

# 多天线 CDMA 系统中干扰抵消算法性能分析

中京邮电通信设计院无线通信研究所 梁双春

**摘要:**本文主要分析了多天线 CDMA 系统使用多级干扰抵消算法的多用户下行链路系统性能。而且考虑多址干扰的二阶统计特性,采用改进的高斯分布估计多址干扰。这样可以更准确地说明多址干扰对系统误码率性能的影响。仿真结果表明,在瑞利分布的多径衰落情况下,干扰抵消算法可以有效地抑制多址干扰,而且系统性能随接收天线的增多有明显改善。在三维信道模型下,系统性能随着接收天线个数的增加以及多普勒频移的减小而改善明显。

**关键词:** CDMA; STBC; 并行干扰抵消; 多用户检测

干扰抵消算法是多用户检测方法之一,用于抑制多址干扰和提高系统性能,有易于实现的特点。目前,干扰抵消算法研究集中于判决准则,部分干扰抵消因子选择,加权干扰抵消,选择分组干扰抵消和高速多速率系统应用等。本文主要分析在多个发射天线和接收天线情况下,使用多级干扰抵消算法的系统性能。参照 HSDPA 协议<sup>[1]</sup>和 WCDMA 协议,假设所有用户都使用不同的信道化码<sup>[2]</sup>进行扩频、相同的长扰码<sup>[2]</sup>进行加扰。

已有文献<sup>[3]</sup>分析多天线 CDMA 系统性能,但是对于多址干扰对系统性能的影响,考虑并不充分。本文我们建立一个多个发射和接收天线的 CDMA 系统,着重分析多用户系统下行链路的误码率性能。不妨假设系统中的一个基站有  $K$  个用户使用不同的信道化码进行扩频。系统的发射机结构如图 1 所示,每个用户数据,先经过串并变换 (S/P),再经过空时编码,然后送到每个天线的信号根据用户进行扩频,最后每个天线都根据不同的基站使用不同的扰码进行加扰。每个发射天线增加导频信道,用于接收机解调。图中的 OVSF(Orthogonal variable spreading factor)表示正交可变扩频因子;scramble code 为 WCDMA 下行链路的长扰码。不妨设同一基站的下行链路各用户同步传输,通过多径衰落信道,各径到达用户接收机的时间不同,从而引起互相干扰,使用多级干扰抵消算法尽可能抑制多址干扰,提高系统性能。每个用户对接收信号先进行解扰、解扩和空时解码,再进行判决;然后重建各用户发射信号,利用导频估计信道衰落系数,重建信道模型;各用户信号经过衰落后,从天线接收信号中分别抵消各干扰用户信号,用于下一级干扰抵消过程。第  $s$  级干扰抵消如图 2 所示。图中信道估计得到的信道衰落系数用于 STBC 解码,以及重建衰落信道。

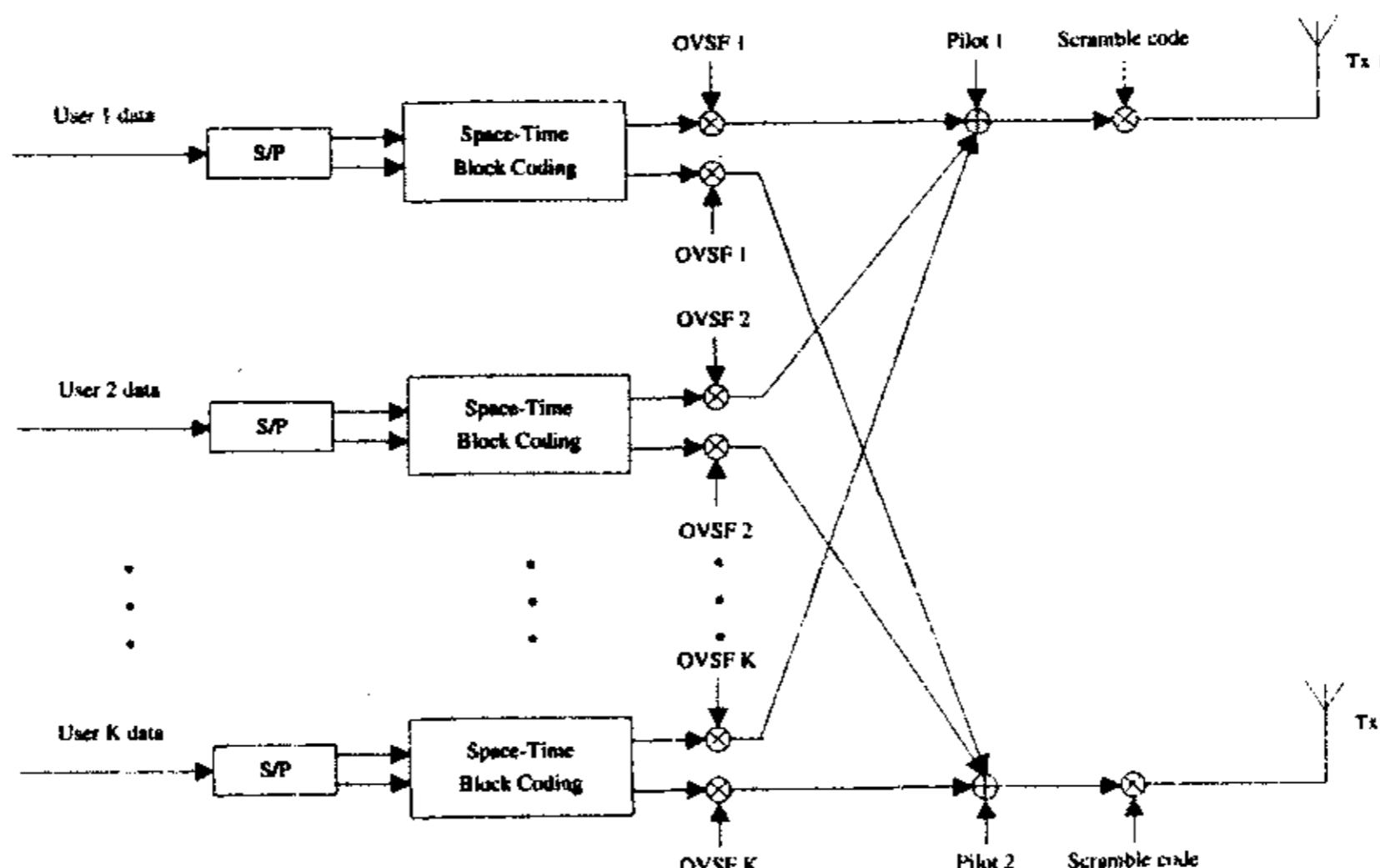


图 1 多天线系统发射机结构图

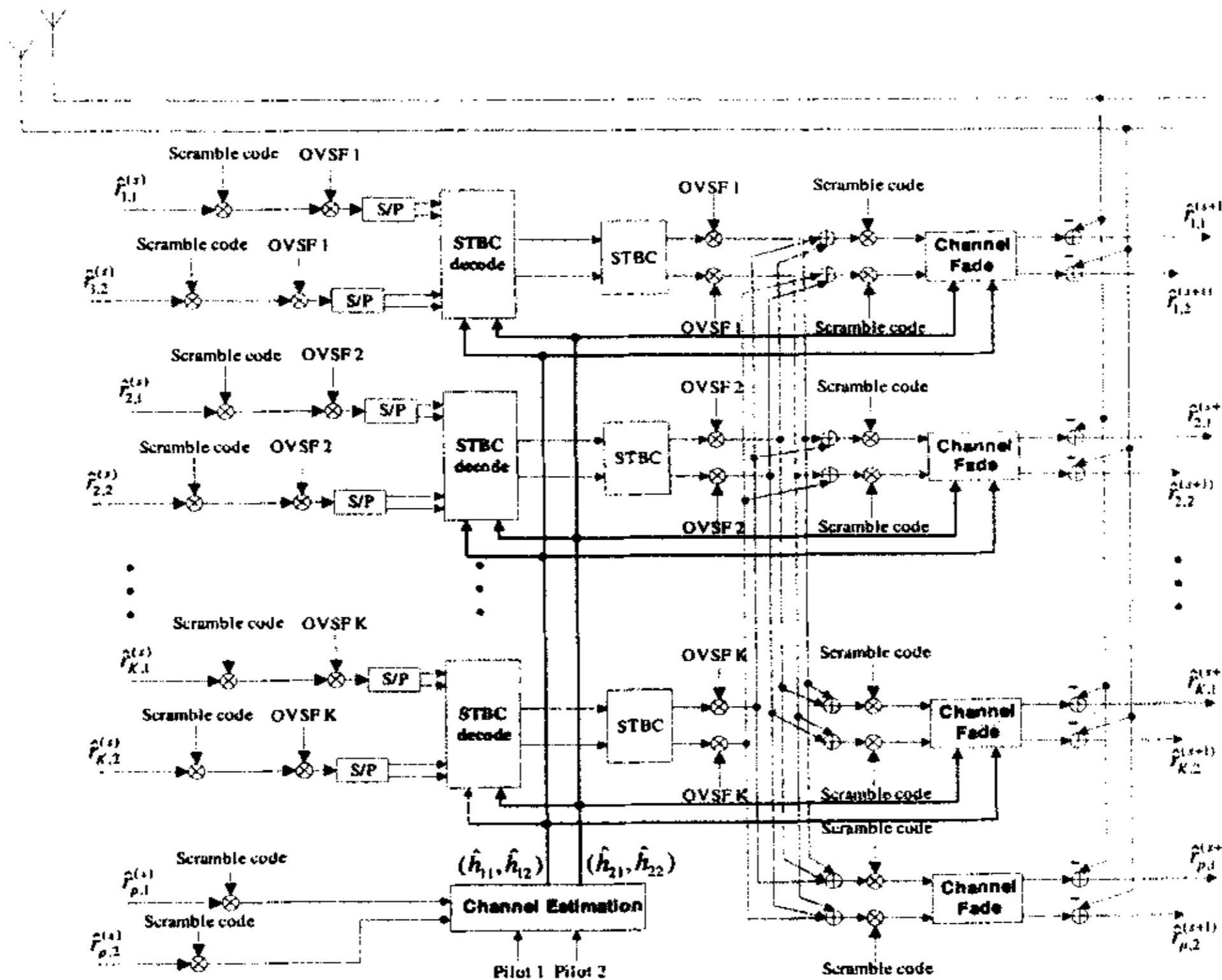


图 2 多天线系统接收机结构图

### 系统信号模型

每个用户发送的数据信号为：

$$b_k(t) = \sqrt{2P_k} \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_k(i) P_T(t - iT) \quad (1)$$

长扰码使用的伪随机序列为  $s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} s(i) P_{T_c}(t - iT_c)$ ，信道化码（Walsh 码）序列为  $w(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} w(i) P_{T_c}(t - iT_c)$ 。为方便分析，设信道模型是广义平稳不相关模型，则

$$h(\tau, t) = \sum_{l=1}^L \alpha_l(t) e^{-j\phi_l(t)} \delta(\tau - \tau_l) \quad (2)$$

其中  $\alpha_l(t)$  服从瑞利分布：

$$f_{\alpha_l}(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} \exp(-\frac{x^2}{2\sigma^2}) & x \geq 0 \\ 0 & x < 0 \end{cases} \quad (3)$$

相位服从均匀分布，即  $\phi_l(t) \in [0, 2\pi]$ 。

发射端采用两发两收的空时组码<sup>[2]</sup>。不妨假设系统有  $K$  个用户， $L$  条多径信号，所有的用户信号都经历相同的信道衰落，则第  $p$  个接收天线连续两个数据比特周期内接收到的信号分别为：

$$r_{p,1}(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \sqrt{2P_k} (\alpha_{p,l,1}(t) b_{k,1}(t) + \alpha_{p,l,2}(t) b_{k,2}(t)) w_k(t) s(t) e^{j\omega_c t} + n(t) \quad (4)$$

$$r_{p,2}(t) = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \sqrt{2P_k} (-\alpha_{p,l,1}(t)b_{k,2}^*(t) + \alpha_{p,l,2}(t)b_{k,1}^*(t)) w_k(t) s(t) e^{j\omega_c t} + n(t) \quad (5)$$

上式表示所有的用户信号使用相同的长扰码  $s(t)$  和各自不同的 Walsh 码  $w_k(t)$  ;  $\omega_c$  为载波频率。

#### 干扰抵消算法性能分析

不妨以第 1 个用户为例, 对用户信号进行解调, 使用最大比合并方法, 得到数据信号的判决值为:

$$z_1 = \frac{1}{T_c} \sum_{p=1}^P \sum_{l=1}^L \int_{\tau_l}^{T+\tau_l} (r_{p,1}(t) + r_{p,2}(t)) w_1(t) s(t) \cos(\omega_c t) dt = S_1 + I_{MAI} + I_n \quad (6)$$

其中

$$S_1 = \sum_{p=1}^P \sum_{l=1}^L (|\alpha_{p,l,1}|^2 + |\alpha_{p,l,2}|^2) \sqrt{\frac{P_1}{2}} N b_{l,1} \quad (7)$$

不妨令每个接收天线的  $\sum_{l=1}^L (|\alpha_{p,l,1}|^2 + |\alpha_{p,l,2}|^2) = 1$ , 则上式简化为:

$$S_1 = \sqrt{\frac{P_1}{2}} N P b_{l,1} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} I_{MAI} &= \sum_{p=1}^P I_{p,MAI} \\ &= \sum_{p=1}^P \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l}}^L (\alpha_{p,l,1}^* \alpha_{p,m,1} + \alpha_{p,l,2}^* \alpha_{p,m,2}) (b_{k,-1} R_{l,k}(\tau_{m,k}) + b_{k,0} \hat{R}_{l,k}(\tau_{m,k})) e^{j\varphi(t)} \end{aligned} \quad (9)$$

$I_n$  表示高斯白噪声, 均值为 0, 方差为  $P N N_0 / 4$ 。为方便分析,

令  $\tilde{\beta}_{p,l,m} = \alpha_{p,l,1}^* \alpha_{p,m,1} + \alpha_{p,l,2}^* \alpha_{p,m,2}$ 。在第  $s$  级干扰抵消算法中,  $z_1^{(s)}$  可以用于软判决估计  $\sqrt{P_1} b_1$ 。因此, 利用用户数据的软判决估计值, 重建第  $p$  个接收天线的多用户干扰信号为:

$$\hat{I}_{p,MAI}^{(s)} = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l}}^L \tilde{\beta}_{p,l,m} \left( \frac{z_{k,-1}^{(s)}}{NP} R_{l,k}(\tau_{m,k}) + \frac{z_{k,0}^{(s)}}{NP} \hat{R}_{l,k}(\tau_{m,k}) \right) \cos(\varphi_{m,k}) \quad (10)$$

在  $s+1$  级干扰抵消时, 多用户干扰信号经过抵消后为

$$\begin{aligned} I_{p,MAI}^{(s+1)} &= I_{p,MAI}^{(s)} - \hat{I}_{p,MAI}^{(s)} = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l}}^L \tilde{\beta}_{p,l,m} \left\{ \left( \left( \sqrt{\frac{P_k}{2}} b_{k,-1} - \frac{z_{k,-1}^{(s)}}{NP} \right) R_{l,k}(\tau_{m,k}) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \left( \sqrt{\frac{P_k}{2}} b_{k,0} - \frac{z_{k,0}^{(s)}}{NP} \right) \hat{R}_{l,k}(\tau_{m,k}) \right) \cos(\varphi_{m,k}) \right\} \end{aligned} \quad (11)$$

上式经过简化, 可以得到<sup>[4]</sup>:

$$\tilde{I}_{p,MAI}^{(s+1)} = \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l}}^L \left\{ \sqrt{\frac{v_{p,k,m,l}^{(s+1)}}{2}} (b_{k,-1} R_{l,k}(\tau_{m,k}) + b_{k,0} \hat{R}_{l,k}(\tau_{m,k})) \cos(\varphi_{m,k}) \right\} \quad (12)$$

其中

$$v_{p,k,m,l}^{(s+1)} = \tilde{\beta}_{p,l,m}^2 \left\{ P_k + \frac{2}{N^2 P^2} (z_{k,-1}^{(s)})^2 - \frac{\sqrt{8P_k} b_{k,-1}}{NP} (z_{k,-1}^{(s)}) \right\} \quad (13)$$

由于数据比特存在判决错误，多址干扰信号不能完全被抵消，可以说  $v_{p,k,m,l}^{(s+1)}$  表示第  $p$  个天线的第  $k$  个用户的第  $m$  径信号对第一个用户的第  $l$  径的干扰功率，随着干扰抵消级数的增加而减小。定义

$$\mu_{p,k,m,l}^{(s+1)} = E(v_{p,k,m,l}^{(s+1)}) = E \left\{ \tilde{\beta}_{p,l,m}^2 \left( P_k - \frac{\sqrt{8P_k} b_{k,0}}{NP} (z_{k,0}^{(s)}) + \frac{2}{N^2 P^2} (z_{k,0}^{(s)})^2 \right) \right\} \quad (14)$$

将式(6)代入上式，得到：

$$\begin{aligned} \mu_{p,k,m,l}^{(s+1)} &= E \left\{ \tilde{\beta}_{p,l,m}^2 \left( P_k - \frac{\sqrt{8P_k} b_{k,0}}{NP} \left( \sqrt{\frac{P_k}{2}} b_k NP + \tilde{I}_{MAI}^{(s)} + I_n \right) + \frac{2}{N^2 P^2} \left( \sqrt{\frac{P_k}{2}} b_k NP + \tilde{I}_{MAI}^{(s)} + I_n \right)^2 \right) \right\} \\ &= 2E \left( \frac{\tilde{\beta}_{p,l,m}^2 I_n^2}{N^2 P^2} \right) + \frac{2}{N^2 P^2} E(\tilde{\beta}_{p,l,m} \tilde{I}_{MAI}^{(s)})^2 \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} E(\tilde{\beta}_{p,l,m} \tilde{I}_{MAI}^{(s)})^2 &= E \left( \tilde{\beta}_{p,l,m} \sum_{p=1}^P \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l}}^L \left\{ \sqrt{\frac{v_{p,k,m,l}^{(s)}}{2}} (b_{k,-1} R_{1,k}(\tau_{m,k}) + b_{k,0} \hat{R}_{1,k}(\tau_{m,k})) \cos(\varphi_{m,k}) \right\} \right)^2 \\ &= E(\tilde{\beta}_{p,l,m}^2) \sum_{p=1}^P \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l}}^L E \left\{ \sqrt{\frac{v_{p,k,m,l}^{(s)}}{2}} (b_{k,-1} R_{1,k}(\tau_{m,k}) + b_{k,0} \hat{R}_{1,k}(\tau_{m,k})) \cos(\varphi_{m,k}) \right\}^2 \end{aligned}$$

式中我们认为，多址干扰的各项乘积之间尽管不是互相独立，但是互相不相关。利用  $E(v_{p,k,m,l}^{(s)}) = \mu_{p,k,m,l}^{(s)}$ ，

$E(I_n / NP)^2 = N_0 / 4NP$ ， $E(\cos(\varphi_{m,k}))^2 = 1/2$ ，最后可以得到：

$$\mu_{p,k,m,l}^{(s+1)} = \frac{E(\tilde{\beta}_{p,l,m}^2) N_0}{4NP} + \frac{E(\tilde{\beta}_{p,l,m}^2)}{3NP} \sum_{p=1}^P \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l}}^L \mu_{p,k,m,l}^{(s)} \quad (16)$$

初始值  $\mu_{p,k,m,l}^{(1)} = E(\tilde{\beta}_{p,l,m}^2) P_k = E(\tilde{\beta}_{p,l,m}^2) P_k$ 。

类似于文献[5]，同样可以得到多址干扰信号的方差为：

$$\begin{aligned} (\sigma_{p,k,m,l}^{(s+1)})^2 &= E(\tilde{\beta}_{p,l,m}^4) \frac{3N_0^2}{4N^2 P^2} + E(\tilde{\beta}_{p,l,m}^4) \frac{6N_0}{N^3 P^3} \mu_{p,k,m,l}^{(s)} - (\mu_{p,k,m,l}^{(s+1)})^2 \\ &\quad + \frac{9(4N^2 - 3N)}{40N^4 P^4} E(\tilde{\beta}_{p,l,m}^4) \sum_{p=1}^P \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l}}^L E((\sigma_{p,k,m,l}^{(s)})^2 + (\mu_{p,k,m,l}^{(s)})^2) \\ &\quad + \frac{4N^2 - 9N + 13}{12N^4 P^4} E(\tilde{\beta}_{p,l,m}^4) \sum_{p=1}^P \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l}}^L \sum_{p'=1}^P \sum_{l'=1}^L \sum_{k'=1}^K \sum_{\substack{m'=1 \\ m' \neq l', m' \neq m}}^L \mu_{p,k,m,l} \mu_{p',k',m',l'} \end{aligned} \quad (17)$$

为得到系统的误码率，需要分析经过  $s$  级干扰抵消后多址干扰平方的均值与方差。令  $\Psi = (\tilde{I}_{MAI}^{(s)})^2$

则  $\Psi$  的均值为:

$$\mu_\Psi = \frac{N}{6} \sum_{p=1}^P \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l}}^L \mu_{P_{p,k,m,l}}^{(s)} \quad (18)$$

$$\sigma_\Psi^2 = \frac{1}{4} \left[ \frac{23N^2 + 18N - 18}{360} \sum_{p=1}^P \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l}}^L \mu_{P_{p,k,m,l}}^2 + \frac{7N^2 + 2N - 2}{40} \right. \\ \left. \sum_{p=1}^P \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l}}^L \sigma_{P_{p,k,m,l}}^2 + \frac{N-1}{36} \sum_{p=1}^P \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K \sum_{\substack{m=1 \\ m \neq l}}^L \sum_{p'=1}^P \sum_{l'=1}^L \sum_{k'=1}^K \sum_{\substack{m'=1 \\ m' \neq l', m' \neq m}}^L \mu_{P_{p,k,m,l}} \mu_{P_{p',k',m',l'}} \right] \quad (19)$$

采用改进的高斯函数估计多址干<sup>[5]</sup>, 得到误码率为

$$E\{P_b(\Psi)\} = \frac{2}{3} P_b(\mu_\Psi) + \frac{1}{6} P_b(\mu_\Psi + \sqrt{3}\sigma_\Psi) + \frac{1}{6} P_b(\mu_\Psi - \sqrt{3}\sigma_\Psi) \quad (20)$$

### 数值分析结果

根据理论分析的结果, 我们可以得到不同接收天线个数和信噪比情况下的系统误码率性能。不妨假设多径衰落情况下, 每径信号衰落都服从瑞利分布, 式(3)中的参数  $\sigma = 1$ 。仿真中, 扩频比为 32。用户数为 15 个, 两个发射天线, 采用 3 级并行干扰抵消算法, 接收天线的个数分别为 2、3、4 的情况下, 系统误码率性能随信噪比的变化如图 3 所示。可以看出系统的误码率性能随信噪比和接收机天线个数的增加而提高。图 4 表示信噪比为 0dB 时, 在不同接收天线数情况下, 系统误码率性能随用户数的变化情况。可以看出, 当用户数较少时, 系统误码率性能随接收天线个数的增加而改善较大。当用户数增大到 20 以上时, 随着接收天线个数的增加, 系统误码率性能改善较小。

使用三维空时信道模型<sup>[6]</sup>, 假设移动台的运动方向  $\zeta_r = 45^\circ$ , 基站接收机有一个天线或两个天线, 处于静止状态 ( $f_R = 0$ )。移动台周围有一个散射中心, 移动台的垂直高度角是以 0 度为中心, 扩展角为  $24^\circ$ , 即  $\beta_T = 0$ ,  $\Delta\beta_T = 24^\circ$ 。移动台和基站参考天线的距离为  $m = 1200\lambda$ 。基站天线高度比移动台天线高  $hr_1 = 35\lambda$ 。所以接收天线相对于散射体的高度角为  $\beta_R \approx -\sin^{-1}(\frac{hr_1}{m})$ , 其扩展角依赖于散射体半径, 在以下各图中采用的扩展角分别是  $\Delta\beta_R \approx 11.5073^\circ$  对应散射体半径  $r = 70\lambda$ 。在计算三维几何信道模型的衰落系数时, 散射中心的散射单元的个数  $M=11$ ,  $N=7$ 。在空时信道模型中, 与接收参考天线相比, 当接收天线数为 2 时, 水平和垂直距离为  $1\lambda$ ; 当接收天线数为 3 时, 水平和垂直距离为  $2\lambda$ , 两个发射天线之间的水平距离为  $15\lambda$ , 垂直距离为 0。

在仿真中, 同步 CDMA 系统共有 8 个用户, 扩频后的码片速率为 3.84Mc/s, 扩频码为 WCDMA 下行链路长扰码与 Walsh 码相结合的复合扩频码, 扩频增益分别为 64 和 32, 每个用户信号经过信道产生 6 条多径, 各径衰落为 {0 dB, -0.9 dB, -4.9 dB, -8.0 dB, -7.8 dB, -23.9 dB}, 时延信息是 {0ns, 200 ns, 800 ns, 1200 ns, 2300 ns, 3700 ns}。Rake 接收机分离其中的 4 条多径信号进行接收。干扰抵消算法采用 4 级软判决干扰抵消。图 5-9、5-10 和 5-11 分别仿真多普勒频移为 10Hz、50Hz 和 100Hz 情况下, 扩频比为 64 时, 不同接收天线数和信噪比的系统误码率性能。可以看出不同多普勒频移情况下, 系统误码率性能随接收天线个数的增多而提高很多。而且接收天线数越多, rake 接收机和 4 级并行干扰抵消算法的性能差距越大。在两个发射天线, 两个接收天线情况下, 在不同多普勒频移情况下, 系统误码率性能随信噪比的变化关系如图 5 所示。可以看出, 当多普勒频移较大时, 系统误码率性能明显下降。当扩频比为 32 时, 多普勒频移为 10Hz, 不同接收天线数和信噪比情况下, 系统误码率性能如图 6 所示。同样可以看出, 随着接收天线数的增多, 系统性能改善很明显。得到的结果如图所示。

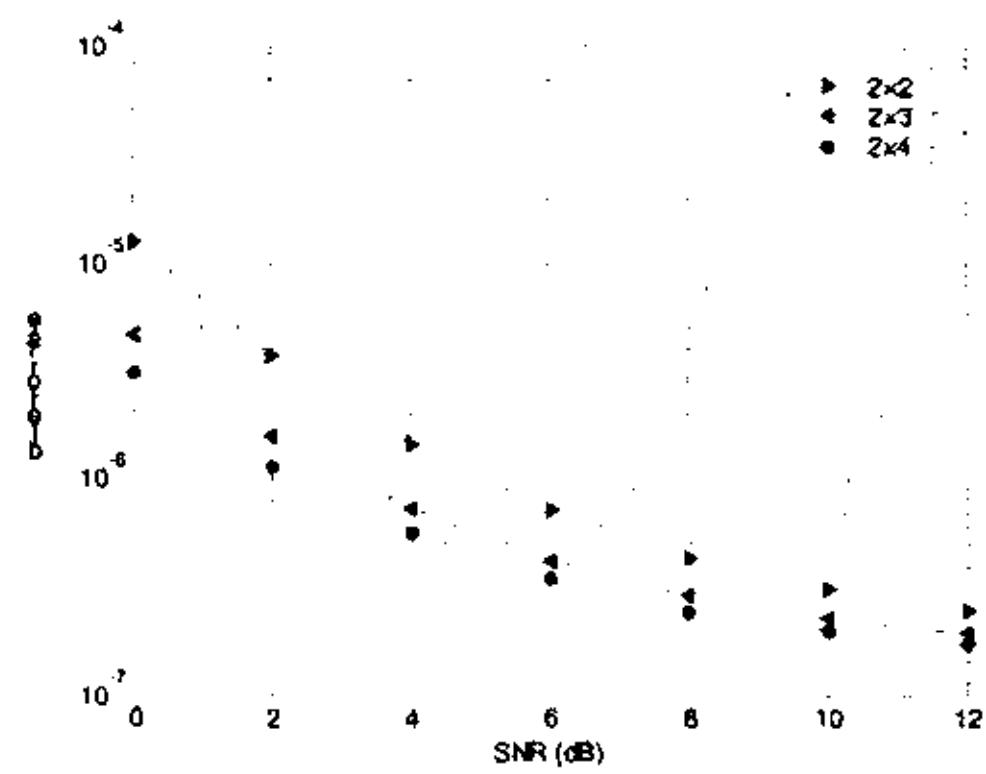


图3 不同接收天线和信噪比情况下的系统性能

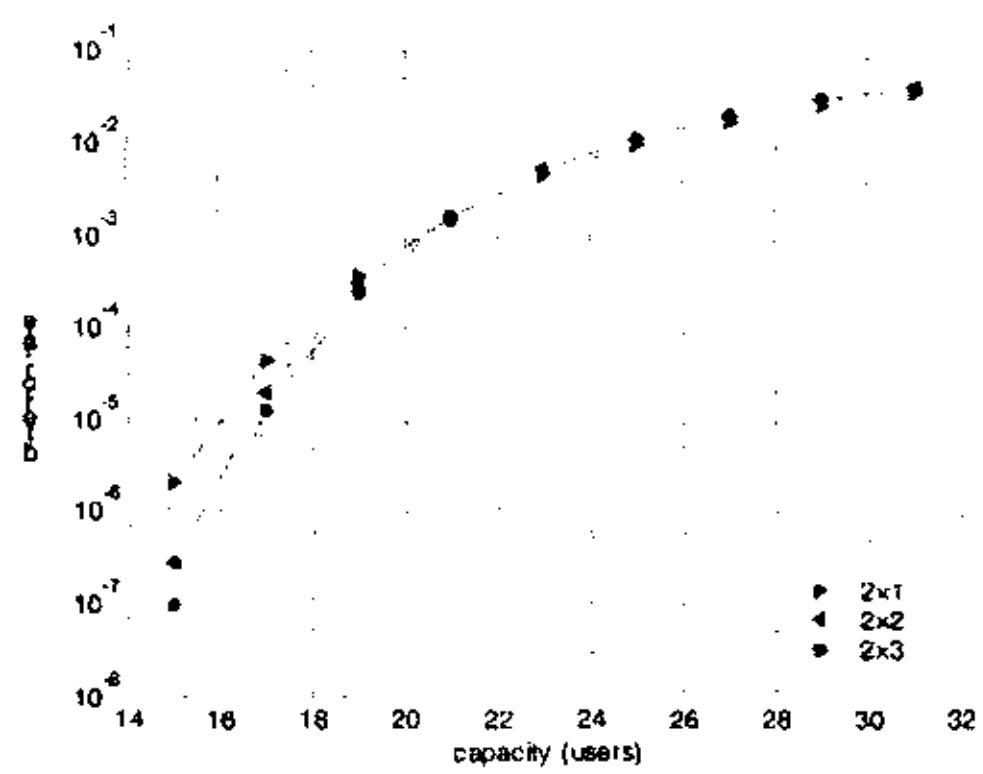


图4 不同接收天线和用户数情况下的系统性能

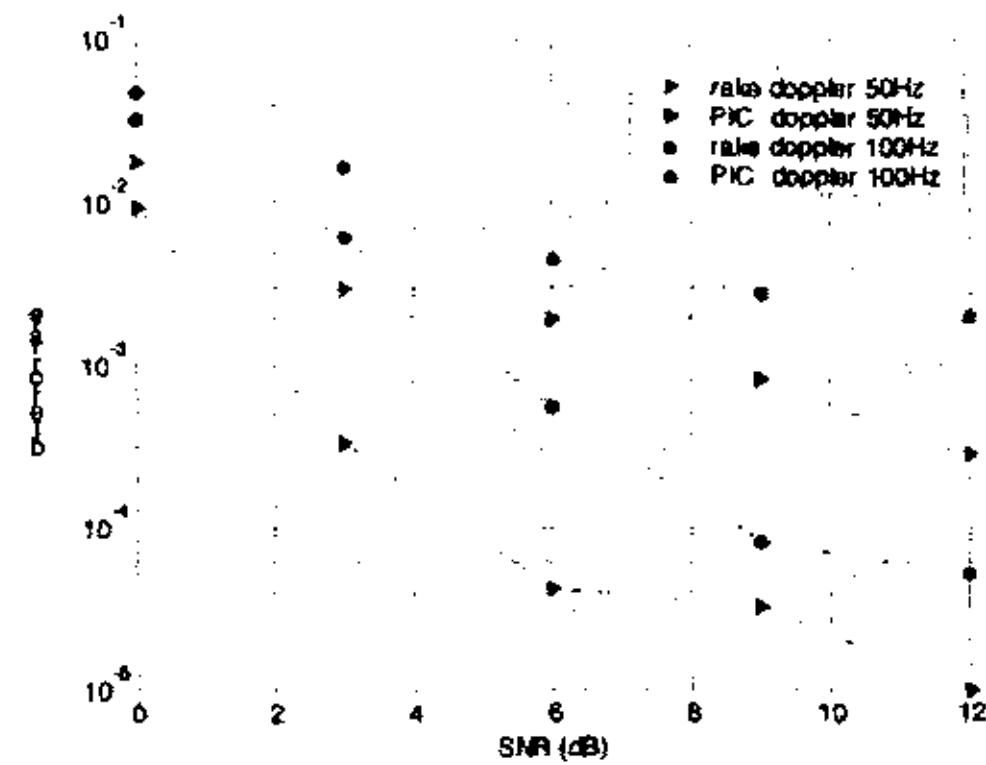


图5 不同多普勒频移

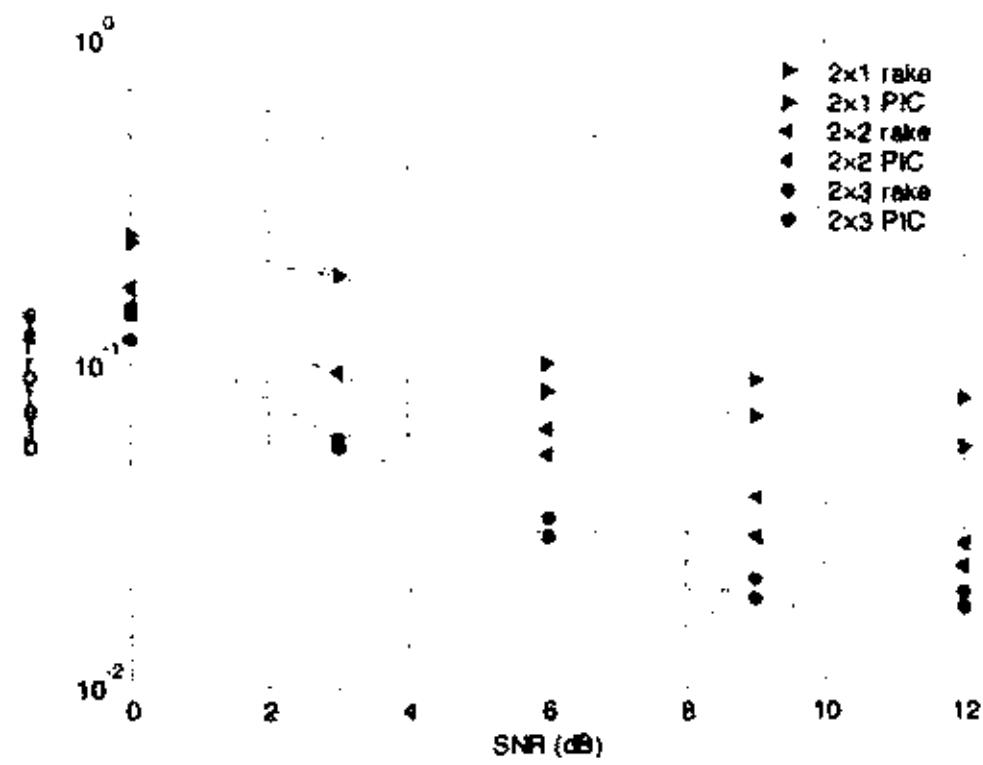


图6 不同接收天线数和信噪比

## 结论

本文分析了下行链路使用干扰抵消算法的多个发射天线和接收天线系统的误码率性能。并且采用改进的高斯假设分析多级干扰抵消算法性能，给出误码率计算表达式。由仿真结果可以看出，系统误码率性能随信噪比的增加而提高；当用户数较少时，随接收天线个数的增加而有明显改善。对于多天线系统上行链路系统性能的分析将是我们需要进一步研究的工作。

## 参考文献

- Physical layer aspects of UTRA High Speed Downlink Packet Access, 3GPP TR 25.848 V4.0.0.
- 3G TS 25.213 V4.2.0, "Spreading and modulation (FDD) (Release 4)", Dec. 2001.
- Tao Xiaofeng, Qin Haiyan and Yu Zhiuhuan et al., "Bit Performance Analyses of Weighted Multistage Non-linear Parallel Interference Cancellation Based Space-time Block Code", PIMRC 2002[C], 2002, 693-696.
- Y. D. Li, T. T. Tjhung, "Performance analysis of PIC-CDMA", ICCS 2002[C], pp.1086-1090.
- R. Michael Buehrer, Brian D. Woerner, "Analysis of Adaptive Multistage Interference Cancellation for CDMA Using an Improved Gaussian Approximation", IEEE Transactions on Communications[J], 10(44):1308-1320.
- 梁双春，“三维空时信道模型研究”，已投本次会议。
- The Performance Analyze of a Receiver With Combing Multistage Parallel Interference Cancellation And Antenna Array
- LIANG Shuang-chun  
(Beijing Posts & Telecommunications design institute of MI, wireless communication research institute )
- In this paper, the CDMA system performance is analyzed, using the multiple transmit and receive antennas and multistage parallel interference cancellation method. Since the second order effects of MAI (multiple access interference) can be included, using improved Gaussian approximation for MAI is used to compute system bit error rate in multipath fading environment, it is more accurately. The simulation results show that the interference cancellation method can reject multiuser interference effectively, and the system performance is better with the more receive antenna number and less Doppler frequency.
- Key words:** CDMA; Parallel Interference Cancellation; Antenna Array; multiuser detection

## 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](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>