

结合机会调度和迫零接收机的 SM-MIMO 系统研究

吴华明, 苏雁泳

(哈尔滨工业大学 电子与信息工程学院, 150001 哈尔滨)

摘要: 为了充分利用多用户 MIMO 系统中固有的多用户分集, 采用机会调度方案, 根据接收端反馈的信道状态信息选择有着最大信噪比的用户进行数据传输, 同时为了有效地利用复用增益, 提高系统的容量, 在平坦瑞利信道中, 提出并分析了结合机会调度和空间复用的采用迫零接收机的 MIMO 系统方案. 在不同信道估计下, 根据基于多项式展开的方法, 分别推导出了采用 M -QAM 和 M -PSK 调制的系统的误码率、分集增益量化值以及总速率容量, 并用基于泰勒级数的方法对其进行渐近分析. 通过蒙特卡罗仿真很好地验证了理论分析的正确性, 表明该方案相对于没有机会调度的系统提供了更大的分集和更高的容量.

关键词: MIMO; 空间复用; 多用户分集; 机会调度

中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A **文章编号:** 0367-6234(2012)05-0040-06

Study of SM-MIMO system combining opportunistic scheduling with zero-forcing receivers

WU Hua-ming, SU Yan-yong

(Dept. of Electronic and Information Engineering, Harbin Institute of Technology, 150001 Harbin, China)

Abstract: To utilize the multiuser diversity efficiently in multiuser MIMO systems, opportunistic scheduling is employed, where the user with largest SNR is adaptively selected according to channel state information feedback from the receive side and in the meantime, and to utilize the multiplexing gain effectively and improve the capacity, a novel scheme of MIMO systems combining opportunistic scheduling and spatial multiplexing with zero-forcing receiver is presented under Rayleigh channel. Using the direct method based on polynomial expansion, the expressions of error rate with M -QAM and M -PSK modulations, the diversity gain and the sum-rate capacity under different channel conditions are got, respectively, and the asymptotic forms are derived based on Taylor series. The correctness of theoretical analysis is verified by the corresponding Monte-Carlo simulation results which indicate that the scheme with multiuser diversity provides much larger diversity and higher capacity than that without opportunistic scheduling.

Key words: MIMO; spatial multiplexing; multiuser diversity; opportunistic scheduling

在无线通信系统中, 信道资源非常紧缺, 机会调度(OS)能通过总是选择拥有最佳信道状态的用户来传输数据, 延缓调度那些处在深衰落的用户, 从而高效地利用共享信道资源, 该性能增益来源于由 Knopp 提出的^[1]多用户分集(MUD); 在苛刻的无线环境下, 高速数据的可靠传输是 1 个重大的挑战, 空间复用(SM)可通过复用增益提高系

统容量. 因此, 在 MIMO 系统中, 空间复用和机会调度的联合方案值得深入地研究. Chen^[2]对采用矢量反馈信息的 SM-MIMO 系统进行了容量分析, 但仅局限于收发天线数相等且在接收端进行理想信道估计的特殊情况下, 而在实际系统中, 理想信道状态信息的获得是非常困难的. 鉴于此, 有必要对非理想信道下采用任意发射和接收天线数目的系统, 进行容量和误码率分析.

本文主要给出了采用 OS 和迫零(ZF)接收机的 SM-MIMO 系统的性能分析. 采用基于多项式

收稿日期: 2011-03-09.

作者简介: 吴华明(1986—), 男, 博士研究生.

通信作者: 吴华明, whm1986@hit.edu.cn.

展开的方法来降低复杂度,并用基于泰勒级数的方法进行了渐近处理,分别研究了理想和理想非理想信道下,MUD对该系统的误码率以及容量的影响.理论推导和数值计算结果表明,结合OS的SM-MIMO系统较传统的不采用OS的系统,能提供更大的分集增益和更高的容量.

1 系统概况

图1所示为在平坦瑞利衰落信道下,结合OS和ZF接收机的SM-MIMO系统框图,用户数为 K 个,发射天线数为 N_t ,在接收端每个用户拥有的天线数为 N_r ,并进行非理想信道估计.

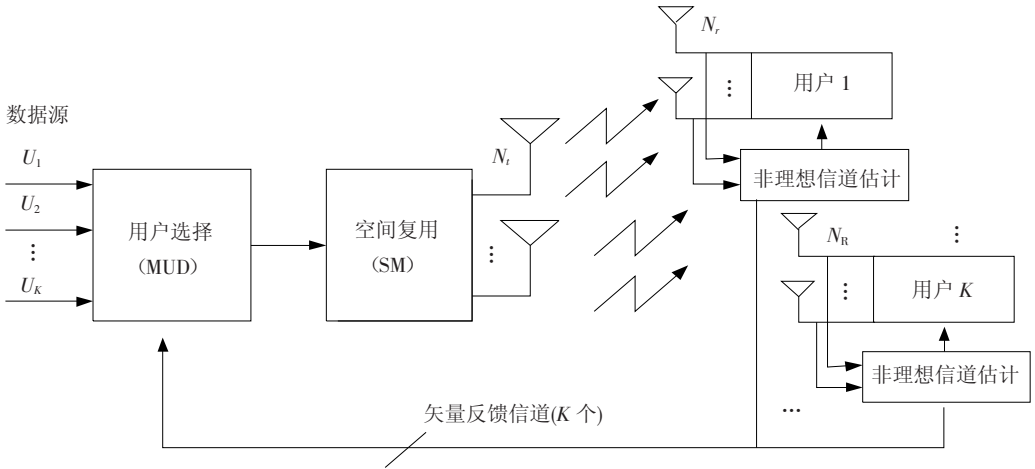


图1 采用OS的SM-MIMO系统框架

首先,发送端的用户选择模块收到接收端反馈的信道状态信息后,经过比较,挑选出拥有最大有效信噪比的用户来发射数据;接着,传输信息符号 s_k 经过适当地调制被映射成SM信号.在第 k 个用户终端的接收信号矢量 r_k 可以写成:

$$r_k = \sqrt{\frac{E_s}{N_t}} H_k s_k + n_k, k = 1, 2, \dots, K.$$

其中: H_k 是第 k 个用户的 $N_r \times N_t$ 维信道矩阵; s_k 满足 $E[s_k s_k^H] = E_s I_{N_t}, I_{N_t}$ 是 $N_t \times N_t$ 单位矩阵, E_s 是总的传输能量; n_k 是加性高斯白噪声且服从 $CN(0, N_0 I_{N_r})$ 分布.

采用的信道估计误差模型如文献[3]所示,可知,在接收端的有效信噪比 γ_{os} 为

$$\gamma_{os} \approx \gamma_e X_{max},$$

$$X_{max} \triangleq \max_{k=1,2,\dots,K} x_{k,m},$$

$$x_{k,m} = [(H_k^H H_k)^{-1}]_{mm}^{-1}.$$

式中第 k 个用户收到的是第 m 个数据流, $\gamma_e = \gamma_0 / (1 + N_t \sigma_e^2 \gamma_0)$,而 $\gamma_0 = R_{SN} / N_t, R_{SN} = E_s / N_0, R_{SN}$ 为信噪比, σ_e^2 是估计误差 e 的方差,且当 $\sigma_e^2 = 0$ 时, $\gamma_{os} = \gamma_0 X_{max}$,即理想信道估计.

2 可靠性分析

2.1 理想信道下误码率的直接分析

1)采用M-QAM调制.当采用M-QAM调制时,该系统的误码率可用下式来求:

$$P_{M-QAM} = \int_0^\infty P_{M-QAM}(E|x) f_{X_{max}}(x) dx. \quad (1)$$

在式(1)中,采用M-QAM调制的条件误码率为^[2]

$$P_{M-QAM}(E|x) = \frac{2}{\sqrt{M} \log_2 M} \sum_{k=1}^{\log_2 M} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} \left\{ (-1)^{\lfloor \frac{i+2k-1}{\sqrt{M}} \rfloor} \times \left(2^{k-1} - \lfloor \frac{i \cdot 2^{k-1}}{\sqrt{M}} + \frac{1}{2} \rfloor \right) Q \left(\sqrt{\frac{3(2i+1)^2}{M-1} \gamma_0 x} \right) \right\}.$$

式中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示取最大整数.

累积分布函数(CDF) $F(x)$ 和概率密度函数(PDF) $f(x)$ 的表达式如文献[2]所示,若直接求 X_{max} 的PDF,计算量相当大,可采用基于多项式展开的方法来降低复杂度,即利用

$$F(x)^{K-1} = [1 - (1 - F(x))]^{K-1} = \sum_{r=0}^{K-1} (-1)^r C_{K-1}^r (1 - F(x))^r,$$

得到 X_{max} 的PDF为^[4]

$$f_{X_{max}}(x) = K f(x) F(x)^{K-1} = a_r \sum_{s=0}^{Dr} b_{r,s} x^{(D+s)} e^{-(1+r)x}. \quad (2)$$

其中

$$D = N_r - N_t,$$

$$a_r = \frac{K}{D!} \sum_{r=0}^{K-1} (-1)^r C_{K-1}^r,$$

$b_{r,s}$ 是满足

$$\left(\sum_{n=0}^D \frac{x^n}{n!} \right)^r = \sum_{s=0}^{Dr} b_{r,s} x^s$$

的多项式展开中 x^s 项的系数^[5].

由式(1)和式(2)得到

$$P_{M-QAM} = \frac{2}{\sqrt{M} \log_2 \sqrt{M}} \sum_{k=1}^{\log_2 \sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} \left\{ (-1)^{\lfloor \frac{i+2k-1}{\sqrt{M}} \rfloor} \times \left(2^{k-1} - \lfloor \frac{i \cdot 2^{k-1}}{\sqrt{M}} + \frac{1}{2} \rfloor \right) \cdot \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{3(2i+1)^2}{M-1} \gamma_0 x}\right) f_{X_{\max}}(x) dx \right\}. \quad (3)$$

$$\text{令 } a = \frac{3(2i+1)^2}{M-1}, m = D + s,$$

$$A(a, m) = \int_0^\infty Q(\sqrt{a\gamma_0 x}) x^m e^{-(1+r)x} dx = \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{a\gamma_0}{2(1+r)} y}\right) y^{2m+1} e^{-\frac{y^2}{2}} dy. \quad (4)$$

为了计算式(4),可根据概率积分函数^[6]

$$\int Q\left(\frac{y}{\sigma}\right) y^{2m+1} e^{-\frac{y^2}{2}} dy = \frac{m!}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{1}{1+\sigma^2}}\right)^{m+1} \sum_{n=0}^m 2^{-n} C_{m+n}^n \left(1 + \sqrt{\frac{1}{1+\sigma^2}}\right)^n$$

得到^[7]

$$P_{M-QAM} = \frac{2a_r}{\sqrt{M} \log_2 \sqrt{M}} \sum_{s=0}^{D_r} b_{r,s} \cdot \sum_{k=1}^{\log_2 \sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} \left\{ (-1)^{\lfloor \frac{i+2k-1}{\sqrt{M}} \rfloor} \times \left(2^{k-1} - \lfloor \frac{i \cdot 2^{k-1}}{\sqrt{M}} + \frac{1}{2} \rfloor \right) \times A(a, m) \right\}. \quad (5)$$

式中:

$$A(a, m) = m! \left(\frac{1-\mu}{2(1+r)}\right)^{m+1} \sum_{n=0}^m C_{m+n}^n \left(\frac{1+\mu}{2}\right)^n, \quad \mu = \sqrt{\frac{a\gamma_0}{a\gamma_0 + 2(1+r)}}.$$

2) 采用 M -PSK 调制. 根据文献[8]中的式 5.66, 可得到采用 M -PSK 调制的 SM-MIMO 系统的符号误码率的计算公式为

$$P_{M-PSK} = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \int_0^\infty e^{-\kappa\gamma_0 x} f_{X_{\max}}(x) dx d\theta. \quad (6)$$

式中 $\kappa = \sin^2(\pi/M)/\sin^2\theta$.

把式(2)的 $f_{X_{\max}}(x)$ 带入式(6), 可进一步得

$$P_{M-PSK} = a_r \sum_{s=0}^{D_r} b_{r,s} \cdot \left[\frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \left(\int_0^\infty e^{-\kappa\gamma_0 x} x^{D+s} e^{-(1+r)x} dx \right) d\theta \right] = a_r \sum_{s=0}^{D_r} \frac{b_{r,s} m!}{(1+r)^{m+1}}.$$

$$\left[\frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \left(\frac{1+r}{1+r+\kappa\gamma_0} \right)^{m+1} d\theta \right] = a_r \sum_{s=0}^{D_r} \frac{b_{r,s} m!}{(1+r)^{m+1}} B(c, m). \quad (7)$$

式中

$$B(c, m) = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \left(\frac{\sin^2\theta}{\sin^2\theta + c} \right)^{m+1} d\theta, \quad c = \frac{\sin^2(\pi/M)}{1+r} \gamma_0.$$

根据文献[8]中的方程 5A.14-5A.19, 得到 $B(c, m)$ 为

$$(1) \text{ 当 } m = 0 \text{ 时,} \quad B(c, m) = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \frac{\sin^2\theta}{\sin^2\theta + c} d\theta = \frac{M-1}{M} - \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{c}{1+c}} \left(\frac{\pi}{2} + \tan^{-1}\alpha \right).$$

$$(2) \text{ 当 } m > 0 \text{ 时,} \quad B(c, m) = \frac{M-1}{M} - \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{c}{1+c}} \cdot \left\{ \left(\frac{\pi}{2} + \tan^{-1}\alpha \right) \sum_{k=0}^m C_{2k}^{2k} \frac{1}{[4(1+c)]^k} + \sin(\tan^{-1}\alpha) \sum_{k=1}^m \sum_{i=1}^k \frac{T_{ik}}{(1+c)^k} \cdot [\cos(\tan^{-1}\alpha)]^{2(k-i)+1} \right\}.$$

式中:

$$\alpha = \sqrt{\frac{c}{1+c}} \cot \frac{\pi}{M},$$

$$T_{ik} = \frac{C_{2k}^{2k}}{C_{2(k-i)}^{2(k-i)} 4^i [2(k-i)+1]}.$$

2.2 理想信道下误码率的渐近分析

在 2.1 节中, 虽然得到了理想信道下的误码率表达式, 如式(5)和式(7)所示, 但太过复杂, 无法直观的看出分集阶数的大小. 由于分集增益是误码率曲线在高信噪比时的表现形式, 为此, 将重点研究高信噪比下的渐近表达式, 并得到分集阶数的量化值.

1) 采用 M -QAM 调制. 利用泰勒级数 $e^{-x} = \sum_{i=0}^{\infty} ((-x)^i/i!)$, 高信噪比时, $x = \gamma/\gamma_0 \rightarrow 0$, 由 $i=0$ 时的那项决定且有 $e^{-x} \approx 1$, 故可得到 X_{\max} 的 PDF 为

$$f_{X_{\max}}(x) = K \frac{x^D e^{-x}}{D!} \left[\int_0^x \frac{u^D e^{-u}}{D!} du \right]^{K-1} = K \frac{x^D e^{-x}}{D!} \left[\sum_{i=0}^{\infty} \frac{(-1)^i}{i!} \int_0^x \frac{u^{D+i}}{D!} du \right]^{K-1} \approx$$

$$\frac{K}{D![(D+1)!]^{K-1}} x^{K(D+1)-1} = Cx' \quad (8)$$

式中

$$C = \frac{K}{D!((D+1)!)^{K-1}},$$

$$t = K(D+1) - 1.$$

在式(3)中,令

$$d \triangleq \frac{2}{\sqrt{M} \log_2 \sqrt{M}} \sum_{k=1}^{\log_2 \sqrt{M}} \sum_{i=0}^{(1-2^{-k})\sqrt{M}-1} (-1)^{\lfloor \frac{i-2k-1}{\sqrt{M}} \rfloor} \times$$

$$\left(2^{k-1} - \lfloor \frac{i \cdot 2^{k-1}}{\sqrt{M}} + \frac{1}{2} \rfloor \right),$$

并带入式(8),得到高信噪比下误码率的渐近表达式:

$$P_{M-QAM} \approx d \int_0^\infty Q(\sqrt{a\gamma_0 x}) Cx' dx =$$

$$\frac{Cd2^t \Gamma(t+3/2)}{\sqrt{\pi}(t+1)} \cdot (a\gamma_0)^{-(t+1)} =$$

$$dS(a\gamma_0)^{-K(D+1)}. \quad (9)$$

式中

$$S = \frac{[(D+1)!]^{-K}}{2^{K(D+1)+1}} \cdot \frac{[2K(D+1)]!}{[K(D+1)]!}.$$

2) 采用 M -PSK 调制. 类似地,把式(8) 带入式(6) 中,可得到采用 M -PSK 调制时误码率的渐近形式:

$$P_{M-PSK} \approx \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{M-1}{M}\pi} \left(\int_0^\infty e^{-\kappa\gamma_0 x} Cx' dx \right) d\theta =$$

$$\frac{C}{\pi} \int_0^{\frac{M-1}{M}\pi} t! \left[\frac{\sin^2(\pi/M)}{\sin^2\theta} \gamma_0 \right]^{-(t+1)} d\theta =$$

$$\frac{K[K(D+1)-1]!}{D![(D+1)!]^{K-1}} P[\sin^2(\pi/M) \cdot \gamma_0]^{-K(D+1)}. \quad (10)$$

式中

$$P = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{M-1}{M}\pi} \sin^{2[K(D+1)]} \theta d\theta,$$

可用

$$\int \sin^n \theta d\theta = -\frac{1}{n} \sin^{n-1} \theta \cos \theta + \frac{n-1}{n} \int \sin^{n-2} \theta d\theta$$

来求.

由式(9)和式(10)可直观地得到,当采用 M -QAM 和 M -PSK 调制时,基于误码率的分集阶数大小为 $K(D+1) = K(N_r - N_t + 1)$. 可见,分集阶数跟用户数 K 以及收发天线数的差值加 1 成正比.

2.3 非理想信道下误码率的直接和渐近分析

在式(5)和式(7)中, γ_0 通过 $\gamma_e = \gamma_0/(1 + N_t \sigma_e^2 \gamma_0)$ 带入,可得到非理想信道下,分别采用

M -QAM 和 M -PSK 调制的系统误码率的直接表达式.

当 $\gamma_0 \rightarrow \infty$ 时,有 $\gamma_e \rightarrow 1/N_t \sigma_e^2$,式(9)和式(10)可进一步地简化为

$$P_{M-QAM} \approx dS(a/N_t \sigma_e^2)^{-K(D+1)}, \quad (11)$$

$$P_{M-PSK} \approx \frac{K[K(D+1)-1]!}{D![(D+1)!]^{K-1}} P\left[\frac{\sin^2(\pi/M)}{N_t \sigma_e^2}\right]^{-K(D+1)}. \quad (12)$$

式(11)和式(12)为非理想信道下,分别采用 M -QAM 和 M -PSK 调制的系统误码率的渐近表达式.可知,当 $\gamma_0 \rightarrow \infty$ 时,系统的误码率不会随着 γ_0 的增加而不断减小,而是趋近于一跟 σ_e^2 相关的门限值,并且趋近速度会随着 σ_e^2 的变小而变慢,误码率则越小.

3 有效性分析

容量或速率一般用来衡量数字通信系统的有效性,本文中结合 OS 和 ZF 接收机的 SM-MIMO 系统的总速率容量 C_{OS} 为^[9]

$$C_{OS} = \sum_{m=1}^{N_t} E[lb(1 + \gamma_{OS})] \approx N_t E[lb(1 + \gamma_e X_{\max})] =$$

$$N_t lb(1 + \gamma_e E[X_{\max}]) + \frac{N_t}{\ln 2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n-1}}{n} \cdot$$

$$\frac{(\gamma_e X_{\max} - \gamma_e E[X_{\max}])^n}{(1 + \gamma_e E[X_{\max}])^n} \approx N_t lb(1 + \gamma_e E[X_{\max}]) - \frac{N_t}{\ln 2} \cdot$$

$$\frac{E[\gamma_e^2 X_{\max}^2 - 2\gamma_e^2 X_{\max} \cdot E[X_{\max}] + \gamma_e^2 E^2[X_{\max}]]}{2(1 + \gamma_e E[X_{\max}])^2} =$$

$$N_t lb(1 + \gamma_e E[X_{\max}]) - \frac{N_t}{\ln 2} \cdot$$

$$\frac{\gamma_e^2 \sigma_{X_{\max}}^2}{2(1 + \gamma_e E[X_{\max}])^2}.$$

式中 X_{\max} 的方差 $\sigma_{X_{\max}}^2 = E[X_{\max}^2] - E^2[X_{\max}]$,把式(2)代入,可得到^[9]

$$E[X_{\max}] = \int_0^\infty x f_{X_{\max}}(x) dx = a_r \sum_{s=0}^{D_r} b_{r,s} \frac{(D+s+1)!}{(1+r)^{D+s+2}},$$

$$E[X_{\max}^2] = \int_0^\infty x^2 f_{X_{\max}}(x) dx = a_r \sum_{s=0}^{D_r} b_{r,s} \frac{(D+s+2)!}{(1+r)^{D+s+3}}.$$

当 $\gamma_0 \rightarrow \infty$ 时, $\gamma_e \rightarrow 1/N_t \sigma_e^2$,容量的门限值为

$$C_{\text{floor}} \approx N_t lb\left(1 + \frac{E[X_{\max}]}{N_t \sigma_e^2}\right) - \frac{1}{\ln 2 \cdot N_t \sigma_e^4} \cdot$$

$$\frac{\sigma_{X_{\max}}^2}{2(1 + E[X_{\max}]/N_t \sigma_e^2)^2}. \quad (13)$$

由式(13)可以看出,由于信道估计误差 σ_e^2 的存在,总速率容量 C_{OS} 不会一直随着 γ_0 的增加而增加,而是趋近于一容量门限值 C_{floor} ^[10].

4 数值计算和仿真分析

在不同信道条件下,分别对采用 M -PSK 调制和 M -QAM 调制的、结合 OS 和 ZF 接收机的多用户 SM-MIMO 系统的误码率以及总速率容量进行了数值计算和蒙特卡罗仿真分析. 蒙特卡罗仿真是在平坦瑞利衰落信道下进行的,其中,当 $\sigma_e^2 = 0$ 时为理想信道;当 $\sigma_e^2 \neq 0$ 时为非理想信道,仿真次数为 10^5 ,可发现仿真结果很好地证实了理论推导的正确性.

图2比较了不同用户数 K 时,在理想信道下采用 QPSK 调制的符号误码率的数值计算和蒙特卡罗仿真结果. 可见,拥有多个用户 ($K \geq 2$) 的系统较单用户 ($K = 1$) 的方案,误码率要小得多,该特性源于 MUD,同时使误码率曲线的绝对斜率随着分集阶数的增加而变大. 不过,从 $K = 5 \sim 10$ 和 $K = 10 \sim 15$,虽然增加的 K 一致,但误码率的降低值却不断缩小. 由此可知,随着 K 的增加,MUD 对误码率性能的改善是有限的. 此外,仿真结果很好地与直接过程的理论分析保持一致.

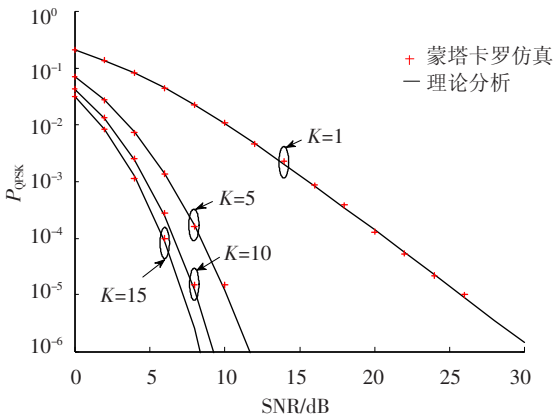
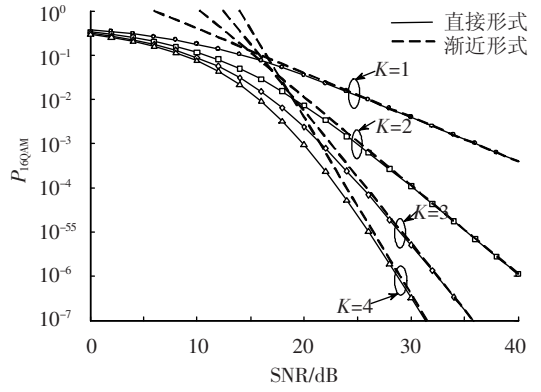


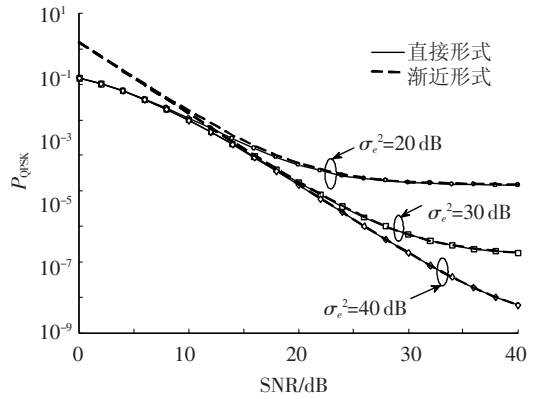
图2 不同 K 时,系统的符号误码率随 SNR 变化曲线

图3给出了不同用户数 K 或估计误差 σ_e^2 时,系统的误码率随 SNR 变化曲线. 由图3(a)可见,当 $K = 4$ 时,误码率最小,误码率曲线也最陡,这是 MUD 带来的,它降低了保障一定系统性能所需的 SNR. 由图3(b)可知,在非理想信道下,由于 σ_e^2 的存在使得误码率不会随 SNR 的增大而一直下降,而是趋近于一门限值,同时 σ_e^2 越大,误码率饱和的速度也更快. 此外,高信噪比下误码率的渐近形式完美地匹配了直接形式.

图4给出了接收天线数 N_r 不同时,理想信道下系统的总速率容量 C_{OS} 的蒙特卡罗仿真和数值计算结果. 可知, C_{OS} 会随着 N_r 的增加而提高. 此外,蒙特卡罗仿真结果与数值计算值基本一致,很好地验证了理论推导的正确性.



(a) 不同用户数 K



(b) 不同估计误差 σ_e^2

图3 用户数与估计误差不同时,系统的误码率随 SNR 变化曲线

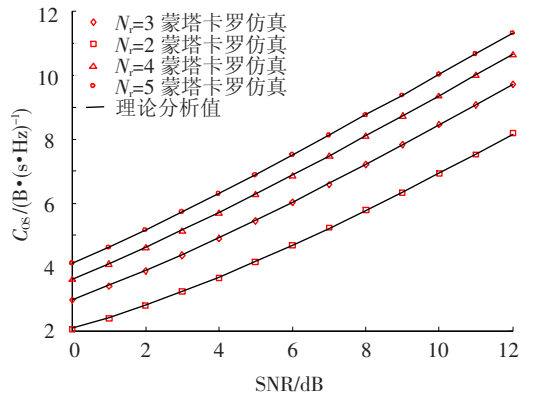


图4 不同 N_r 时,系统的总速率容量随 SNR 变化曲线

图5分析了非理想信道下,采用不同 K 或 σ_e^2 时,系统的 C_{OS} 随 SNR 的变化情况. 由图5(a)可见,由于 σ_e^2 的存在, C_{OS} 不再随 SNR 的增加而一直增加,而是不断地趋近于一容量门限值 C_{floor} ,且随着 σ_e^2 的增大,趋于饱和的速度变快而 C_{floor} 却变小了. 由图5(b)可知, C_{OS} 随着 K 的增加而增大,同样由于 σ_e^2 的存在,总速率容量趋于饱和. 从 $K = 5 \sim 10$ 和 $K = 10 \sim 15$,虽然增加的用户数相同,但增加的容量值却不断降低,由此可见,MUD 带来的 C_{OS} 的改善是有限的. 此外,仿真值与理论分析值相吻合,进一步地验证了理论推导的正确性^[10].

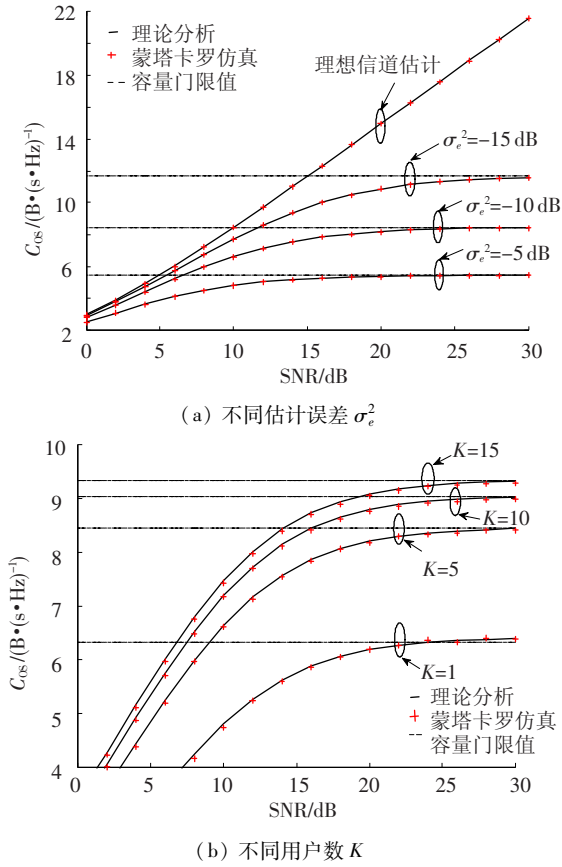


图5 不同 σ_e^2 或 K 时,非理想信道下系统的总速率容量随 SNR 变化曲线

5 结论

本文提出了一种结合机会调度和空间复用的基于 ZF 接收机的多用户 MIMO 系统的方案,并在平坦瑞利衰落信道中,分别采用基于多项式展开和泰勒级数的方法对其进行了性能分析.推导了理想和理想信道下的系统误码率以及总速率容量.从理论分析和蒙特卡罗仿真结果的验证可知,基于误码率曲线的分集阶数为 $K(N_r - N_t + 1)$; MUD 在带来误码率改善的同时也带来了系统容量的提升.由于用户可以等价成“虚拟”传输天线,且用户数越多,系统的误码率越低、总速率容量越大,因此在设计 SM-MIMO 系统时,应当充分利用 MUD 来提高系统性能^[11].

参考文献:

- [1] KNOPP R, HUMBLET P A. Information capacity and power control in single-cell multiuser communications [C]//Proceedings of IEEE International Conference on Communications (ICC 95). Piscataway: IEEE, 1995: 331 - 335.
- [2] CHEN C J, WANG L C. Performance Analysis of Scheduling in Multiuser MIMO Systems with Zero-Forcing Receivers[J]. IEEE Journals of Selected Areas of Communications, 2007, 25(7): 1457 - 1467.
- [3] WANG C, AU E K S, MURCH R D, et al. On the performance of the MIMO zero-forcing receiver in the presence of channel estimation error[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(3): 805 - 810.
- [4] MA N. Complete multinomial expansions[J]. Applied Mathematics and Computation, 2001, 124(3): 365 - 370.
- [5] LEE D, KIM K. Error probability analysis of combining space-time block coding and scheduling in MIMO systems[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2009, 16(12): 1071 - 1074.
- [6] NG E W, GELLER. A table of integrals of the error functions[J]. Journal of Research of the National Bureau of Standards-B. Mathematical Sciences, 1969: 73B(1): 1 - 20.
- [7] VERDU S. Multiuser detection[M]. Cambridge, U. K.: Cambridge University Press, 1998.
- [8] SIMON M K, ALOUINI M S. Digital communication over fading channels[M]. 2nd ed. New York: John Wiley and Sons, 2005.
- [9] LEE D, KIM K. Sum-rate capacity analysis of MIMO broadcast scheduling systems employing zero-force receivers with channel estimation error[J]. IEEE Communications Letters, 2010, 14(3): 223 - 225.
- [10] 吴华明. 基于空间和多用户分集的 MIMO 系统性能分析[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2011: 17 - 42.
- [11] 吴华明, 苏雁泳. 一种采用机会调度和传输天线子集选择的基于空时分组码的 MIMO 系统研究[J]. 四川大学学报(工程科学版), 2011, 43(Z1): 184 - 188.

(编辑 张宏)