

瑞利衰落信道下一种 MIMO 传输技术的性能研究

肖 啸 朱光喜 孙 俊
(华中科技大学电子与信息工程系 武汉 430074)

摘 要: 为了提高系统性能并最大限度地降低收发端的硬件复杂度, 本文提出一种多发多收(MIMO)的传输技术, 即发射端采用选择发射并联合接收端采用最少选择最大比合并接收的 MIMO 技术, 记为 TAS/MMRC。本文对 TAS/MMRC 技术进行了详细的性能分析。最后还通过仿真试验验证了理论分析的正确性。

关键词: 多发多收; 天线选择; 最大比合并; 性能分析

中图分类号: TN911.3

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)12-2915-04

Analysis of an MIMO Transmit Scheme in Rayleigh Fading Channel

Xiao Xiao Zhu Guang-xi Sun Jun
(Department of Electronics and Information Engineering, Huazhong University
of Science and Technology, Wuhan 430074, China)

Abstract: In order to improve the system performance and reduce the hardware complexity further, this paper proposed a multiple-input-multiple-output (MIMO) scheme, combining Transmitting Antenna Selection and receiver Minimum-selection Maximum Ratio Combining (TAS/MMRC) scheme. A though and exact analysis for TAS/MMRC is carried out and the analytical results are verified by simulations in the end.

Key words: MIMO; Antenna selection; Maximal-ratio combining; Performance analysis

1 引言

多发多收(MIMO)技术已被视为下一代无线通信的关键技术之一^[1,2]。不过由于传统的多天线系统要求射频电路数须和天线数相等, 这将使得多天线的MIMO技术面临硬件复杂度、成本及功率消耗等显著升高的挑战, 尤其是相对要求更加严格的移动台(即手持设备)而言。因此, 当前迫切需要设计新的MIMO传输技术, 以在提高性能的同时保持较低的硬件复杂度、功率消耗等。我们知道在接收端采用最大比合并技术(MRC)接收信号可以提高接收信噪比(SNR), 改善系统性能^[3]。不过MRC存在射频电路多, 功率消耗大等缺点, 从而限制了其在移动台端的广泛应用。为此人们提出了一种混合选择/最大比合并技术(GSC)^[4-6]。此外, 为了进一步提高移动台的功率效率, 最近人们又开始研究了最少选择最大比合并接收技术(记MMRC)^[7-8]。不过令人遗憾的是, 当前针对MMRC的研究还仅限于单发多收(SIMO)系统, 由于没有考虑基站端的多天线, 从而使得该技术在降低移动台硬件复杂度方面的功能没有得到充分的利用。显然将MMRC技术应用到MIMO系统中将是非常有意义的。因为在MIMO系统中, 相对于基站而言, 移动台更希望配置尽量少的射频电路以降低硬件复杂度、生产成本及功率消耗等。

故本文提出一种新的下行 MIMO 传输方案。在该方案中, 移动台采用 MMRC 技术来接收、处理信号, 基站则选择使系统输出 SNR 最大的那一根发射天线来传输信号, 即 TAS/MMRC。该方案在进一步提高移动台的功率效率、减少系统收发端硬件复杂度的同时, 还改善了系统的性能。当前这一方面的研究还很少, 类似文献有[9-11]等。在此基础上, 本文还对 TAS/MMRC 技术进行了性能分析和仿真验证。

2 系统模型

设基站和移动台分别配置 N, L 根天线。信号在不同发射、接收天线对之间经历独立同分布的瑞利衰落。则对应任意一根发射天线 n , 接收天线(分集路径) i 上的接收 SNR, γ_i^n 服从指数分布, 其概率密度函数(PDF)和累计分布函数(CDF)分别如下^[1]:

$$f_{\gamma}(x) = \frac{1}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{x}{\bar{\gamma}}\right) \quad (1)$$

$$F_{\gamma}(x) = 1 - \exp\left(-\frac{x}{\bar{\gamma}}\right) \quad (2)$$

其中 $\bar{\gamma}$ 表示平均接收 SNR。由于基站仅保持一根射频电路工作, 因此基站在不同的时序依次发射训练信号块 $p_i, 1 \leq i \leq N$ 。假设移动台可以正确地根据这些训练信号块估计信道并无时延, 无差错反馈给基站。

3 TAS/MMRC 技术的算法流程

假设由于硬件限制的原因, 移动台最多只能提供一个

2006-05-29 收到, 2006-10-30 改回
国家自然科学基金(60496315)和高技术发展研究基金
(2003AA12331005)资助课题

L_c ($L_c \leq L$)分集路径的MRC接收器,并假设合并接收的门限SNR值为 γ_T 。则TAS/MMRC技术的算法具体流程可以描述如下:

- (1) 开始 $\gamma_c^n = 0, (n = 1, \dots, N); l = 0$;
- (2) 估计并对每个发射天线 n 对应的接收 SNR, $\gamma_i^n, i = 1, \dots, L$, 并分别进行排序: $\gamma_{(1)}^n > \gamma_{(2)}^n > \dots > \gamma_{(L)}^n$;
- (3) $l = l + 1$;
- (4) 更新MRC的输出信噪比: $\gamma_c^n = \gamma_c^n + \gamma_{(l)}^n$;
- (5) $\gamma_k = \max_{1 \leq n \leq N} \{\gamma_c^n\}; k = \arg \max_{1 \leq n \leq N} \{\gamma_c^n\}$;
- (6) 判断($\gamma_k > \gamma_T$)是否成立: 如果成立, 则转至步骤(7)。如果不成立, 则判断($l < L_c$)是否成立。如果也不成立, 则转至步骤(7); 否则转至步骤3, 更新 l 值, 继续循环。
- (7) 结束, 即系统输出信噪比为 γ_k , 基站选择第 k 根发射天线发射。

4 TAS/MMRC 输出信噪比的统计特性

4.1 输出信噪比的累积分布函数(CDF)

由上面描述的TAS/MMRC的处理过程,可以发现输出信噪比 $\gamma_k = \sum_{j=1}^i \gamma_{(j)}^k$, 这一事件是相互分离的、排他的。因此由和概率理论, 可以写出输出信噪比的CDF:

$$F_{\gamma_k}(x) = \Pr\{\gamma_k < x\} \\ = \sum_{i=1}^{L_c} \Pr\left\{\gamma_k = \sum_{j=1}^i \gamma_{(j)}^k \ \& \ \gamma_k < x\right\} \quad (3)$$

应用TAS/MMRC处理后, 上式可以改写为

$$F_{\gamma_k}(x) = \Pr\left\{\gamma_{(1)}^k \geq \gamma_T \ \& \ \gamma_k = \gamma_{(1)}^k < x\right\} \\ + \sum_{i=2}^{L_c-1} \Pr\left\{\sum_{j=1}^{i-1} \gamma_{(j)}^k < \gamma_T \ \& \ \gamma_k = \sum_{j=1}^i \gamma_{(j)}^k \geq \gamma_T \ \& \ \gamma_k < x\right\} \\ + \Pr\left\{\sum_{j=1}^{L_c-1} \gamma_{(j)}^k < \gamma_T \ \& \ \sum_{j=1}^{L_c} \gamma_{(j)}^k = \gamma_k < x\right\} \quad (4)$$

显然只有 $\gamma_k = \sum_{j=1}^{L_c} \gamma_{(j)}^k$ 可能小于预先设定的 γ_T 值, 故上式可以改写为如下形式:

$$F_{\gamma_k}(x) = \begin{cases} \left[F_{\Gamma_1^k}(x) - F_{\Gamma_1^k}(\gamma_T) \right] + \sum_{i=2}^{L_c} P_{\gamma_k}^{(i)}(x) \\ \quad + F_{\Gamma_{L_c}^k}(\gamma_T), & x \geq \gamma_T \\ F_{\Gamma_{L_c}^k}(x), & 0 \leq x < \gamma_T \end{cases} \quad (5)$$

其中 Γ_i^k 表示前 i 个排序统计量的和, $F_{\Gamma_i^k}(x)$ 表示前 i 个排序统计量的和的CDF, $P_{\gamma_k}^{(i)}(x)$ 表示概率:

$$\Pr\left\{\Gamma_{i-1}^k < \gamma_T \ \& \ \gamma_T < (\gamma_{(i)}^k + \Gamma_{i-1}^k) < x\right\}$$

它可以利用联合PDF $f_{\gamma_{(i)}^k, \Gamma_{i-1}^k}(x, y)$ 来求解。当基站只配置一根发射天线时($N=1$),在接收端即可得到一组(L 个)独立同分布的随机变量(输出信噪比) γ_j , 其对应的联合PDF $f_{\gamma_{(i)}, \Gamma_{i-1}}(x, y)$ 可表示为

$$f_{\gamma_{(i)}, \Gamma_{i-1}}(x, y) = \sum_{j=0}^{L-i} \left[\frac{(-1)^j L!}{(L-i-j)!(i-1)!(i-2)!j!\bar{\gamma}^i} \right] \\ \cdot [y - (i-1)x]^{y+(j+1)x} e^{-\frac{y+(j+1)x}{\bar{\gamma}}}, \quad (6) \\ y \geq (i-1)x, x \geq 0$$

其证明参见文献[14]的附录3。下面我们将利用这一结果,考虑基站配置 N 根发射天线时的情况, 即有相互独立的 N 组这样的变量。同样定义 $\gamma_{(i)}^n$ 表示第 n 组(即对应第 n 根发射天线)

第 i 个排序统计变量。定义 $\Gamma_{i-1}^n = \sum_{j=1}^{i-1} \gamma_{(j)}^n$ 表示第 n 组前 $i-1$ 个排序统计变量的部分和。定义 $\Gamma_{i-1}^k = \max_{1 \leq n \leq N} \{\Gamma_{i-1}^n\}$,

$k = \arg \max_{1 \leq n \leq N} \{\Gamma_{i-1}^n\}$ 。则由排序统计理论^[11], 有

$$F_{\Gamma_{i-1}^k | \gamma_{(i)}^k = x}(y) = \left(F_{\Gamma_{i-1}^n | \gamma_{(i)}^n = x}(y) \right)^N = \left(F_{\Gamma_{i-1} | \gamma_{(i)} = x}(y) \right)^N, \\ y \geq (i-1)x, \quad x \geq 0 \quad (7)$$

$$f_{\Gamma_{i-1}^k | \gamma_{(i)}^k = x}(y) = N \cdot f_{\Gamma_{i-1} | \gamma_{(i)} = x}(y) \left[F_{\Gamma_{i-1} | \gamma_{(i)} = x}(y) \right]^{N-1}, \\ y \geq (i-1)x, \quad x \geq 0 \quad (8)$$

同理式(6)即可得到此时的联合PDF, $f_{\gamma_{(i)}^k, \Gamma_{i-1}^k}(x, y)$ 如下:

$$f_{\gamma_{(i)}^k, \Gamma_{i-1}^k}(x, y) = f_{\gamma_{(i)}^k}(x) \times f_{\Gamma_{i-1}^k | \gamma_{(i)}^k = x}(y) \\ = f_{\gamma_{(i)}^k}(x) \times f_{\Gamma_{i-1} | \gamma_{(i)} = x}(y) \\ = \frac{N \cdot L!}{(\bar{\gamma})^i (i-1)!(i-2)!} [y - (i-1)x]^{(i-2)} \\ \cdot \exp\left[-\frac{y - (i-1)x}{\bar{\gamma}}\right] \\ \cdot \left[\sum_{j=0}^{L-i} \frac{(-1)^j}{(L-i-j)!j!} \exp\left[-\frac{(i+j)x}{\bar{\gamma}}\right] \right] \\ \cdot \left[\int_{-\infty}^y \frac{1}{(i-2)! (\bar{\gamma})^{i-1}} [t - (i-1)x]^{(i-2)} \right. \\ \left. \cdot \exp\left[-\frac{t - (i-1)x}{\bar{\gamma}}\right] dt \right]^{N-1} \quad (9)$$

而对于独立同分布的瑞利衰落而言, 前 i 个排序统计变量和 Γ_i 的PDF^[13]如下:

$$f_{\Gamma_i}(x) = \frac{L!}{(L-i)!i!} \exp\left[-\frac{x}{\bar{\gamma}}\right] \\ \cdot \left[\frac{x^{i-1}}{(\bar{\gamma})^i (i-1)!} + \frac{1}{\bar{\gamma}} \sum_{l=1}^{L-i} (-1)^{i+l-1} \frac{(L-i)!}{(L-i-l)!l!} \left(\frac{i}{l}\right)^{i-1} \right. \\ \left. \cdot \left[\exp\left[-\frac{lx}{i\bar{\gamma}}\right] - \sum_{n=0}^{i-2} \frac{1}{n!} \left(-\frac{lx}{i\bar{\gamma}}\right)^n \right] \right] \quad (10)$$

这样由排序统计理论^[12], 有

$$F_{\Gamma_i^k}(x) = \left[F_{\Gamma_i}(x) \right]^N = \left[\int_{-\infty}^x f_{\Gamma_i}(t) dt \right]^N \quad (11)$$

这样由式(9), 式(11)代入式(5), 就可以计算出瑞利衰落下TAS/MMRC系统的输出信噪比CDF的确切表达式。

4.2 输出信噪比的概率密度函数(PDF)

显然由 γ_k 的CDF式(5)的微分即可得到相应的接收信

噪比 γ_k 的 PDF 的一般表达式:

$$f_{\gamma_k}(x) = \begin{cases} f_{\Gamma_1^k}(x) + \sum_{i=2}^{L_c} \left[\int_{\frac{i-1}{i}x}^{\gamma_T} f_{\gamma_{(i)}, \Gamma_{i-1}^k}(x-y, y) dy \right] \\ \cdot \left[\varepsilon(x - \gamma_T) - \varepsilon\left(x - \frac{i}{i-1}\gamma_T\right) \right], & x \geq \gamma_T \\ f_{\Gamma_{L_c}^k}(x), & 0 \leq x \leq \gamma_T \end{cases} \quad (12)$$

其中 $\varepsilon(\cdot)$ 是单位阶跃函数。

而由式(11)的微分可得:

$$\begin{aligned} f_{\Gamma_i^k}(x) &= N \cdot f_{\Gamma_i}(x) \left[F_{\Gamma_i}(x) \right]^{N-1} \\ &= \frac{N \cdot L!}{(L-i)! i!} \exp\left(-\frac{x}{\bar{\gamma}}\right) \left[\frac{x^{i-1}}{\bar{\gamma}^i (i-1)!} \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{\bar{\gamma}} \sum_{l=1}^{L-i} (-1)^{i+l-1} \frac{(L-i)!}{(L-i-l)! l!} \left(\frac{i}{l}\right)^{i-1} \right. \\ &\quad \left. \cdot \left[\exp\left(-\frac{lx}{i\bar{\gamma}}\right) - \sum_{n=0}^{i-2} \frac{1}{n!} \left(-\frac{lx}{i\bar{\gamma}}\right)^n \right] \right] \left[\int_{-\infty}^x f_{\Gamma_i}(t) dt \right]^{N-1} \end{aligned} \quad (13)$$

将式(9), 式(13)代入式(12), 就可以得到经历瑞利衰落下 TAS/MMRC 系统输出信噪比的 PDF 的确切表达式。

5 系统性能分析

5.1 中断概率

对于无线通信而言, 中断概率 P_{out} 是一个很重要的性能指标。表示接收信噪比小于某个门限值, γ_{th} 的概率。显然对于本文讨论的系统而言, 其中断概率就等价于合并后的输出信噪比为 γ_{th} 时的 CDF, 即 $P_{out} = F_{\gamma_k}(\gamma_{th})$, 利用式(5)可得:

$$F_{\gamma_k}(\gamma_{th}) = \begin{cases} \left[F_{\Gamma_1^k}(\gamma_{th}) - F_{\Gamma_1^k}(\gamma_T) \right] + \sum_{i=2}^{L_c} P_{\gamma_k}^{(i)}(\gamma_{th}) \\ \quad + F_{\Gamma_{L_c}^k}(\gamma_T), & \gamma_{th} \geq \gamma_T \\ F_{\Gamma_{L_c}^k}(\gamma_{th}), & 0 \leq \gamma_{th} < \gamma_T \end{cases} \quad (14)$$

显然对于瑞利衰落信道而言, 由式(9), 式(10), 式(11)代入式(14)即可得到相应中断概率的确切表达式。

5.2 误码率

我们知道由瞬时误码率 P_b 对接收信噪比 γ 积分就可以得到系统的平均误码率 \bar{P}_b [1]。如高斯白噪声下的二进制 DPSK 调制信号在非相干情况下, 其瞬时误比率为 $e^{-\gamma}/2$ 。应用 TAS/MMRC 技术后, 其输出信噪比 PDF 的一般表达式即为式(12), 这样 TAS/MMRC 系统的平均误码率可表示为

$$\begin{aligned} \bar{P}_b &= \int_0^{\infty} \frac{1}{2} e^{-x} f_{\gamma_k}(x) dx \\ &= \int_0^{\gamma_T} \frac{1}{2} e^{-x} f_{\Gamma_{L_c}^k}(x) dx + \int_{\gamma_T}^{\infty} \frac{1}{2} e^{-x} f_{\Gamma_1^k}(x) dx \\ &\quad + \sum_{i=2}^{L_c} \int_{\gamma_T}^{\frac{i-1}{i}\gamma_T} \left[\int_{\frac{i-1}{i}x}^{\gamma_T} f_{\gamma_{(i)}, \Gamma_{i-1}^k}(x-y, y) dy \right] \left(\frac{1}{2} e^{-x} \right) dx \end{aligned} \quad (15)$$

将式(9)式, (13)代入式(15)就得到瑞利衰落信道下, TAS/MMRC 系统平均误码率的确切表达式。

6 仿真结果及讨论

如图 1 所示,假定 $\bar{\gamma} = 3\text{dB}$, $\gamma_T = 6\text{dB}$, $L = 8$, 由式(14)得到平坦瑞利衰落信道下不同天线配置下的 TAS/MMRC 系统的中断概率曲线。作为比较, 还仿真了传统的 MMRC 系统的中断概率 [5]。可以发现, 随着发射天线数 N 或移动台可激活的 MRC 分集路径数 L_c 的增大, TAS/MMRC 系统性能变得更好, 特别是在 $\gamma_{th} \leq \gamma_T$ 时。当 TAS/MMRC 系统的发射天线数 N 减至 1 时, 其曲线即为传统的 MMRC 系统的中断概率曲线 [7,8]。从图 1 还可发现相对于传统的 MMRC 系统, TAS/MMRC 系统性能提高很大。为了验证前文的性能分析, 在 $N=2, L_c=3$ 时, 由蒙特卡罗仿真得到 TAS/MMRC 系统的中断概率曲线。可以发现分析曲线与仿真曲线匹配得很好, 这表明前文针对系统性能的数学推导是正确的。从图 1 中还可发现, 即使移动台可激活的 MRC 分集路径数 L_c 比较小, 也可以通过增加基站发射天线数, 从而使 TAS/MMRC 系统取得好的性能。如 $N=8, L=4, L_c=2$ 时的 TAS/MMRC 系统的中断概率比仿真中的其他配置的中断概率都要低。即 TAS/MMRC 可以通过增加基站的发射天线数 N 来提高系统性能并降低移动台的硬件复杂度。显然 TAS/MMRC 的这一特点非常满足当前对 MIMO 技术的要求。

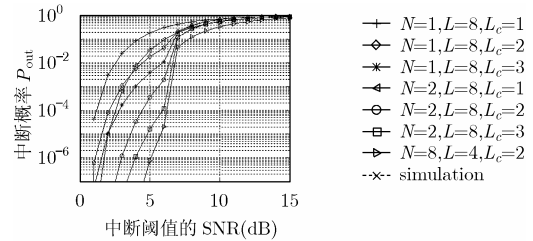


图 1 TAS/MMRC 系统的中断概率

为了进一步分析 TAS/MMRC 系统的性能, 我们仿真了文献[9,10]中提出的 TAS/MRC 系统的平均误码率曲线, 以作比较。当 $\gamma_T = 10\text{dB}$ 时, 如图 2 所示。在低平均信噪比区域, TAS/MMRC 系统与相应的 TAS/MRC 系统具有相同的平均误码率性能, 而在中高信噪比区域, 则没有相应的 TAS/MRC 系统的性能好。这是由于当平均信噪比小于输出门限值 γ_T 时, TAS/MMRC 系统的移动台将激活全部的 MRC 分集路径数, 以使得输出信噪比达到输出门限值 γ_T 。即此时 TAS/MMRC 系统的实际工作状态将趋向于 TAS/MRC 模式。而当平均信噪比大于输出门限值 γ_T 时, TAS/MMRC 系统的移动台不需要激活全部的 MRC 分集路径数就可以使得输出信噪比达到输出门限值 γ_T , 因此其输出信噪比将小于相对应的 TAS/MRC 系统的输出信噪比。另外, 从图 2 中还可以发现: 随着发射端天线数的增加, TAS/MMRC 系统的平均误码率性能增益比相对应的 TAS/MRC 系统大。因此 TAS/MMRC 系统可以适当增加

基站发射天线数,从而减少移动台端需配置的接收天线数及射频电路数以达到与 TAS/MRC 同样好的性能。

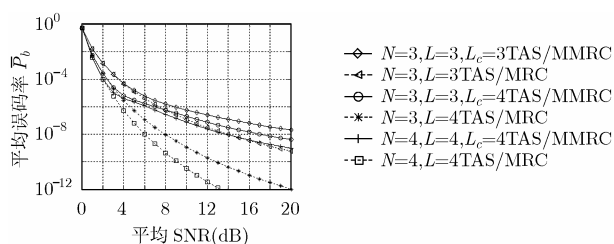


图 2 不同系统的平均误码率比较

7 结论

本文提出一种新的下行 MIMO 传输技术,即 TAS/MMRC。并从理论分析和仿真试验两个方面对其进行了分析,结果表明该技术可以在提高系统性能的同时显著减少系统(基站和移动台)的射频电路,进一步降低了移动台的成本和功率消耗等。本文还通过与相应的 TAS/MRC、SC/SC 等系统的仿真比较,说明 TAS/MMRC 更能满足当前对 MIMO 技术的要求。

参考文献

- [1] Telatar I E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. *Eur. Trans. on Telecommun.*, 1999, 10: 585-595.
- [2] Foschini G J and Gans. M J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Pers. Commun.*, 1998, 6: 311-335.
- [3] Proakis J G. *Digital Communications*. 3rd ed., New York: McGraw-Hill, 1995: 543-554.
- [4] Annamalai A and Tellambura C. Analysis of hybrid selection/maximal-ratio diversity combiner with Gaussian errors. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2002, 1(3): 498-512.
- [5] Ma Y and Pasupathy S. Efficient performance evaluation for generalized selection combining on generalized fading channels. *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, 2004, 3(1): 29-34.
- [6] Kim S W, Kim Y G, and Simon M K. Generalized selection combining based on the log-likelihood ratio. *IEEE Trans. on Commun.*, 2004, 52(4): 521-524.
- [7] Kim S W, Ha D S, and Reed J H. Minimum selection GSC and adaptive low-power RAKE combining scheme. ISCAS'03, Bangkok, Thailand, May 2003, 4: 357-360.
- [8] Gupta P, Bansal. N, and Mallik R K. Analysis of minimum selection GSC in Rayleigh fading. ICC'04, Paris, France, June 2004,6: 3364-3368.
- [9] Thoen S, Perre L V, and Gyselinckx B, et al.. Performance analysis of combined transmit-SC/receive-MRC. *IEEE Trans. on Commun.*, 2001, 49(1): 5-8.
- [10] Zhou Chen, Yuan J H, and Vucetic B. Analysis of transmit antenna selection/maximal-ratio combining in Rayleigh fading channels. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2005, 54(4): 1312-1321.
- [11] Sollenberger N R. Diversity and automatic link transfer for a TDMA wireless access link. GLOBECOM, 1993: 532-536.
- [12] David H A. *Order Statistics*. New York, NY: John Wiley & Sons, Inc., 1981: 786-802.
- [13] Simon M K and Alouini M S. *Digital Communications over Generalized Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis*. New York, NY: John Wiley & Sons, 2000: 342-375.
- [14] 肖啸. 新一代无线通信系统中的多天线传输及资源分配研究. [博士论文], 武汉: 华中科技大学, 2006.

肖 啸: 男, 1976 年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 传输方案及自适应资源分配技术。

朱光喜: 男, 1945 年生, 教授, 博士生导师, 信息产业部通信技术专家组成员, 国务院学位评定委员会委员, 主要研究方向为宽带多媒体通信等。

孙 俊: 男, 1979 年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 技术和多用户信息论。