

文章编号: 1000-5013(2010)06 0626-06

双向中继对秩亏 MIMO 信道容量影响的分析

屠佳, 蔡跃明

(解放军理工大学 通信工程学院, 江苏 南京 210007)

摘要: 针对多输入多输出(MIMO)信道矩阵严重的秩亏问题, 使用基于放大转发协议的协同双向中继, 形成富散射环境, 从而有效提高信道矩阵的秩. 由于在两个节点之间双向同时传输数据, 提高了频谱利用率. 理论分析和仿真表明, 与不使用中继辅助的 MIMO 信道相比, 所提出方案在视距环境中能够有效提高秩亏 MIMO 信道的容量; 同时, 由于使用双向中继, 利用自干扰消除的检测方法, 使得其所需的时隙仅为传统放大转发中继的一半. 信道增益矩阵的选取在传统放大转发协议的基础上增加了门限约束, 进一步提高信道容量.

关键词: 多输入多输出; 秩亏; 信道; 双向中继; 信道容量

中图分类号: TN 911.5

文献标识码: A

在无线通信系统中, 多输入多输出(MIMO) 技术能够在不增加带宽的情况下大幅度提高系统容量, 给无线通信带来新的发展空间^[1-2]. 在高频环境下, 传播信道中多为视距(LOS) 传输, 信道相关性不断增加, 很难进行非视距传输, 特别是在纯 LOS 环境下, 不存在多径传输, MIMO 信道矩阵的秩仅为 1, 这使得利用空时复用技术的可能性为零. 为了解决这个问题, 很多学者进行了深入研究. 从不同角度利用不同方法来改进信道矩阵的秩, 从而提高信道的传输速率. 文[3-4] 从发射端进行考虑, 通过预先设计某种特定的阵列天线来最大化信道矩阵的秩. 从信道的传输过程来看, 中继的引入成为了一种有效的解决方法. 文[5-7] 相继对中继信道的容量问题进行了讨论, 但是这些讨论都不是针对 LOS 信道进行的. 文[8] 提出将协同中继随机分布, 充当传输信道中的散射体, 形成富散射环境, 有效解决了 LOS MIMO 信道矩阵的秩亏问题. 文[9] 在 Rayleigh 信道下讨论了 MIMO 中继对信道容量的影响, 并分析了这种中继信道的一种极限性能(中继数量趋于无穷多). 文[10] 提出了一种双向中继方案, 相比于传统的半双工中继, 该方案仅需要一半的时隙. 文[11] 讨论了高斯 MIMO 双向信道的容量问题, 但这个讨论的前提是富散射环境. 本文主要是讨论双向中继对秩亏 MIMO 信道容量的影响.

1 双向中继方案

图 1 为一个协同双向中继网络. 在这个系统中, 节点 A, B 分别有 N_A 和 N_B 根天线, 两个节点通过中继辅助并利用两个时隙进行信息交换. 在第 1 个时隙, 节点 A, B 同时发送自己的数据到中继节点, 此时中继接收到的是节点 A, B 的叠加信息; 在第 2 个时隙, 中继将这个叠加信息放大转发, 节点 A, B 分别进行接收, 检测出对方节点发送的信息. 从图 1 可以看到, 双向中继是随机分布的.

因此, 这些中继可以被看成一组“主动的”全向散射体, 是系统形成一种类似多径信道的传输方式. 这里, 将中继称为“主动”散射体, 是由于它在起到普

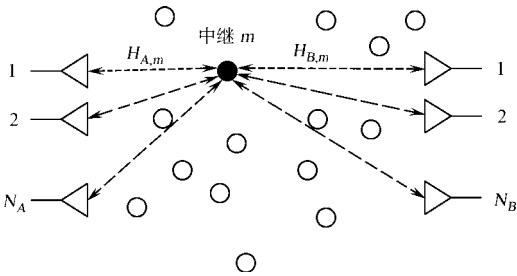


图 1 协同双向中继网络

Fig. 1 Cooperative bi directional relay network

收稿日期: 2010-04-13

通信作者: 蔡跃明(1962-), 男, 教授, 主要从事移动通信及无线传感器网络的研究. E-mail: caiym@vip.sina.com.

基金项目: 国家科技重大专项(2010ZX03006 002-04); 国家自然科学基金资助项目(60972051)

© 1994-2011 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

通散射体作用的同时, 也将噪声放大并加入了转发信号中。

1.1 系统模型

如图 1 所示, 每个中继配有 N_R 根天线, 整个系统中一共使用 M 个中继来辅助通信, 从而提高 MIMO 信道矩阵的秩。然而, 实际使用时的中继节点并不是必须配备多根天线的。

为了分析简单, 在仿真中设定 $N_R = 1$ 。假设节点 A, B 之间的直传信道为 LOS 信道。在时隙 k , 节点 A, B 同时传输数据给中继节点, 其传输信号分别表示为

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{AB}^{(k)} &= [x_{AB,1}^{(k)}, \dots, x_{AB,N_A}^{(k)}]^T, \\ \mathbf{x}_{BA}^{(k)} &= [x_{BA,1}^{(k)}, \dots, x_{BA,N_B}^{(k)}]^T. \end{aligned}$$

其中: $E\{(\mathbf{x}_{AB})^H (\mathbf{x}_{AB})\} = P_A$; $E\{(\mathbf{x}_{BA})^H (\mathbf{x}_{BA})\} = P_B$ 。

在中继 $m (m = 1, \dots, M)$ 处的接收信号, $\mathbf{r}_{R,m}^{(k)}$ 可以表示为

$$\mathbf{r}_{R,m}^{(k)} = \mathbf{H}_{A,m} \mathbf{x}_{AB}^{(k)} + \mathbf{H}_{B,m} \mathbf{x}_{BA}^{(k)} + \mathbf{n}_{R,m}^{(k)}.$$

式中: $\mathbf{H}_{A,m} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_A}$, $\mathbf{H}_{B,m} \in \mathbb{C}^{N_R \times N_B}$ 分别表示中继 m 和节点 A 与 B 之间的信道状态系数。

中继 m 上的噪声为高斯白噪声, 其分布为

$$\mathbf{n}_{R,m} \simeq \text{CN}(\mathbf{0}, \sigma_R^2 \mathbf{I}_{N_R}).$$

其中: $\mathbf{0}$ 和 \mathbf{I} 分别表示零矩阵和单位阵; $(\cdot)^T$ 和 $(\cdot)^H$ 分别表示转置矢量(或矩阵)和共轭转置矢量(或矩阵), $\|\cdot\|$ 表示 Frobenius 范数。在下一时隙传输之前, 预先将接收矢量 $\mathbf{r}_{R,m}^{(k)}$ 乘以一个增益矩阵 \mathbf{G}_m 。

为简化表示, 定义如下矢量和矩阵:

$$\begin{cases} \mathbf{r}_R^{(k)} = [\mathbf{r}_{R,1}^{(k)}, \dots, \mathbf{r}_{R,M}^{(k)}]^T, \\ \mathbf{n}_R^{(k)} = [\mathbf{n}_{R,1}^{(k)}, \dots, \mathbf{n}_{R,M}^{(k)}]^T, \\ \mathbf{H}_A = [\mathbf{H}_{A,1}^T, \dots, \mathbf{H}_{A,M}^T]^T, \\ \mathbf{H}_B = [\mathbf{H}_{B,1}^T, \dots, \mathbf{H}_{B,M}^T]^T, \\ \mathbf{G} = \text{diag}(\mathbf{G}_1, \dots, \mathbf{G}_M). \end{cases}$$

因此, 在时隙 k , 在中继及节点 A, B 上接收到的信号分别表示为

$$\mathbf{r}_R^{(k)} = \mathbf{H}_A \mathbf{x}_{AB}^{(k)} + \mathbf{H}_B \mathbf{x}_{BA}^{(k)} + \mathbf{n}_R^{(k)}, \quad (1)$$

$$\mathbf{r}_A^{(k)} = \mathbf{r}_B^{(k)} = \mathbf{0}. \quad (2)$$

需注意的是, 在时隙 k , 节点 A, B 不能接收任何信号。这是因为从天线的实际角度考虑, 此时 A, B 正在发送信号, 在同一物理信道上, 天线不能再进行任何其他接收操作。

在下一时隙 $k+1$, 中继节点将经过放大的矢量 $\mathbf{G} \mathbf{r}_R^{(k)}$ 分别发送给节点 A, B 。不失一般性, 这里只考虑节点 A 上的处理问题, 节点 B 上具有相同的操作, 不再赘述。

一般来说, 对于 \mathbf{G}_m 的选择主要有两种, 分别表示为

$$\mathbf{G}_m = \sqrt{\frac{P/M}{\|\mathbf{H}_{A,m}\|^2 \frac{P_A}{N_A} + \sigma_R^2}}, \quad (3)$$

$$\mathbf{G}_m = \sqrt{\frac{P/M}{\sigma_{A,m}^2 \frac{P_A}{N_A} + \sigma_R^2}}. \quad (4)$$

式(3), (4)中: $P = P_A + P_B$ 为系统总发射功率; P/M 为中继 m 上的最大传输功率(系统采用等功率分配)。通常将式(3)称为可变增益, 式(4)称为固定增益。式(3)的 $\mathbf{H}_{A,m}$ 是瞬时信道状态信息值, 它是在不断变化之中的; 而式(4)的 $\sigma_{A,m}^2$ 在一定时间内基本保持不变, 有利于整个系统进行长期的功率约束控制。

应该考虑到这样一个实际情况: 当中继 m 与节点 A 之间的距离 $d_{ml} \geq d_{th}$ (d_{th} 为初始设定的距离门限值)时, 信道衰落变得很大 ($\sigma_{A,m}^2$ 变得很小), 如果仍用式(4)进行中继放大的话, 将会造成中继节点引入的噪声被过度放大, 严重影响系统性能。因此, 中继节点的增益矩阵为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{G}_m &= \sqrt{\frac{P/M}{\sigma_{A,m}^2 \frac{P_A}{N_A} + \sigma_R^2}}, & d_{ml} < d_{th}; \\ \mathbf{G}_m &= \sqrt{\frac{P/M}{\sigma_{th}^2 \frac{P_A}{N_A} + \sigma_R^2}}, & d_{ml} \geq d_{th}. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

其中: $\sigma_{ih}^2 = d_{ih}^{-\alpha}$.

假设信道具有对称性, 即 $H_{ij} = H_{ji}$ (H_{ij} 表示节点 i 到节点 j 的信道状态信息值). 因此在时隙 $k+1$, 节点 A 上的接收信号可以表示为

$$\mathbf{r}_A^{(k+1)} = \mathbf{H}_A \mathbf{G} \mathbf{r}_R^{(k)} + \mathbf{n}_A^{(k+1)}, \tag{6}$$

节点 A 上的噪声为高斯白噪声, 其分布为

$$\mathbf{n}_A^{(k+1)} \simeq \text{CN}(\mathbf{0}, \sigma_A^2 \mathbf{I}_{N_A}).$$

将式(1)代入式(5), 经整理可得

$$\mathbf{r}_A^{(k+1)} = [\mathbf{H}_A \mathbf{G} \mathbf{H}_A \quad \mathbf{H}_A \mathbf{G} \mathbf{H}_B] \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{AB}^{(k)} \\ \mathbf{x}_{BA}^{(k)} \end{bmatrix} + [\mathbf{H}_A \mathbf{G} \quad \mathbf{I}] \begin{bmatrix} \mathbf{n}_R^{(k)} \\ \mathbf{x}_A^{(k+1)} \end{bmatrix}. \tag{7}$$

1.2 秩亏 MIMO 信道容量分析

从式(7)中可以看到, 由于增益矩阵 \mathbf{G} 和 \mathbf{H}_A 信道矩阵的存在, 在时隙 $k+1$, 接收端上的噪声不再是高斯白噪声, 而变成有色噪声, 如图 2(a) 中所示.

令 $\mathbf{n}_c^{(k+1)} = \mathbf{H}_A \mathbf{G} \mathbf{n}_R^{(k)} + \mathbf{n}_A^{(k+1)}$ 表示有色噪声分量, 则 $\mathbf{n}_c^{(k+1)}$ 的自相关矩阵 Λ 可以表示为

$$\Lambda = E[\mathbf{n}_c^{(k+1)} (\mathbf{n}_c^{(k+1)})^H] = \sigma_A^2 \left[\mathbf{H}_A \mathbf{G} \mathbf{G}^H \mathbf{H}_A^H \frac{\sigma_r^2}{\sigma_A^2} + \mathbf{I}_{N_A} \right] = \sigma_A^2 \Lambda'. \tag{8}$$

类似于文[8]中给出的具体分析, 可以得到一个白化矩阵为

$$\mathbf{W} = \mathbf{D}^{-1/2} \mathbf{V}^H. \tag{9}$$

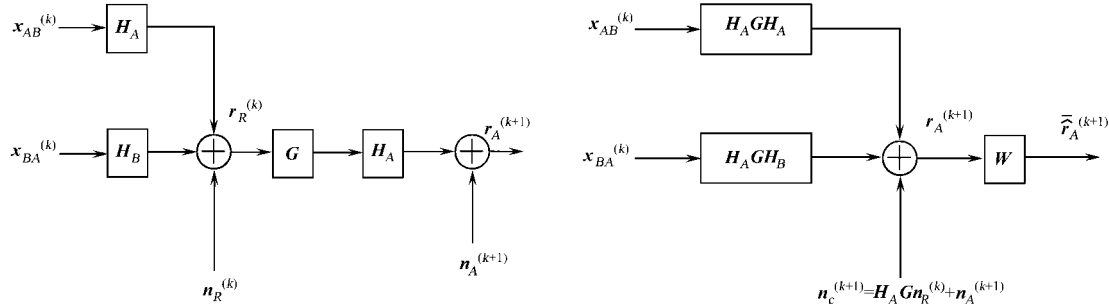
其中: $\Lambda' = \mathbf{W} \mathbf{D} \mathbf{V}^H$; $\mathbf{W} \mathbf{V}^H = \mathbf{V}^H \mathbf{V} = \mathbf{I}_{N_A}$.

从图 2(a) 转化而来的等效信道模型, 如图 2(b) 所示. 其白噪声表示为

$$\mathbf{w}^{(k+1)} = \mathbf{W} \mathbf{n}_c^{(k+1)},$$

而其分布为

$$\mathbf{w}^{(k+1)} \simeq \text{CN}(\mathbf{0}, \sigma_A^2 \mathbf{I}_{N_A}).$$



(a) 式(6)的结构图 (b) 等效信道模型

图 2 时隙 $k+1$ 的节点 A 上接收信号的结构图

Fig. 2 Block diagrams of received signal at the node A in time slot $k+1$

令 $\tilde{\mathbf{r}}_A^{(k+1)}$ 表示等效接收信号, 则可以表示为

$$\tilde{\mathbf{r}}_A^{(k+1)} = \mathbf{W} \mathbf{r}_A^{(k+1)} = [\mathbf{W} \mathbf{H}_A \mathbf{G} \mathbf{H}_A \quad \mathbf{W} \mathbf{H}_A \mathbf{G} \mathbf{H}_B] \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{AB}^{(k)} \\ \mathbf{x}_{BA}^{(k)} \end{bmatrix} + \mathbf{w}^{(k+1)}. \tag{10}$$

令 $\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{W} \mathbf{H}_A \mathbf{G} \mathbf{H}_A$, $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{W} \mathbf{H}_A \mathbf{G} \mathbf{H}_B$, 并将两个时隙联合考虑, 可以得到

$$\begin{bmatrix} \mathbf{r}_A^{(k)} \\ \tilde{\mathbf{r}}_A^{(k+1)} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \tilde{\mathbf{H}} & \hat{\mathbf{H}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_1} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{AB}^{(k)} \\ \mathbf{x}_{BA}^{(k)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{w}^{(k+1)} \end{bmatrix}. \tag{11}$$

从式(11)中可以发现, 若要对双向信道进行容量计算, 将会遇到这样一个问题. 即对于节点 A 来说, $\tilde{\mathbf{H}}$ 实际是一个干扰, 它不仅不会为 MIMO 系统的容量做出任何贡献, 反而会降低节点 A 处的信道容量.

因此, 为了能够有效地增加复合(两个时隙同时考虑)信道矩阵的秩, 形成特征值分布, 需要将信道矩阵 \mathbf{H}_1 转变为另一个形式. 即

$$\begin{bmatrix} \mathbf{r}_A^{(k)} \\ \mathbf{r}_A^{(k+1)} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \hat{\mathbf{H}} & \tilde{\mathbf{H}} \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_{\text{eq},1}} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{BA}^{(k)} \\ \mathbf{x}_{AB}^{(k)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{0} \\ \mathbf{w}^{(k+1)} \end{bmatrix}. \tag{12}$$

信道矩阵 $\mathbf{H}_{\text{eq},1}$ 描述了一个具有加性高斯白噪声的 $2N_A \times (N_A + N_B)$ 的 MIMO 信道. 尽管 \mathbf{H}_A 的秩仅为 1, 但通过上述变换, 复合信道矩阵 $\mathbf{H}_{\text{eq},1}$ 的秩显然得到了增加. 因此, 由文[1]可得在节点 A 上复合信道的容量为

$$C_{H,A} = \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_{2N_A} + \frac{P}{N_A \sigma_A^2} \mathbf{H}_{\text{eq},1} \mathbf{H}_{\text{eq},1}^H \right) \right). \tag{13}$$

同样, 在节点 B 也有类似的操作. 因此, 节点 B 上复合信道的容量可以表示为

$$C_{H,B} = \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_{2N_B} + \frac{P}{N_B \sigma_B^2} \mathbf{H}_{\text{eq},2} \mathbf{H}_{\text{eq},2}^H \right) \right). \tag{14}$$

其中: $\mathbf{H}_{\text{eq},2} = \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{W}\mathbf{H}_B\mathbf{G}\mathbf{H}_A & \mathbf{W}\mathbf{H}_B\mathbf{G}\mathbf{H}_B \end{bmatrix}.$

2 仿真验证

针对双向中继系统在秩亏 MIMO 信道条件下的性能进行仿真验证. 由于信道容量是一个随机变化量, 采用 10 000 次蒙特卡洛仿真, 可以得到秩亏 MIMO 信道容量的模拟结果. 假设节点 A, B 分别位于 $(-1, 0)$ 和 $(1, 0)$, M 个中继在由两节点作为焦点, 长半轴为 4、短半轴为 2 的椭圆内随机分布.

仿真实验中, 假设节点 A, B 处各有多根天线, 而为了简化分析, 假设双向中继处只有一根天线. 与文[8]相同, 仿真实验采用单径衰落信道模型, 其路径衰减指数为 $\alpha=4$. 此时, 假设节点 A, B 及中继处的噪声方差均相等.

3 性能分析

采用双向中继以实现节点 A, B 之间的信息交互. 因此, 节点 A, B 在信息交互的两个时隙里不直接互传信号. 这就是说, 忽略节点 A, B 之间的直传链路.

为了验证双向中继在 LOS MIMO 信道条件下的性能, 假设另外一种情况, 即在 LOS MIMO 信道条件下, 在上述两个时隙中节点 A, B 仍直接交互信息(不通过中继转发). 也就是说, 节点 A 在第 k 个时隙先通过直传链路向节点 B 发送信号; 然后, 节点 B 在第 $k+1$ 个时隙向节点 A 发送信号. 这种情况被称之为“直传”.

在平均接收信噪比(R_{SN}) 相同的情况下, 比较双向中继辅助不同种类 MIMO 链路的每条信道的容量(Q), 如图 3 所示. 图 3 中: $R_{\text{SN}} = 20 \text{ dB}$; $N_A = N_B$. 第 1 类为瑞利多径衰落 MIMO 信道, 节点 A, B 之间直接进行信息交互, 并利用该类性能仿真曲线作为容量的上边界. 第 2 类为 LOS MIMO 信道, 仍然采用双向中继方案, 并选择两种不同的中继数目. 第 3 类为无中继辅助“直传”信道, 可以将该类性能曲线视为容量的下边界.

由图 3 可知, 在 LOS MIMO 信道条件下, 随着节点 A, B 天线数目的增加, 所提出的中继方案与“直传”方案相比, 具有更大的容量和更好的系统性能. 从图 3 中可以发现, 所提出的方案在

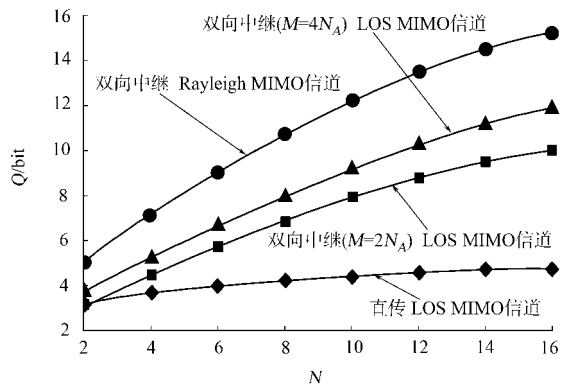


图 3 双向中继辅助不同 MIMO 信道的容量比较

Fig. 3 Comparisons of the capacity of different kinds of MIMO channels with bi-directional RLs assisted

LOS MIMO 信道条件下的性能劣于瑞利衰落 MIMO 信道. 这是因为选择 $M = 2N_A$ 和 $M = 4N_A$. 当 N_A 很小, M 没有足够大到可以提供富散射环境而造成的. 然而, 通过比较两条性能曲线可知, 随着中继数量的增加, 其作为“主动”散射体用来构成一种多径信道的作用将越来越明显.

比较增益矩阵 G_m 取值时对每条信道的容量(Q)的影响,如图4所示.从图4中可以看出,当 G_m 根据式(5)进行取值时,信道容量明显大于 G_m 根据式(4)取值时的信道容量.这是由于式(5)中使用了一个简单的门限约束,可以避免出现式(4)中远距离中继处的噪声被过度放大的恶劣情况,从而很好地提高了信道容量.

系统误码率(R_{BE})性能,如图5所示.在节点 A 上,利用自干扰消除的方法检测出节点 B 发送信号.其过程:首先,节点 A 从接收信号中去除自己发送信号的干扰;然后,利用最小均方误差频域均衡器来重构节点 B 的信号.

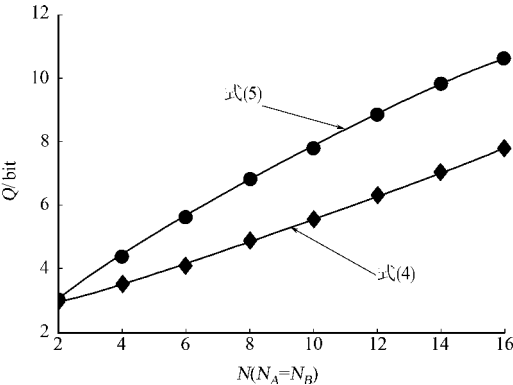


图4 不同增益矩阵下 MIMO 信道的容量比较
Fig. 4 Comparisons of the capacity of the MIMO channel with different channel gain matrixes

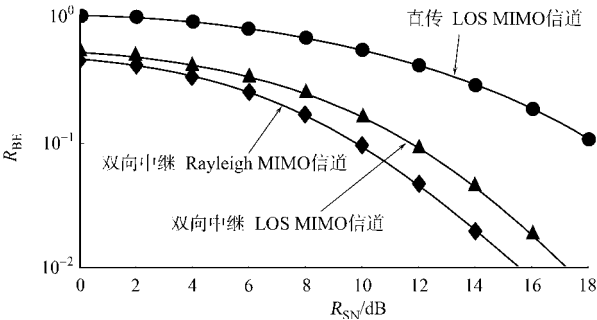


图5 不同传输方案的 MIMO 信道的误码率比较
Fig. 5 Comparisons of BER performance of MIMO channels with different transmitting schemes

为了尽可能从理论上提高 LOS MIMO 信道的性能,类似文[8],取 $N_A = N_B = 4, M = 80, \sigma_A^2 = \sigma_B^2 = \sigma_c^2 = 10^{-5}, \sigma_{th}^2 = 10^{-9}$ (即 $1/\sigma_{th}^2 = 90$ dB).由图5可知,当使用直传方案时,系统误码率性能很差.这是由于 LOS MIMO 信道矩阵的秩为1,直传方案无法利用 MIMO 信道的容量,因此该方案的性能从本质上来讲不能得到改善.然而,所提出方案的误码率性能却远远优于“直传”方案,且与瑞利 MIMO 信道相比仅有 2 dB 的损失.这就说明使用双向中继作为主动“散射体”可以提高 LOS MIMO 信道的秩,增加对信道容量的利用能力.

以上分析说明所提出的方案对于秩亏 MIMO 信道来说,可以充分利用 LOS MIMO 信道的容量.由于节点 A 接收的是叠加后的信息,因此与传统中继方案相比,在检测信息时的解码复杂度会有一定的增加.文[12-13]针对双向中继的解码问题给出各自的解决办法.通过较为简单的检测过程节点 A ,可以准确地检测到节点 B 发送的信息,而实际上,也能够找到合适的译码器,将其应用到所提出方案.

4 结束语

考虑到在一个 LOS 环境中, MIMO 信道矩阵呈现严重的秩亏特性,导致信道容量大大降低.为了解决这个问题,使用了协同双向中继来增加 MIMO 信道矩阵的秩.由于使用了双向中继辅助两个节点之间同时进行数据传输,仅需要两个时隙即可完成节点之间的信息交互,使得文中的方法较传统的半双工中继(需要4个时隙)而言,切实提高了频谱利用率.仿真结果表明,使用双向中继能够解决 MIMO 信道的秩亏问题,有效提高了 LOS MIMO 信道的容量.

参考文献:

[1] TELATAR E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels[J]. Eur Trans Telecommun, 1999, 10(6): 585-595.
[2] FOSCHJOMO G J. Layered space time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas[J]. Bell Labs Tech J, 1996, 1(2): 41-59.
[3] SARROS I, NIX A R. Design and performance assessment of high-capacity MIMO architectures in the presence of a line-of-sight component[J]. IEEE Trans Vehicular Technology, 2007, 56(4): 2194-2202.
[4] BØHAGEM F, ORTEN P, ØIEN G. Construction and capacity analysis of high-rank line-of-sight MIMO channels [C]// IEEE Wireless Communications and Networking Conference, New Orleans: [s. n.], 2005: 432-437.

- [5] VAN DER MEULEN E. Three-terminal communication channels[J]. Adv Appl Prob, 1971, 3: 120-154.
- [6] SATO H. Information transmission through a channel with relay[R]. Honolulu: University of Hawaii, 1976.
- [7] COVER T M, EL GAMAL A. Capacity theorems for the relay channel[J]. IEEE Trans Inform Theory, 1979, 25(5): 572-584.
- [8] WITTNEBEN A, RANKOV B. Impact of cooperative relays on the capacity of rank-deficient MIMO channels[C] // Proc 12th IST Summit on Mob and Wirel Comm Aveiro: [s. n.], 2003.
- [9] BOLCSKEI H, NABAR R, OYMAN O, et al. Capacity scaling laws in MIMO relay networks[J]. IEEE Trans Information Theory, 2006, 5(6): 1433-1444.
- [10] LIANG Ying-chang, ZHANG Rui. Optimal analogue relaying with multi-antennas for physical layer network coding [C] // Proc IEEE International Conference on Communications Beijing: [s. n.], 2008: 3893-3897.
- [11] WYREMBELSKI R F, OECHTERING T J, BJELAKOVIC I, et al. Capacity of Gaussian MIMO bidirectional broadcast channels[C] // Proc IEEE International Symposium on Information Theory. Toronto: [s. n.], 2008: 584-588.
- [12] PHEM T H, LIANG Y C, NALLANATHAN A, et al. On the design of optimal training sequence for bi-directional relay networks[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2009, 16(3): 200-203.
- [13] UNGER T, KLEIN A. Linear transceiver filters for relay stations with multiple antennas in the two-way relay channel[C] // Proc 16th IST Mobile and Wireless Summit. Budapest: [s. n.], 2007: 1-5.

Impact of Bi-Directional Relays on the Capacity of Rank-Deficient MIMO Channels

TU Jia, CAI Yue-ming

(Institute of Communications Engineering, PLA University of Science and Technology, Nanjing 210007, China)

Abstract: Aiming at the rank-deficient problem of multiple-input-multiple-output (MIMO) channel, the bi-directional relay based on the amplify-and-forward (AF) protocol is used to effectively increase the rank of the MIMO channels via forming the rich scattering environment. Because of bi-directional simultaneous transmission of data between the two nodes, the utilization of the spectral efficiency is increased. Theoretical analysis and simulation results show that compared with the MIMO channels without relay assistant, using bi-directional relays can solve the problem of rank-deficient MIMO channels. Because of using bi-directional relays, it requires half of the number of the time slots compared with the conventional AF relays utilizing the self-interference cancellation detection. The choice of the channel gain matrix adds the threshold restriction to the traditional AF protocol, so the capacity of the channel is improved further.

Keywords: multiple input multiple output; rank-deficient; channel; bi-directional relay; channel capacity

(责任编辑: 黄仲一 英文审校: 吴逢铁)