l(z)] &= h_l e^{\varphi_l} & E[R_0(z)] &= 0 \\ D[R_l(z)] &= D[R_0(z)] = \sigma_n^2 / MN \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

比较式(11)和(15), 可以看出 $R(z)$ 的方差是 $\gamma(z)$ 的 $1/M$.

2.3 判决门限的选择

令 T 为判决门限, 若 $|R(z)| \geq T$, 则将 z 判决为多径时延之一, 然后将 z 值加入到集合 Γ 中; 若 $|R(z)| < T$, 则忽略当前 z 值. 由于前面已假设 $NT_c > 2\tau_{\max}$, 即离散化的最大多径时延 $D_{\max} < N/2$, 因此只需对 $0 \leq z < N/2$ 时的 $R(z)$ 进行判决即可. 选择判决门限 T 的原则是错误判决的概率 P_e 最小. 忽略参数 z , 令 $\tilde{R} = |R(z)|$, 则有

$$P_e(T) = P_m \int_{-\infty}^T p(\tilde{R} | z = D_l) d\tilde{R} + P_0 \int_T^{+\infty} p(\tilde{R} | z \neq D_l) d\tilde{R} \quad (16)$$

式中, $p(\cdot)$ 为概率密度; $P_m = P\{z = D_l\}$; $P_0 = P\{z \neq D_l\}$. 令 $\frac{dP_e(T)}{dT} = 0$, 则有

$$\frac{p(T | z = D_l)}{p(T | z \neq D_l)} = \frac{P_0}{P_m} \quad (17)$$

由式(14)和(15)可知, 条件概率密度 $p(\tilde{R} | z \neq D_l)$ 服从瑞利分布; 条件概率密度 $p(\tilde{R} | z = D_l)$ 服从莱斯分布.

3 仿真与性能分析

实验仿真采用基于单反射宏蜂窝 (GBSBM, geometrically based single bounce macrocell) 信道模型^[9]. GBSBM 模型假定所有天线与移动台之间的电波传播均在一个水平面, 并且 NLOS 路径仅经历一次反射. 由于城市密集建筑物的阻挡, 出现 LOS 传播路径的概率非常小, 因此本文只考虑在 NLOS 环境下的仿真. 设 CAZAC 序列的长度 $N = 1000$, 信道的带宽为 20 MHz. 由于无线信号以光速传播, 因此, 以时间为单位的 TDOA 估计误差等价于以距离为单位的估计误差. 仿真结果以 TDOA 均方根误差 (RMS error, root-mean-square error) 的大小作为算法性能的评价指标. 本文所述的 OAS-FAPD 算法与传统基于定时同步的 TDOA 算法性能比较, 如图 5 所示. 图中参数 R 表示 GBSBM 模型中移动台附近的反射体分布半径. OAS-FAPD 算法和传统基于定时同步估计的算法在 SNR 大于 5 dB 时性能趋于稳定. 在假定反射体半径 R 相同且 SNR 大于 5 dB 的情况下, 本文提出的 OAS-FAPD 算法 RMS 误差在 30~40 m, 而传统基于定时和同步的算法其 RMS 误差在 100 m 左右, 因此 OAS-FAPD 算法要比传统算法降低 RMS 误差 65% 左右.

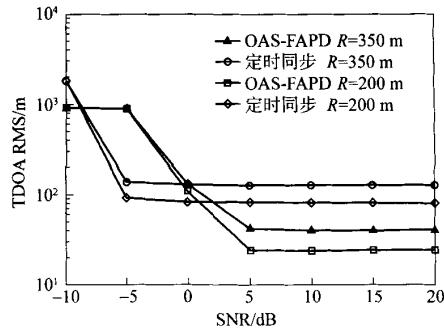


图 5 以信号总功率计算 SNR 的算法性能比较

由于FAP的功率损耗往往较大,因此在低SNR情况下准确估计出FAP的时延,对提高TDOA估计精度非常重要。图6所示的仿真结果表明, FAP的SNR为-10 dB时,OAS-FAPD算法的误差性能(RMS error)在100 m左右, FAP SNR大于-5 dB时算法性能趋于稳定。当信号的SNR不断增加时,OAS-FAPD算法的误差性能逐渐出现地板效应,表明算法的误差逐渐降低至误差下限,并且此误差下限与移动台周围的反射区半径R有直接关系。对于半径3 km的小区,本地反射区半径设为200~350 m。图5和6均表明,本地反射区半径越大,OAS-FAPD算法的误差下限越高。

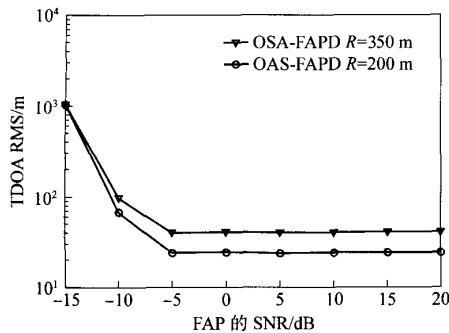


图6 以FAP的功率计算SNR的算法性能比较

4 结束语

本文在分布式多天线架构中提出了一种估计TDOA的算法。该算法将TDOA的估计转化为FAP的时延估计。理论推导和数值仿真表明,这种基于正交训练序列的TDOA估计方法能在NLOS环境中有效降低估计误差,使高精度的蜂窝无线定位成为可能。

参考文献:

[1] Knapp K, Carter G C. The generalized correlation

method for estimation of time delay[J]. IEEE Trans on Acoustics Speech and Signal Processing, 1976, 24(4): 320-327.

- [2] Silventoinen M I, Rantalainen T. Mobile station emergency locating in GSM[J]. IEEE Personal Wireless Communications, 1996, 19(21): 232-238.
- [3] 刘宝玲,徐瑨,陶小峰,等.基于广义分布式天线阵的MIMO检测[J].北京邮电大学学报,2005, 28(5): 38-41.
Liu Baoling, Xu Jin, Tao Xiaofeng, et al. MIMO detection algorithm based on generalized distributed antenna array systems[J]. Journal of Beijing University of Posts and Telecommunications, 2005, 28(5): 38-41.
- [4] Chen C K. Signal selective TDOA estimation in highly corruptive environments, part 2: algorithms and performance[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1992, 40(5): 1185-1197.
- [5] Chan Y T, Ho K C. A simple and efficient estimator for hyperbolic location[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1994, 42(8): 1905-1915.
- [6] Winter J, Wengerter C. High resolution estimation of the time of arrival for GSM location[C]// IEEE VTC. Tokyo: IEEE, 2000: 1343-1347.
- [7] Heimiller R. Phase shift pulse codes with good periodic correlation properties[J]. IEEE Trans on Information Theory, 1961, 7(4): 254-257.
- [8] Chu D. Polyphase codes with good periodic correlation properties[J]. IEEE Trans on Information Theory, 1972, 18(4): 531-532.
- [9] Petrus P, Reed J H, Rappaport T S. Geometrically based statistical channel model for macrocellular mobile environments[C]// IEEE GLOBECOM. London: IEEE, 1996: 1197-1201.

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>