

# 一种新的用于多天线系统的快速球形解码算法

傅华 姚天任 江小平 陈少平

(华中科技大学电子信息与工程系, 武汉 430074)

**摘 要:** 本文提出了一种实现多输入—多输出(MIMO)无线系统最大似然(ML)信号检测的快速球形解码器框架, 在本框架内, 算法不需要确定半径参数, 同时, 在算法的搜索阶段只需要访问最少的树节点数, 从而降低算法的复杂度。另外, 当我们采用一种直接的 Schnorr-Euchner 枚举(SEE)方法时, 本球解码框架可用于复数 MIMO 系统。仿真结果显示, 和其它球形解码器相比, 本解码器能大大提升最大似然(ML)检测的速度。

**关键词:** 最大似然检测; 球解码; 多天线系统; 多输入多输出

## A New Fast Sphere Decoding algorithm for Multiple-Antenna Systems

Fu Hua Yao Tianren Jiang Xiaoping Chen Shaoping

(Department of Electronic and Information Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074)

**Abstract:** In this paper, we propose a new fast sphere decoder (SD) for optimum maximum likelihood (ML) signal detection in multiple-input multiple output (MIMO) wireless systems, which avoids the need for radius parameter and visits minimum number of tree nodes. Moreover, when a direct Schnorr-Euchner enumeration (SEE) is utilized, the proposed SD can be used in complex MIMO systems. Numerical results validate that the proposed SD greatly speeds up the maximum-likelihood (ML) detection than other sphere detectors.

**Key words:** maximum likelihood detection; sphere decoding; multiple-antenna system; MIMO

### 1 引言

信息论的研究表明[1], 在散射丰富的环境下, 多输入—多输出(MIMO)无线通信系统能获得很高的频谱效率和更可靠的链接。要得到这一理论结果, 往往接收端需要采用最优的最大似然(ML)检测。而 ML 检测要考虑所有可能的传输信号矢量, 其复杂度随传输信号矢量的维数(对应于 MIMO 系统的发射天线数)成指数增加(基为信号星座的大小)。因此, 当需要获得更高的频谱效率而采用较多的发射天线和较大的信号星座时, ML 检测就显得不实用了, 因为此时复杂度会变得相当高, 例如, 当我们选择发射天线数  $M=4$ , 信号星座为 16-QAM 时, ML 检测需要考虑  $16^4=65536$  个信号矢量, 计算量是相当大的。因此, 我们需要找到一种低复杂度同时具有 ML 检测性能的检测器。

最近, 在 MIMO 系统信号检测所采用的方法中, 基于深度优先树搜索的球解码(SD)由于其具有较低的计算复杂度和近似 ML 检测性能而受到广泛关注[5]~[13]。然而, 球解码器的计算复杂度依赖于初始球半径的选择, 同时, 当信噪比(SNR)较低、系统维数较高时, 其平均复杂度还是很高。为了解决初始球半径的选择问题, [5][10][11]提出在解码

的过程中自动地调整搜索半径, 使得解码器的平均复杂度对初始球半径不是很敏感, 而[12]则提出在解码开始之前采用一些方法找到一个最优的搜索半径。然而, 这些 ML 算法不能保证在 ML 检测完成时访问的结点数最少。而访问的节点数越多意味着复杂度越高。这样看来, 球解码算法的复杂度还有进一步下降的空间。

首先, 我们回顾一下球解码算法的搜索过程。球解码算法的搜索从根节点开始, 然后计算与它相连接的分支和结点的权值, 按照一定的测度标准确定下一个要访问的节点, 这样反复进行, 直到访问到叶子节点, 得到一个可能的解, 然后调整搜索球半径, 重新开始搜索, 直到得到 ML 解为止。从球解码的搜索过程我们可以看出, 其目的不是要遍历整棵树, 而是通过访问尽可能少的节点来得到 ML 解。基于以上的观察, 本文提出一种不需要预先确定搜索半径的球解码算法(WOR-SD—Sphere Decoder With Out the need of Radius parameter), 它能保证在搜索到 ML 解的过程中只访问最少的节点, 从而降低算法的复杂度。

本文的其余部分组织如下: 第二部分给出 MIMO 系统模型及其格型表示方法; 第三部分对球解码算法进行简要的介绍; 第四部分提出一种新的球解码算法 WOR-SD; 第五部分通

过仿真实验验证 WOR-SD 算法的有效性;最后,第六部分给出本文的重要结论。

## 2 MIMO 系统模型及其格形表示

我们考虑一个带有  $M$  根发射天线和  $N$  根接收天线的符号同步的 MIMO 无线通信系统,并且假设  $N \geq M$ 。同时假设是窄带传输,那么接收信号矢量为

$$\bar{y} = \bar{H}\bar{s} + \bar{n} \quad (1)$$

其中,  $\bar{H}$  是  $N \times M$  复值信道矩阵,  $\bar{s} = [\bar{s}_1, \bar{s}_2, \dots, \bar{s}_M]^T$  是传输的符号矢量,  $\bar{n}$  是均值为零,协方差矩阵为  $2\sigma^2 I$  的复数白高斯噪声。由于我们假设是散射丰富的环境,信道矩阵的各个元素可以看成是零均值、独立同分布(i. i. d.)的,服从复数高斯分布。为了叙述的方便,下面我们仅仅考虑  $M = N$  的情况。

和文献[6]一样,我们将式(1)转换成如下实的格形表示形式,

$$y = Hs + n \quad (2)$$

$$\text{其中, } y = \begin{bmatrix} \text{Re}(\bar{y}) \\ \text{Im}(\bar{y}) \end{bmatrix}, H = \begin{bmatrix} \text{Re}(\bar{H}) & -\text{Im}(\bar{H}) \\ \text{Im}(\bar{H}) & \text{Re}(\bar{H}) \end{bmatrix},$$

$$s = \begin{bmatrix} \text{Re}(\bar{s}) \\ \text{Im}(\bar{s}) \end{bmatrix}, n = \begin{bmatrix} \text{Re}(\bar{n}) \\ \text{Im}(\bar{n}) \end{bmatrix},$$

这里,  $\text{Re}(\cdot)$  和  $\text{Im}(\cdot)$  分别表示  $(\cdot)$  的实部和虚部。

由于我们假设  $\bar{H}$  的元素服从独立同分布的复高斯分布,所以  $H$  几乎总是具有满秩  $m = 2M$ 。另外,由于我们只考虑方形  $q^2$ -QAM,所以  $s$  的所有元素从  $\Omega = \{u | u = 2Q - q + 1, Q \in Z_q\}$  中取值,其中,  $Z_q = \{0, 1, \dots, q-1\}$ 。这样,我们可以定义一个由  $H$  生成的有限维格型  $\Lambda(H) = \{Hs : s \in \Omega^m\}$ ,  $H$  的  $m$  个行矢量构成生成  $\Lambda(H)$  的基矢量,  $m$  称为  $\Lambda(H)$  的维数,而传输的符号矢量  $s$  可以看作是格型点的坐标。如果我们把接收矢量  $y$  看作是受高斯噪声  $n$  扰动的格型点,那么, MIMO 系统的 ML 检测就等效于在格型  $\Lambda(H)$  中找到一个离接收矢量  $y$  最近的格型点  $\hat{s}$ ,即

$$\hat{s} = \arg \min_{s \in \Omega^m} \|y - Hs\|^2 \quad (3)$$

这样我们就可以利用具有较低复杂度的球形解码算法来得到 MIMO 系统的 ML 检测解。

## 3 球形解码算法

在搜索 ML 解的过程中,球形解码器评估所有满足条件(4)的传输信号矢量:

$$\|y - Hs\|^2 < C \quad (4)$$

其中,  $C$  为球搜索半径的平方。这样,如果我们能在以接收信号矢量  $y$  为球心,  $\sqrt{C}$  为半径的超球内找到使  $\|y - Hs\|^2$  最小的点,那么该点应该满足式(3),即为所求的 ML 解。这就是球形解码算法的基本思想。下面来看看它具体实现的步骤。

首先,对信道矩阵  $H$  进行 QR 分解,得到  $H = QR$ ,其中  $Q$  是酉矩阵,  $R$  是对角元素为正的上三角矩阵,这样,式(4)可

以变换成:

$$\|Q^H y - Rs\|^2 = \|y' - Rs\|^2 < C \quad (5)$$

利用矩阵  $R$  的上三角特性,将上式展开可以得到下列不等式:

$$\Psi(s_l^m) = \sum_{i=l}^m \left| y'_i - \sum_{j=i}^m R_{i,j} s_j \right|^2 < C, \quad l = m, m-1, \dots, 1. \quad (6)$$

如果我们构建一棵树,使得其底层的叶子节点对应于所有可能的传输信号矢量  $s_m$  所有可能的值定义树的最高层,那么我们可以把位于  $l(l=1, 2, \dots, m)$  层的任意节点唯一描述成  $s_l^m = [s_l, s_{l+1}, \dots, s_m]^T$ , 而用  $s_l$  表示连接节点  $s_{l+1}^m$  和  $s_l^m$  的分枝,并且定义  $\Psi(s_l^m)$  为节点  $s_l^m$  的权值。在构建了这样一个树结构之后,求解 ML 解就等同于从所构建的树中搜索一个权值最小的叶子节点。

如果  $l$  按  $l = m, m-1, \dots, 1$  的顺序取值,结合所采用的信号星座,那么利用不等式(6)就可以确定每一层  $l(l=1, 2, \dots, m)$  节点可能的取值集合  $I_l(s_{l+1}^m)$ 。

把(6)式左端展开可以得到如下迭代计算公式:

$$\begin{aligned} \Psi(s_l^m) &= \sum_{i=l+1}^m \left| y'_i - \sum_{j=i}^m R_{i,j} s_j \right|^2 + \left| y'_l - \sum_{j=l+1}^m R_{l,j} s_j \right|^2 \\ &= \Psi(s_{l+1}^m) + R_{l,l}^2 \left| \frac{1}{R_{l,l}} \left( y'_l - \sum_{j=l+1}^m R_{l,j} s_j \right) - s_l \right|^2 \\ &= \Psi(s_{l+1}^m) + R_{l,l}^2 | \tilde{s}_l - s_l |^2 = \Psi(s_{l+1}^m) + \Delta_l \end{aligned} \quad (7)$$

对上式我们可以作如下解释:子节点的权值是其父节点的权值与连接两节点的分枝的权值之和。这样,在我们选择子节点时,应按照分枝权值从小到大的顺序选取。对应的分枝权值最小的子节点我们称之为最优子节点,因为在它所在的层中该子节点的权值最小。因此,如果该子节点的权值大于搜索半径的平方,那么它所在层的其它节点就可以不必考虑了,这样可以大大加快搜索速度。这就是 SEE 枚举[11]的基本思想。因为在我们提出的算法中要用到,下面结合式(7)对 SEE 进行简要的介绍。

在式(7)中,如果我们定义  $\hat{s}_l = \text{round}(\tilde{s}_l)$ , 那么  $\hat{s}_l$  可以看成是  $s_l$  的初始估计,SEE 枚举的策略是:

当  $\hat{s}_l > \tilde{s}_l$  时,  $s_l$  按如下顺序取值:

$$I_l(s_{l+1}^m) = \{\hat{s}_l, \hat{s}_l - 1, \hat{s}_l + 1, \hat{s}_l - 2, \hat{s}_l + 2, \Lambda\}$$

而当  $\hat{s}_l \leq \tilde{s}_l$  时,  $s_l$  按如下顺序取值:

$$I_l(s_{l+1}^m) = \{\hat{s}_l, \hat{s}_l + 1, \hat{s}_l - 1, \hat{s}_l + 2, \hat{s}_l - 2, \Lambda\}$$

最后,球形解码算法按照深度优先的准则进行搜索。假设当前层为  $l$ , 如果  $s_l$  的可能取值集合  $I_l(s_{l+1}^m)$  为空,那么回到上一层  $l+1$ , 选取该层的下一个节点,否则就一直往下搜索。如果搜索到位于第一层的一个叶子节点  $s_1^m$ , 并且其权值小于当前的搜索半径的平方  $C$ , 那么搜索半径更新为  $\Psi(s_1^m)$ ; 如果没有搜索到叶子节点,则增大搜索半径,从根节点开始重新进行搜索,反复进行,直到得到 ML 解。为了保证在当前的搜索半径下得到 ML 解,搜索半径必须大于等于 ML 解的欧氏距离。

## 4 新的球解码算法 WOR-SD

现在我们从另外一个视角来考虑搜索具有最小权值的叶子节点的问题。假如我们已经知道了最小权值叶子节点的权值  $C$ , 显然, 只有权值大于  $C$  的节点才会往下扩展, 扩展任何权值大于或等于  $C$  的非叶子节点只会导致最终得到的叶子节点的权值大于或等于  $C$ , 这可以从(7)式中看出。

因此, 球解码算法 FPB[9] 和 SEA[11] 都有可能扩展一些不必要扩展的节点, 因为它们是根据搜索半径来确定枚举的节点是否应该扩展的。即使算法会对搜索半径进行自适应调整, 让它逐步变小, 但是如果搜索半径曾经大于过  $C$ , 那么仍然会有一些权值大于  $C$  的节点会被扩展。相反, 我们提出的球解码算法 WOR-SD 能保证在得到 ML 解的过程中扩展最少的节点。另外, 在实际的算法中并不需要最优叶子节点的权值  $C$ 。

### 4.1 WOR-SD 算法

下面是我们对 WOR-SD 算法的描述:

1) 初始化: 令  $l = m, s_m^m + 1 = 0, \Psi(s_{m+1}^m) = 0$ , 利用 SEE 枚举策略得到符号  $s_l$  排序的取值集合  $I_l(s_{l+1}^m)$ , 生成最优子节点  $s_l^m = [s_l, s_{l+1}^m \cdots s_m^m]^T$  并且按照(7)式计算其权值  $\Psi(s_l^m)$ 。

2) 按照 SEE 枚举策略生成上层节点  $s_l^m$  的最优子节点  $s_{l-1}^m = [s_{l-1}, s_l^m \cdots s_m^m]^T$ , 并按照(7)式计算其权值  $\Psi(s_{l-1}^m)$ 。如果节点  $s_l^m$  的父节点  $s_{l+1}^m$  没有完全扩展, 即在  $I_l(s_{l+1}^m)$  中还有候选节点没有被扩展, 生成  $s_{l+1}^m$  一个新的最优子节点  $\tilde{s}_l^m$ , 即  $I_l(s_{l+1}^m)$  中的下一个候选节点, 并计算其权值  $\Psi(\tilde{s}_l^m)$ 。把新生成的最优子节点  $\tilde{s}_l^m, s_{l-1}^m$  和它们各自的权值  $\Psi(\tilde{s}_l^m), \Psi(s_{l-1}^m)$  加入到节点列表中。

3) 从存储在节点列表中的所有最优子节点中选出权值最小的节点, 记为最优节点 BN。如果节点 BN 是一个叶子节点, 那么 BN 就是我们要求的 ML 解, WOR-SD 算法结束; 否则 BN 就从最优节点变为要进行扩展的上层节点。返回到 2)。

WOR-SD 算法中快速确定最优子节点是关键的一步。如果是实值星座, 最优子节点可以通过 SEE 枚举策略[4]确定, 它不需要计算所有子节点的权值。如果是复值星座, 我们可以采用[13]提出的直接 SEE 枚举策略确定最优子节点。

我们利用下面的示意图对算法进行一些解释。

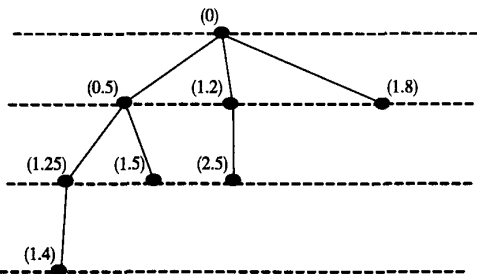


图1 WOR-SD 算法生成的搜索树 ( $M=3$ )

万方数据

根节点的权值为 0, 记为 (0), 搜索从根节点开始。扩展根节点得到其权值为 0.5 的最优子节点, 记为 (0.5), 这时, 最优子节点集合中只有一个节点, 即 (0.5), 记为 {0.5}, 节点 (0.5) 为最优节点; 之后扩展最优节点 (0.5), 得到其最优子节点 (1.25), 同时扩展最优节点 (0.5) 的父节点 (0), 得到其下一个最优子节点 (1.2), 这时, 最优子节点集合更新为 {1.2, 1.25}, 其中节点 (1.2) 的权值最小, 为最优节点; 扩展最优节点 (1.2), 得到其最优子节点 (2.5), 同时扩展最优节点 (1.2) 的父节点 (0), 得到其下一个最优子节点 (1.8), 这时, 最优子节点集合更新为 {1.25, 2.5, 1.8}, 其中 (1.25) 为最优节点; 扩展节点 (1.25) 得到其最优子节点 (1.4), 同时扩展节点 (1.25) 的父节点 (0.5) 得到其下一个最优子节点 (1.5), 此时最优子节点集合为 {1.4, 1.5, 2.5, 1.8}, 其中节点 (1.4) 为最优节点, 因为此节点同时又是叶子节点, 所以算法搜索到该节点即得到最优解, 即权值最小的叶子节点。

### 4.2 计算复杂度分析

当我们直接比较不同球解码算法的计算复杂度, 如比较算法的浮点运算量时, 最大的困难是这种比较和算法的具体实现有关, 因此, 我们提出用算法执行中所扩展的节点数  $v$  以及处理每个节点所需要的时间  $\tau$  来评估和比较不同的球解码算法的复杂度。

因为我们提出的算法总是能保证其扩展的节点数  $v$  少于现有球解码器所扩展的节点数, 所以, 下面我们主要分析不同球解码算法中每个节点的处理时间  $\tau$ 。

每个节点的处理时间  $\tau$  很难确定, 因为它和算法的实现过程是紧密相关的。文献[9]指出, FPB 解码器每次扩展所需要的运算量是扩展节点所在层次  $i$  ( $i=1, \dots, M$ ) 的线性函数, 因此每个节点的处理时间是  $O(M)$ 。除了要进行上述的运算外, SEA 算法由于要对每一层节点的扩展进行排序而引入一些固定的开销, 但总的来说其每个节点的处理时间  $v_{SEA}$  还是  $M$  的线性函数, 也是  $O(M)$ ; 而比较而言, WOR-SD 算法会引入更多一些的开销, 因为它需要对多层间的节点进行扩展排序。但是, 我们在实现 WOR-SD 算法时, 可以采用一个堆[14]来存储节点列表。在采用这一高效的数据结构之后, 这些多余的时间开销最多为  $O(M \log_2 B)$ , 因此, 和  $v_{SEA}$  一样, WOR-SD 的每个节点的处理时间依然是  $M$  线性的, 即为  $O(M)$ , 虽然会有一个大的系数。

## 5 仿真结果及分析

在仿真试验中, 我们采用  $M=4$  根发射和  $=4$  根接收根天线, 帧长为 100 个符号间隔, 对应于每帧的信道矩阵  $H$  随机产生, 其各个元素  $H_{i,j}$  是独立同分布的 (i.i.d), 且服从均值为零、方差为 1 的复高斯分布, 即  $H_{i,j} \sim CN(0, 1)$ 。每个比特的平均能量固定为  $E_b = 1$ , 加性白高斯噪声 (AWGN)  $n$  的方差  $\sigma^2$  按  $\sigma^2 = (ME_s/2 \log_2(B)) 10^{-SNR/10}$  调整, 其中,  $E_s$  是星座的平均信号能量,  $B$  是星座的大小。

在图1中,我们比较了 WOR-SD 和 SEA 在不同信噪比时扩展节点的平均数与每比特平均接收信噪比(SNR)的关系。在比较中我们采用了 QPSK、16-QAM 和 64-QAM 三种信号星座,它们分别对应于 8、16 和 24 bits/s/Hz 的频谱效率。

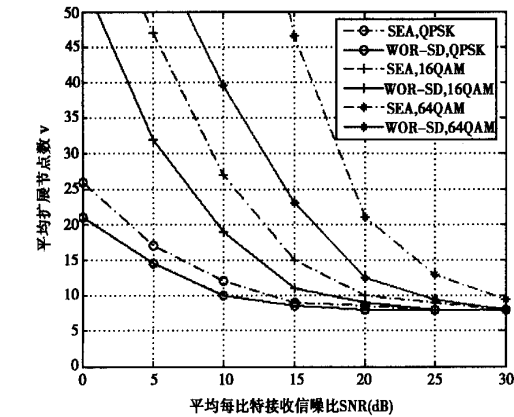


图2 平均扩展节点数(v)和每比特平均接收信噪比(SNR)的关系, M = N = 4

从图2中我们可以看出,就解码过程中扩展的平均节点数而言,WOR-SD 比 SEA 要少很多,特别是在低信噪比区域和采用高频谱效率的星座(如 64-QAM)时,而当前 SD 算法在这两种情况下的复杂度却相当高。另外,对所有的球形解码器,其扩展节点数都有一个下限,即  $v < 2M$ ,其中 M 为发射天线根数,倍数 2 是由复系统转换成实系统时,系统维数的变化因子。

6 结束语

本文提出了一种新的快速球形解码算法 - WOR-SD。该算法不需要确定搜索半径参数,同时保证在搜索 ML 解的过程中只访问最少的树节点数,因而降低了计算复杂度,特别是在低信噪比和采用高频谱效率星座的情况下,效果更加明显,基本上解决了当前 SD 算法在上述两种情况下计算量相当大的问题。

参考文献

[1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment When Using Multiple Antennas", *Wireless Personal Communications*, Volume 6, No. 3, March 1998, p. 311.

[2] P. W. Wolniansky, G. J. Foschini, G. D. Golden, R. A. Valenzuela, "V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over the Rich-Scattering Wireless Channel", invited paper, *Proceedings of ISSSE-98*, Pisa, Italy, September 29, 1998.

[3] U. Fincke and M. Pohst, "Improved methods for calculating

vectors of short length in a lattice, including a complexity analysis," *Mathematics of Computation*, vol. 44, pp. 463-471, April 1985.

[4] C. P. Schnorr and M. Euchner, "Lattice basis reduction: improved practical algorithms and solving subset sum problems," *Mathematical Programming*, vol. 66, pp. 181-191, 1994.

[5] E. Agrell, T. Eriksson, A. Vardy, and K. Zeger, "Closest point search in lattices," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 48, pp. 2201-2214, Aug. 2002.

[6] M. O. Damen, A. Chkeif, and J. -C. Belfiore, "Lattice codes decoder for space-time codes," *IEEE Communications Letters*, vol. 4, pp. 161-163, May 2000.

[7] E. Viterbo and J. Boutros, "A universal lattice code decoder for fading channel," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, pp. 1639-1642, July 1999.

[8] H. Vikalo and B. Hassibi, "The expected complexity of sphere decoding, Part I: Theory, Part II: Applications," *IEEE Trans. Signal Processing*, to appear.

[9] B. Hochwald and S. ten Brink, "Achieving near-capacity on a multiple antenna channel," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, pp. 389-399, Mar. 2003.

[10] M. O. Damen, H. El Gamal, and G. Caire, "On maximum-likelihood detection and the search for the closest lattice point", *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, pp. 2389-2402, Oct. 2003.

[11] A. Chan and I. Lee, "A new reduced-complexity sphere decoder for multiple antenna systems," *Proc. of Intl. Conf. on Communications*, vol. 1, pp. 460-464, New York City, N. Y., April 28-May 2, 2002.

[12] W. H. Mow, "Universal Lattice Decoding: Principle and Recent Advances", *Wireless Communications and Mobile Computing*, Vol. 3, Issue 5, August 2003, pp. 553-569.

[13] A. Burg, M. Borgmann, M. Wenk, M. Zellweger, W. Fichtner, and H. B'olcskei, "VLSI implementation of MIMO detection using the sphere decoding algorithm", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, July 2005, to appear, (invited paper).

[14] Robert Sedgewick. *Algorithms*. Addison-Wesley, 1988.

作者简介

傅华,男,1969 年生,博士研究生。主要研究方向为 MIMO 无线通信系统接收和发射端设计,以及多用户 MIMO 无线通信系统资源管理及调度。

## 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](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>