

文章编号 1005-0388(2006)03-0454-05

一种双天线发射分集方案的性能分析^y

庄铭杰^{1,2,3} 郭东辉² 林比宏⁴

(1 华侨大学信息学院, 福建 泉州 362021; 2 厦门大学物理系, 福建 厦门 361005;

3 集美大学信息学院, 福建 厦门 361021; 4 泉州师范学院, 福建 泉州 362000)

摘 要 在平坦的瑞利衰落信道中, 通过分析一种简单的双发射天线分集方案(即 Alamouti 编码方案, 简称 ACS)接收信号的统计特性和输出信噪比。在多相相移键控调制下, 推导了该方案的传输比特误码率的一般理论分析式, 证明了采用 ACS 技术的移动通信系统与采用 2 分集阶的最大比率合并接收分集技术的误码性能相同。Monte Carlo 仿真结果也验证此结论。这一理论成果可推广到采用正交空时分组码的多天线发射分集系统。

关键词 Alamouti 编码方案, 瑞利衰落信道, 多相相移键控, 比特误码率, 最大比率合并

中图分类号 TN820.17 文献标识码 A

Error rate performance analysis of a double antennas transmit diversity scheme

ZHUANG Ming jie^{1,2,3} GUO Dong hui² LIN Bi hong⁴

(1 Information Collage, Huaqiao University, MJZhuang 176@163.com, Quanzhou

Fujian 362021, China; 2 Dept. of Physics, Xiamen University, Xiamen

Fujiar 361005, China; 3 Information Technology College, Jimei University, Xiamen

Fujian 361021, China; 4 Quanzhou Normal University, Quanzhou Fujian 362000, China)

Abstract Through analyzing the statistical characteristic of receive signals and output signal to noise ratio (SNR) of the system employing a simply two transmit diversity scheme, which referred to as Alamouti coding scheme (ACS), in flat Rayleigh fading channels. This paper derived the theoretical expression of bit error rate (BER) for M-ary phase shift keying (MPSK) modulation, and proved theoretically that the ACS could achieve the same error performance compared with the system using maximal-ratio combing (MRC) technique with same diversity order at the receiver. The simulation results with Monte Carlo method also validated the conclusion. The analysis results can be generalized for multiple antennas transmit diversity system employing orthogonal space-time block coding (STBC).

Key words Alamouti coding scheme, Rayleigh fading channel, MPSK, BER, MRC

^y 收稿日期: 2004-11-17. 资助项目: 福建省自然科学基金项目 (No. A0440002), 泉州市科技计划重点项目 (2004G28), 福建省教育厅科研项目 (JA03130) 资助

1 引言

在未来移动通信中,为了解决下行链路的抗衰落能力,一些学者提出了在基站采用多天线发射分集技术^[2-8]。采用发射分集的移动通信系统,发射端必须事先知道基站与用户之间的信道状态信息(CSI),然后按照最大比率合并(MRC)或者选择性合并(SC)等方法来发射信号,这种发射端要求知道CSI的方案实施起来有相当的难度。为此,Alamouti^[1]提出了一种简单的基于正交空时分组编码的双天线发射分集方案(即 Alamouti 编码方案,简称 ACS),由于它采用正交编码来发射信号,接收信号只需进行简单的线性处理,就可以采用最大似然法进行译码。在平坦的瑞利衰落信道中,文献[1]还对相干二相相移键控(CBPSK)调制信号的比特误码率(BER)进行仿真,结果表明:ACS与2阶的MRC接收分集性能一样。后来文献[9~11]将ACS技术扩展到多发射天线系统,提出了正交空时分组码(STBC)。与文献[1]的ACS一样,文献[9~12]也仅给出了STBC信号的编码和译码检测原理,而系统的性能结果是以仿真的方法给出,缺乏一般的理论分析与验证。为了解决此问题,在平坦的瑞利衰落信道中,论文将对采用MPSK调制和基于ACS方案的2Tx-1Rx系统的BER进行理论研究,推导ACS系统BER的理论表达式,并从理论上证明采用ACS技术与2阶MRC系统的BER大小相同。最后,还用Monte Carlo仿真来验证此结论。

2 双天线发射分集方案

2.1 系统的信道模型

假设有一个双发射天线和单接收天线(2Tx-1Rx)系统,系统信道是服从瑞利衰落分布的、平坦的和准静态的。若在 t 时刻,从发射天线0和1到接收天线间的信道衰落因子分别用 $h_0(t)$ 和 $h_1(t)$ 表示,即 $h_i(t)(i=0,1)$ 在两个连续的符号周期内是常数,有

$$h_0(t) = h_0(t+T) = \alpha e^{j\theta_0}, \tag{1}$$

$$h_1(t) = h_1(t+T) = \alpha e^{j\theta_1}$$

式中 T 是一个符号周期,随机变量 $\theta(i=0,1)$ 在 $[0, 2\pi]$ 间是服从均匀分布的;而随机变量 $\alpha(i=0,1)$ 是高斯方差为 σ^2 的瑞利分布的一个抽样值,其概率密度函数(PDF)为

$$f_{A_i}(\alpha) = \frac{\alpha_i}{\sigma^2} e^{-\frac{\alpha_i^2}{2\sigma^2}} \tag{2}$$

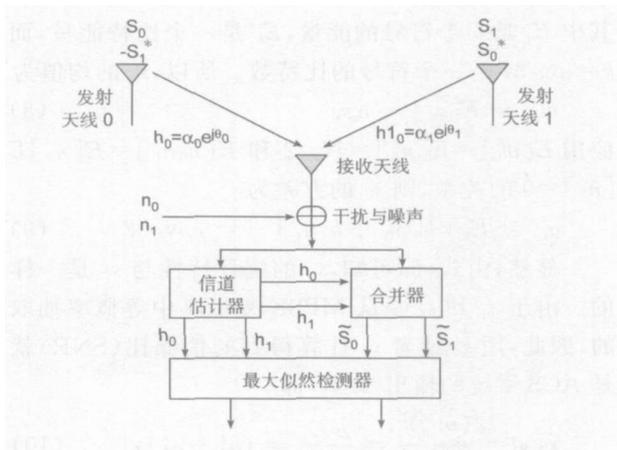


图 1 两发射分集和单接收天线的 Alamouti 编码方案^[1]

2.2 Alamouti 编码方案

图1的2Tx-1Rx系统是一种简单的双发射分集方案(即 Alamouti 编码方案,ACS)^[1],图中的各信号量是采用基带来表示的。假设在某一个符号周期内,天线0发射 s_0 ,天线1发射 s_1 ;而在下一个符号周期内,天线0发射 $-s_1^*$,天线1发射 s_0^* ,这里 $*$ 是复共轭运算。这样,接收天线在两个符号周期内的接收信号为

$$r_0 = r(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0$$

$$r_1 = r(t+T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \tag{3}$$

式中 $n_i(i=0,1)$ 是接收端的噪声与干扰项,假设它们是零均值,方差为 $N_0/2$ 的高斯白噪声,这里 N_0 是单边的高斯功率谱密度。

3 ACS 的 BER 理论推导

图1中的接收端合并器对式(3)中的两接收信号按式(4)进行线性合并,即

$$\tilde{s}_0 = h_0^* r_0 + h_1 r_1^*, \tilde{s}_1 = h_1^* r_0 - h_0 r_1^* \tag{4}$$

这样就可得到两发射信号 s_0 与 s_1 的分离信号:

$$\tilde{s}_0 = \rho s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^*$$

$$\tilde{s}_1 = \rho s_1 + h_1^* n_0 - h_0 n_1^* \tag{5}$$

式中

$$\rho = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) \tag{6}$$

3.1 ACS 系统的输出 SNR

假设系统是采用MPSK调制信号,图1中的发射符号 s_0 和 s_1 是从MPSK复星座的 M 个符号中随机均匀地抽取出来的。不失一般性地,下面以符号 s_0 的分离信号 \tilde{s}_0 为例来讨论ACS系统的统计特性。由于MPSK是一种等能量的复星座,即有

$$|s_0|^2 = |s_1|^2 = E_s = kE_b \tag{7}$$

其中 E_s 是一个符号的能量, E_b 是一个比特能量, 而 $k = \log_2 M$ 是一个符号的比特数。所以, \tilde{s}_0 的均值为

$$m_{\tilde{s}_0} = E[\tilde{s}_0] = \rho_{s0} \quad (8)$$

应用 $E[n_0^2] = E[n_1^2] = N_0/2$ 和 $E[n_0 n_1] = E[n_0] E[n_1] = 0$ 的关系, 则 \tilde{s}_0 的方差为

$$\alpha_0^2 = E[h_0^* n_0 + h_1 n_1^*]^2 = \rho_c N_0/2 \quad (9)$$

显然, 由式(5)可知, \tilde{s}_1 的统计特性与 \tilde{s}_0 是一样的。由于 s_0 和 s_1 是从 MPSK 复星座中等概率抽取的, 因此, 用 \tilde{s}_0 或者 \tilde{s}_1 计算得到的信噪比(SNR)就是 ACS 系统的输出 SNR, 即

$$\gamma_{ACS} = \frac{(m_{\tilde{s}_0})^2}{2\alpha_0^2} = \frac{\rho_c^2 E_s}{\rho_c N_0} = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) \gamma_s \quad (10)$$

式中 $\gamma_s = E_s/N_0$ 是每个符号能量的信噪比。

3.2 ACS 的 BER 理论式推导

在 AWGN 信道中, 系统传输 MPSK 调制信号的 BER 大小为^[13]

$$P_e(\gamma_s) = \frac{2}{k} Q\left(\sqrt{2\gamma_s} \sin \frac{\pi}{M}\right) \quad (11)$$

在平坦的瑞利衰落信道中, α_0 和 α_1 在连续 2 个符号周期内是常数, 将式(10)代入上式中, 可得到采用 MPSK 调制的 ACS 系统关于 α_0 、 α_1 的条件 BER 为

$$\begin{aligned} P_e(\gamma_{ACS} | \alpha_0, \alpha_1) &= \frac{2}{k} Q\left(\sqrt{2\gamma_{ACS}} \sin \frac{\pi}{M}\right) \\ &= \frac{2}{k} Q\left(\sqrt{2(\alpha_0^2 + \alpha_1^2) C_k}\right) \end{aligned} \quad (12)$$

式中, $C_k = k \gamma_s \sin^2 \frac{\pi}{M}$, $\gamma_s = E_b/N_0$ 是每比特能量的信噪比。为了求出 ACS 系统的 BER 大小, 必须对式(12)求统计平均。假设 $x = \alpha_0^2 + \alpha_1^2$, 由于瑞利随机变量的平方 $\alpha_i^2 (i = 1, 2)$ 是两个高斯随机变量的平方和, 相当于一个自由度为 2 的 χ^2 分布, 因此, 新的随机变量 x 是一个自由度为 4 的 χ^2 分布, 其 PDF 为^[13]

$$f(x) = x \exp(-x/\beta^2)/\beta^2 \quad (13)$$

式中 $\beta^2 = 2\sigma^2$ 。联合式(12)和式(13), 可得到 ACS 系统的平均 BER 积分式为

$$\bar{P}_{e,MP SK}^{ACS} = \frac{2}{k} \int_0^\infty Q(\sqrt{2C_k x}) \times \frac{x}{\beta^2} e^{-x/\beta^2} dx \quad (14)$$

对上式进行多次的变量替换和交换积分, 并应用如下关系式

$$\int_0^\infty \sqrt{t} e^{-kt} dt = \frac{\sqrt{\pi}}{2} k^{-3/2}$$

最后, 式(14)右边积分项可以写成

$$\frac{3}{4} \int_0^\infty \sqrt{C_k} (u^2 + 1)^{-5/2} dt \quad (15)$$

应用积分公式

$$\int \frac{dx}{(x^2 + 1)^n} = \frac{x}{2(n-1)(x^2 + 1)^{n-1}} + \frac{2n-3}{2(n-1)} \int \frac{dx}{(x^2 + 1)^{n-1}}$$

对式(15)作两次部分积分, 积分结果为

$$\begin{aligned} &\frac{1}{4} \left[2 - 2 \frac{\sqrt{\beta^2 C_k}}{\sqrt{\beta^2 C_k + 1}} - \frac{1}{\beta^2 C_k + 1} \frac{\sqrt{\beta^2 C_k}}{\sqrt{\beta^2 C_k + 1}} \right] \\ &= \frac{1}{4} \left[1 - \frac{\sqrt{\beta^2 C_k}}{\sqrt{1 + \beta^2 C_k}} \right]^2 \left[2 + \frac{\sqrt{\beta^2 C_k}}{\sqrt{1 + \beta^2 C_k}} \right] \end{aligned}$$

最后, 求得 ACS 系统的 BER 大小的理论分析式为

$$\bar{P}_{e,MP SK}^{ACS} = \frac{1}{2k} \left[1 - \frac{\sqrt{\beta^2 C_k}}{\sqrt{1 + \beta^2 C_k}} \right]^2 \left[2 + \frac{\sqrt{\beta^2 C_k}}{\sqrt{1 + \beta^2 C_k}} \right] \quad (16)$$

3.3 MRC 的误码率

在瑞利衰落信道中, 在 MPSK 调制下, 对于采用分集接收的单发射天线 L 根接收天线 (1Tx-LRx) 系统, 若接收端采用最大比率合并(MRC)技术, 则接收分集系统的 BER 大小为^[13, 14]

$$\begin{aligned} \bar{P}_{e,MP SK}^{MRC} &= \frac{2}{k} \int_0^\infty Q(\sqrt{2\gamma_M}) p(\gamma_B) d\gamma_B \\ &= \frac{2}{k} \int_0^\infty Q(\sqrt{2\gamma_M}) \frac{\gamma_B^{L-1}}{(L-1)! \bar{\gamma}_c^L} \\ &\quad \exp(-\gamma_B/\bar{\gamma}_c) d\gamma_B \end{aligned} \quad (17)$$

式中

$$\begin{aligned} \gamma_B &= \frac{E_b}{N_0} \sum_{i=1}^L \alpha_i^2 \\ \gamma_M &= K_m \gamma_B = K_m \frac{E_b}{N_0} \sum_{i=1}^L \alpha_i^2 \end{aligned}$$

而 $\bar{\gamma}_c = \bar{\alpha}^2 E_b/N_0$, $\bar{\alpha}^2 = 2\sigma^2 = \beta^2$, $K_m = k \sin^2(\pi/M)$ 。将式(17)中的积分变量 γ_B 变换 γ_M , 有

$$\begin{aligned} \bar{P}_{e,MP SK}^{MRC} &= \frac{2}{k} \int_0^\infty Q(\sqrt{2\gamma_M}) \frac{1}{(L-1)! \bar{\gamma}_c^L} \\ &\quad \frac{\gamma_M^{L-1}}{K_m^L} \exp\left(-\frac{\gamma_M}{K_m \bar{\gamma}_c}\right) d\gamma_M \end{aligned}$$

对上式进行一系列的积分, 最后得到 MPSK 调制下 MRC 的 BER 理论分析式为^[13]

$$\bar{P}_{e,MP SK}^{MRC} = \frac{2}{k} \left[\frac{1 - \mu_M}{2} \right]^L \sum_{i=0}^{L-1} \left[\frac{L-1+i}{i} \right] \times \left[\frac{1 + \mu_M}{2} \right]^i \quad (18)$$

式中 $\mu_M = \frac{\sqrt{\gamma_{cM}}}{\sqrt{1 + \gamma_{cM}}}$, 而 $\bar{\gamma}_{cM} = K_m \bar{\gamma}_c$ 。将 $\bar{\gamma}_c$ 代入 μ_M

中,即:

$$\mu_M = \frac{K_m \rho^2 \gamma_b}{\sqrt{1 + K_m \rho^2 \gamma_b}} \quad (19)$$

由于 1Tx-2Rx 系统的 MRC 接收分集阶数为 2,将 $L = 2$ 代入式(18),并应用关系式(19)。最后,可得到 2 阶 MRC 的 BER 理论式为

$$P_{e, MPSK}^{MRC2} = \frac{1}{2k} \left[1 - \frac{K_m \rho^2 \gamma_b}{\sqrt{1 + K_m \rho^2 \gamma_b}} \right]^2 \times \left[2 + \frac{K_m \rho^2 \gamma_b}{\sqrt{1 + K_m \rho^2 \gamma_b}} \right] \quad (20)$$

同样,对于采用 ACS 技术的 2Tx-1Rx 系统,将式(12)中的 C_k 代入式(16)中,所得到的结果与式(20)是完全相同的。可见,利用 ACS 的简单双天线发射分集与采用 MRC 的 1Tx-2Rx 系统具有相同的 BER 理论表达式。

4 最大似然(ML)检测器

如图 1 所示的模型,若系统在一个完整的编码时间内发射的两符号是 s_a 和 s_b ,则用 \tilde{s}_a 代替式(5)的 \tilde{s}_0 ,而用 \tilde{s}_b 代替 \tilde{s}_1 ,重写式(5)有

$$\begin{aligned} \tilde{s}_a &= \rho_{s_a} + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* \\ \tilde{s}_b &= \rho_{s_b} + h_1^* n_0 - h_0 n_1^* \end{aligned} \quad (21)$$

若系统传输 MPSK 调制信号,则下标 a 和 b 是 $0, 1, \dots, (M-1)$ 共 M 个中的任意一个;由于符号 s_a 或 s_b 是等概率地从 M 个复星座点中随机选取出来的。符号 s_a 和 s_b 的复信号星座矢量为

$$s_a = \left[\sqrt{E_s} \cos \frac{2\pi l a}{M}, \sqrt{E_s} \sin \frac{2\pi l a}{M} \right]^T \quad (22)$$

$$s_b = \left[\sqrt{E_s} \cos \frac{2\pi l b}{M}, \sqrt{E_s} \sin \frac{2\pi l b}{M} \right]^T \quad (23)$$

令 $n_0 = (n_{c0}, n_{s0})^T, n_1 = (n_{c1}, n_{s1})^T$,并应用式(1)的 h_0 和 h_1 ,一起代入式(21),则 \tilde{s}_a 和 \tilde{s}_b 矢量式为

$$\begin{bmatrix} \tilde{s}_{ax} \\ \tilde{s}_{ay} \end{bmatrix} = \rho_e \begin{bmatrix} s_{ax} \\ s_{ay} \end{bmatrix} + \alpha_0 e^{-j\theta_0} \begin{bmatrix} n_{c0} \\ n_{s0} \end{bmatrix} + \alpha_1 e^{j\theta_1} \begin{bmatrix} n_{c1} \\ n_{s1} \end{bmatrix} \quad (24)$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{s}_{bx} \\ \tilde{s}_{by} \end{bmatrix} = \rho_e \begin{bmatrix} s_{bx} \\ s_{by} \end{bmatrix} - \alpha_0 e^{j\theta_0} \begin{bmatrix} n_{c1} \\ n_{s1} \end{bmatrix} + \alpha_1 e^{-j\theta_1} \begin{bmatrix} n_{c0} \\ n_{s0} \end{bmatrix} \quad (25)$$

下面分别讨论接收端用最大似然检测器来估计 s_a 和 s_b 的判决式。

4.1 s_a 的估值

符号 s_a 的接收分离信号 \tilde{s}_a 与符号 $s_l (l = 0, 1, \dots, M-1)$ 之间的 Euclidean 距离平方为^[9]

$$\begin{aligned} d^2(\tilde{s}_a, s_l) &= |\tilde{s}_a - \rho_{s_l}|_x^2 + |\tilde{s}_a - \rho_{s_l}|_y^2 \\ &= |\rho_e(s_{ax} - s_{lx}) + \alpha_0 n_{c0} e^{-j\theta_0} + \alpha_1 e^{j\theta_1} n_{c1}|^2 + \\ &\quad |\rho_e(s_{ay} - s_{ly}) + \alpha_0 n_{s0} e^{-j\theta_0} + \alpha_1 e^{j\theta_1} n_{s1}|^2 \end{aligned} \quad (26)$$

则 ML 检测器的判决式为

$$s_l = \arg \min_{l=0, \dots, (M-1)} (d^2(\tilde{s}_a, s_l)) \quad (27)$$

即符号 s_a 的估值为 $\hat{s}_a = s_l$ 。

4.2 s_b 的估值

同样,可以求得与 \tilde{s}_b 与 $s_l (l = 0, 1, \dots, M-1)$ 之间的 Euclidean 距离平方为

$$\begin{aligned} d^2(\tilde{s}_b, s_l) &= |\tilde{s}_b - \rho_{s_l}|_x^2 + |\tilde{s}_b - \rho_{s_l}|_y^2 \\ &= |\rho_e(s_{bx} - s_{lx}) - \alpha_0 n_{c1} e^{-j\theta_0} + \alpha_1 e^{-j\theta_1} n_{c0}|^2 + \\ &\quad |\rho_e(s_{by} - s_{ly}) - \alpha_0 n_{s1} e^{-j\theta_0} + \alpha_1 e^{-j\theta_1} n_{s0}|^2 \end{aligned} \quad (28)$$

同样, s_b 的 ML 检测器的判决式为

$$s_l = \arg \min_{l=0, \dots, (M-1)} (d^2(\tilde{s}_b, s_l)) \quad (29)$$

即符号 s_b 的估值为 $\hat{s}_b = s_l$ 。

应用式(26)、(27)、(28)和(29),就可以对采用 ACS 的 2Tx-1Rx 系统传输 MPSK 调制信号的比特误码性能进行 Monte-Carlo 仿真。

5 理论和仿真结果

若系统采用 MPSK 调制,2Tx-1Rx 系统的发射分集采用 Alamouti 编码方案,假设信道是平坦的瑞利衰落分布,其高斯方差 $\sigma^2 = 0.5$ 。应用式(26)、(27)、(28)和(29),图 2 给出了计算机进行 Monte-Carlo 仿真的结果;为了便于比较,图中也给出了采用 ACS 技术的 BER 理论式(16)的数值结果。图 2 的仿真结果进一步证实了 ACS 与 MRC 的误码性能是一样的,表明了讨论的双天线发射分集方案能有效地抵抗衰落的影响和提高系统的传输性能。

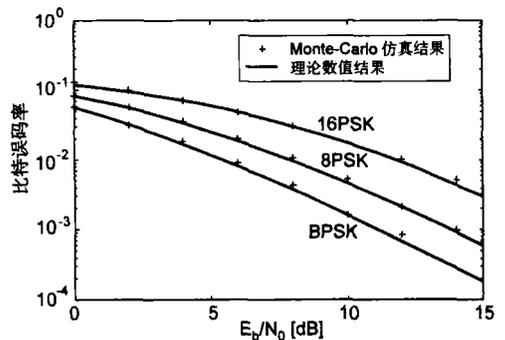


图 2 基于 ACS 的 MPSK 调制的仿真结果与理论分析值

6 结论

由于采用 Alamouti 编码方案的双天线发射分集具有译码简单和复杂度低的优点,而且能极大地提高系统传输性能,已被 3GPP 中的 WCDMA 和 CDMA2000 两大标准所采纳。针对现有文献 [1,9~12] 关于 ACS 或 STBC 方面的研究均没有提供一套完整的理论分析方法,为了弥补这方面的缺陷,在平坦的瑞利衰落信道中,对简单的双发射分集的 ACS 进行系统的理论分析,导出了系统传输 MPSK 调制信号的比特误码率的理论式。在相同的分集阶数 2 情况下,从理论上证明了 ACS 与 MRC 接收分集的 BER 大小相同,最后,给出的仿真结果也验证了此结论。该文的理论结果、构造的 ML 检测器以及采用的分析方法可以推广到一般 STBC 系统中。

参考文献

- [1] S M Alamouti. A simple transmitter diversity scheme for wireless communications[J]. IEEE JSAC, 1998, 16(10): 1451~1458.
- [2] J H Winters. On the capacity of radio communications systems with diversity in a Rayleigh fading environment[J]. IEEE JSAC, 1987, 5(8): 871~878.
- [3] J H Winters. The diversity gain of transmit diversity in wireless systems with Rayleigh fading[A]. ICC 94 [C], 1994, 1121~1125.
- [4] R D Gitlin, J Salz and J H Winters. The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems[J]. IEEE Trans. Commun., 1994, 42(4): 1740~1751.
- [5] T K Y Lo. Maximum ratio transmission[A]. In Proc. IEEE Int. Conf. Commun [C]., 1999, pp. 1310~1314.
- [6] T K Y Lo. Maximum ratio transmission[J]. IEEE Trans. on Commun., 1999, 47(10): 1458~1461.
- [7] M Z Win and J H Winters. Analysis of hybrid selection/ maximal ratio combining in Rayleigh fading[J]. IEEE Trans. Commun., 1999, 47(12): 1773~1776.
- [8] 程型清, 李刚, 宿淑春, 等. 空时发射分集在 LAS-CDMA 中的性能分析[J]. 电波科学学报, 2005, 20(1): 81~85.
X Q Cheng, G Li, S C Xu, *et al.*. Performance analysis of transmit diversity schemes in LAS-CDMA [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2005, 20(1): 81~85

- [9] V Tarokh, H Jafarkhani, A R Calderbank. Space time block codes from orthogonal designs[J]. IEEE Trans. IT., 1999, 45(7): 1456~1467.
- [10] V Tarokh, H Jafarkhani, A R Calderbank. The application of orthogonal designs to wireless communication [A]. In Proc. IEEE Information Theory Workshop[C], Killarney, Ireland, 1998, 46~47.
- [11] V Tarokh, H Jafarkhani, and R Calderbank. Space time block coding for wireless communications: performance results[J]. IEEE JSAC., 1999, 17(5): 451~460.
- [12] 王超, 廖桂生, 张林让, 等. 智能天线与时空编码技术的性能分析[J]. 电波科学学报, 2003, 18(3): 252~255.
C Wang, G S Liao, L R Zhang, *et al.*. Performance analysis of smart antenna and space time coding [J]. Chinese Journal of Radio Science, 2003, 18(3): 252~255
- [13] J G Proakis. Digital Communications(4th) [M]. New York: McGraw-Hill, 2000.
- [14] 万燕, 周文胜, 朱洪波. 空间分集相关信道中信号误比特率研究[J]. 电波科学学报, 2000, 15(1): 37~40.
Y Wan, W S Zhou, H B Zhu. Bit error rate for non-coherent binary FSK with spacial diversity on correlated channels[J]. Chinese Journal of Radio Science, 2000, 15(1): 37~40.



庄铭杰 (1964-), 男, 福建人, 副教授, 博士, 主要研究方向: 新一代移动通信的关键技术。



郭东辉 (1967-), 男, 福建人, 教授, 博士, 博士生导师, 主要研究方向: 网络通讯、人工智能、集成电路设计。

林比宏 (1960-), 男, 福建人, 教授, 博士, 从事理论物理和移动通信方面的研究。