

## 基于相位旋转的多跳 Alamouti 放大转发协作方案

田心记 袁超伟\* 胡紫巍 李琳

(北京邮电大学信息与通信工程学院 北京 100876)

**摘要:** 多跳 Alamouti 放大转发(AAF-MH)协作方案中, 信号的传输没有考虑信道状态信息(CSI)。针对此问题, 该文提出了基于相位旋转的多跳 Alamouti 放大转发(AAF-MH-PR)协作方案, 通过部分中继节点发送的信号旋转适当的角度, 改变了系统的等效信道矩阵。理论分析表明 AAF-MH-PR 的可靠性显著优于 AAF-MH, 仿真结果验证了理论分析的正确性, 误符号率(SER)为  $10^{-5}$  时, AAF-MH-PR 只需 1 bit 的反馈量就获得了 5 dB 的增益。

**关键词:** 无线通信; 多跳; 协作; 反馈; 可靠性; 相位旋转

中图分类号: TN911.22

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)-04-0880-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.00930

## Multi-hop Alamouti Amplify and Forward Cooperative Scheme Based on Phase Rotation

Tian Xin-ji Yuan Chao-wei Hu Zi-wei Li Lin

(School of Information and Communication Engineering,

Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

**Abstract:** The Channel State Information (CSI) is not taken into consideration in Multi-Hop Alamouti Amplify and Forward (AAF-MH) cooperation protocol. For this issue, Multi-Hop Alamouti Amplify and Forward with Phase Rotation (AAF-MH-PR) cooperative scheme is proposed, in which the effective channel matrix is changed by applying a proper rotation at transmitted signals of partial relay. Theoretical analysis shows that the reliability of AAF-MH-PR is significantly better than that of AAF-MH. Simulation demonstrates the validity of theoretical analysis and the proposed scheme provides a 5 dB gain at a Symbol Error Rate (SER) of  $10^{-5}$  over AAF-MH with only 1 bit feedback amount.

**Key words:** Wireless communication; Multi-hop; Cooperative; Feedback; Reliability; Phase rotation

### 1 引言

协作分集技术可以构成虚拟的多输入多输出(MIMO)系统, 从而获得了空间分集<sup>[1-8]</sup>。文献[4]指出, 若在两跳的协作系统中采用空时编码, 高信噪比下可以获得分集增益  $k$  ( $k$  为参加协作的中继节点的数量), 因此, 空时编码协作分集技术受到了很多的关注, 例如, 文献[5-7]相继提出了不同类型的分布式空时分组码(Distributed Space Time Block Code, DSTBC), 然而, 以上几种 DSTBC 都基于两跳协作系统而设计。文献[8]将 DSTBC 引入到多跳协作系统中, 提出了多跳 Alamouti 放大转发(Multi-hop Alamouti Amplify and Forward, AAF-MH)协作方案, 该方案至少包括 3 个时隙, 其性能优于基于 DSTBC 的两跳协作方案, 然而, AAF-MH 中信号的传输没有利用信道状态信息(Channel State Information, CSI), 其可靠性还有提升的空

间。

针对此问题, 本文提出了一种基于相位旋转的多跳 Alamouti 放大转发(AAF-MH with Phase Rotation, AAF-MH-PR)协作方案, 该方案以最小化成对差错概率(Pair Error Probability, PEP)为目标而设计, 因此 AAF-MH-PR 降低了系统的 PEP、提高了可靠性。仿真结果显示, 误符号率(Symbol Error Rate, SER)为  $10^{-5}$  时, AAF-MH-PR 只需 1 bit 的反馈量就获得了 5 dB 的增益。

### 2 系统模型

图 1 给出了 AAF-MH-PR 协作方案的系统模型, 与 AAF-MH 协作方案相同, 该系统也包含一个源节点  $S$ , 4 个放大转发的中继节点  $R_k$  ( $k = 1, 2, 3, 4$ ) 和一个目的节点  $D$ , 每个节点配置单根天线且都是半双工的, 即不能同时发送和接收信号。

AAF-MH-PR 方案中, 信息的传输也需要 3 个步骤。第 1 步, 源节点  $S$  发送信息  $\mathbf{s} = [s(1), s(2)]^T$  给中继节点  $R_1$  和  $R_2$ ,  $s(1)$  和  $s(2)$  是调制信号。第 2 步, 中继节点  $R_1$  和  $R_2$  对其接收信号进行处理后分别发

2010-08-31 收到, 2010-11-18 改回

国家自然科学基金(60872149)资助课题

\*通信作者: 袁超伟 yuancw2000@bupt.edu.cn

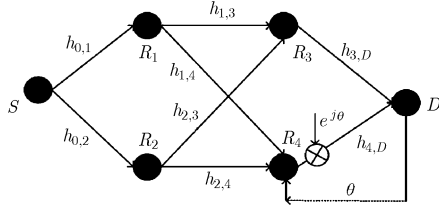


图 1 AAF-MH-PR 协作方案的系统模型

送给中继节点  $R_3$  和  $R_4$ 。AAF-MH-PR 方案与 AAF-MH 方案的区别在于传输方案的第 3 步, AAF-MH 方案中,  $R_3$  和  $R_4$  分别将其接收信号发送给  $D$ ; 而 AAF-MH-PR 方案中,  $R_4$  将其接收信号旋转角度  $\theta$  后发送给  $D$ ,  $R_3$  将其接收信号发送给  $D$ , 其中  $\theta$  从接收端反馈而来,  $0 \leq \theta < \pi$ 。

采用 AAF-MH 方案时系统的接收信号  $y_{3h}$  表示如下<sup>[8]</sup>:

$$y_{3h} = \sqrt{\eta_2/P_2} (s_3 h_{3,D} + s_4 h_{4,D}) + w_D \quad (1)$$

其中

$$s_l = \sqrt{\frac{2\eta_0\eta_l}{P_1}} \begin{bmatrix} s(1) & -s^*(2) \\ s(2) & s^*(1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_{0,1}h_{1,l} \\ h_{0,2}h_{2,l} \end{bmatrix} + n_l, \quad l = 3, 4 \quad (2)$$

$$n_l = w_l + \sqrt{\eta_l/P_1} (w_1 h_{1,l} + \tilde{w}_2 h_{2,l}) \quad (3)$$

$s_l$  ( $l = 3, 4$ ) 是  $R_l$  的发送信号;  $2\eta_0$  是  $S$  的发送信号的信噪比;  $\eta_1$  是  $R_1$  和  $R_2$  的放大因子,  $\eta_2$  分别是  $R_3$  和  $R_4$  的放大因子;  $P_1 = 1 + 2\eta_0$ ,  $P_2 = 1 + 2\eta_1$ ;  $h_{0,i}$  表示  $S$  到  $R_i$  ( $i = 1, 2$ ) 的信道系数,  $h_{i,l}$  表示  $R_i$  到  $R_l$  的信道系数,  $h_{i,D}$  表示  $R_i$  到  $D$  的信道系数; 噪声向量  $n_l$ ,  $w_D$  和  $w_i$  ( $i = 1, 2, 3, 4$ ) 的具体说明见文献[8],  $\tilde{w}_2 = [-w_2^*(2) \ w_2^*(1)]$ 。

引入相位旋转后,  $R_4$  的发送信号为  $s_4 e^{j\theta}$ , 因此, 所提方案的接收信号  $y'_{3h}$  可以表示为

$$y'_{3h} = \sqrt{\eta_2/P_2} (s_3 h_{3,D} + s_4 e^{j\theta} h_{4,D}) + w_D \quad (4)$$

将式(2)代入式(4)得

$$y'_{3h} = \sqrt{\frac{2\eta_0\eta_1\eta_2}{P_1 P_2}} \mathbf{S} \mathbf{H} + n \quad (5)$$

其中

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{0,1}h_{1,3}h_{3,D} + e^{j\theta}h_{0,1}h_{1,4}h_{4,D} \\ h_{0,2}h_{2,3}h_{3,D} + e^{j\theta}h_{0,2}h_{2,4}h_{4,D} \end{bmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s(1) & -s^*(2) \\ s(2) & s^*(1) \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$n = w_3 + \sqrt{\eta_2/P_2} (n_3 h_{3,D} + n_4 e^{j\theta} h_{4,D}) \quad (8)$$

$\mathbf{H}$ ,  $\mathbf{S}$  和  $n$  分别是系统的等效信道矩阵, 等效发送信号和噪声向量。由式(6)可看出,  $\theta$  的引入可以改变系统的等效信道矩阵  $\mathbf{H}$ 。

AAF-MH 方案中,  $\theta = 0$ , 此时, 系统的等效信道矩阵  $\mathbf{H}'$  为

$$\mathbf{H}' = \begin{bmatrix} h_{0,1}h_{1,3}h_{3,D} + h_{0,1}h_{1,4}h_{4,D} \\ h_{0,2}h_{2,3}h_{3,D} + h_{0,2}h_{2,4}h_{4,D} \end{bmatrix} \quad (9)$$

比较  $\mathbf{H}$  和  $\mathbf{H}'$  知, AAF-MH 方案的等效信道矩阵  $\mathbf{H}'$  由信道衰落系数决定, 不能根据 CSI 改变等效信道矩阵  $\mathbf{H}'$ , 即信号的传输没有利用 CSI; 而 AAF-MH-PR 方案的等效信道矩阵  $\mathbf{H}$  由信道衰落系数和  $\theta$  共同决定, 从而可以根据 CSI 设计  $\theta$  以达到改变等效信道矩阵且提高系统可靠性的目的。

$\theta$  的设计是 AAF-MH-PR 协作方案的关键, 下面结合所提模型, 以提高系统的可靠性为目标, 给出最优的  $\theta$  的设计方法。

### 3 $\theta$ 的设计

通常采用 PEP 分析空时码的可靠性<sup>[9]</sup>, 最优的  $\theta$  应尽可能降低系统的 PEP。下面首先给出 AAF-MH-PR 的 PEP 表达形式。

#### 3.1 PEP 分析

假定所有节点间的信道衰落系数和噪声的实部分量和虚部分量相互独立且服从均值为零方差为 0.5 的高斯分布。为分析简单, 不妨假定  $e^{j\theta} n_4$  与  $n_4$  服从相同的分布, 则式(5)中的  $n$  与文献[8]中的  $n_D$  服从相同的分布, 因此, 它们的方差相等, 即  $D(n) = \sigma^2 = 1 + \frac{2\eta_2}{1 + 2\eta_1} + \frac{4\eta_1\eta_2}{(1 + 2\eta_0)(1 + 2\eta_1)}$ , 其中  $D(\cdot)$  表示方差。

由式(5)和文献[9]中的式(6.5)知, 采用最大似然译码时, 接收端把  $S$  译为  $S'$  ( $S' \neq S$ ) 的 PEP 为

$$\begin{aligned} P(S \rightarrow S') &= Q \left[ \sqrt{\frac{\eta_0\eta_1\eta_2 \left\| (\mathbf{S} - \mathbf{S}') \mathbf{H} \right\|_F^2}{P_1 P_2 \sigma^2}} \right] \\ &= Q \left[ \sqrt{\frac{\eta_0\eta_1\eta_2 \left\| \mathbf{E} \mathbf{H} \right\|_F^2}{P_1 P_2 \sigma^2}} \right] \end{aligned} \quad (10)$$

其中  $Q(\alpha) = \int_{\alpha}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-z^2/2} dz$ ,  $\mathbf{S}'$  是 Alamouti 编码矩阵,  $\mathbf{E} = (\mathbf{S} - \mathbf{S}')$ ,  $\|\cdot\|_F$  表示范数。

由式(10)可看出,  $\frac{\eta_0\eta_1\eta_2}{P_1 P_2 \sigma^2}$  相同时,  $\|\mathbf{E} \mathbf{H}\|_F^2$  决定

了系统的 PEP。由于  $\mathbf{E}$  与  $\theta$  无关且  $\mathbf{H}$  与  $\theta$  有关, 因此, 为了较简单的计算最优的  $\theta$ , 需要分离  $\|\mathbf{E} \mathbf{H}\|_F^2$  中的  $\mathbf{E}$  和  $\mathbf{H}$ 。由文献[9]中的式(3.41)知

$$\|\mathbf{E} \mathbf{H}\|_F^2 = \text{Tr}(\mathbf{H}^H \mathbf{E}^H \mathbf{E} \mathbf{H}) \quad (11)$$

其中  $\text{Tr}(\cdot)$  表示矩阵的迹。

由于  $\mathbf{S}$  和  $\mathbf{S}'$  都是 Alamouti 编码矩阵且  $\mathbf{E} =$

$(\mathbf{S} - \mathbf{S}')$ , 因此  $\mathbf{E}$  也具有 Alamouti 编码结构。令

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} e(1) & -e^*(2) \\ e(2) & e^*(1) \end{bmatrix}, \text{ 则 } e = |e(1)|^2 + |e(2)|^2 \neq 0, \text{ 否则,}$$

$\mathbf{S}' = \mathbf{S}$ 。由  $\mathbf{E}$  的矩阵表达形式可知

$$\mathbf{E}^H \mathbf{E} = e \mathbf{I}_2 \quad (12)$$

其中  $\mathbf{I}_2$  表示  $2 \times 2$  的单位矩阵。

将式(12)代入式(11)得

$$\|\mathbf{E}\mathbf{H}\|_F^2 = \text{Tr}(\mathbf{H}^H e \mathbf{I}_2 \mathbf{H}) = 2e \text{Tr}(\mathbf{H}^H \mathbf{H}) \quad (13)$$

结合式(13)和式(10)可知系统的 PEP 为

$$P(\mathbf{S} \rightarrow \mathbf{S}') = Q \left[ \sqrt{\frac{2\eta_0 \eta_1 \eta_2 e \text{Tr}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})}{P_1 P_2 \sigma^2}} \right] \quad (14)$$

### 3.2 $\theta$ 的设计

$Q(\alpha)$  是  $\alpha$  的递减函数<sup>[9]</sup>, 因此, 为了获得较低的 PEP, 就应尽可能增大  $\frac{2\eta_0 \eta_1 \eta_2 e \text{Tr}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})}{P_1 P_2 \sigma^2}$ , 即参数  $\theta$  的取值应尽可能增大  $\text{Tr}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})$ 。

根据式(6)可知  $\text{Tr}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})$  可表示为

$$\begin{aligned} \text{Tr}(\mathbf{H}^H \mathbf{H}) &= |h_{0,1} h_{1,3} h_{3,D}|^2 + |h_{0,2} h_{2,3} h_{3,D}|^2 \\ &\quad + |h_{0,1} h_{1,4} h_{4,D}|^2 + |h_{0,2} h_{2,4} h_{4,D}|^2 + 2|h_{0,1}|^2 \\ &\quad \cdot \Re[h_{1,3}^* h_{3,D}^* h_{1,4} h_{4,D} e^{j\theta}] + 2|h_{0,2}|^2 \\ &\quad \cdot \Re[h_{2,3}^* h_{3,D}^* h_{2,4} h_{4,D} e^{j\theta}] \end{aligned} \quad (15)$$

其中  $\Re[\cdot]$  表示实部分量。式(15)中, 等式右边的前 4 项与  $\theta$  无关, 不妨令它们的和为常数  $C$ , 则  $\text{Tr}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})$  可进一步表示为

$$\begin{aligned} \text{Tr}(\mathbf{H}^H \mathbf{H}) &= 2|h_{0,1}|^2 \Re[h_{1,3}^* h_{3,D}^* h_{1,4} h_{4,D} e^{j\theta}] + 2|h_{0,2}|^2 \\ &\quad \cdot \Re[h_{2,3}^* h_{3,D}^* h_{2,4} h_{4,D} e^{j\theta}] + C \\ &= a_1 \cos(\theta + \rho_1) + a_2 \cos(\theta + \rho_2) + C \end{aligned} \quad (16)$$

其中

$$a_1 = 2|h_{0,1}|^2 |h_{1,3}^* h_{3,D}^* h_{1,4} h_{4,D}| \quad (17)$$

$$a_2 = 2|h_{0,2}|^2 |h_{2,3}^* h_{3,D}^* h_{2,4} h_{4,D}| \quad (18)$$

$$\rho_1 = -\beta_{1,3} - \beta_{3,D} + \beta_{1,4} + \beta_{4,D} \quad (19)$$

$$\rho_2 = -\beta_{2,3} - \beta_{3,D} + \beta_{2,4} + \beta_{4,D} \quad (20)$$

$\beta_{i,l}$  是  $h_{i,l}$  的幅角主值,  $\beta_{l,D}$  是  $h_{l,D}$  的幅角主值,  $i = 1, 2, l = 3, 4$ ;  $\theta + \rho_1$  是  $h_{1,3}^* h_{3,D}^* h_{1,4} h_{4,D} e^{j\theta}$  的幅角主值,  $\theta + \rho_2$  是  $h_{2,3}^* h_{3,D}^* h_{2,4} h_{4,D} e^{j\theta}$  的幅角主值。

麦克劳林级数指出<sup>[10]</sup>,  $\cos x = 1 - x^2/2 + x^4/24 + \dots + (-1)^n (x^{2n}/(2n)!) + o(x^{2n})$ ,  $-\infty < x < \infty$ , 为了计算简单, 我们做如下近似

$$\cos(\theta + \rho_1) \approx 1 - (\theta + \rho_1)^2 / 2 \quad (21)$$

$$\cos(\theta + \rho_2) \approx 1 - (\theta + \rho_2)^2 / 2 \quad (22)$$

将式(21)和式(22)代入式(16)得到  $\text{Tr}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})$  的近似值,

$$\begin{aligned} \text{Tr}(\mathbf{H}^H \mathbf{H}) &\approx a_1 - a_1(\theta + \rho_1)^2 / 2 \\ &\quad + a_2 - a_2(\theta + \rho_2)^2 / 2 + C \\ &= -\frac{(a_1 + a_2)}{2} \left( \theta + \frac{a_1 \rho_1 + a_2 \rho_2}{a_1 + a_2} \right)^2 + g + C \end{aligned} \quad (23)$$

其中

$$g = a_1 + a_2 + \frac{1}{2} \left( \frac{(a_1 \rho_1 + a_2 \rho_2)^2}{a_1 + a_2} - a_1 \rho_1^2 - a_2 \rho_2^2 \right) \quad (24)$$

当且仅当  $\theta = -\frac{a_1 \rho_1 + a_2 \rho_2}{a_1 + a_2}$ , 式(23)达到最大值

$g + C$ , 因此, 最优的  $\theta$  的取值为  $-\frac{a_1 \rho_1 + a_2 \rho_2}{a_1 + a_2}$ 。

## 4 性能分析与比较

在此比较 AAF-MH-PR 方案与 AAF-MH 方案的性能。由前面的分析知, 其它条件相同时,  $\text{Tr}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})$  决定系统的性能, 因此, 只需要比较两种方案中  $\text{Tr}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})$  的大小。

AAF-MH-PR 中,  $\text{Tr}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})$  的数学期望可近似为

$$\mathbf{E}(\text{Tr}(\mathbf{H}^H \mathbf{H})) \approx \mathbf{E}(g + C) = \mathbf{E}(g) + \mathbf{E}(C) \quad (25)$$

其中  $\mathbf{E}(\cdot)$  表示数学期望,  $C$  表示式(15)右边的前 4 项之和。

首先计算  $\mathbf{E}(C)$ 。如前所述, 所有节点间的信道衰落系数的实部分量和虚部分量相互独立且都服从均值为零方差为 0.5 的高斯分布, 则  $|h_{0,i}|$ ,  $|h_{i,l}|$  和  $|h_{l,D}|$  ( $i = 1, 2, l = 3, 4$ ) 相互独立且都服从参数为 0.5 的瑞利分布<sup>[11]</sup>。

由于  $|h_{0,i}|$ ,  $|h_{i,l}|$  和  $|h_{l,D}|$  ( $i = 1, 2, l = 3, 4$ ) 相互独立且服从相同的分布, 则式(26)成立

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(|h_{0,1} h_{1,3} h_{3,D}|^2) &= \mathbf{E}(|h_{0,2} h_{2,3} h_{3,D}|^2) = \mathbf{E}(|h_{0,1} h_{1,4} h_{4,D}|^2) \\ &= \mathbf{E}(|h_{0,2} h_{2,4} h_{4,D}|^2) \\ &= \mathbf{E}(|h_{0,1}|^2) \mathbf{E}(|h_{1,3}|^2) \mathbf{E}(|h_{3,D}|^2) \\ &= \left( \mathbf{E}(|h_{0,1}|^2) \right)^3 \end{aligned} \quad (26)$$

结合式(26),  $\mathbf{E}(C)$  可化为

$$\mathbf{E}(C) = 4 \left( \mathbf{E}(|h_{0,1}|^2) \right)^3 \quad (27)$$

由于  $|h_{0,1}|$  服从参数为 0.5 的瑞利分布, 由文献[11]知, 其数学期望和方差分别为  $\sqrt{2\pi}/4$  和  $(4 - \pi)/8$ , 即

$$\mathbf{E}(|h_{0,1}|) = \sqrt{2\pi}/4 \quad (28)$$

$$\mathbf{D}(|h_{0,1}|) = \mathbf{E}(|h_{0,1}|^2) - \left( \mathbf{E}(|h_{0,1}|) \right)^2 = \frac{(4 - \pi)}{8} \quad (29)$$

结合式(28)和式(29)知,

$$\mathbf{E}\left(|h_{0,1}|^2\right) = 0.5 \quad (30)$$

结合式(27)和式(30)知,

$$\mathbf{E}(C) = 4 \times 0.125 = 0.5 \quad (31)$$

下面求  $\mathbf{E}(g)$ , 由式(23)知,  $g$  也可表示为

$$g = a_1 + a_2 + \frac{2a_1\rho_1a_2\rho_2 - a_1a_2\rho_1^2 - a_2a_1\rho_2^2}{2(a_1 + a_2)} \quad (32)$$

由式(17)至式(20)知,  $a_1$  和  $a_2$  服从相同的分布,  $\rho_1$  和  $\rho_2$  服从相同的分布; 由于所有节点间的信道衰落系数的实部分量和虚部分量相互独立, 因此,  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $\rho_1$  和  $\rho_2$  相互独立, 则式(33)成立

$$\mathbf{E}(2a_1\rho_1a_2\rho_2 - a_1a_2\rho_1^2 - a_2a_1\rho_2^2) = 0 \quad (33)$$

由于  $a_1$  和  $a_2$  服从相同的分布且  $h_{1,3}$ ,  $h_{3,D}$ ,  $h_{1,4}$  和  $h_{4,D}$  独立同分布, 则

$$\begin{aligned} \mathbf{E}(a_1 + a_2) &= 4\mathbf{E}\left(|h_{0,1}|^2 |h_{1,3}^*h_{3,D}^*h_{1,4}h_{4,D}|\right) \\ &= 4\mathbf{E}\left(|h_{0,1}|^2\right)\mathbf{E}\left(|h_{1,3}^*|\right)^4 = \frac{\pi^2}{32} \approx 0.3084 \end{aligned} \quad (34)$$

由式(33)和式(34)知,  $\mathbf{E}(g) \approx 0.3084$ 。因此, AAF-MH-PR 中,  $\text{Tr}(\mathbf{H}^H\mathbf{H}) \approx 0.8084$ 。

AAF-MH 中,  $\theta = 0$ , 根据式(15), 此时  $\text{Tr}(\mathbf{H}^H\mathbf{H})$  可以表示为

$$\begin{aligned} \text{Tr}(\mathbf{H}^H\mathbf{H}) &= 2|h_{0,1}|^2 \mathcal{R}[h_{1,3}^*h_{3,D}^*h_{1,4}h_{4,D}] + 2|h_{0,2}|^2 \\ &\quad \cdot \mathcal{R}[h_{2,3}^*h_{3,D}^*h_{2,4}h_{4,D}] + C \end{aligned} \quad (35)$$

根据前面的分析可知

$$\mathbf{E}\left(\mathcal{R}[h_{1,3}^*h_{3,D}^*h_{1,4}h_{4,D}]\right) = \mathbf{E}\left(\mathcal{R}[h_{2,3}^*h_{3,D}^*h_{2,4}h_{4,D}]\right) = 0 \quad (36)$$

因此, AAF-MH 中,  $\mathbf{E}(\text{Tr}(\mathbf{H}^H\mathbf{H})) = \mathbf{E}(C) = 0.5$ 。

综上, 相比 AAF-MH 方案, AAF-MH-PR 方案中的  $\text{Tr}(\mathbf{H}^H\mathbf{H})$  增大了  $(0.8084 - 0.5)/0.5 = 61.68\%$ , 而  $Q(\alpha)$  是  $\alpha$  的递减函数, 因此, 所提方案的 PEP 更小, 所以  $\theta$  的引入改变了系统的等效信道矩阵  $\mathbf{H}$ , 从而降低了 PEP, 提高了系统的可靠性。

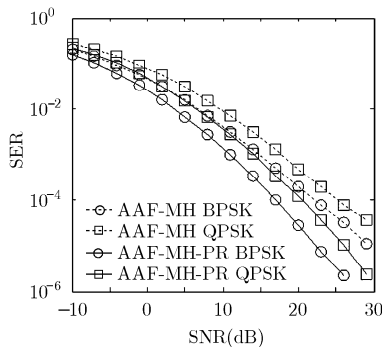


图2 两种方案的误符号率曲线

## 5 复杂度分析与比较

表1比较了计算  $\theta$  的复杂度与文献[8]的最大似然译码复杂度,  $M$  指调制阶数。从表中可看出,  $\theta$  的算法复杂度还不到译码复杂度的  $1/M^2$ , 因此, 计算反馈信息的复杂度很低。

表1 复杂度比较

运算	实数加法	实数乘法	实数开方
$\theta$ 的计算复杂度	28	82	2
译码复杂度	$67M^2$	$100M^2$	0

## 6 仿真结果

图2给出了两种方案的误符号率曲线, 调制方式为 BPSK 和 QPSK, 假定不存在量化误差和反馈误差。由图2可知, 相比 AAF-MH, AAF-MH-PR 的误符号率曲线明显较低。对于 BPSK 调制方式, SER 分别为  $10^{-4}$  和  $10^{-5}$  时, AAF-MH-PR 的增益分别为 4.5 dB 和 6.5 dB; 对于 QPSK 调制方式, SER 分别为  $10^{-3}$  和  $10^{-4}$  时, AAF-MH-PR 的增益分别为 2.5 dB 和 4.5 dB, 因此, 若  $R_4$  收到的反馈信息不存在量化误差和反馈误差, AAF-MH-PR 的可靠性显著优于 AAF-MH, 这是因为相位旋转的引入增加了  $\text{Tr}(\mathbf{H}^H\mathbf{H})$ , 从而提高了系统的可靠性。

图2的仿真假定  $R_4$  收到的反馈信息不存在量化误差, 然而, 实际系统中用于反馈的比特数  $n$  是有限的, 接收端反馈到发送端的信息可能存在量化误差, 因此, AAF-MH-PR 的可靠性还与  $n$  有关。图3给出了  $n$  不同时 AAF-MH-PR 的 SER 曲线, 并与 AAF-MH 的 SER 曲线做比较, 调制方式为 BPSK。由图可知, 尽管反馈量较小, AAF-MH-PR 的误符号率曲线也显著低于 AAF-MH。若 SER 为  $10^{-5}$ ,  $n = 1$  和  $n = 2$  时, AAF-MH-PR 的增益分别为 5 dB 和 6 dB; 若  $n = 3$ , AAF-MH-PR 的增益为 6.2 dB, 即  $n = 3$  时量化误差 AAF-MH-PR 的可靠性的影响

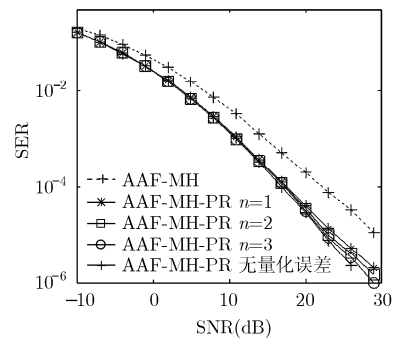


图3 n 不同时 AAF-MH-PR 的误符号率曲线

几乎可以忽略, 因此, 即使存在量化误差, AAF-MH-PR 也显著提高了系统的可靠性。

## 7 结论

相比 AAF-MH, AAF-MH-PR 显著提高了系统的可靠性。虽然可靠性的提高以额外反馈量为代价, 但仿真结果显示, 量化误差对 AAF-MH-PR 的可靠性影响较小, 即使只反馈 1 bit, AAF-MH-PR 也获得了 5 dB 的增益。由于 AAF-MH-PR 只需要少量的反馈信息就能极大提高系统的可靠性, 因此, 该方案具有实用价值。

## 参考文献

- [1] Kaiser T, Zheng F, and Dimitrov E. An overview of ultra-wide-band systems with MIMO [J]. *Proceedings of the IEEE*, 2009, 97(2): 285–312.
- [2] Laneman J N, Tse D N C, and Wornell G W. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2004, 50(12): 3062–3080.
- [3] Nosratinia A, Hunter T, and Hedayat A. Cooperative communication in wireless networks [J]. *IEEE Communications Magazine*, 2004, 42(10): 74–80.
- [4] Laneman J N and Wornell G W. Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2003, 49(10): 2415–2425.
- [5] Cui T, Gao F, and Ho T, *et al.* Distributed space-time coding for two-way wireless relay networks [J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2009, 57(2): 658–671.
- [6] Abouei J, Bagheri H, and Khandani A. An efficient adaptive distributed space-time coding scheme for cooperative relaying [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, 8(10): 4957–4962.
- [7] Maham B, Hjrungnes A, and Abreu G. Distributed GABBA space-time codes in amplify-and-forward relay networks [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, 8(4): 2036–2045.
- [8] Vajapeyam M and Mitra U. Performance analysis of distributed space-time coded protocols for wireless multi-hop communications [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2010, 9(1): 122–133.
- [9] Paulraj A, Nabar R, and Gore D. Introduction to Space-Time Wireless Communications [M]. 北京: 清华大学出版社, 2005: 115–116.
- [10] 北京邮电大学数学教研室. 高等数学(第 2 版)[M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 2002: 212.
- [11] 胡细宝, 孙洪祥. 概率论、数理统计、随机过程(第 1 版) [M]. 北京: 北京邮电大学出版社, 2004: 118, 540.

田心记: 女, 1983 年生, 博士生, 研究方向为多天线技术及协作分集技术中的空时编码。  
袁超伟: 男, 1960 年生, 教授, 研究方向为无线通信、移动通信。  
胡紫巍: 男, 1985 年生, 博士生, 研究方向为多天线技术及协作分集技术中的空时编码。