

TDD 系统中非理想互易条件下双流波束赋形的容量分析*

张 雷^{1,2}, 周宝龙¹, 胡 波², 李春亭¹

(1. 上海贝尔股份有限公司, 上海 201206; 2. 复旦大学 电子工程系, 上海 200433)

摘 要:在时分双工(TDD)多天线系统中,由于上行信道估计误差和上下行传输时延,上下行链路信道的互易性并不理想。针对非理想互易条件下基于最小均方误差线性接收准则的双流波束赋形,通过推导其后验信干噪比,得到了容量上界的闭合表达式。数值和仿真结果表明:所得上界与准确值较为接近;且与理想互易情形相比,非理想互易性对系统的复用增益没有影响,而只会降低系统的阵列增益。

关键词:双流波束赋形;遍历容量;多入多出;互易性;时分双工

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **doi:** 10.3969/j.issn.1001-893x.2010.08.007

Capacity Analysis of Dual Stream Beamforming in TDD Systems with Nonideal Channel Reciprocity

ZHANG Lei^{1,2}, ZHOU Bao-long¹, HU Bo², LI Chun-ting¹

(1. Alcatel-Lucent Shanghai Bell Co., Ltd., Shanghai 201206, China;

2. Department of Electronic Engineering, Fudan University, Shanghai 200433, China)

Abstract: In a time division duplex (TDD) multiple antenna system, the channel reciprocity between uplink and downlink is not ideal due to the uplink channel estimation error and the transmission delay between the uplink and downlink. In this paper, we investigate dual stream beamforming in the scenario of nonideal reciprocity given minimum mean squared error (MMSE) linear receiver, and derive the close-form expression of upper bound (UB) on the ergodic capacity by analyzing the corresponding post-SINR (Signal to Interference plus Noise Ratio). The numerical and simulation results show that the derived capacity UB is close to the accurate value, and the nonideal reciprocity only decreases the array gain while does not impact the multiplexing gain.

Key words: dual stream beamforming; ergodic capacity; multiple-input multiple-output (MIMO); reciprocity; time division duplex (TDD)

1 引 言

在无线多人多出 (Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 系统中,若发射机预知信道状态信息 (Channel State Information, CSI), 则可采用简单的波束赋形 (Beamforming) 技术获得阵列增益和分集增益^[1-2]。

在频分双工 (Frequency Division Duplex, FDD) 系统中,因上下行链路的 CSI 不具有互易性,故通常需要接收机将 CSI 反馈给发射机^[3]。文献[4-6]分析了 FDD 系统中各种反馈模式下的容量或误码率性能。

然而,反馈会增加 FDD 系统的开销。在时分双工 (Time Division Duplex, TDD) 系统中,上下行链路的 CSI 通常具有互易性,因此,发射机可以在当前时

* 收稿日期: 2010-05-10; 修回日期: 2010-06-07

基金项目: 国家科技重大专项资助项目 (2009ZX03002-001)

Foundation Item: The National Science & Technology Major Project (No. 2009ZX03002-001)

刻利用接收到的导频信号估计出CSI,计算出用于下一时刻的发射波束赋形向量或矩阵。但是,CSI估计误差和上下行链路的时分复用特性导致的传输时延都会使得上下行链路的CSI不再具有理想的互易性。文献[7]研究了非理想互易性对多人单出(Multiple-Input Single-Output, MISO)系统中单流波束赋形的误码率影响。

目前的主流无线通信标准之一LTE(Long Term Evolution)已经在其Release-9版本中将双流波束赋形^[8]列入,它不但可以实现单流波束赋形具备的分集增益和阵列增益,还能带来复用增益,正日益受到关注。就作者所知,在公开的文献中,有关TDD系统中非理想互易性对双流波束赋形影响的理论分析还十分少见。有鉴于此,针对实际系统采用非常广泛的最小均方误差(Minimum Mean Squared Error, MMSE)线性接收准则,本文研究了非理想互易条件下双流波束赋形的遍历容量。在推导出两个数据流的平均后验信干噪比(Signal to Interference plus Noise Ratio, SINR)上界的基础上,得到了与之对应的遍历容量(Ergodic Capacity)上界的闭合表达式。数值和仿真结果表明:所得上界与准确值较为接近,且互易度只会影响系统的阵列增益,而对系统的复用增益没有影响。

对本文中的符号说明如下:大小写黑斜体字母分别表示矩阵和(列)向量; \mathbf{I} 表示单位矩阵, $\mathbf{0}$ 表示元素全为0的向量; $(\cdot)^T$ 和 $(\cdot)^H$ 分别表示转置和Hermitian转置; $\|\cdot\|$ 表示Frobenius范数; $\mathbb{C}^{n \times m}$ 表示 $n \times m$ 维复矩阵空间; $\text{vec}(\mathbf{A})$ 表示矩阵 \mathbf{A} 的列展开; $\text{tr}(\mathbf{A})$ 表示矩阵的迹; $E_X(\cdot)$ 表示关于随机变量 X 的数学期望,当不致引起混淆时,也用 $E(\cdot)$ 表示; $CN(m, \Sigma)$ 表示均值向量为 m 、协方差矩阵为 Σ 的复高斯随机向量分布。

2 系统模型

考虑基站有 M 个天线、终端有 N 个天线($2 \leq N \leq M$)的采用双流波束赋形的下行链路。实际信道一般是频率选择性的,但采用正交频分复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)技术可以将宽带信道转化为多路窄带信道^[9]。为分析方便,假设收发两端之间的信道是平坦衰落的。因此,系统的基本输入输出关系可表示为

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{s} + \mathbf{z} \quad (1)$$

式中, $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 为接收信号向量;信道矩阵 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 满足 $\text{vec}(\mathbf{H}) \sim CN(\mathbf{0}, \mathbf{I})$; $\mathbf{F} \in \mathbb{C}^{M \times 2}$ 表示双流波束赋形矩阵,且满足 $\mathbf{F}^H \mathbf{F} = \mathbf{I}$; $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2]^T$ 表示发射信号向量,且满足功率约束条件 $E(\mathbf{s}\mathbf{s}^H) = \mathbf{P}\mathbf{I}/2$; $\mathbf{z} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 表示加性噪声向量,且满足 $\mathbf{z} \sim CN(\mathbf{0}, \mathbf{I})$ 。定义信噪比为总的平均发射功率与每个接收天线处的噪声功率之比。由以上假设知,总的平均发射功率为 $E[(\mathbf{F}\mathbf{s})^H \mathbf{F}\mathbf{s}] = P$,且噪声平均功率为1,故所述系统的信噪比在数值上等于 P 。

对TDD系统,双流波束赋形的过程可详述如下:

步骤1:基站通过终端在上行链路发射的导频信号来获取信道的估计值 $\tilde{\mathbf{H}}$ 。假设上行采用MMSE信道估计^[10],且信道的时变特性服从经典的Jakes模型^[11],则 \mathbf{H} 和 $\tilde{\mathbf{H}}$ 之间可用如下的一阶自回归模型表示^[6]:

$$\mathbf{H} = \alpha \tilde{\mathbf{H}} + \beta \mathbf{E}, \quad \alpha^2 + \beta^2 = 1 \quad (2)$$

式中, α 为互易度因子,表示 \mathbf{H} 和 $\tilde{\mathbf{H}}$ 之间的互易程度; \mathbf{E} 为与 $\tilde{\mathbf{H}}$ 独立的误差矩阵,包含了上行信道估计误差和上下行传输时延两方面的影响,满足 $\text{vec}(\mathbf{E}) \sim CN(\mathbf{0}, \mathbf{I})$;

步骤2:基站对 $\tilde{\mathbf{H}}$ 做奇异值分解(Singular Value Decomposition, SVD)^[12],即 $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^H$,这里 \mathbf{U} 、 Σ 和 \mathbf{V} 分别为 $\tilde{\mathbf{H}}$ 的左奇异矩阵、奇异值矩阵和右奇异矩阵。取 \mathbf{V} 中与最大两个奇异值对应的两列构成波束赋形矩阵 \mathbf{F} ,并对 \mathbf{s} 做双流波束赋形;

步骤3:终端估计下行链路的等效信道矩阵 $\mathbf{G} = \mathbf{H}\mathbf{F}$ 并基于MMSE线性接收准则做相应的信号检测。因本文着重考察非理想互易条件对系统的影响,故假设 \mathbf{G} 的估计准确无误。

3 遍历容量分析

3.1 系统的等效输入输出关系

考察等效信道矩阵 $\mathbf{G} = \mathbf{H}\mathbf{F} = \alpha\mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^H\mathbf{F} + \beta\mathbf{E}\mathbf{F}$ 。首先,容易得到 $\mathbf{U}\Sigma\mathbf{V}^H\mathbf{F} = [\sigma_1 \mathbf{u}_1 \ \sigma_2 \mathbf{u}_2]$,这里 σ_1 和 σ_2 分别为 $\tilde{\mathbf{H}}$ 的第一大和第二大奇异值, \mathbf{u}_1 和 \mathbf{u}_2 分别为 σ_1 和 σ_2 对应的左奇异向量。其次,设 $\mathbf{E}\mathbf{F} = [\mathbf{n}_1 \ \mathbf{n}_2]$,由于 $\mathbf{F}^H \mathbf{F} = \mathbf{I}$,故 $\mathbf{E}\mathbf{F}$ 和 \mathbf{E} 中各元素的统计分布特性相同,即 $\mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2 \sim CN(\mathbf{0}, \mathbf{I})$ 。由此, \mathbf{G} 可表示为 $[\alpha\sigma_1 \mathbf{u}_1 + \beta\mathbf{n}_1 \ \alpha\sigma_2 \mathbf{u}_2 + \beta\mathbf{n}_2] \triangleq [\mathbf{g}_1 \ \mathbf{g}_2]$ 。

由以上分析知,式(1)可重写为

$$\mathbf{r} = \mathbf{G}\mathbf{s} + \mathbf{z} = s_1 \mathbf{g}_1 + s_2 \mathbf{g}_2 + \mathbf{z} \quad (3)$$

将式(3)看作系统的等效输入输出关系,它等价于一个2发N收的MIMO,可采用各种经典的MIMO检测算法进行处理。目前,考虑到性能和复杂度的折衷,业界一般采用MMSE线性接收准则,本文也遵从这一假设。对应于 s_1 和 s_2 的MMSE滤波器向量为

$$\begin{cases} \mathbf{w}_1 = (\mathbf{g}_1 \mathbf{g}_1^H + \mathbf{g}_2 \mathbf{g}_2^H + 2\mathbf{I}/P)^{-1} \mathbf{g}_1 \\ \mathbf{w}_2 = (\mathbf{g}_1 \mathbf{g}_1^H + \mathbf{g}_2 \mathbf{g}_2^H + 2\mathbf{I}/P)^{-1} \mathbf{g}_2 \end{cases} \quad (4)$$

s_1 和 s_2 对应的判决表达式为

$$\begin{cases} \hat{s}_1 = \mathbf{w}_1^H \mathbf{r} = \underbrace{(\mathbf{w}_1^H \mathbf{g}_1)}_{\text{signal}} s_1 + \underbrace{(\mathbf{w}_1^H \mathbf{g}_2)}_{\text{interference plus noise}} s_2 + \mathbf{w}_1^H \mathbf{z} \\ \hat{s}_2 = \mathbf{w}_2^H \mathbf{r} = \underbrace{(\mathbf{w}_2^H \mathbf{g}_2)}_{\text{signal}} s_2 + \underbrace{(\mathbf{w}_2^H \mathbf{g}_1)}_{\text{interference plus noise}} s_1 + \mathbf{w}_2^H \mathbf{z} \end{cases} \quad (5)$$

3.2 后验信干噪比推导

分析系统容量的关键是推导出两个数据流的后验SINR。由式(3)~(5)可知, s_1 和 s_2 具有对称性,以下将以 s_1 为例进行分析。对 s_1 ,其滤波后的后验SINR为^[13]

$$\rho_1 = \mathbf{g}_1^H (\mathbf{g}_2 \mathbf{g}_2^H + 2\mathbf{I}/P)^{-1} \mathbf{g}_1 \quad (6)$$

根据矩阵求逆引理(Sherman - Morrison公式)^[12]:

$$(\mathbf{A} + \mathbf{x} \mathbf{y}^H)^{-1} = \mathbf{A}^{-1} - \frac{\mathbf{A}^{-1} \mathbf{x} \mathbf{y}^H \mathbf{A}^{-1}}{1 + \mathbf{y}^H \mathbf{A}^{-1} \mathbf{x}} \quad (7)$$

将式(6)进一步化简,得:

$$\rho_1 = \frac{P}{2} \left(\|\mathbf{g}_1\|^2 - \frac{P \|\mathbf{g}_1^H \mathbf{g}_2\|^2/2}{1 + P \|\mathbf{g}_2\|^2/2} \right) \quad (8)$$

给定 $\tilde{\mathbf{H}}$,由于 \mathbf{g}_1 和 \mathbf{g}_2 中既含有由 $\tilde{\mathbf{H}}$ 确定的 $\sigma_1 \mathbf{u}_1$ 和 $\sigma_2 \mathbf{u}_2$,又包括与之无关的随机向量 \mathbf{n}_1 和 \mathbf{n}_2 ,对式(8)求关于 $\|\mathbf{g}_1\|^2$ 、 $\|\mathbf{g}_2\|^2$ 和 $|\mathbf{g}_1^H \mathbf{g}_2|^2$ 的数学期望,得到 ρ_1 的条件均值:

$$\begin{aligned} E_{\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2}(\rho_1 | \tilde{\mathbf{H}}) &= \\ E \left[\frac{P}{2} \left(\|\mathbf{g}_1\|^2 - \frac{P \|\mathbf{g}_1^H \mathbf{g}_2\|^2/2}{1 + P \|\mathbf{g}_2\|^2/2} \right) \right] &\leq \\ \frac{P}{2} \left[E(\|\mathbf{g}_1\|^2) - \frac{PE(\|\mathbf{g}_1^H \mathbf{g}_2\|^2)}{2 + PE(\|\mathbf{g}_2\|^2)} \right] &= \\ \frac{P}{2} \left\{ \alpha^2 \sigma_1^2 + \beta^2 N - \frac{P\beta^2 [\alpha^2 (\sigma_1^2 + \sigma_2^2) + \beta^2 N]}{2 + P(\alpha^2 \sigma_2^2 + \beta^2 N)} \right\} &\quad (9) \end{aligned}$$

这里利用了

$$\begin{aligned} E(\|\mathbf{g}_1\|^2) &= \alpha^2 \sigma_1^2 + \beta^2 N, \\ E(\|\mathbf{g}_2\|^2) &= \alpha^2 \sigma_2^2 + \beta^2 N, \\ E(|\mathbf{g}_1^H \mathbf{g}_2|^2) &= \alpha^2 \beta^2 (\sigma_1^2 + \sigma_2^2) + \beta^4 N \end{aligned} \quad (10)$$

式(9)给出了给定 $\tilde{\mathbf{H}}$ 时 ρ_1 均值的上界。再对其求

关于 $\tilde{\mathbf{H}}$ 的数学期望得到 ρ_1 均值的上界:

$$\begin{aligned} E(\rho_1) &= E_{\tilde{\mathbf{H}}} [E_{\mathbf{g}_1, \mathbf{g}_2}(\rho_1 | \tilde{\mathbf{H}})] \leq \\ &\frac{P}{2} \left\{ \alpha^2 E(\sigma_1^2) + \beta^2 N - \right. \\ &\left. \frac{P\beta^2 [\alpha^2 (E(\sigma_1^2) + E(\sigma_2^2)) + \beta^2 N]}{2 + P(\alpha^2 E(\sigma_2^2) + \beta^2 N)} \right\} \quad (11) \end{aligned}$$

式(9)和式(11)中“ \leq ”成立源于Jensen不等式。

由对称性, s_2 对应的后验SINR及其均值的上界分别为

$$\rho_2 = \frac{P}{2} \left(\|\mathbf{g}_2\|^2 - \frac{P \|\mathbf{g}_1^H \mathbf{g}_2\|^2/2}{1 + P \|\mathbf{g}_1\|^2/2} \right) \quad (12)$$

和

$$\begin{aligned} E(\rho_2) &\leq \frac{P}{2} \left\{ \alpha^2 E(\sigma_2^2) + \beta^2 N - \right. \\ &\left. \frac{P\beta^2 [\alpha^2 (E(\sigma_1^2) + E(\sigma_2^2)) + \beta^2 N]}{2 + P(\alpha^2 E(\sigma_1^2) + \beta^2 N)} \right\} \quad (13) \end{aligned}$$

式(11)和式(13)给出了 ρ_1 和 ρ_2 均值的上界。在理想互易条件($\alpha = 1$)下,易得 $E(\rho_1) \leq PE(\sigma_1^2)/2$, $E(\rho_2) \leq PE(\sigma_2^2)/2$,即上界与准确值相等。由矩阵理论知, σ_1^2 和 σ_2^2 就是Wishart矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}^H$ 的第一大和第二大特征值^[12]。文献[14]系统研究了Wishart矩阵的特征值分布特性,但只给出了其所有特征值的联合概率密度函数和最小特征值的概率密度函数。一般地,对任意 $N \leq M$, $E(\sigma_1^2)$ 和 $E(\sigma_2^2)$ 可通过仿真得到。当 $N = 2$ 时, $\tilde{\mathbf{H}}$ 只有两个非零奇异值 σ_1 和 σ_2 ,可先通过数值计算得到 $E(\sigma_2^2)$,再应用公式 $\sigma_1^2 + \sigma_2^2 = \text{tr}(\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}^H)$ 求出 $E(\sigma_1^2) = E[\text{tr}(\tilde{\mathbf{H}}\tilde{\mathbf{H}}^H)] - E(\sigma_2^2) = MN - E(\sigma_2^2)$ 。表1列出了部分 M 和 N 对应的 $E(\sigma_1^2)$ 和 $E(\sigma_2^2)$ 值。

表1 部分 M 和 N 对应的 $E(\sigma_1^2)$ 和 $E(\sigma_2^2)$ 值
Table 1 Values of $E(\sigma_1^2)$ and $E(\sigma_2^2)$ for several M and N

M	N	$E(\sigma_1^2)$	$E(\sigma_2^2)$
2	2	3.500 0	0.500 0
3	2	4.874 9	1.125 1
4	2	6.187 3	1.812 7
8	2	11.141 2	4.858 8

下面简要分析非理想互易情形对平均后验SINR的影响。定义平均后验SINR损失为理想互易情形与非理想互易情形的后验SINR比值的平均值,即(以 s_1 为例):

$$\begin{aligned} \Delta \bar{\rho}_1 &\triangleq E\left(\frac{\rho_1}{\rho_1}\Big|_{\alpha=1}\right) = E\left(\frac{\sigma_1^2}{\|g_1\|^2 - \frac{P}{1+P} \frac{|g_1^H g_2|^2/2}{\|g_2\|^2/2}}\right) \geq \\ &\frac{E(\sigma_1^2)}{E\left(\|g_1\|^2 - \frac{P}{1+P} \frac{|g_1^H g_2|^2/2}{\|g_2\|^2/2}\right)} \geq \\ &\frac{E(\sigma_1^2)}{E(\|g_1\|^2) - \frac{PE(E|g_1^H g_2|^2)}{2+PE(\|g_2\|^2)}} = \\ &\frac{E(\sigma_1^2)}{\alpha^2 E(\sigma_1^2) + \beta^2 N - \frac{P\beta^2[\alpha^2(E(\sigma_1^2) + E(\sigma_2^2)) + \beta^2 N]}{2+P(\alpha^2 E(\sigma_2^2) + \beta^2 N)}} \geq \\ &\frac{E(\sigma_1^2)}{\alpha^2 E(\sigma_1^2) + \beta^2 N - \frac{P\beta^2[\alpha^2(E(\sigma_1^2) + E(\sigma_2^2)) + \beta^2 N]}{2+P(\alpha^2 E(\sigma_2^2) + \beta^2 N)}} \stackrel{P \rightarrow \infty}{=} \\ &\frac{E(\sigma_1^2)}{\alpha^2 E(\sigma_1^2) + \beta^2(N-1)} \end{aligned} \quad (14)$$

式中,前两个“ \geq ”成立源于 Jensen 不等式,最后一个“ \geq ”成立源于 $E(\sigma_1^2) + E(\sigma_2^2) > E(\sigma_2^2)$ 。同理可得 s_2 对应的平均后验 SINR 损失:

$$\begin{aligned} \Delta \bar{\rho}_2 &\geq \frac{E(\sigma_2^2)}{\alpha^2 E(\sigma_2^2) + \beta^2 N - \frac{P\beta^2[\alpha^2(E(\sigma_1^2) + E(\sigma_2^2)) + \beta^2 N]}{2+P(\alpha^2 E(\sigma_1^2) + E(\sigma_2^2) + \beta^2 N)}} \stackrel{P \rightarrow \infty}{=} \\ &\frac{E(\sigma_2^2)}{\alpha^2 E(\sigma_2^2) + \beta^2(N-1)} \end{aligned} \quad (15)$$

由式(14)和式(15)可以看出: s_1 和 s_2 对应的平均后验 SINR 损失的下界都将随着 P 的增大收敛于一常数,而与 P 无关,且当 $P \rightarrow \infty$ 时前者大于后者。

3.3 遍历容量推导

当 s_1 和 s_2 分别满足复高斯分布时,其对应的(单位带宽上的)容量为

$$\begin{cases} C_1 = \text{lb}(1 + \rho_1) \\ C_2 = \text{lb}(1 + \rho_2) \end{cases} \quad (16)$$

其对应的遍历容量为

$$\begin{cases} E(C_1) = E[\text{lb}(1 + \rho_1)] \leq \text{lb}[1 + E(\rho_1)] \\ E(C_2) = E[\text{lb}(1 + \rho_2)] \leq \text{lb}[1 + E(\rho_2)] \end{cases} \quad (17)$$

式中,“ \leq ”成立源于 Jensen 不等式。将式(11)和式(13)代入式(17)即可得到遍历容量的上界。

4 数值和仿真结果

在数值计算和仿真中,设定 $M = 4, N = 2$, 所用信道模型及系统处理流程与第 2 节描述完全一致。

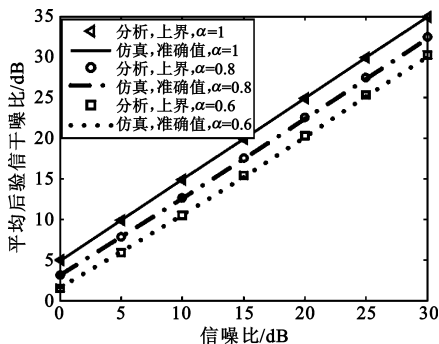
图 1 给出了信道互易度因子 α 为 1、0.8、0.6 三种情形下两个数据流的平均后验 SINR 与信噪比的关系。其中分析所得上界根据式(11)和式(13)计算

而得,准确值根据式(8)和式(12)由 Monte Carlo 仿真而得; $\alpha = 1$ 对应于上下行信道的理想互易情形(下同)。从中可以发现:

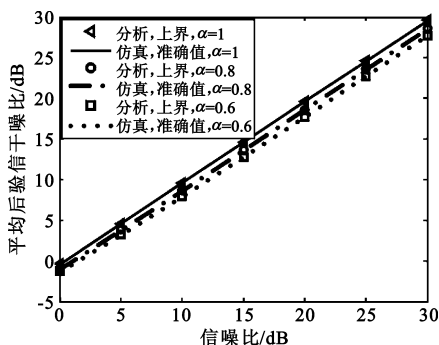
(1)对每个数据流,理论分析求出的上界与对应的仿真值非常接近,说明所得上界十分紧凑,也表明了理论推导的正确性;特别地,当 $\alpha = 1$ 时,上界与准确值重合,这与 3.2 节的分析一致;

(2)对每个数据流, α 越小将导致其后验 SINR 越小,但不同 α 对应的曲线只有相对平移,而斜率相同,这一点由式(11)和式(13)也可以看出;

(3)无论是分析得到的下界还是仿真得到的准确值,相对第一个数据流,第二个数据流的平均后验 SINR 损失较小,这与 3.2 节的分析一致。



(a) 第一个数据流



(b) 第二个数据流

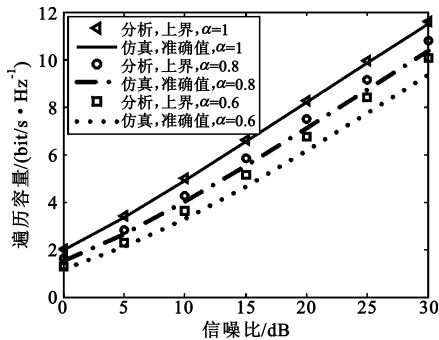
图 1 后验信干噪比与信噪比的关系 ($M = 4, N = 2$)
Fig. 1 Post-SINR vs. SNR ($M = 4, N = 2$)

图 2 给出了信道互易度因子 α 为 1、0.8、0.6 三种情形下两个数据流的遍历容量与信噪比的关系。其中分析所得上界根据式(11)、式(13)和式(17)计算而得,准确值根据式(8)、式(12)和式(16)由 Monte Carlo 仿真而得。从中可以看出:

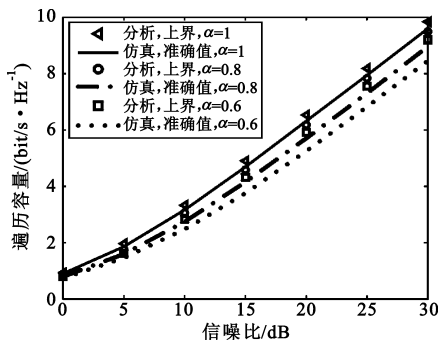
(1)对每个数据流,理论分析求出的上界与对应的仿真值较为接近,说明所得上界比较紧凑,同样表

明了理论推导的正确性;

(2)对每个数据流,不同 α 对应的曲线在中高信噪比($P \geq 10$ dB)区域只有相对平移,而斜率相同,这表明虽然 α 越小将导致其遍历容量越小,但只有阵列增益损失而没有复用增益损失。



(a)第一个数据流



(b)第二个数据流

图2 遍历容量与信噪比的关系 ($M = 4, N = 2$)

Fig.2 Ergodic capacity vs. SNR ($M = 4, N = 2$)

5 结论

本文分析了 TDD 系统中上下行链路信道的非理想互易性对双流波束赋形的影响,推导了基于 MMSE 线性接收准则的两个数据流的平均后验 SINR 及其上界,并进一步得到了遍历容量的上界。数值和仿真结果表明:所得上界与准确值较为接近,且与理想互易情形相比,非理想互易性只会降低系统的阵列增益,而对系统的复用增益没有影响。

下一步将研究非理想互易性对系统断线容量 (Outage Capacity) 和误码率的影响以及两个数据流之间的最优功率分配。

参考文献:

[1] Godara L C. Application of antenna arrays to mobile commu-

nications – Part I: Performance improvement, feasibility, and system considerations[J]. IEEE Proceedings, 1997, 85(7): 1031 – 1060.

[2] Godara L C. Application of antenna arrays to mobile communications – Part II: Beam – forming and direction – of – arrival considerations [J]. IEEE Proceedings, 1997, 85(8): 1195 – 1245.

[3] D J Love, Jr R W Heath, T Strohmer. Grassmannian beamforming for multiple – input multiple – output wireless systems [J]. IEEE Transaction on Information Theory, 2003, 49(10): 2735 – 2747.

[4] Au – Yeung C K, Love D J. On the performance of random vector quantization limited feedback beamforming in a MISO system[J]. IEEE Transaction on Wireless Communications, 2007, 6(2): 458 – 462.

[5] Ma Y, Zhang D. Error rate of transmit beamforming with delayed and limited feedback[C]// Proceedings of IEEE Global Telecommunication Conference. Washington: IEEE, 2007: 4071 – 4075.

[6] Au E, Jin S, McKay M R, et al. Analytical performance of MIMO – SVD systems in Ricean fading channels with channel estimation error and feedback delay[J]. IEEE Transaction on Wireless Communications, 2008, 7(4): 1315 – 1325.

[7] 赵昆, 周宝龙, 胡波. TDD 系统中不准确的 CSI 对 MISO 传输的影响[J]. 电讯技术, 2009, 49(2): 1 – 4.

ZHAO Kun, ZHOU Bao – long, HU Bo. Impact of Imperfect Channel State Information on MISO Transmission in TDD Systems[J]. Telecommunication Engineering, 2009, 49(2): 1 – 4. (in Chinese)

[8] Work Item Description for Enhanced DL transmission for LTE [R]//RP – 090359. Biarritz, France: CMCC, 2009.

[9] Hwang T, Yang C, Wu G, et al. OFDM and Its Wireless Applications: A Survey[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(4): 1673 – 1694.

[10] Hassibi B, Hochwald B M. How much training is needed in a multiple – antenna wireless link? [J]. IEEE Transaction on Information Theory, 2003, 49(4): 951 – 964.

[11] W Jakes. Microwave Mobile Communications[M]. Washington: IEEE Press, 1994.

[12] 张贤达. 矩阵分析与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2004.

ZHANG Xian – da. Matrix Analysis and Applications[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2004. (in Chinese)

[13] Varanasi M, Guees T. Optimum decision feedback multiuser equalization with successive decoding achieves the total capacity of the Gaussian multiple – access channel[C]// Proceedings of Thirty – First Asilomar Conference on Signals,

System and Computation. Pacific Grove, California; IEEE, 1997: 1405 – 1409.

- [14] Edelman A. Eigenvalues and Condition Numbers of Random Matrices[D]. Boston: Massachusetts Institute of Technology (MIT), 1989.

作者简介:

张雷(1979-),男,四川人,2009年获电子科技大学通信与信息系统专业博士学位,现为上海贝尔股份有限公司和复旦大学联合博士后工作站(流动站)在站博士后,主要研究方向为无线通信中单用户和多用户 MIMO 系统的预编码和检测技术;

ZHANG Lei was born in Sichuan Province, in 1979. He received the Ph.D. degree from University of Electronic Science and Technology of China (UESTC) in 2009. He is now a post-doctor in the Joint Post-doctoral Work/Research Station in Alcatel – Lucent Shanghai Bell Co., Ltd. and Fudan University. His research concerns precoding and detection techniques in single user and multiuser MIMO systems.

Email: lei.q.zhang@alcatel-sbell.com.cn

周宝龙(1977-),男,湖南人,2001年获同济大学控制理论与控制工程专业硕士学位,现为上海交通大学电子工程系博士研究生、上海贝尔股份有限公司无线网络产品部系统工

程师,主要研究方向为多用户 MIMO 和协作多点 MIMO;

ZHOU Bao-long was born in Hunan Province, in 1977. He received the M. S. degree from Tongji University in 2001. He is currently working toward the Ph. D. degree in the Department of Electronic Engineering in Shanghai Jiaotong University. He is now a system engineer in Alcatel – Lucent Shanghai Bell Co., Ltd. His research concerns MU – MIMO and cooperative multipoint MIMO.

胡波(1968-),男,江苏人,1996年获复旦大学理学博士学位,现为复旦大学电子工程系教授、博士生导师,主要从事数字信息处理、数字通信等方面的理论与算法研究;

HU Bo was born in Jiangsu Province, in 1968. He received the Ph.D. degree from Fudan University in 1996. He is now a professor and supervisor of Ph.D. candidate in Electronic Engineering Department of Fudan University. His research concerns the theory and algorithm research in digital signal processing, digital communication.

李春亭(1972-),男,安徽人,1999年获同济大学信号与信息处理专业博士学位,现为上海贝尔股份有限公司无线研发部门总监、高级工程师,主要研究方向为移动通信数字基站系统的设计与开发。

LI Chun-ting was born in Anhui Province, in 1972. He received the Ph.D. degree from Tongji University in 1999. He is now a senior engineer, and the director of the Wireless R&D Department in Alcatel – Lucent Shanghai Bell Co., Ltd. His research concerns the design and development of digital wireless base-station system.

《电讯技术》征稿的新要求

为了促进本刊的国际化进程,进一步扩大影响力,为广大科技人员搭建更高层次的学术研究和技术交流平台,现对来稿作如下几点新的要求:

- (1) 来稿中的图题、表题应给出对应的英文翻译;
- (2) 中文参考文献采用双语著录;
- (3) 属于基金项目的来稿应给出项目的英文翻译;
- (4) 提供作者简介的英文翻译,其中应包括作者的出生年、籍贯、何时获得学位、研究方向等内容,可参见 IEEE 系列刊物作者简介的翻译;
- (5) 欢迎作者将具有原创性的研究成果直接以全英文论文投稿,应注意语言流畅,专业术语准确,符合科技英语表达习惯,并附上中文标题、单位、摘要和关键词,以及中文作者简介;
- (6) 为了保证出版的及时性,作者不得在自校阶段对稿件作大幅修改,否则,将按新投稿件处理,编辑部保留追究由此造成的一切损失的权利。

更多信息请浏览本刊网站: www.teleonline.cn。