

## 线型小区中 V-BLAST 两根分布发射天线的位置优化

韩 亮<sup>①</sup> 柳 鑫<sup>②</sup> 唐友喜<sup>①</sup> 邵士海<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

<sup>②</sup>(中国人民解放军空军装备部 北京 100843)

**摘 要:** 在分布式发射天线多输入多输出(MIMO)系统中,不同的发射天线位置将影响系统的性能。针对这一问题,该文在考虑了传播时延、路径损耗、阴影衰落、小尺度衰落和高斯白噪声的基础上研究了 V-BLAST 两根分布式发射天线在线型小区的平均误码率(AABER)。理论分析表明存在一个关于小区中心对称的位置使得 AABER 性能最优,这一位置可以通过数值计算的方法得到。仿真结果验证了理论分析的正确性。

**关键词:** 分布式天线系统; 最优天线位置; 信道传播时延

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2010)04-0978-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.00402

## Optimal Antenna Location for V-BLAST with Two Distributed Transmit Antennas in Linear Cells

Han Liang<sup>①</sup> Liu Xin<sup>②</sup> Tang You-xi<sup>①</sup> Shao Shi-hai<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(National key Lab of Communication, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

<sup>②</sup>(Equipment Department of the Air Force, Beijing 100843, China)

**Abstract:** For Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) space-time coding architecture with distributed transmit antennas, the location of transmit antennas will impact the system performance. To solve this problem, the area averaged bit error ratio (AABER) of V-BLAST with two distributed transmit antennas in a linear cell is studied, considering the effects of channel propagation delay, path loss, shadow fading, multipath fading and white Gaussian noise. Theoretical analyses show that the antennas should be located symmetrically about the cell center in order to achieve the best AABER. This location can be calculated by numerical method. Simulation results prove the correctness of the theoretical analysis.

**Key words:** Distributed antenna systems; Optimal antenna location; Channel propagation delay

### 1 引言

分布式思想为主导的网络架构已经成为下一代无线移动通信系统备受关注的研究热点之一<sup>[1-3]</sup>。分布式天线系统<sup>[4]</sup>(Distributed Antennas System, DAS)作为其中的重要组成部分,以其在提高系统容量<sup>[5]</sup>和减少发射功率<sup>[6]</sup>方面的优势引起了学术界和工业界的极大兴趣。

集中式系统中,发射天线在位置上比较集中,可以认为各个发射天线的信号同时到达接收天线,接收天线上的某一时刻的信号是各个发射天线在同一时刻发射信号的叠加。与集中式系统不同,分布式天线系统由于天线位置的分布性,使得各个发射天线上同一时刻的发射信号异步到达接收天线。

文献[7]在天线随机放置的条件下分析了分布式天线系统的频谱效率,结果表明天线的位置会对系统的性能造成很大的影响。但是到目前为止,针对分布式发射天线位置优化的研究还比较少,仅有文献[8]针对 STBC-OFDM 系统研究了使一个线型小区的平均误码率最小的发射天线的最优位置。对于分布式发射天线结构的 V-BLAST(Vertical-Bell Labs Layered Space-Time)系统,目前还没有针对其发射天线最优位置的研究。这正是本文的研究内容。

### 2 系统模型

#### 2.1 发射机模型

本文采用了和文献[8]相同的线型小区布局,典型的应用场景包括街道、走廊、高速公路等。如图 1 所示,在一个长度为  $R$  的线型小区中,两根发射天线分布在小区中不同的地理位置  $a$  和  $b$ ,并且满足  $a < b$ ,它们之间通过光纤或者同轴电缆与一个中心处理单元相连。假设两个天线之间分开的距离为  $D$ ,一个移动台  $x$  在整个线型小区  $[0, R]$  内均匀分布,

2009-03-26 收到, 2009-11-23 改回

国家自然科学基金(60832007, 60902027, 60901018)和北京邮电大学泛网无线通信教育部重点实验室开放基金资助课题

通信作者: 唐友喜 tangyx@uestc.edu.cn

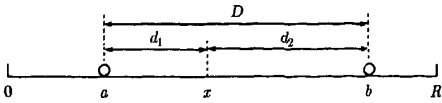


图 1 线型小区布局

同时假设两个发射天线和移动台之间分开的距离分别为  $d_1 = |x - a|$  和  $d_2 = |x - b|$ 。

在发射端，本文采用的是 V-BLAST 编码方式，即将需要传输的数据符号流串并转换为  $M_t = 2$  个并行的符号子流，然后把每个子流的符号组成长度为  $L$  的帧，组帧后的每个子流经过基带成型脉冲后，从相应天线发射出去。第  $k(k=1,2)$  路的等效复基带发送信号为

$$s_k(t) = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \sum_{i=0}^L b_k(i) g(t - iT_s), \quad k = 1, 2 \quad (1)$$

其中  $b_k(i)$  是第  $k(k=1,2)$  个发射天线第  $i(i=0,1,\dots,L-1)$  个时隙发射的符号； $E_s$  是两个发射天线的总发射功率，假设各发射天线发射功率相等，即每个发射天线的发射功率为  $E_s/2$ ； $T_s$  是一个数据符号的周期；函数  $g(t)$  为基带的成型脉冲滤波器，满足  $\int_0^{T_s} |g(t)|^2 dt = 1$  以保证没有成型脉冲带来的能量增益，为了便于理论分析，假设  $g(t)$  是周期为  $T_s$  的矩形成型脉冲<sup>[9]</sup>。

2.2 信道模型

发射信号经过分布式信道后到达移动台接收天线，假设移动台有  $M_r$  个接收天线，移动台第  $j$  个接收天线的接收信号可以表示为

$$r_j(t) = \sum_{k=1}^2 h_{jk}(t) s_k(t - \tau_k) + n_j(t) \quad (2)$$

其中  $h_{jk}(t)$  为第  $k(k=1,2)$  个天线到第  $j$  个接收天线的复信道系数； $\tau_k$  表示由于发射天线在地域上的分布，导致从第  $k$  个发射天线到接收天线的传播时延，本文中假定各个接收天线的时间延迟在一个符号间隔之内，即  $0 \leq \tau_1 < T_s, 0 < \tau_2 < T_s$ ； $n_j(t)$  是第  $j$  个接收天线上的加性复高斯白噪声，假设各个接收天线上的高斯白噪声相互独立，均值为 0，每一维的方差  $\sigma_n^2 = N_0/2$ 。

将信道衰衰落因子建模为

$$h_{jk}(t) = \sqrt{P_k S_k} \xi_{jk}(t) \quad (3)$$

其中  $P_k = (\lambda/(4\pi d_k))^2$  代表从  $k$  个发射天线到移动台接收天线的路径损耗， $\lambda$  代表波长； $S_k$  代表从  $k$  个发射天线到接收天线的阴影衰落，假设其服从对数正态分布，即  $10 \lg(S_k)$  服从均值为 0 方差为  $\eta_k^2$  的正

态分布； $\xi_{jk}(i)$  代表从  $k$  个发射天线到第  $j$  个接收天线的小尺度衰落，假定无线环境散射充分，不同发射天线到接收天线经历独立同分布的瑞利衰落。

2.3 接收机模型

根据多用户检测的最优匹配滤波检测方法<sup>[10]</sup>，第  $j$  个接收到的信号  $r_j(t)$  首先通过一组匹配滤波器，这里假定接收端能够恢复出信道传播时延  $\tau_m(m=1,2)$ ，那么匹配滤波器对第  $m$  个发射天线的第  $l$  个时隙位置的采样输出：

$$y_{jm}(l) = \int_{lT_s + \tau_m}^{(l+1)T_s + \tau_m} r_j(t) g(t - lT_s - \tau_m) dt \\ = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \sum_{k=1}^2 \sum_{i=0}^L b_k(i) h_{jk}(i) R_{mk}(l-i) + n_{jm}(l) \quad (4)$$

其中  $R_{mk}(l-i) = \int_{lT_s + \tau_m}^{(l+1)T_s + \tau_m} g(t - iT_s - \tau_k) g(t - lT_s - \tau_m) dt$ ,  $n_{jm}(l) = \int_{lT_s + \tau_m}^{(l+1)T_s + \tau_m} n_j(t) g(t - lT_s - \tau_m) dt$ 。

$h_{jk}(i)$  是第  $k$  个发射天线到第  $j$  个接收天线在时隙  $i$  的信道衰落系数，这里假设信道在一个时隙内保持不变。

把式(4)表示成更简洁的矩阵形式，则第  $j$  根天线上接收信号向量为

$$\mathbf{Y}_j = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \mathbf{R} \mathbf{H}_j \mathbf{b} + \mathbf{n}_j \quad (5)$$

其中  $\mathbf{Y}_j = (y_{j1}(0), y_{j2}(0), \dots, y_{j1}(L-1), y_{j2}(L-1))^T$ ； $\mathbf{H}_j = \text{diag}\{h_{j1}(0), h_{j2}(0), \dots, h_{j1}(L-1), h_{j2}(L-1)\}$ ； $\mathbf{b} = (b_1(0), b_2(0), \dots, b_1(L-1), b_2(L-1))^T$ ； $\mathbf{n}_j = (n_{j1}(0), n_{j2}(0), \dots, n_{j1}(L-1), n_{j2}(L-1))^T$ 。 $\mathbf{R}$  是  $2L \times 2L$  的匹配滤波相关矩阵。

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R(0) & R(-1) & 0 & \cdots & 0 \\ R(1) & R(0) & R(-1) & \cdots & \vdots \\ 0 & R(1) & R(0) & \ddots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & R(-1) \\ 0 & \cdots & 0 & R(1) & R(0) \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中  $R(\Delta) = \{R_{mk}(\Delta)\} \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$ ,  $(\Delta = -1, 0, 1)$ 。

3 最优天线位置

为了得到线型小区下基站天线的最优位置，需要确定一个最优的准则，本文以移动台在整个线型小区的平均误码率作为优化的目标。为了得到线型小区平均误码率，首先研究移动台位置固定时的误码率。

3.1 移动台位置固定时的误码率

当各个子流的时延不相等时，波形相关矩阵  $\mathbf{R}$  是非奇异的(可逆的)<sup>[10]</sup>，同时矩阵  $\mathbf{H}_j$  是一个对角元

素非零的对角矩阵,假设接收端已知信道信息,即理想信道估计,那么可以采用ZF的方法实现检测:

$$\hat{\mathbf{b}} = (\mathbf{H}_j^H \mathbf{H}_j)^{-1} \mathbf{H}_j^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{Y}_j = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \mathbf{b} + \tilde{\mathbf{n}}_j \quad (7)$$

其中  $\tilde{\mathbf{n}}_j = (\mathbf{H}_j^H \mathbf{H}_j)^{-1} \mathbf{H}_j^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{n}_j$  是ZF检测器输出的噪声分量。

由式(7)可以看到仅仅通过一个接收天线就可以检测  $M_t = 2$  个发射天线上的信号,突破了集中式V-BLAST对  $M_r \geq M_t$  的限制。考虑到目前的移动台一般都只有一根天线,因此本文中针对的就是  $M_r = 1$  的情况。从而可以省略代表接收天线的下标,得到噪声的方差。

$$E(\tilde{\mathbf{n}} \tilde{\mathbf{n}}^H) = N_0 (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{H} (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \quad (8)$$

根据式(8)可得第  $k(k=1,2)$  个子流上第  $i(i=0, \dots, L-1)$  个符号位置的信噪比:

$$\begin{aligned} \gamma_k(i) &= \frac{E_s}{E(\tilde{\mathbf{n}} \tilde{\mathbf{n}}^H)_{k+2i, k+2i}} = \frac{E_s |h_k(i)|^2}{2N_0 (\mathbf{R}^{-1})_{k+2i, k+2i}} \\ &= \frac{E_s |h_k(i)|^2}{2N_0 \lambda_k(i)} \end{aligned} \quad (9)$$

其中  $\lambda_k(i) = (\mathbf{R}^{-1})_{k+2i, k+2i}$ 。平均信噪比为  $\bar{\gamma}_k(i) = \frac{P_k S_k E_s}{2N_0 \lambda_k(i)} E(|\xi_k(i)|^2) = \frac{P_k S_k E_s}{2N_0 \lambda_k(i)}$ 。对于BPSK调制,

可以得到平均误比特率(BER)表达式<sup>[10]</sup>:

$$\text{BER}_k(i) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_k(i)}{\bar{\gamma}_k(i) + 1}} \quad (10)$$

若发射端第  $i$  位置出现  $\pm 1$  的概率相等,根据式(10)可得第  $k(k=1,2)$  个子流的误码率为

$$\text{BER}_k(\bar{\gamma}_k(0), \dots, \bar{\gamma}_k(L-1)) = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} \left( \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_k(i)}{\bar{\gamma}_k(i) + 1}} \right) \quad (11)$$

根据文献[13]当  $\bar{\gamma}_k(i)$  比较大时可以将式(11)近似为

$$\begin{aligned} \text{BER}_k(\bar{\gamma}_k(0), \dots, \bar{\gamma}_k(L-1)) &\approx \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} \frac{1}{4\bar{\gamma}_k(i)} \\ &= \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} \frac{N_0 \lambda_k(i)}{2E_s P_k S_k} \end{aligned} \quad (12)$$

$S_k$  是对数正态分布的,  $10 \lg(1/S_k) \sim N(0, \eta_k^2)$ , 根据文献[8]对  $1/S_k$  求统计平均可以解决阴影衰落的影响,从而第  $k(k=1,2)$  个子流的BER为

$$\text{BER}_k \approx \frac{N_0}{2E_s L P_k} \exp\left(\frac{\eta_k^2 \ln^2 10}{200}\right) \sum_{i=0}^{L-1} \lambda_k(i) \quad (13)$$

根据文献[10],  $\lambda_1(i) = \lambda_2(L-i-1) = \frac{(i-L)(i-\rho+1)}{\rho(1-\rho)[\rho-(L+1)]}$ , 其中  $\rho = \left| \frac{\tau_2 - \tau_1}{T_s} \right|$ 。

### 3.2 最优天线位置

上面的误码率分析针对的是移动台位置固定的情况,下面考虑移动台在整个线型小区内的平均误码率。首先将移动台在不同位置时的传播时延表示成位置的函数:当移动台位于  $[0, a]$  时,  $\tau_1 = \frac{a-x}{c}$ ,

$$\tau_2 = \frac{b-x}{c}, \text{ 其中 } c \text{ 是光速, } \rho = \left| \frac{\tau_2 - \tau_1}{T_s} \right| = \frac{b-a}{cT_s};$$

当移动台位于  $[b, R]$  时,  $\tau_1 = \frac{x-a}{c}$ ,  $\tau_2 = \frac{x-b}{c}$ ,

$$\rho = \frac{b-a}{cT_s}; \text{ 当移动台位于 } \left[ a, \frac{a+b}{2} \right] \text{ 时, } \tau_1 = \frac{x-a}{c},$$

$$\tau_2 = \frac{b-x}{c}, \rho = \frac{b+a-2x}{cT_s}; \text{ 当移动台位于 } \left[ \frac{a+b}{2}, b \right]$$

$$\text{时, } \tau_1 = \frac{x-a}{c}, \tau_2 = \frac{b-x}{c}, \rho = \frac{2x-a-b}{cT_s}。 \text{注}$$

意到当移动台位于  $\frac{a+b}{2}$  时,不能采用本文中的检测

算法,因此在对整个小区进行积分时没有包括这个点,但是由于本文研究的是整个小区的平均误码率,去掉一个点并不会影响积分的结果。

第1个子流关于整个小区取平均后的小区平均误码率(Area Averaged Bit Error Ratio, AABER)<sup>[8]</sup>为

$$\begin{aligned} \text{AABER}_1(a, b) &= \int_0^R \text{BER}_1(x, a, b) \frac{1}{R} dx \\ &= \int_0^a \text{BER}_1(x, a, b) \frac{1}{R} dx \\ &\quad + \int_a^{\frac{a+b}{2}-\epsilon} \text{BER}_1(x, a, b) \frac{1}{R} dx \\ &\quad + \int_{\frac{a+b}{2}+\epsilon}^b \text{BER}_1(x, a, b) \frac{1}{R} dx \\ &\quad + \int_b^R \text{BER}_1(x, a, b) \frac{1}{R} dx \end{aligned} \quad (14)$$

将式(13)代入并且整理得到

$$\begin{aligned} \text{AABER}_1(a, D) &\approx \frac{\left( \frac{4\pi c T_s}{\lambda} \right)^2 N_0 \exp\left( \frac{\eta_1^2 \ln^2 10}{200} \right)}{2E_s L R} \\ &\quad \cdot \sum_{i=0}^{L-1} \left\{ \frac{(i-L)(cT_s i - D + cT_s)}{D(cT_s - D)[D - cT_s(L+1)]} \right. \\ &\quad \cdot \frac{a^3 + (R-a)^3 - D^3}{3} \\ &\quad + \frac{1}{4} \int_{\epsilon}^D \frac{(i-L)(cT_s i - x + cT_s)}{x(cT_s - x)[x - cT_s(L+1)]} \\ &\quad \cdot (x^2 + D^2) dx \Big\} \end{aligned} \quad (15)$$

同理可得第2个子流的AABER为

$$\begin{aligned} \text{AABER}_2(b, D) \approx & \frac{\left(\frac{4\pi c T_s}{\lambda}\right)^2 N_0 \exp\left(\frac{\eta_2^2 \ln^2 10}{200}\right)}{2E_s L R} \\ & \cdot \sum_{i=0}^{L-1} \left\{ \frac{(i-L)(cT_s i - D + cT_s)}{D(cT_s - D)[D - cT_s(L+1)]} \right. \\ & \cdot \frac{b^3 + (R-b)^3 - D^3}{3} \\ & + \frac{1}{4} \int_{\varepsilon}^D \frac{(i-L)(cT_s i - x + cT_s)}{x(cT_s - x)[x - cT_s(L+1)]} \\ & \cdot (x^2 + D^2) dx \Big\} \quad (16) \end{aligned}$$

上面推导了两个子流的小区平均误码率 AABER, 根据文献[10], 本文以性能最差的子流的小区平均误码率作为优化目标, 从而我们的优化问题可以写成

$$\min \left\{ \max_{k=1,2} \text{AABER}_k \right\}, \text{ s.t. } 0 \leq a \leq R, 0 \leq b \leq R \quad (17)$$

分析这一优化问题, 可以发现最优的天线位置是关于线型小区的对称的, 对这一结论的说明如下: 假设最优发射天线位置是在  $a^\circ$  和  $b^\circ$ , 它们之间距离  $D^\circ = b^\circ - a^\circ$ , 为了表述方便, 记为情形 1; 保持两根天线之间的距离  $D^\circ$  不变, 把发射天线关于线型小区的对称的位置  $a' = \frac{R-D^\circ}{2}$  和  $b' = \frac{R+D^\circ}{2}$  记为情形 2。对于情形 1, 显然总有一根天线距  $x = R/2$  更近一些(当距离相等时就变成情形 2), 不失一般性, 假设  $\left|a^\circ - \frac{R}{2}\right| \geq \left|b^\circ - \frac{R}{2}\right|$  (由于  $a^\circ < b^\circ$ , 上式等价于  $a^\circ + b^\circ \leq R$ ), 从而  $\max_{k=1,2} \text{AABER}_k = \text{AABER}_1$ ; 对于情形 2,  $\max_{k=1,2} \text{AABER}_k = \text{AABER}_1 = \text{AABER}_2$ 。从 AABER 的表达式(15)和式(16)中可以看到, 不论是第 1 个子流还是第 2 个子流, 其 AABER 的第 2 项都只与  $D$

有关, 因此不同子流的 AABER 的大小关系只与第 1 项有关。在满足  $\begin{cases} a^\circ + b^\circ \leq R \\ b^\circ - a^\circ = D^\circ \end{cases}$  即  $a^\circ \leq \frac{R-D^\circ}{2}$  的约束条件下, 情形 1 的  $\text{AABER}_1$  的第 1 项要大于等于情形 2, 即  $\text{AABER}_1(a^\circ, b^\circ) \geq \text{AABER}_1(a', b')$ , 当且仅当  $a^\circ = a' = \frac{R-D^\circ}{2}$ ,  $b^\circ = b' = \frac{R+D^\circ}{2}$  时等号成立。

从而说明了满足  $\min \left\{ \max_{k=1,2} \text{AABER}_k \right\}$  的天线的位置是这两根天线关于线型小区的对称, 即最优的发射位置是在  $a^\circ = 0.5(R-D^\circ)$  和  $b^\circ = 0.5(R+D^\circ)$ , 其中  $D^\circ = \arg \left\{ \min_D \left\{ \max_{k=1,2} \text{AABER}_k(D) \right\} \right\}$ 。

#### 4 数值与仿真结果

为了验证理论分析的正确性, 本文进行了计算机仿真, 基本仿真参数如下:  $R = 300 \text{ m}$ ,  $T_s = 10^{-6} \text{ s}$ ,  $L = 2$ ,  $\eta_1 = \eta_2 = 8 \text{ dB}$ ,  $\lambda = 0.3 \text{ m}$ ,  $E_s = 10 \text{ W}$ 。本文针对  $N_0 = -60 \text{ dBm}$  和  $N_0 = -65 \text{ dBm}$  两种情况进行了仿真。根据式(15), 式(16)利用数值方法可以得到最优位置是  $a^\circ = 105 \text{ m}$ ,  $b^\circ = 195 \text{ m}$ , 两个天线之间的最优距离为  $D^\circ = 90 \text{ m}$ 。

图 2 给出了当天线之间的距离固定为  $90 \text{ m}$  的时候, 不同的天线位置得到的性能最差的子流的小区平均误码率  $\max_{k=1,2} \text{AABER}_k$ 。从图 2 中可以看出当第 1 根天线的位置  $a = 105 \text{ m}$  时  $\max_{k=1,2} \text{AABER}_k$  取最小值, 此时第 2 根天线  $b = 195 \text{ m}$ , 两根天线是关于小区的对称的。图 3 给出了当两根天线关于小区中心对称的前提下, 不同的分开距离得到的  $\max_{k=1,2} \text{AABER}_k$ , 从图 3 中可以看出当  $D = 90 \text{ m}$  的时候可以使  $\max_{k=1,2} \text{AABER}_k$  取最小值, 这与理论分析的结果是一致的。

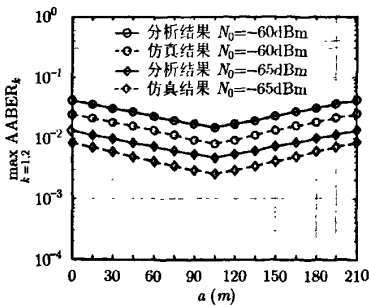


图 2 天线之间的距离固定为  $90 \text{ m}$  的情况下不同天线位置对应的  $\max_{k=1,2} \text{AABER}_k$

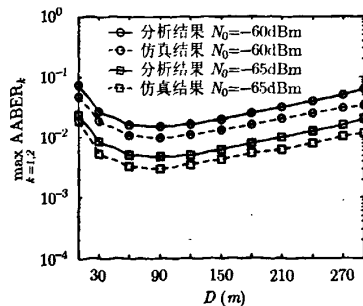


图 3 天线对称放置的情况下不同的分开距离对应的  $\max_{k=1,2} \text{AABER}_k$

另外,从图2和图3可以看出仿真结果与理论分析结果很接近,但是并不完全吻合,仿真结果要优于分析结果,这是由于式(12)采用了近似的缘故。

## 5 总结

本文从研究移动台在整个线型小区的平均误码率入手,在此基础上分析并推导了分布式基站天线位置优化方法和选取准则。理论分析证明存在一个关于小区中心对称的位置使得小区的平均误码率性能最优,这一位置可以通过数值计算的方法得到。论文的研究结论从系统误码率角度为下一代基于分布式天线的移动通信系统、广播系统的天线选址提供了一个可行的参考设计方案。

## 参考文献

- [1] Zhou Shi-dong, Zhao Ming, and Xu Xi-bin, *et al.* Distributed wireless communication system: A new architecture for future public wireless access. *IEEE Communications Magazine*, 2003, 41(3): 108-113.
- [2] Diomidis S M, George K K, and Theodoros A T, *et al.* Distributed transmit antenna selection (DTAS) under performance or energy consumption constraints. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2008, 7(4): 1168-1173.
- [3] Dai H. Distributed versus co-located MIMO systems with correlated fading and shadowing. 2006 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Toulouse, France, 2006, 4: 14-19.
- [4] Saleh A, Rustako A, and Roman R. Distributed antennas for indoor radio communication. *IEEE Transactions on Communications*, 1987, 35(12): 1245-1251.
- [5] Clark M V, Willis T M III, and Greenstein L J, *et al.* Distributed versus centralized antenna arrays in Broadband wireless networks. Proc. 2001 Spring IEEE 53rd Conference on Vehicular Technology (VTC), Rhodes Island, Greece, 2001, 1: 33-37.
- [6] Schuh R E and Sommer M. W-CDMA coverage and capacity analysis for active and passive distributed antenna systems. Proc. 2002 Spring IEEE Vehicular Technology (VTC), Birmingham, Alabama, May, 2002: 434-438.
- [7] Zhuang H, Dai L, and Xiao L, *et al.* Spectral efficiency of distributed antenna system with random antenna layout. *IEEE Electronics Letters*, 2003, 39(6): 495-496.
- [8] Shen Ying, Tang You-xi, and Kong Ting, *et al.* Optimal antenna location for STBC-OFDM downlink with distributed transmit antennas in linear cells. *IEEE Communications Letters*, 2007, 11(5): 387-389.
- [9] Simon M K. Multiple-bit differential detection of offset QPSK. *IEEE Transactions on Communications*, 2003, 51(6): 1004-1011.
- [10] Shao Shi-hai, Tang You-xi, and Kong Ting, *et al.* Performance analysis of a modified V-BLAST system with delay offsets using zero-forcing detection. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2007, 56(6): 3827-3837.
- [11] Shao Shi-hai, Tang You-xi, and Liang Jie, *et al.* A modified V-BLAST system for performance improvement through introducing different delay offsets to each spatially multiplexed data streams. Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), Hong Kong, China, 2007: 1062-1067.
- [12] Verdu S. Multiuser Detection. UK: Cambridge University Press, 1998, Chapter 4.
- [13] Proakis J G. Digital Communications. 4th ed., New York: McGraw-Hill, 2001, Chapter 14.

韩 亮: 男, 1983 年生, 硕士生, 研究方向为分布式 MIMO。  
 柳 鑫: 男, 1974 年生, 研究方向为航空电子、通信及对抗、计算机网络等。  
 唐友喜: 男, 1964 年生, 教授、博士生导师, 研究方向为无线通信中的信号处理。  
 邵士海: 男, 1980 年生, 博士, 讲师, 研究方向为分布式信号处理。

## 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>