

频率选择性信道下的多天线信号分量合成算法

沈彩耀，于宏毅，胡贊鹏

(信息工程大学 信息工程学院, 河南 郑州 450002)

摘要:信道的多径效应和噪声会严重地影响信号的通信质量,可以通过空间分集技术提高信噪比和降低多径的影响。针对频率选择性信道下的多天线信号合成问题,给出了一种在未知信道下无需进行符号同步的多天线信号分量合成算法。在频域,该算法按照每频点信噪比最大化准则对信号进行加权合成,提高合成输出信号的每个频点信噪比,降低合成信号的衰弱特性。另外,分析了采用FFT实现时的相关问题,并利用常用的QPSK和16QAM信号进行仿真验证,最后对合成前后的信号进行解调。结果表明该算法能够有效地提高信号的接收质量,无需信号的定时同步和载波同步,对信号调制方式透明,为频率选择性信道下的低信噪比信号合成提供了新的解决思路,具有较强的实用价值。

关键词:频率选择性信道;最大信噪比;分量合成;多天线;空间分集

中图分类号:TN929.3 **文献标识码:**A **文章编号:**1671-0673(2012)01-0048-06

Signal Components Combination Algorithm on a Multi-Antennas Array for Frequency Selective Channels

SHEN Cai-yao, YU Hong-yi, HU Yun-peng

(Institute of Information Engineering, Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China)

Abstract:The communication quality can be deteriorated seriously by the multi-path channel and the additive noise, and those adverse effects can be reduced by spatial diversity using an antenna array. An effective blind combination algorithm is proposed to combine the low SNR signals from multiple antennas array without signal timing synchronization for frequency selective channels. By this algorithm, signals are combined with weighted addition following the principle that the SNR at each frequency point is maximized. The combined signal distortion is reduced, with improved SNR. This paper also analyzes Fast Fourier Transform (FFT) implementations issues and verifies this algorithm's validity with QPSK and 16QAM signals. Simulation results indicate that this algorithm can improve performance significantly, and doesn't require signal timing synchronization and carrier synchronization. Since this algorithm is transparent to signal modulation, a novel approach is offered for low-SNR signals combination in frequency selective channels.

Key words:frequency selective channel; maximum SNR; component combination; multiple antennas; spatial diversity

0 引言

随着对太空探索的深入,天线口径和接收机噪声温度已接近极限,信号接收质量难以保证。为了提高

收稿日期:2011-09-13;修回日期:2011-12-16

基金项目:科研基金资助项目

作者简介:沈彩耀(1981-),男,博士生,主要研究方向为通信信号处理、多天线信号合成技术。

低信噪比信号的接收质量,一种有效的途径是采用多天线信号合成技术^[1-2],即利用多幅天线接收同一信号并进行合成,等效大口径天线的接收效果,达到提高接收信号信噪比目的。信号合成处理可以在(零)中频或符号完成^[3],即可以分为基于信号波形的合成技术以及基于信号同步的合成技术。后者由于需要完成载波同步以及定时同步,因此要求信噪比高于信号的同步门限;而基于信号波形的合成技术在信号符号同步之前就实现加权合成,信号信噪比要求较低,对于信号调制参数透明,普适性强。

在实际应用中,若信道为平坦衰落时,基于最大信噪比准则合并能达到最佳的合成性能;但是当信道呈现出频率选择性特征时,如水声通信,引起的码间干扰,使传输信号发生畸变,需要更复杂的合成方法以提高性能。对于频率选择性信道下的多天线信号合成问题,文献[4]研究表明基于匹配滤波器合成的最大似然序列检测具有最佳的性能;文献[5-6]对基于线性均衡器和判决反馈均衡器的最优分集合并结构进行了详细研究,并给出了性能分析。这些都是要求信道已知的,一般需要通过训练序列来估计信道,但这种方式浪费了带宽,降低了频带利用率。而在信道未知条件下,文献[7-8]研究了结合盲均衡的多天线信号空间分集均衡合成技术,文献[9]给出了一些实现空间分集均衡的结构,但是都是假设已经完成信号同步的基础上。当信号的信噪比较低时,同步会带来误差,则必定影响系统的解调性能^[10]。若信噪比低于同步门限时,将无法实现多天线信号的有效合成,因此需要研究在无需进行同步条件下频率选择性信道的多天线信号合成算法。

针对频率选择性信道未知以及信号信噪比偏低条件下的信号合成问题,本文在研究基于最大信噪比准则合并的基础上,提出了一种基于频域分量合并的多天线信号波形合成算法。在频域上,该算法实现多天线信号相同频率分量的最大信噪比合并,达到了提高合成信号信噪比的目的。最后分析了采用FFT进行实现存在的相关问题,并对合成前后的信号进行解调,验证了本文算法的有效性。结果表明该算法无需信号的同步,对信号调制方式透明,能够有效实现低信噪比信号的合成,提高信号的接收质量。

1 问题分析

假设阵列中有 L 副接收天线,在频率选择性信道下,设 $s_i(t)$ 是等效的低通复信号, $c_i(t)$ 是等效的低通信道,则等效的接收低通信号可表示为

$$x_i(t) = c_i(t) \otimes s_i(t) + n_i(t) \quad (1)$$

其中,符号 \otimes 表示卷积, $i = 0, \dots, L-1$ 。发送信号 $s_i(t) = \sum_n a_n g_r(t - nT_s)$, $\{a_n\}$ 为发送的符号序列, $g_r(t)$ 是成型滤波器, $n_i(t)$ 为高斯白噪声,各路噪声相互独立且与信号不相关,而且等效低通信道 $c_i(t)$ 均互不相关。

对于高斯白噪声信道,信道增益可以视为常数 c_i ,那么各路信号的最佳合成权值为^[11]

$$w_i = \frac{|c_i|}{\sigma_i^2} e^{j\Delta\varphi_{im}} \quad (2)$$

其中,相位 $\Delta\varphi_{im} = \varphi_i - \varphi_m$ 表示信号 $x_i(t)$ 与 $x_m(t)$ 的相位差, σ_i^2 表示噪声 $n_i(t)$ 的功率。 w_i 的作用是使得合成后的信号能够最大程度抑制噪声,使得信噪比最大。另外,由于噪声功率为噪声带宽与功率谱密度的乘积,因此最佳的合成权值是信道增益与噪声功率谱密度的比值,即

$$w_i = \frac{|c_i|}{N_{0i}} e^{j\Delta\varphi_{im}} \quad (3)$$

式中 N_{0i} 为噪声功率谱。从频域上看,合成权值为 $w_i(\omega) = |c_i| e^{j\Delta\varphi_{im}} / N_{0i}$,即最佳的合成权值为信道幅频响应与噪声功率谱密度之比。对于高斯信道而言,由于在整个频域通带内信道增益和噪声的功率谱密度均为常数,因此合成权值跟频率没有关系。

在频率选择性信道下,信道的幅相频响应在信号的通带内并不平坦,当信号(其带宽大于传输信道的相关带宽)通过该信道时,不同频点的信号分量将受到不同的增益和相移,从而使得信号频谱产生严重的失真;从时域上看,频率选择性信道造成信号的波形失真,引起相邻码元波形在时间上相互重叠,即码间干扰。因此由于信道的影响,整个信号频带内的最大输出信噪比准则将可能不是最优的信号合成准则。结合高斯信道下的合成权值,这里提出基于信号频域分量最大信噪比合并的合成算法,该算法无需信号同

步,解决在频率性选择性信道未知条件下的通用合成问题。

2 算法原理

对于能量有限的确定性信号 $f(t)$ 可以用一组标准正交基的线性组合来表示,即

$$f(t) = \sum_{k=1}^K \alpha_k f_k(t) \quad (4)$$

其中, K 为标准正交基的个数, α_k 是信号投影到基函数 $f_k(t)$ 的系数。经过正交分解后,各个信号分量的能量之和与原信号的能量相等,而且对分解后的信号信息没有损失,即可以由分解后的信号分量进行原始信号重构。

常见的 Fourier 变换具有明确的意义:时域卷积在频域是相乘的,因此可以把时域卷积运算在频域上用简单的乘法运算表示,即

$$X_i(\omega) = C_i(\omega) S_i(\omega) + N_i(\omega) \quad (5)$$

另外,高斯白噪声功率谱密度为固定常数,而在高斯信道下的合成权值为信道增益与噪声功率谱密度的比值。因此对于信号 $X_i(\omega)$ 的任意一个频率分量来说,

$$X_i(\omega_k) = C_i(\omega_k) S_i(\omega_k) + N_i(\omega_k) \quad (6)$$

此时,在频率点 ω_k 的信号分量 $X_i(\omega_k)$ 由 $S_i(\omega_k)$ 乘以复常数 $C_i(\omega_k)$ 得到,因此可以把 $X_i(\omega_k)$ 当成一个单一独立的信号,认为其经过了高斯信道,只是存在信道复常数增益以及噪声影响大小不同。若对所有相同频点上的各路信号进行最大信噪比合并,那么合成信号的每个频点信噪比将得到提高,而且由于各路信道衰弱的频点并不一定完全相同,这也将降低合成信号的衰弱特性。若以第 m 路的信号作为参考,则第 i 路信号的合成权值为

$$w_i(\omega_k) = \frac{|C_i(\omega_k)|}{N_{0i}} e^{j\Delta\varphi_{im}(\omega_k)} \quad (7)$$

其中,相位差 $\Delta\varphi_{im}(\omega_k) = \varphi_i(\omega_k) - \varphi_m(\omega_k)$ 表示频率为 ω_k 的信道增益 $C_i(\omega_k)$ 与 $C_m(\omega_k)$ 的相位差,可以通过对 $X_i(\omega_k)$ 与 $X_m(\omega_k)$ 互相关估计得到。那么经过合成功后,信号可以表示为

$$X_c(\omega) = \sum_{i=0}^{L-1} w_i^*(\omega) X_i(\omega) = S_i(\omega) e^{j\varphi_m(\omega)} \sum_{i=0}^{L-1} \frac{|C_i(\omega)|^2}{N_{0i}} + \sum_{i=0}^{L-1} \frac{|C_i(\omega)|}{N_{0i}} N_i(\omega) \quad (8)$$

由于信道的相频特性并不影响噪声特性,因此上式噪声项的合成权值可以用 $|C_i(\omega)|/N_{0i}$ 代替。可以看出合成后的信号可以视为

$$C_c(\omega) = \sum_{i=0}^{L-1} \frac{|C_i(\omega)|^2}{N_{0i}} e^{j\varphi_m(\omega)} \quad (9)$$

$C_c(\omega)$ 可以理解为合成信道。从时域上看,合成后的信号项可以看成是信号通过一个多径信道,其相频特性为基准信号的相频特性 $\varphi_m(\omega)$ 。由于对每个频点的信号分量都按照信噪比最大准则合并,因此合成信号 $X_c(\omega)$ 的各个频点信噪比为

$$\rho_c(\omega) = \sum_{i=0}^{L-1} \rho_i(\omega) \quad (10)$$

因此经过合成功后,合成信号的各个频点信噪比是所有信号的相同频点信噪比之和,抑制噪声的影响。那么对合成信号而言,由于每个频点的信噪比都得到了提高,因此从整体上来说,提高了 $x_c(t)$ 的信噪比,这将会提高后端解调性能。另外,合成后噪声的功率谱密度为

$$N_{0c}(\omega) = \sum_{i=0}^{L-1} \frac{|C_i(\omega)|^2}{N_{0i}} \quad (11)$$

可以明显看出,由于信道幅度谱的影响,合成后的噪声为色噪声。为了避免色噪声对后端的解调可能带来的影响,可以对合成权值进行约束,使得合成功后噪声为白噪声,即

$$\sum_{i=0}^{L-1} |w_i(\omega)|^2 N_{0i} = \mu \quad (12)$$

其中, μ 为常数,那么经过约束合成权值为

$$w_i(\omega_k) = \mu w_i(\omega_k) / \sqrt{\sum_{i=0}^{L-1} \frac{1}{N_{0i}} |C_i(\omega)|^2} \quad (13)$$

因此经过约束后,合成后的噪声为白噪声,(13)式中的分母其实起的是噪声白化的作用,可以理解为白化滤波器。

3 实现分析

由于在频域上需要实现各路信号在各个频点上的加权合成,而频域处理是一种划分子带的处理方法,可以用FFT实现。做N点的FFT相当于把宽带信号在频域上划分为频宽为 f_s/N 的子带,并对每一个子带的信号进行权值估计并加权合成,然后把合成输出通过IFFT转换为时域输出,其中 f_s 为采样频率。因此基于频域分量合并的处理框图如图1所示。

实现过程如下:

①首先将各天线接收的信号分别进行Fourier变换,得到各信号的不同频率分量,即把每个阵元上接收到的信号从时域转换到频域;

②对各信号的相同频率分量进行合成权值估计,即可以通过信号的功率谱估计,实现对各路信道幅度谱和噪声功率谱密度的计算,以及利用互相关实现相位差的估计;

③将各信号相同频率分量进行权并合成,得到各个频率分量的合成输出;

④最后将合成的不同频率分量进行逆Fourier变换,就得到时域的合成输出。

值得注意的是,对频域分量进行合成时,各个频率分量的合成权值是不相同的;从时域上看,相当于对信号施加了一个卷积的权值,认为信号经过了一个滤波器,即需要进行卷积运算。在实现时,FFT和IFFT是一种块处理的方法,为了保证块与块之间信号的时间连续性,需要对信号进行重叠保留。另外,这种窄带化做法其计算量与FFT个数成比例。FFT点数过少,达不到宽带信号窄带化的要求,同时滤波器边带抑制能力也不够强;FFT点数过多,计算量将会非常大。

4 仿真和性能分析

为了验证基于频域分量合并算法的可行性,这里针对常用信号进行仿真实验,测试算法对后端解调的有效性。仿真条件:天线数为4,信号采用根升余弦成型,滚降系数为0.6;不失一般性,以符号速率进行归一化,采样频率为2。信道采用文献[12]中的4个信道,其脉冲响应分别为

$$\begin{aligned} c_1 &= [-0.049 + 0.359i, 0.482 - 0.569i, -0.556 + 0.587i, 1, -0.171 + 0.061i]; \\ c_2 &= [0.443 - 0.0364i, 1, 0.921 - 0.194i, 0.189 - 0.208i, -0.087 - 0.054i]; \\ c_3 &= [-0.211 - 0.322i, -0.199 + 0.918i, 1, -0.284 - 0.524i, 0.136 - 0.019i]; \\ c_4 &= [0.417 + 0.03i, 1, 0.873 + 0.145i, 0.285 + 0.309i, -0.049 + 0.161i]. \end{aligned}$$

在进行权值估计时采用了多段的数据平均,这里利用噪声带宽比信号带宽大的特点,实现噪声的平均功率以及信道增益的估计。其中FFT长度为2048点,为保证信号在时域上的连续性,数据重合128点。在解调时,定时算法利用常用的Gardner算法^[13],而码速间隔均衡器采用CMA算法的线性均衡器结构,其中均衡滤波器向量长度16,步长为0.002。

实验1 信号调制方式为QPSK,信号信噪比均为0dB。

由于在估计信道增益时,获得的是成型脉冲与 $h_i(t)$ 卷积后的复合信道,因此这里的信道定义为 $h_i(t) = g_r(t) \otimes c_i$ 。图2(a)给出了在噪声功率归一化合成前后的信道幅频响应的对比图,另外也给出了均

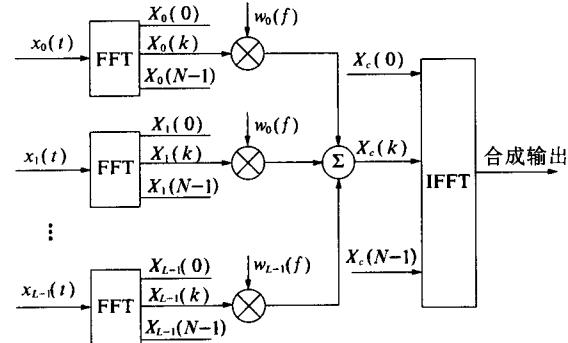


图1 算法实现框图

衡后的均方误差曲线以及合成前后的星座图对比,如图 2(b)~2(d)所示。

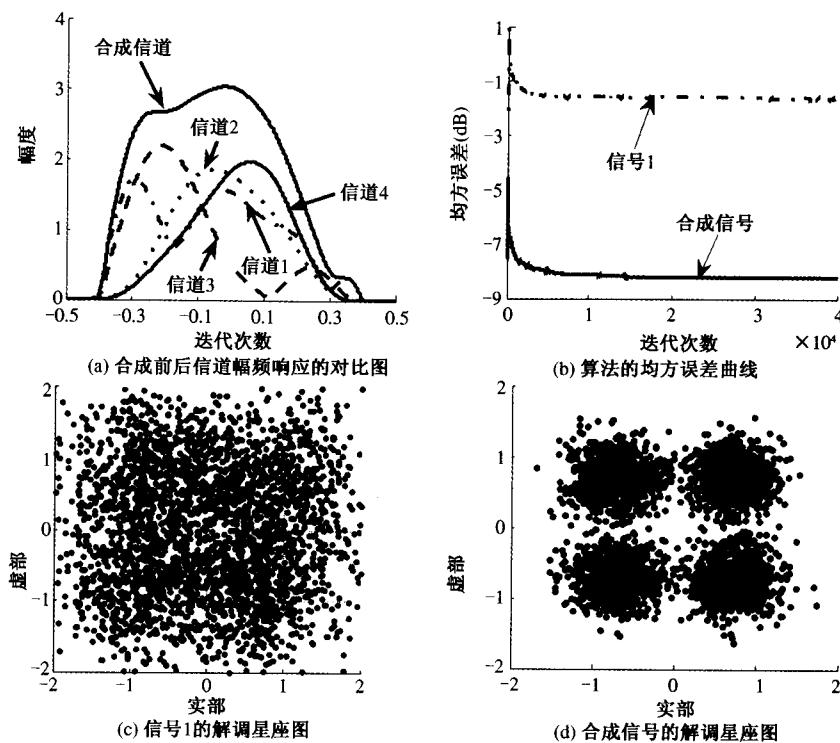


图 2 仿真结果

从图 2(a)可以明显看出经过合成分后,由于各路信道衰弱的频点并不相同,降低了合成信道的失真特性,而且信道增益也得到了提高。从另外一个角度上说,经过合成分后,各个频点的信噪比都得到了提高,这样将会更有利后端的解调。图 2(b)的仿真结果表明,虽然均衡的收敛速度并没有明显得到提高,但合成输出信号的稳态误差减少了约 6.5dB;从均衡结果上看,对信号 1 单独解调难以使信号星座图聚拢(与其它 3 路信号的解调星座图类似),而经过合成分后星座图却明显聚拢。对均衡结果进行了误码率统计,信号 1 的误码率高达 0.215,已经无法实现有效解调;而合成分后的误码率为 0.0105,明显地降低了误码率。另外,单路信号解调时的锁相环稳定性差,相位估计性能较差,在相位跟踪过程中存在失锁和跳周现象;而合成信号解调时的锁相环性能明显变好,因此基于频域分量合并的波形合成算法能够有效地抑制噪声的影响,提高信号信噪比增益。

实验 2 信号调制方式为 16QAM,信号信噪比均为 6dB,图 3 简单给出了信号合成前后的解调星座图对比。

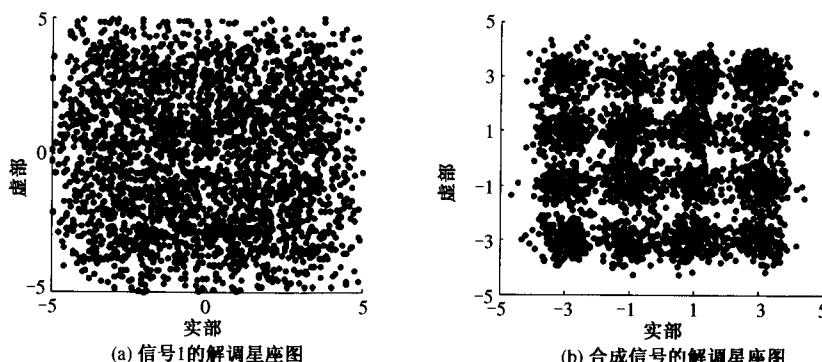


图 3 16QAM 信号合成前后的解调星座图

从图 3 可以明显看出经过合成分后,输出信号星座图明显聚拢,降低了误码率;而信号 1 单独解调星座图却是发散的,其它 3 路信号的解调星座图与之基本相同。由于本文采用的合成算法是在信号波形实现的,不需要信号的同步,对信号调制方式也是透明的,因此能够实现在信号信噪比低于同步门限的多天线

信号合成,而且适用于不同的信号调制方式。

5 结束语

本文在分析频率选择性信道下多天线信号合成常用算法的基础上,提出了基于频域分量合并的信号增强算法,即每频点的信号认为是单一信号,并按照信噪比最大化准则对信号分量进行加权合成,提高输出信号的信噪比。该算法无需信号同步和调制方式,以及对采样频率也没有要求,是一种通用的信号合成算法,能够解决频率选择性信道下的低信噪比信号的合成问题,具有较强的工程实用价值。值得注意的是,这里只是针对固定信道进行了仿真实验,没有考虑到信道的变化对权值估计的影响,因此在下一步工作中需要对该算法在频率选择性信道慢衰弱下的应用和性能进行研究。

参考文献:

- [1] Rogstad D H, Mileant A, Pham T T. Antenna arraying techniques in the deep space network[M]. New Jersey: John Wiley, 2003.
- [2] Charles H Lee, Kar-Ming, Victor A Vilnrotter. Fast Eigen-based signal combining algorithms for large antenna arrays[C]// IEEE Aerospace Conference Paper. 2003, 2:1123-1129.
- [3] Samson Million, Biren Shah, Sami Hinedi. Comparison of two maximal ratio Combining techniques in antenna arraying[J]. IEEE Transactions Communications, 1996, 44(11):1599-1609.
- [4] Scott K, Olasz E B, Sendyk A. Diversity combining with MLSE equalization[J]. IEEE Proc. Commun, 1998, 145(2):105-108.
- [5] Balaban P, Salz J. Optimum diversity combining and equalization in digital data transmission with applications to cellular mobile radio-Part I: Theoretical considerations[J]. IEEE Trans. Commun, 1992, 40(5):885-894.
- [6] 朱婕, 郭业才. 基于最大比合并空间分集判决反馈盲均衡算法[J]. 系统仿真学报, 2008, 20(11):2843-2845.
- [7] Byoung-Jo Kim, Cox D C. Blind diversity combining equalization for short burst wireless communications[C]//IEEE GLOBECOM. 1997, 3: 1163-1167.
- [8] Venkataraman S, Mahmoud S A, Goubran R A. Filter structures for equalization and diversity combining in wireless communications [C]//The 3th annual international conference on universal personal communications. 1994:204-209.
- [9] Vilnrotter V A, Rodemich E R, Dolinar S J. Real-Time Combining of Residual Carrier Array Signals Using ML Weight Estimates[J]. IEEE Transactions Communications, 1992, 40(3):604-615.
- [10] 季仲梅, 杨洪生, 王大明. 通信中的同步技术及应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2008.
- [11] Moulines E, Slock D, Duhamel P. Subspace methods for the blind identification of multichannel FIR filters[J]. IEEE Trans. on signal processing, 1995, 2(43):516-526.
- [12] Dongmin Lim. A Modified Gardner Detector for Symbol Timing Recovery of M-PSK Signals[J]. IEEE Transactions on Communication, 2004, 52(10):1643-1647.

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>