

MIMO-HARQ 系统中低反馈量序贯功率分配的传输方法

赵国栋 杨晨阳

(北京航空航天大学电子信息工程学院 北京 100191)

摘要: 混合自动重传请求(HARQ)是一种保证可靠通信的差错控制方式。通过采用空分复用 MIMO 技术和 HARQ 机制,可以进行高速可靠的通信。该文提出了一种 MIMO-HARQ 系统中以低反馈量进行序贯功率分配的传输方法,接收机根据当前的信道信息,搜索下次 HARQ 重传使用的最优天线间功率分配矢量,并将其序号反馈给发射机,序贯地实现码流间的功率分配。这种方法不仅需要的反馈量少,而且对反馈延迟的要求也很低。仿真分析表明,该方法可以显著提高系统在空间相关信道下的误码性能。

关键词: 无线通信; 多天线; 混合自动重传请求; 功率分配

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)07-1548-06

A Transmission Method for Sequential Power Allocation in MIMO-HARQ Systems

Zhao Guo-dong Yang Chen-yang

(School of Electronics and Information Engineering, Beihang University, Beijing 100191, China)

Abstract: Hybrid Automatic Retransmission reQuest (HARQ) is an error control method for reliable communications. Combining HARQ with Multiple-Input-Multiple-Output (MIMO) systems using spatial multiplexing can provide reliable high data rate transmission. In this paper, a sequential power allocation method is proposed in MIMO-HARQ systems. Based on channel state information, the receiver searches the optimal power allocation vector and sends its index back to transmitter, with which the transmitter sequentially allocates powers for next retransmission. The proposed method needs less feedback information and can tolerate large feedback delay. Simulation results show that it can significantly improve the BER performance in spatial correlated MIMO channels.

Key words: Wireless communication; MIMO; HARQ; Power allocation

1 引言

多输入多输出(MIMO)技术因其可以提高频谱效率被认为是下一代无线通信中的关键技术^[1],空分复用是 MIMO 系统提高频谱效率的有效途径之一。为了改善系统的可靠性,无线通信系统中往往采用 HARQ 机制。在 MIMO 系统中使用 HARQ,可以提供高速可靠的传输。不过,如果直接把 HARQ 应用到 MIMO 系统中,则不能充分发挥 MIMO 与 HARQ 技术的优势。目前,尽管人们已经从前向差错控制角度对 HARQ 进行了深入的研究,但是考虑 MIMO 系统的特点对 HARQ 技术进行设计的方法还不多^[2-8]。在联合设计 MIMO 和 HARQ 时,一方面可以利用 HARQ 来改善 MIMO 系统的性能,另一方面也可以利用 MIMO 技术来提高 HARQ 的性能。文献[2]针对 MIMO-HARQ 系统提出了平衰落

信道下的最优序贯线性预编码;文献[3]研究了采用极大似然接收机时 MIMO-HARQ 的传输方法;文献[4]研究了采用 MIMO-HARQ 结构进行分集-复用-延迟折衷的问题,从信息论角度分析了 MIMO 与 HARQ 的关系。文献[5, 6]提出了先对多次传输的信号进行合并再进行 MIMO 检测的方法,指出这种利用多次传输的信号进行联合检测的方法优于先检测后合并方法。另外, HARQ 可以提供时间分集,所以一些研究者利用 MIMO 技术将多次重传的准静态信道随机化,以提高分集增益。其中,文献[7],文献[5]和文献[8]分别提出了调整每次重传的码流顺序或网格编码调制分配方式、在发射天线前引入了一个随机扰动矩阵、以及通过天线交换来随机化信道的方法。在上述方法中,文献[2, 3]考虑了闭环 MIMO 技术,尽管可以达到很好的性能,但是发射端需要已知全部空间信道信息,不仅反馈量很大而且对反馈延时敏感;其它方法则考虑开环 MIMO 技术,不需要反馈信道信息,但性能较差。

在移动通信系统中, 无论采用频分双工(FDD)还是时分双工(TDD), 发射机得到较为准确的信道信息往往需要付出很大的代价, 特别是在快衰落系统中。为了降低反馈量并设计对时延不敏感的 MIMO-HARQ 传输方法, 本文提出一种启发式低复杂度序贯功率分配传输方法。这种方法利用天线交换达到码流间信噪比平衡, 并进一步通过码流间功率分配使线性接收机的噪声放大系数最小, 从而降低系统的误码率。与文献[2, 3]中提出的方法不同, 这种方法无须发射机已知空间信道信息, 故所需反馈量低且对反馈延时不敏感; 同时, 此方法考虑线性接收机, 故实现复杂度低。

2 信号模型

考虑基于数据包传输的空分复用 MIMO 系统, 其发射天线数为 M_t , 接收天线数为 M_r , 并且 $M_r \geq M_t$; 假设同时传输的码流数与发射天线数相同。考虑具有发射空间相关的 MIMO 频率选择性信道, 每对收发天线间的信道有 L 条可分辨多径, 可以表示为

$$\mathbf{H} = \widetilde{\mathbf{H}} \cdot \boldsymbol{\rho}_s \quad (1)$$

$$\text{其中, } \widetilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{11} & \cdots & \mathbf{H}_{1M_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{M_r,1} & \cdots & \mathbf{H}_{M_r,M_t} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_{i,j} =$$

$$\begin{bmatrix} h_{i,j}^1 & 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & 0 & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ h_{i,j}^L & \ddots & \ddots & h_{i,j}^1 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & h_{i,j}^L \end{bmatrix}_{(L+D-1) \times D}, \quad h_{i,j}^l \text{ 表示发射天线 } j \text{ 与接收天线 } i \text{ 间的第 } l \text{ 条可分辨多径信道系数, } D \text{ 表示每根发射天线上的传输数据块所包括的码元个数,}$$

发射相关信道矩阵, $\boldsymbol{\rho}_s$ 为空间相关系数, $\mathbf{E} =$

$$\boldsymbol{\rho}_s = \widetilde{\boldsymbol{\rho}}_s \otimes \mathbf{E}, \quad \widetilde{\boldsymbol{\rho}}_s = \begin{bmatrix} 1 & \cdots & \cdots & \rho_s^{M_t-1} \\ \vdots & 1 & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \rho_s^{M_t-1} & \cdots & \cdots & 1 \end{bmatrix}_{M_r \times M_t} \text{ 表示}$$

发射相关信道矩阵, $\boldsymbol{\rho}_s$ 为空间相关系数, $\mathbf{E} =$

$$\begin{bmatrix} 1 & \cdots & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & \cdots & 1 \end{bmatrix}_{(L+D-1) \times D}, \text{ 运算符“} \otimes \text{”表示 Kronecker 积。}$$

发射数据经过调制后以数据块的形式进行传输, 发射信号可以表示成:

$$\mathbf{x} = [x_{11} \ x_{12} \ \cdots \ x_{1D} \ \cdots \ x_{M_t,1} \ x_{M_t,2} \ \cdots \ x_{M_t,D}]^T$$

接收信号可以表示为

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{w} \quad (2)$$

其中 $\mathbf{r} = [r_{11} \ r_{12} \ \cdots \ r_{1(L+D-1)} \ \cdots \ r_{M_r,1} \ r_{M_r,2} \ \cdots \ r_{M_r,(L+D-1)}]^T$, \mathbf{w} 为噪声矢量, 其元素为零均值、方差为 σ_w^2 的复高斯随机变量。

3 MIMO-HARQ 系统模型

为了便于分析, 本文考虑采用单个循环冗余校验(CRC)的停等型 HARQ 技术。假设每个数据包的长度相等, 每次重传相同的数据包。若数据重传了 T 次, 则接收信号可以写成:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{r}^{(1)} \\ \mathbf{r}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{r}^{(T)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{(1)}\mathbf{P}^{(1)} \\ \mathbf{H}^{(2)}\mathbf{P}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{H}^{(T)}\mathbf{P}^{(T)} \end{bmatrix} \mathbf{x} + \begin{bmatrix} \mathbf{w}^{(1)} \\ \mathbf{w}^{(2)} \\ \vdots \\ \mathbf{w}^{(T)} \end{bmatrix} \triangleq \boldsymbol{\Omega}\mathbf{x} + \mathbf{W} \quad (3)$$

其中 $\mathbf{P}^{(m)}$ 和 $\mathbf{H}^{(m)}$ 分别为发射第 m 个数据包时的预处理矩阵和信道矩阵, \triangleq 表示定义操作。

本文采用信号级合并后检测的方法, 即对多次传输数据的接收信号先进行合并、然后再进行线性检测。对于第 T 次传输后的接收信号矩阵 \mathbf{R} , 由式(3)可知经过匹配滤波后的信号为

$$\mathbf{Y} = \boldsymbol{\Omega}^H \mathbf{R} = \mathbf{C}_T \cdot \mathbf{x} + \sum_{m=1}^T (\mathbf{H}^{(m)}\mathbf{P}^{(m)})^H \mathbf{w}^{(m)} \quad (4)$$

其中 $\mathbf{C}_T = \sum_{m=1}^T (\mathbf{H}^{(m)}\mathbf{P}^{(m)})^H (\mathbf{H}^{(m)}\mathbf{P}^{(m)})$ 。经过线性检测后, 可得到发射码元的估计为

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{G}^{(T)}\mathbf{Y} = \mathbf{G}^{(T)} \cdot \mathbf{C}_T \cdot \mathbf{x} + \mathbf{G}^{(T)} \cdot \sum_{m=1}^T (\mathbf{H}^{(m)}\mathbf{P}^{(m)})^H \mathbf{w}^{(m)} \quad (5)$$

其中, $\mathbf{G}^{(T)} = \left(\sum_{m=1}^T (\mathbf{H}^{(m)}\mathbf{P}^{(m)})^H (\mathbf{H}^{(m)}\mathbf{P}^{(m)}) + \frac{\alpha\sigma_w^2}{E_s} \right)^{-1}$

$\cdot \mathbf{I}_{M_T \cdot D}$, $E_s = \frac{E\{\mathbf{x}^H \cdot \mathbf{x}\}}{M_t \cdot D}$ 表示发射信号的平均功率, 当 $\alpha = 0$ 时该线性检测器为迫零(ZF)接收机, 当 $\alpha = 1$ 时为最小均方误差(MMSE)接收机。

4 低反馈量预处理与序贯功率分配方法

为了降低反馈量, 我们采用开环 MIMO 技术, 这样用于 HARQ 预处理的反馈信息可以与 NACK 信令一起传输, 同时可以大大降低系统对反馈延迟的要求。在空分复用中, 系统的平均误码率为各路

码流误码率的平均值, 信噪比低的码流会成为影响系统平均误码率的瓶颈。另外, 线性接收机的噪声放大大会降低所有码流的信噪比。根据式(5), 第 i 路码流的信噪比为

$$\gamma_i = \frac{E_s}{N_0[\mathbf{G}^T]_{i,i}} = \frac{E_s}{N_0 \left[\sum_{m=1}^T (\mathbf{H}^{(m)} \mathbf{P}^{(m)})^H (\mathbf{H}^{(m)} \mathbf{P}^{(m)}) + \frac{\alpha \sigma_\omega^2}{E_s} \mathbf{I}_{M_T \cdot D} \right]^{-1}_{i,i}}, \quad i = 1, \dots, M_t \quad (6)$$

其中 $[\mathbf{G}^T]_{i,i}$ 表示 \mathbf{G}^T 的第 i, i 个元素, $\mathbf{I}_{M_t \cdot D}$ 表示 $M_t \cdot D$ 维的单位阵。把 \mathbf{G}^T 定义为 \mathbf{A}/β , 其中 $\beta = \det \left(\sum_{m=1}^T (\mathbf{H}^{(m)} \mathbf{P}^{(m)})^H (\mathbf{H}^{(m)} \mathbf{P}^{(m)}) + \frac{\alpha \sigma_\omega^2}{E_s} \mathbf{I}_{M_T \cdot D} \right)$, 则将上式重写为

$$\gamma_i = \frac{E_s}{\frac{N_0}{\beta} [\mathbf{A}]_{i,i}} = \frac{E_s \beta}{N_0 [\mathbf{A}]_{i,i}}, \quad i = 1, \dots, M_t \quad (7)$$

从式(7)可见, 所有码流的信噪比 γ_i 都受到 β 的影响。众所周知, $1/\beta$ 表示在线性接收机检测时的噪声放大系数, $1/\beta$ 越小, 系统的误码率(BER)性能也就越好; 另外, 每路码流的 γ_i 还都受到 $(\mathbf{A})_{i,i}$ 的影响, 即在每次信道实现中各个码流的接收信噪比不同。信噪比最低的码流解调性能最差, 将成为系统误码率瓶颈。为了降低系统平均 BER, 利用有限的反馈信息进行预处理: 通过天线交换达到码流间信噪比的平衡, 通过序贯功率分配使噪声放大系数最小。此时的预处理矩阵 $\mathbf{P}^{(m)}$ 由天线映射矩阵 $\mathbf{P}_L^{(m)}$ 和功率分配矩阵 $\mathbf{P}_R^{(m)}$ 构成:

$$\mathbf{P}^{(m)} = \mathbf{P}_L^{(m)} \mathbf{P}_R^{(m)} \quad (8)$$

其中 $\mathbf{P}_L^{(m)}$ 为一个交换矩阵, 表示第 m 次传输时码流与天线之间的映射关系, $\mathbf{P}_R^{(m)} = \text{diag}\{p_1, p_2, \dots, p_{M_t}\}$, 它的每个元素表示对应码流的功率分配值, 且满足和功率限制: $\sum_{j=1}^{M_t} p_j^2 = M_t$ 。当 $\mathbf{P}_R^{(m)} = \mathbf{I}_{M_t}$ 时, 表示对各码流进行等功率分配。

4.1 天线映射矩阵 $\mathbf{P}_L^{(m)}$ 的设计

每次重传时, 通过天线交换可以使各个码流的接收信噪比接近相等。第 1 次传输时, 天线交换矩阵为 $\mathbf{P}_L^{(1)} = \mathbf{I}$, 它反映了 M_t 路码流与 M_t 根天线间的映射关系。为了表达的方便, 下面用列向量的位置及其元素来表示第 m 次传输时发射天线与码流间的映射关系: $\boldsymbol{\mu}^{(m)} = [\mu_1^m \dots \mu_{M_t}^m]^T$, 其中第 1 个元素为 μ_1^m , 表示通过第 1 根发射天线传输第 μ_1^m 路码流, 第 M_t 个元素为 $\mu_{M_t}^m$ 表示通过第 M_t 根发射天线

传输第 $\mu_{M_t}^m$ 路码流。因此, 第 1 次传输时, $\boldsymbol{\mu}^{(1)} = [1 \dots M_t]^T$ 。在 $m-1$ 次传输后, 把 M_t 路码流的接收信噪比 γ_i 按照降序排序, 得到 $\boldsymbol{\mu}^{(m-1)} = [\mu_1^{m-1} \dots \mu_{M_t}^{m-1}]^T$, 其中第 μ_1^{m-1} 路码流的接收信噪比最大, $\mu_{M_t}^{m-1}$ 路码流的接收信噪比最小。根据 $\boldsymbol{\mu}^{(m-1)}$ 可以得到第 m 次传输的天线交换矩阵 $\mathbf{P}_L^{(m)}$, 它可以由单位阵变换而来: 对 $M_t \times M_t$ 维单位阵 \mathbf{I} 的第 μ_1^{m-1} 行与第 $\mu_{M_t-i+1}^{m-1}$ 行交换, 就可以得到第 m 次传输的天线交换矩阵 $\mathbf{P}_L^{(m)}$, 其中 $i = 1, \dots, \lfloor M_t/2 \rfloor$, 符号 $\lfloor \bullet \rfloor$ 表示向下取整。这样就可以由 $\mathbf{P}_L^{(m)}$ 计算出第 m 次传输时天线与码流间的映射向量 $\boldsymbol{\mu}^{(m)} = \mathbf{P}_L^{(m)} \boldsymbol{\mu}^{(m-1)}$ 。

4.2 功率分配矩阵 $\mathbf{P}_R^{(m)}$ 的设计

为了便于分析与表述, 本节考虑准静态信道, 即 $\mathbf{H}^{(1)} = \dots = \mathbf{H}^{(T)}$, 但根据下一节的仿真分析可知, 这种序贯功率分配算法也同样适用于快衰落信道。为了使由线性接收机带来的噪声放大最小, 在第 $m-1$ 次传输后, 在上述天线交换的基础上, 可以在接收端基于如下的优化目标计算第 m 次传输时需要的最优功率分配:

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{P}_{R_opt}^{(m)} = \max_{\mathbf{P}_R^{(m)}} \beta = \max_{\mathbf{P}_R^{(m)}} \det \left[\mathbf{C}_{m-1} + (\mathbf{P}_R^{(m)})^H \right. \\ \left. \cdot (\mathbf{P}_L^{(m)})^H (\mathbf{H}^{(m)})^H (\mathbf{H}^{(m)}) (\mathbf{P}_L^{(m)}) (\mathbf{P}_R^{(m)}) \right] \\ \text{s.t. } \text{Tr}(\mathbf{P}_R^{(m)})^H (\mathbf{P}_R^{(m)}) = M_t, \quad m = 2, \dots, T \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

根据准静态信道假设, 在第 m 次传输前计算 $\mathbf{P}_{R_opt}^{(m)}$ 时所用到的信道 $\mathbf{H}^{(m)} = \mathbf{H}^{(m-1)}$, 假设接收端已知所有重传时的信道信息。式(9)是一个非凸的优化问题, 无法在一般情况下得到显示解。此外, 即使通过计算量极大的穷举搜索方法得到了最优解, 还需要较高的反馈量把 M_t 维的功率分配向量 $\mathbf{P}_{R_opt}^{(m)}$ 反馈给发射机。为了降低反馈量, 并使所得到的功率分配向量对信道延时不敏感, 首先确定需要重传几路码流, 而后对需要重传的码流进行等功率分配, 将无须重传的码流功率设为零。对于天线个数不多的实际系统, 需要同时重传的码流组合的可能性有限, 可以采用搜索使噪声放大系数倒数最大的重传码流组的方法来寻找最优功率分配方案。

设在第 m 次传输进行功率分配时有 Π 个可能的功率分配矩阵: $\mathbf{P}_R^{(m)}(i)$, 其中 $i = 1, \dots, \Pi$, 在 4 发 4 收系统中有 $\Pi = 15$ 种可能性, 在两发两收系统中有 $\Pi = 3$ 种可能性。定义 Γ_i 为第 i 种功率分配方案选出的需要重传数据的天线标号的集合, 则对于第 l 和 n 个码流 ($l \neq n$), $\mathbf{P}_R^{(m)}(i) = \text{diag}[p_{Rl}^{(m)} \dots p_{RM_t}^{(m)}]$ 应满足下列关系: 当 $l \notin \Gamma_i$ 时, $p_{Rl}^{(m)} = 0$; 当 $l, n \in \Gamma_i$ 时, $p_{Rl}^{(m)} = p_{Rn}^{(m)}$ 且 $\sum_{l \in \Gamma_i} p_{Rl}^{(m)} = M_t$ 。这时对应

的噪声放大系数的倒数 $\beta(i)$ 将是 $\mathbf{P}_R^{(m)}(i)$ 的函数, 式(9)的优化问题可以转化为

$$\mathbf{P}_{R_opt}^{(m)} = \max_{\mathbf{P}_R^{(m)}(i), i=1, \dots, \Pi} \beta(i) \quad (10)$$

在进行反馈时, 接收机只需要反馈 $\mathbf{P}_{R_opt}^{(m)}$ 中非零元素所对应的天线与码流间的映射向量 $\boldsymbol{\mu}_{opt}^{(m)}$ 即可。发射机在收到 $\boldsymbol{\mu}_{opt}^{(m)}$ 后, 根据 $\boldsymbol{\mu}_{opt}^{(m)}$ 与 $\mathbf{P}_L^{(m)}$ 的对应关系重建出天线交换阵 $\mathbf{P}_L^{(m)}$, 再根据 $\boldsymbol{\mu}_{opt}^{(m)}$ 中非零元素的个数和位置, 来重构功率分配矩阵 $\mathbf{P}_R^{(m)}$, 从而得到预处理矩阵 $\mathbf{P}^{(m)} = \mathbf{P}_L^{(m)} \mathbf{P}_R^{(m)}$ 。在反馈 $\boldsymbol{\mu}_{opt}^{(m)}$ 时, $\boldsymbol{\mu}_{opt}^{(m)}$ 中每个元素表示相应发射天线所传输的码流标号, 当有 M_t 路码流时, 反馈 $\boldsymbol{\mu}_{opt}^{(m)}$ 所需要反馈量为

$$B = M_t \cdot \lceil \log_2 M_t \rceil \quad (11)$$

其中符号 $\lceil \bullet \rceil$ 表示向上取整。

下一节的仿真分析表明, 在由式(10)搜索最优功率分配向量时, 仅需要搜索几种可能性就可以达到与搜索全部可能性相同的误码率性能, 在 4 发 4 收 MIMO 系统中, 只需搜索重传两路码流的情况即可, 此时只有 6 种可能的功率分配向量, 需要 3 bit 反馈; 在两发两收 MIMO 系统中, 仅搜索重传一路码流的情况即可, 这样就只有两种可能性, 仅需要 1 bit 的反馈量。

综上所述, 本文所设计的低反馈预处理包括天线交换和功率分配两个部分: 在对某次传输的接收信号进行匹配滤波后, 接收机按信噪比的大小逆序地把数据流映射到天线上, 即信噪比高的码流将在重传时使用质量差的信道, 而信噪比低的码流使用质量高的信道, 从而可以确定天线交换矩阵; 而后接收机根据事先由收发天线数确定的需重传码流数, 通过搜索几种可能性得到式(9)的优化结果, 即需要重传的码流号。对需重传的码流进行等功率分配, 将无须重传的码流功率设为零, 从而可以确定功率分配矩阵。

5 仿真分析

假设理想同步、理想信道估计和理想反馈, 采用 QPSK 调制。发射信噪比定义为平均的发射功率与平均噪声功率的比值。考虑了平衰落和有 6 条可分辨多径的频率选择性瑞利信道, 功率延迟分布为指数衰落。仿真中假设在一个数据包的传输时间内信道不发生变化, 而不同数据包传输时经历的信道满足如下关系:

$$\mathbf{H}^{(m-1)} = \rho_t \mathbf{H}^{(m)} + \sqrt{1 - \rho_t^2} \mathbf{Q}, \quad m \geq 2 \quad (12)$$

其中, ρ_t 为两个相邻数据包经历的信道 $\mathbf{H}^{(m-1)}$ 与 $\mathbf{H}^{(m)}$ 之间的时间相关系数, \mathbf{Q} 为随机矩阵, 其元素为零均值复高斯随机变量。当没有特别指明时, 仿

真中信道的空间相关系数为 0.5, 时间相关系数为 0.8, 传输次数 $T=2$ 。

5.1 不同目标函数下功率分配的性能

在图 1 中, 我们对以 $\max \beta$ 为目标函数的序贯功率分配算法与以最小平均误码率为目标函数的最优功率分配方法进行比较, 再将低反馈量序贯功率分配方法的性能与最优性能进行比较。图中的“min(BER)功率分配”是在天线交换的基础上、穷举搜索功率分配值使误码率最小, 这里假设两天线的功率之和为 2, 每根天线以 0.1 为步长搜索, 其中误码率通过式(8)计算接收信噪比, 再通过 Q 函数得到; “max β 功率分配”指在天线交换的基础上、穷举搜索所有的功率分配值使 β 最大的方法; “功率分配+天线交换”就是低反馈量序贯功率分配的方法, 在两发两收 MIMO 系统采用了搜索两种可能性的方法。

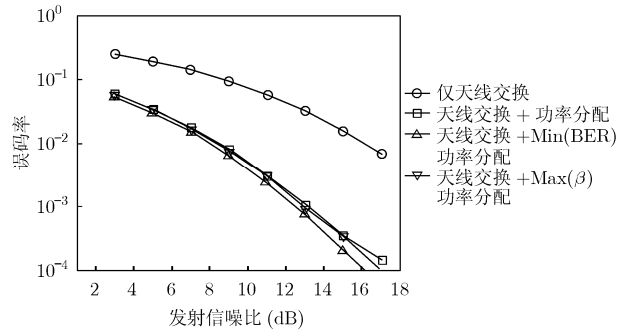


图 1 2x2MIMO 不同目标函数下功率分配的性能

可以看出, “功率分配+天线交换”比“仅天线交换”方法有很大的优势, 两发两收系统在 $BER=10^{-2}$ 时有 8 dB 的信噪比增益。而“min(BER)功率分配”和“max (β) 功率分配”性能差别不大, 说明在天线交换的基础上做功率分配使噪声放大最小的方法可以获得接近最优的性能; 而“max (β) 功率分配”与“功率分配+天线交换”差别很小, 可见这种低反馈量方法可以达到近最优的性能。另外, 4 发 4 收系统可以得到相似的结论。因此, 下面将在两发两收系统中采用这种低反馈量功率分配方法评估算法的性能。

5.2 空间、时间相关平衰落信道下的性能

图 2 给出了空间独立信道下, “仅天线交换”和“天线交换+功率分配”两种方法在达到 $BER=10^{-3}$ 时所需要的信噪比随时间相关性的变化曲线。这里的时间相关性是指不同次传输(重传)间的相关性, 这个参数反映了信道的块衰落特性。可以看出, 两种方法的性能都随时间相关性的增加而提高, “天线

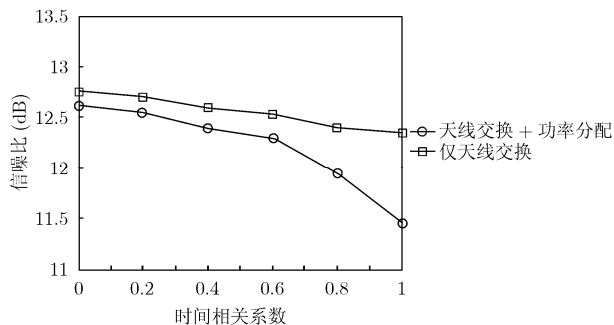


图 2 空间独立、时间相关平衰落信道下的性能

交换+功率分配”比“仅天线交换”方法性能好，同时，随时间相关性的增加优势更明显。这说明“天线交换+功率分配”方法更适用于准静态信道。

图 3 为准静态信道和快衰落信道下，两种方法随空间相关性变化的性能。可以看出，在静态信道下，随着空间相关系数的增加，“仅天线交换”方法性能迅速变差，而“天线交换+功率分配”方法对空间相关不敏感，具有较好的鲁棒性。因此，“天线交换+功率分配”方法可以有效地改善空间相关信道下的系统性能；在快衰落信道下，可以得到与准静态信道下相似的结论，说明此低反馈量序贯功率分配方法可以应用于快衰落信道，有效改善空间相关性下系统的性能。

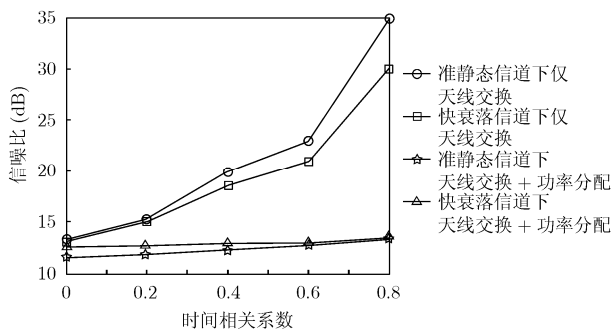


图 3 空间相关平衰落信道下的性能

5.3 与传统时间维功率分配的比较

传统的功率分配都是在时间维上进行的，即在保证 FER 的前提下，来设计不同次重传的功率，以使总功率最小^[9]，而本文提出的方法是在空间维上分配功率。图 4 在 MIMO-HARQ 系统中对仅在时间维进行功率分配和空时二维进行功率分配的方法进行了分析。仿真中假设两次传输的总功率为 4。横坐标为第 1 次传输所需要的能量，当它为 2 时表示前后两次传输等功率分配，随着横坐标数值增加，表示第 1 次发射需要的能量逐渐增多。图中曲线为系统达到 $BER=10^{-3}$ 时所需要的 SNR 随第 1 次传输

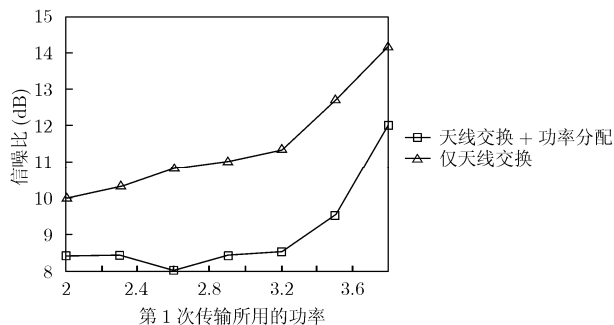


图 4 序贯功率分配方法与传统时间维功率分配

功率分配值变化的关系。“仅天线交换”没有空间维功率分配，就是传统时间维功率分配的方法；而“天线交换+功率分配”方法则进行空时二维的功率分配。

可以看出，“天线交换+功率分配”的性能明显优于“仅天线交换”，说明在 MIMO 系统中，空间维功率分配比较有效；而对于时间维的功率分配，“仅天线交换”方法在时间维等功率分配时性能最好；在“天线交换+功率分配”方法中，给第 1 次传输分配适当多的功率可以提高性能，但是性能改善不大， $BER=10^{-3}$ 时 SNR 有 0.5 dB 左右的提高。可见，在 MIMO 中，在空间上进行功率分配(即天线间功率分配)比时间功率分配更加有效。

6 结论

本文从低反馈量、低复杂度的角度出发，提出了一种启发式 MIMO-HARQ 序贯功率分配方法。通过在天线交换的基础上对各数据流进行功率分配，可以明显改善系统在空间、时间相关信道中的性能，其性能优于传统的数据级合并、时间功率分配和只进行天线交换的 MIMO-HARQ 方法。由于发射端预处理无需全部信道信息，这种方法需要的反馈量很低，对反馈延迟的要求也很低，与 NACK 信令一起反馈即可。

参考文献

- [1] Paulraj A, Gore D, and Nabar R, *et al.* An overview of MIMO communications—A key to gigabit wireless. *Proc. IEEE*, 2004, 92(2): 198-218.
- [2] Sun H, Manton J, and Ding Z. Progressive linear precoder optimization for MIMO packet retransmissions. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2006, 24(3): 448-456.
- [3] Xie G, Xiong F, and Liu S, *et al.* New adaptive HARQ schemes in MIMO TDD system using SVD. *Proc. of IEEE Global Telecommunication Conference*, Washington DC, USA, 2007: 26-30.
- [4] Gamal H, Caire G, and Damen M. The MIMO ARQ channel:

- Diversity–multiplexing–delay tradeoff. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2006, 52(8): 3601–3621.
- [5] Onggosanusi E, Dabak A, and Yan H, *et al.* Hybrid ARQ transmission and combining for MIMO systems. Proc. of IEEE International Conference on Communications, Seattle, USA, 2003: 3205–3209.
- [6] Bai C, Krzymien W, and Fair I. Hybrid-ARQ for layered space time MIMO systems with channel state information only at the receiver. Proc. of IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Hongkang, China, 2007: 546–551.
- [7] Koike T, Murata H, and Yoshida S. Hybrid ARQ scheme suitable for coded MIMO transmission. Proc. of IEEE International Conference on Communications, Paris, France, 2004: 2919–2923.
- [8] Kim B and Hwang S. A novel antenna allocation in V-BLAST system with hybrid ARQ. Proc. of IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Hongkang, China, 2007: 1068–1072.
- [9] Gu J, Nie S, and Wang D, *et al.* Optimal HARQ procedures for reverse link. Proc. of IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Barcelona, Spain, 2004: 875–879.
- 赵国栋: 男, 1982 年生, 博士生, 研究方向为无线通信中的信号处理技术.
- 杨晨阳: 女, 1965 年生, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为超宽带无线通信、无线传感网和 MIMO 等无线通信中的信号处理技术.