

文章编号:1007-5321(2002)01-0073-06

天线阵 CDMA 系统基于子空间的盲辩识与多用户检测

严玉平, 刘泽民

(北京邮电大学电信工程学院, 北京 100876)

摘要: 针对天线阵 CDMA 系统, 运用子空间方法, 导出了用户多径信道的盲辩识过程。并证明在此基础上, 结合待检用户的扩频序列, 在几乎不增加任何额外运算量的情况下, 就可过渡到多用户检测。尽力避免了对高维矩阵的直接运算, 计算量大大降低。采用天线阵方法适于过载系统(系统用户数 \geqslant 处理增益)。

关 键 词: 码分多址; 子空间分解; 盲信道辩识; 多用户检测

中图分类号: TN911.7 文献标识码: A

Blind Identification and Multiuser Detection Based on Subspace in Antenna Arrays Systems

YAN Yu-ping, LIU Ze-min

(Telecommunication Engineering School, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

Abstract: A blind identification process of each user' multipath channel using a subspace method for antenna arrays CDMA systems is presented. It is shown that based on the identified channel and combined with the knowledge of the desired user' spreading sequence, multiuser detector can be constructed in closed form, at almost no extra computational cost. Because the computing of some high-dimension matrices has been avoided directly, the computation complexity becomes lower. By using antenna arrays, the proposed method can be applied to overload systems, where the number of users may exceed the processing gain.

Key words: code division multiple access; subspace decomposition; blind channel identification; multiuser detection

在 CDMA 系统中, 由于盲信道均衡和信道辩识避免了训练序列的发送, 能更充分地利用无线带宽资源, 因而日益受到人们的重视。传统的盲信道辩识利用信道输出信号的高阶统计, 能充分描述系统的特征, 然而它需要的采样数据多, 计算工作量大, 而且某些基于高阶统计的

算法收敛慢,甚至根本不收敛。考虑到这些因素及 CDMA 信道可视为复高斯信道,特别是文献[1]提出利用二阶统计即可进行盲信道辩识,计算量小的基于二阶统计的算法日益受到人们的重视^[2~6],其中最具代表性的就是子空间方法,它充分利用信号和噪声子空间之间的正交性。这方面的文献多针对同步 CDMA 系统^[2,3],它们不能被直接用于异步 CDMA 系统。文献[5]虽然提出了异步多径信道的盲估计方法,但它就极高维的接收数据矩阵(其大小随采样数据的增加而增加)直接进行子空间分解,运算量非常大,而且未扩展到多用户检测。本文提出了基于接收数据自相关矩阵进行子空间分解的盲信道估计和多用户检测方法,其计算量大大降低。

1 信号和系统模型

在异步 CDMA 移动通信系统中,假定有 Q 个用户,接收器为由 M 个天线元组成的均匀线性阵列,则第 m 个天线元接收的基带信号为

$$x_m(n) = \sum_{i=1}^Q \sum_{k=-\infty}^{\infty} s^i(k) g_m^i(n-kN) + w_m(n) \quad (1)$$

其中, Q 为用户数; i 为用户上标; $s^i(k) \in \{+1, -1\}$ 为第 i 个用户传输的第 k 个符号; $w_m(n)$ 为叠加在第 m 个天线元处的加性白噪声; N 为处理增益; $g_m^i(n)$ 为第 i 个用户到第 m 个天线元的信号波形。

考虑到多径时延及最大时延常远小于一个符号周期,所以信号波形一般的持续时间在两个符号周期内,

$$g_m^i(n) = \sum_{k=1}^{2N} c^i(k) h_m^i(n-k) = \sum_{k=0}^{L_c} h_m^i(k) c^i(n-k), \quad n=0, \dots, 2N-1$$

其中, L_c+1 为多径信道阶次(本文假定所有多径信道阶次相同); $c^i(j) \in \{+1, -1\}$ 为第 i 个用户扩频序列; $\{h_m^i(j)\}$ 为第 i 用户和第 m 个接收器之间的多径信道。已经证明 $h_m^i(t) = \sum_{q=1}^{L_d} a_{m,i}(q) c_{m,i}(q) p(t-\tau_q)$ 。其中, $a_{m,i}(q)$ 为对应于第 q 路多径信号的阵列响应; $p(t)$ 为脉冲函数(如升余弦函数); $c_{m,i}(q)$ 为信道增益; L_d 为多径数; τ_q 为第 q 路的时延。

做如下定义(L 为不小于 L_c/N 的最小整数):

$$\begin{aligned} s(k) &\triangleq (s^1(k), s^2(k), \dots, s^Q(k))^T, \quad s[k] \triangleq (s^T(k), s^T(k-1), \dots, s^T(k-L-J+1))^T \\ w_m(k) &\triangleq (w_m(kN), w_m(kN+1), \dots, w_m(kN+N-1))^T, \\ w_m[k] &\triangleq (w_m^T(k), w_m^T(k-1), \dots, w_m^T(k-J+1))^T, \quad w[k] \triangleq (w_1^T[k], w_2^T[k], \dots, w_M^T[k])^T \\ g_m^i(k) &\triangleq (g_m^i(kN), g_m^i(kN+1), \dots, g_m^i(kN+N-1))^T, \quad G_m[k] \triangleq (g_m^1(k), g_m^2(k), \dots, g_m^Q(k)) \end{aligned}$$

其中, J 为天线元后检测器的长度。这样式(1)可用矩阵表示为

$$x_m(k) \triangleq [x_m(kN) \quad x_m(kN+1) \quad \cdots \quad x_m(kN+N-1)]^T = \sum_{i=0}^L G_m[i] s(k-i) + w_m(k)$$

单个天线元的信道卷积矩阵 G_m 为 $NJ \times (L+J)Q$ 维的分块托布尼兹矩阵:

$$G_m = \begin{bmatrix} G_m[0] & \cdots & G_m[L] & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & G_m[0] & \cdots & G_m[L] \end{bmatrix}_{NJ \times (L+J)Q}$$

整个天线阵的信道卷积矩阵 $G = [G_1^H, G_2^H, \dots, G_M^H]_{MNJ \times (L+J)Q}^H$ 。假定 $MNJ \geq (L+J)Q$, G 为列满

秩, 满足信道可识别条件. 于是, 通过累积接收数据的 J 个连续采样, 整个天线阵采样后信道输出信号矢量(MNJ 维)为

$$\mathbf{x}[k] \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1[k] \\ \mathbf{x}_2[k] \\ \vdots \\ \mathbf{x}_M[k] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1(k) \\ \mathbf{x}_1(k-1) \\ \vdots \\ \mathbf{x}_1(k-J+1) \\ \mathbf{x}_M(k) \\ \vdots \\ \mathbf{x}_M(k-J+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_1 \\ \mathbf{G}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{G}_M \end{bmatrix} \mathbf{s}[k] + \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1[k] \\ \mathbf{w}_2[k] \\ \vdots \\ \mathbf{w}_M[k] \end{bmatrix} = \mathbf{Gs}[k] + \mathbf{w}[k]$$

2 多径信道的盲估计

假定信道输入信号 $\mathbf{s}[k]$ 独立同分布, 单位方差和均值为零, 信道噪声 $\mathbf{w}[k]$ 是均值为零, 方差为 σ^2 的加性白噪声, 它们相互独立, 接收信号的自相关矩阵为

$$\mathbf{R}_x(0) \triangleq E(\mathbf{x}[k]\mathbf{x}[k]^H) = \mathbf{G}\mathbf{G}^H + \sigma^2 \mathbf{I}_{MNJ}$$

令 $d \triangleq (L+J)Q$ (以下同), 对 $\mathbf{R}_x(0)$ 进行特征分解, 得 $\mathbf{R}_x(0) = \mathbf{V}\mathbf{S}\mathbf{V}^H = [\mathbf{V}_s \quad \mathbf{V}_o]$
 $\begin{bmatrix} \mathbf{S}_s \\ \mathbf{S}_o \end{bmatrix} [\mathbf{V}_s \quad \mathbf{V}_o]^H$, 令 $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_d \geq \lambda_{d+1} = \dots = \lambda_{MNJ} = \sigma^2$ 是矩阵 $\mathbf{R}_x(0)$ 的特征值, 则 $\mathbf{S}_s = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_d)$, $\mathbf{V}_s = [\mathbf{V}_{s1} \dots \mathbf{V}_{sd}] \in C^{MNJ \times d}$, $\mathbf{V}_o = [\mathbf{V}_1 \dots \mathbf{V}_{MNJ-d}] \in C^{MNJ \times MNJ-d}$. 显然, $\text{range}(\mathbf{G}) = \text{range}(\mathbf{V}_s)$. 令 \mathbf{G}^i 为用户 i 到天线阵的信号波形矩阵, \mathbf{G}_m^i 为用户 i 到天线元 m 的信号波形矩阵, 由于信号和噪声子空间相互正交, 所以有 $\mathbf{V}_o^H \mathbf{G}^i = \mathbf{0}$.

$$\begin{aligned} \mathbf{c}^i &\triangleq \begin{bmatrix} c^i(0) & & & & \\ c^i(1) & c^i(0) & & & \\ \vdots & c^i(1) & \ddots & & \\ c^i(N-1) & \vdots & \ddots & c^i(0) & \\ & c^i(N-1) & & c^i(1) & \\ & & \ddots & & \vdots \\ & & & c^i(N-1) & \end{bmatrix}_{2N \times (L_c+1)} \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{c}^i(0) \\ \mathbf{c}^i(1) \end{bmatrix}, \quad \mathbf{c}^i(j) \in C^{N \times (L_c+1)}, j=0,1 \\ \mathbf{G}_m^i &= \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{c}^i(0) & \mathbf{c}^i(1) & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{c}^i(0) & \mathbf{c}^i(1) & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{c}^i(0) & \mathbf{c}^i(1) \end{bmatrix}}_{(L+J) \times (L_c+1)} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{h}_m^i & & & & \\ & \mathbf{h}_m^i & & & \\ & & \ddots & & \\ & & & & \mathbf{h}_m^i \end{bmatrix}}_{(L+J) \text{ 块}} \triangleq \mathbf{C}^i \mathbf{H}_m^i \\ \text{则 } \mathbf{V}_o^H \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{C}^i & \mathbf{0} \\ \vdots & \mathbf{C}^i \end{bmatrix}}_M \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^i \\ \vdots \\ \mathbf{H}_M^i \end{bmatrix} &= \mathbf{0} \end{aligned}$$

根据最小二乘准则, 有下面的约束优化问题($\mathbf{h}^i \triangleq ((\mathbf{h}_1^i)^H, \dots, (\mathbf{h}_M^i)^H)^H$):

$$\hat{\mathbf{h}}^i = \arg \min_{\|\mathbf{h}^i\|=1} (\mathbf{h}^i)^H \begin{bmatrix} \mathbf{c}^i & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots \\ \mathbf{0} & \mathbf{c}^i \end{bmatrix}^H \left(\sum_{p=1}^{MNJ-d} \tilde{\mathbf{V}}_p \tilde{\mathbf{V}}_p^H \right) \begin{bmatrix} \mathbf{c}^i & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots \\ \mathbf{0} & \mathbf{c}^i \end{bmatrix} \mathbf{h}^i$$

其中,

$$\tilde{\mathbf{V}}_p = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{v}_1^p(M) & \mathbf{v}_2^p(M) & \cdots & \mathbf{v}_J^p(M) \\ \mathbf{v}_1^p(M) & \mathbf{v}_2^p(M) & \cdots & \mathbf{v}_J^p(M) & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{0} & \mathbf{v}_1^p(1) & \mathbf{v}_2^p(1) & \cdots & \mathbf{v}_J^p(1) \\ \mathbf{v}_1^p(1) & \mathbf{v}_2^p(1) & \cdots & \mathbf{v}_J^p(1) & \mathbf{0} \end{bmatrix}$$

$\mathbf{V}_p = [(\mathbf{v}_1^p(1))^H, \dots, (\mathbf{v}_J^p(1))^H, (\mathbf{v}_1^p(2))^H, \dots, (\mathbf{v}_J^p(2))^H, \dots, (\mathbf{v}_1^p(M))^H, \dots, (\mathbf{v}_J^p(M))^H]^H$, $\mathbf{v}_j^p(m) \in C^{N \times 1}$, $j=1, \dots, J$, $m=1, \dots, M$. $\psi_i \triangleq \begin{bmatrix} \mathbf{c}^i & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots \\ \mathbf{0} & \mathbf{c}^i \end{bmatrix} \left(\sum_{p=1}^{MNJ-d} \tilde{\mathbf{V}}_p \tilde{\mathbf{V}}_p^H \right) \begin{bmatrix} \mathbf{c}^i & \mathbf{0} \\ \vdots & \ddots \\ \mathbf{0} & \mathbf{c}^i \end{bmatrix}$, 因此, 求得 $\hat{\mathbf{h}}^i$ 为

对应于矩阵 ψ_i 最小特征值的特征矢量.

3 基于子空间的最小均方误差(MMSE)多用户检测

利用最大似然准则进行多用户检测, 虽然性能最优, 但其计算量太大, 我们考虑一种次优的方法, 即基于子空间的线性 MMSE 多用户检测. 假定待检的为第 i 个用户, 检测器的输出为 $\hat{s}^i(k-\tau)$, τ 为时延, 检测器参数为 \mathbf{W}_i , $\mathbf{W}_i \in C^{MNJ}$, 根据最小化输出均方误差准则, 有下面的约束优化问题:

$$\mathbf{W}_i = \arg \min E \{ (s^i(k-\tau) - \mathbf{W}_i^H \mathbf{x}[k])^2 \}$$

约束条件: $\mathbf{W}_i^H \mathbf{G}^i(\tau+1) = 1$. 其中, $\mathbf{G}^i(\tau+1)$ 表示信号波形矩阵 \mathbf{G}^i 的第 $\tau+1$ 列. 利用拉格朗日乘子法解上面的约束问题, 得

$$\mathbf{W}_i = \frac{\mathbf{R}_x(0)^{-1} \mathbf{G}^i(\tau+1)}{\mathbf{G}^i(\tau+1)^H \mathbf{R}_x(0)^{-1} \mathbf{G}^i(\tau+1)} = \frac{\mathbf{V}_s \mathbf{S}_s^{-1} \mathbf{V}_s^H \mathbf{G}^i(\tau+1)}{\mathbf{G}^i(\tau+1)^H \mathbf{V}_s \mathbf{S}_s^{-1} \mathbf{V}_s^H \mathbf{G}^i(\tau+1)}$$

上式中利用了信号与噪声子空间的相互正交性, 即 $\mathbf{V}_o^H \mathbf{G}^i(\tau+1) = \mathbf{0}$. 考虑到 $\mathbf{G}^i(\tau+1)^H \mathbf{R}_x(0)^{-1} \mathbf{G}^i(\tau+1)$ 为常数, 对传输信号的正确解调没有影响, 故在此忽略, 同时也大大简化了计算量, 于是 $\mathbf{W}_i = \mathbf{V}_s \mathbf{S}_s^{-1} \mathbf{V}_s^H \mathbf{G}^i(\tau+1)$. $\mathbf{V}_s, \mathbf{S}_s$ 在前面求解多径信道时已求出, 由此可见, 在几乎不增加任何计算量的情况下, 即可由信道的盲辨识扩展到多用户检测; 另一方面, 利用信号子空间来表示检测器的参数, 也避免了对高维矩阵 $\mathbf{R}_x(0)$ 求逆的复杂运算, 进一步降低了计算量.

4 最佳时延估计

前面假定检测器的输出为 $\hat{s}^i(k-\tau)$, 求得了对应此时延 τ 的检测器的参数. 实际上, 不同的时延对应不同的检测器参数. 为了求得最佳的时延估计, 根据最小化输出均方误差准则, 有

$$\tau = \arg \min E \{ |s^i(k-\tau) - \hat{s}^i(k-\tau)|^2 \} = \arg \min E \{ |s^i(k-\tau) - \mathbf{W}_i^H \mathbf{x}[k]|^2 \} =$$

$$\arg \min 1 - \mathbf{G}^i(\tau+1)^H \mathbf{R}_x(0)^{-1} \mathbf{G}^i(\tau+1) = \arg \min 1 - \mathbf{G}^i(\tau+1)^H \mathbf{V}_s \mathbf{S}_s^{-1} \mathbf{V}_s^H \mathbf{G}^i(\tau+1)$$

因此, 最佳的时延估计为

$$\tau_{\text{opt}} = \arg \max_{\tau} \mathbf{G}^i(\tau+1)^H \mathbf{V}_s \mathbf{S}_s^{-1} \mathbf{V}_s^H \mathbf{G}^i(\tau+1) \quad (2)$$

5 注释

(1) 实际算法中,通过下面的方法估计出自相关矩阵 $\hat{\mathbf{R}}_x(0)$: 给定输出数据的 K 个波特采样, $\{\mathbf{x}_m(1) \cdots \mathbf{x}_m(K)\}$, $m=1, \dots, M$, 计算自相关和互相关子矩阵

$$\hat{\mathbf{R}}_{m,n} = \frac{1}{K-n} \sum_{k=1}^{K-n} \mathbf{x}_m(n+k) \mathbf{x}_m^H(k), \quad n=0,1,\dots$$

$$\hat{\mathbf{R}}_{mm',n} = \frac{1}{K-n} \sum_{k=1}^{K-n} \mathbf{x}_m(n+k) \mathbf{x}_{m'}^H(k), \quad n=0,1,\dots \quad m' (\neq m) = 1, \dots, M$$

$$\hat{\mathbf{R}}_m \triangleq \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{R}}_{m,0} & \hat{\mathbf{R}}_{m,1} & \cdots & \hat{\mathbf{R}}_{m,J-1} \\ \hat{\mathbf{R}}_{m,1}^H & \hat{\mathbf{R}}_{m,0} & \cdots & \hat{\mathbf{R}}_{m,J-2} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \hat{\mathbf{R}}_{m,J-1}^H & \cdots & \hat{\mathbf{R}}_{m,1}^H & \hat{\mathbf{R}}_{m,0} \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{R}}_{mm'} \triangleq \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{R}}_{mm',0} & \hat{\mathbf{R}}_{mm',1} & \cdots & \hat{\mathbf{R}}_{mm',J-1} \\ \hat{\mathbf{R}}_{mm',1}^H & \hat{\mathbf{R}}_{mm',0} & \cdots & \hat{\mathbf{R}}_{mm',J-2} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \hat{\mathbf{R}}_{mm',J-1}^H & \cdots & \hat{\mathbf{R}}_{mm',1}^H & \hat{\mathbf{R}}_{mm',0} \end{bmatrix}$$

则 $\hat{\mathbf{R}}_x(0) = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{R}}_1 & \hat{\mathbf{R}}_{12} & \cdots & \hat{\mathbf{R}}_{1M} \\ \hat{\mathbf{R}}_{12}^H & \hat{\mathbf{R}}_2 & \cdots & \hat{\mathbf{R}}_{2M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \hat{\mathbf{R}}_{1M}^H & \hat{\mathbf{R}}_{2M}^H & \cdots & \hat{\mathbf{R}}_M \end{bmatrix}$.

(2) 最佳时延估计虽然可通过式(2)求得,但实际算法中取时延 $\tau=J-1$ 即能获得比较好的性能,尽管未必最好。这一点在计算机仿真过程中已得到验证。

6 计算机仿真

在仿真过程中,假定传输的用户信号为独立同分布的BPSK调制信号,噪声是均值为零的高斯白噪声。信号通过3路的多径信道后到达天线阵,多径信道随机产生,处理增益 $N=16$ 。选定 $L=1$ ^[6],检测器长度为 $J=3$,时延 $\tau=2$ 。仿真过程中,每次处理的数据长度为500个符号。待检用户假定为第1个用户。图1为天线阵天线元数目 $M=2$,不同用户数情况下的计算机仿真结果。从图上可以看出,该方法性能随着用户数的增加而下降。图2为仅天线元数目不同时的仿真结果。可以看到,天线元数目越多,性能越好。图3为 $M=2$,用户数 $Q=16$,信噪比取15dB时不同检测器长度下的仿真结果。

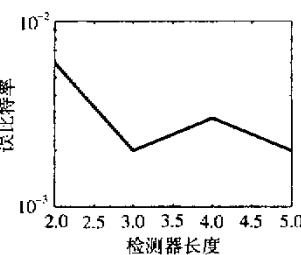
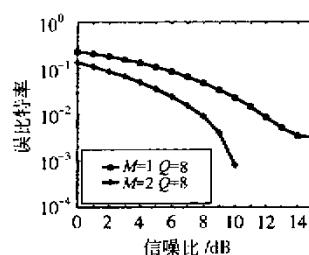
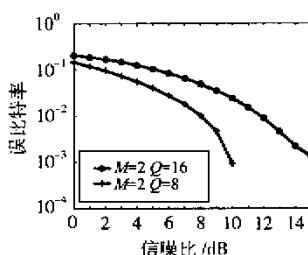


图1 用户数不同的性能

图2 天线元数不同的性能

图3 不同检测器长度下的性能

参考文献:

- [1] Tong L, Xu G, Kailath T. Blind identification and equalization based on second-order statistics: a time domain approach[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 1994, 40(2):340-349.
- [2] Wang X, Poor H Vincent. Blind multiuser detection: a subspace approach[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1998, 44(2):677-690.
- [3] Liu H, Xu G. A subspace method for signature waveform estimation in synchronous CDMA systems [A]. Proc 29th Asilomar Conf Signal Syst Comput[C]. 1996.
- [4] Shen J, Ding Z. Direct blind MMSE channel equalization based on second order statistics[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2000, 48(4):1 015-1 022.
- [5] Torlak M, Xu G. Blind multiuser channel estimation in asynchronous CDMA systems [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1997, 45(1):137-147.
- [6] Gesbert D, Sorelius J, Stoica P, et al. Blind multiuser MMSE detector for CDMA signals in ISI channels[J]. IEEE Com Letters, 1999, 3(8):233-235.

(上接第 67 页)

3 结 论

利用有限元,并采用自适应划分三角形格子的方法,计算出不同光纤半径比、不同熔融程度条件下非对称光纤耦合器横截面波导最低阶 4 个模式的传播常数,并对结果进行了比较,得出如下的结论:在同样熔融程度的情况下,光纤半径比的变化对偶模和奇模的传播常数都有明显的影响;在同样光纤半径比的条件下,偶模对熔融程度的变化不敏感,奇模对熔融程度的变化敏感。

参考文献:

- [1] Dimmick Timothy E, George Kakarantzas, Birks Timothy A, et al. Narrow-band acousto-optic tunable filter fabricated from highly uniform tapered optical fiber[A]. OFC2000[C]. 2000. FB4-1.
- [2] Culverhouse D O, Laming R I, Farwell S G, et al. All fiber 2×2 polarization insensitive switch[J]. IEEE Photon Technol Lett, 1997, 9:455-457.
- [3] Birks T A, Culverhouse D O, Farwell S G, et al. 2×2 Single-mode fiber routing switch[J]. Opt Lett, 1996, 21:722-724.
- [4] Katsunari Okamoto. Fundamentals of optical waveguides[M]. USA: Academic Press, 1992.
- [5] Farwell Selina G, Zervas Michalis N, Laming Richard I. 2×2 Fused fiber null couplers with asymmetric waist cross sections for polarization independent(<0.01 dB) switching[J]. IEEE J Lightwave Technol, 1998, 16:1 671-1 679.
- [6] George P L. Automatic mesh generation — application to finite element methods[M]. Chichester, England: Wiley, 1991.
- [7] Snyder A W, Love J D. Optical waveguide theory[M]. London, England: Chapman and Hall, 1983.

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>