

天线多中继系统中分布式预编码方案的研究

李敬有^{1,2}, 张光姐¹

(1. 齐齐哈尔大学计算中心, 黑龙江 齐齐哈尔 161006; 2. 北京邮电大学计算机学院, 北京 100876)

摘要:在天线多中继系统优化问题的研究中,一般多中继系统源节点到中继和中继到目的节点的两个阶段的信道矩阵必须与其它中继节点共享,将使得系统开销增大。针对以上问题,提出了一种中继节点之间信道状态信息(CSI)连续共享方案。在源节点发送过来的CSI中,不是采用传统的以广播方式发包给所有中继,而是根据相位信息与中继节点矩阵的匹配,通过中继发送到目的节点。在中继节点处设计一种多用户分布式预编码方案,以改善和平衡目的节点接收信号的功率,使接收机实现相干合成,完成系统优化设计。仿真表明,提出的编码方案提高了系统容量,降低了编码复杂度,缓解了多人多出多中继系统中多路信号之间的干扰,提高系统的频谱效率,能很好地适用于多中继系统中。

关键词:协作通信;信道状态信息;多人多出;多中继系统;分布式预编码

中图分类号:TN925;TP393 文献标识码:A

Study on Distributed Precoding Scheme in Antenna Multi–Relay System

LI Jing–you^{1,2}, ZHANG Guang–da¹

(1. Computer Center, Qiqihar University, Qiqihar Heilongjiang 161006, China;

2. School of Computer Science, Beijing University of Posts and Telecommunications, Beijing 100876, China)

ABSTRACT: In general multi–relay system, the two stages of the channel matrix, source node to relay and relay to destination node, must be shared with other relay nodes, which will increase the system spending. To solve the problems, this paper put forward a solution of continuous sharing channel state information (CSI) among multiple relay nodes. The CSI from original nodes was sent to the target node according to the matching between its phase information and relay node matrix, instead of being sent to all relay nodes as in traditional broadcasting method. Then, a distributed multiuser precoding scheme was presented to improve and balance the received signal power, which achieved the signals coherent combination and completed the system design finally. Simulation results show the proposed distributed precoding scheme improves the system capacity, reduces the encoding complexity, alleviates the multipath interference of the MIMO multi–relay system, and improves the system spectrum efficiency.

KEYWORDS: Cooperative communication; CSI; MIMO; Multi–relay system; Distributed precoding

1 引言

随着MIMO技术的发展,在中继节点上架设多根天线这种提高空间分集的做法研究的越来越多。协作/中继技术通过用户之间彼此共享天线而引入空间分集,从而有效对抗无线信道的多径衰落。文献[1]基于单个源节点,目的节点的中继系统做了一些的研究。在一些无线传感器网络中,多中继节点可以用来支持多源节点到多目的节点的虚拟空间复用(SM)模式^[2]。由于MIMO要求中继节点之间同步,完全信道状态信息(channel state information, CSI)在中继节点处不需要完全知道,并且设备成本等方面的问题,使多天线阵

列不适用于这种多源节点,多目的节点和多中继节点模型,由此,节点单天线支持的多用户预编码方案较为合理^[3]。针对这种多中继模型提出了一种ZF中继协议,用来缓解多路信号之间的干扰^[4-5]。在一般多中继系统中,源节点到中继和中继到目的节点这两个阶段的信道矩阵必须与其它中继节点共享,所带来的系统开销将会非常大^[6],所以在单天线中继系统中,各个中继信道的CSI对中继节点的预编码设计来说至关重要。

针对上述问题,本文提出一种中继节点之间的CSI传输方案。创新点是中继节点能根据源节点发送过来的CSI,抽取其相位信息与中继节点自身的矩阵信息进行匹配,并根据匹配出的规则进行信号转发。尤其是在中继节点处设计一种多用户分布式预编码方案,能够改善和平衡目的节点接收信号的功率。仿真表明,本文所提编码方案提高了系统容

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61003287, 61100205), 黑龙江省教育厅科技研究项目(11541400)

收稿日期:2012-03-12 修回日期:2012-04-05

量,能很好地适用于多源节点,多目的节点和多中继节点等类似的系统模型中。

2 系统模型创建

根据 *CSI* 反馈,调整相位信息,最后提升信噪比来构建多源节点,多中继节点和多目的节点系统模型如图 1 所示,源节点、中继节点和目标节点数量均不为 1,其中源节点和目标节点的数量一样,且一一对应($S_i \rightarrow D_i, i \in \{1, 2, \dots, N\}$)。采用非再生中继 *AF* 协议。系统由 N 个源节点 $S(S_i, i \in \{1, 2, \dots, N\})$, N 个目的节点 $D(D_i, i \in \{1, 2, \dots, N\})$ 和 M 个中继节点($R_j, j \in \{1, 2, \dots, M\}$)组成。每个节点配备一根天线。

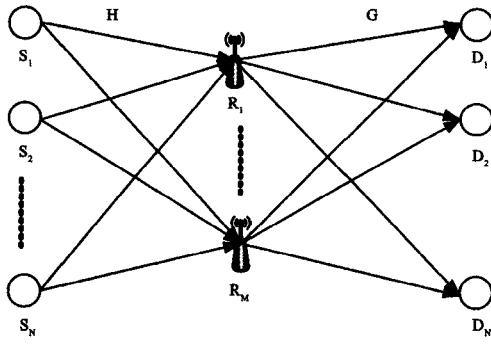


图 1 多源节点,多中继节点和多目的节点系统模型

单天线中继系统中多源节点,多中继节点和多目的节点系统模型原理如下:

第一阶段, S_i 发, R_j 收。设 S_i 发送给 R_j 的信号为 $x_{s_{ij}}$, 功率限制满足 $E(x_{s_{ij}}^H \cdot x_{s_{ij}}) = E_{s_{ij}}$ 。则第一阶段, R_j 接收的信号为:

$$y_{R_j} = H_{s_{ij}} x_{s_{ij}} + n_{R_j} \quad (1)$$

第二阶段, M 个中继节点将接收到的信号转发给目的节点 D 。设 R_j 发送给 D_i 的信号为 $x_{R_{ji}}$, 功率限制满足 $E(x_{R_{ji}}^H \cdot x_{R_{ji}}) = E_{R_{ji}}$ 。则 D_i 接收的信号为:

$$y_{D_i} = G_{R_{ji}} x_{R_{ji}} + n_{D_{ji}} \quad (2)$$

其中, $H_{s_{ij}}$ 和 $G_{R_{ji}}$ 是 $S - R_j$ 和 $R_j - D_i$ 的信道矩阵,也即 R_j 的前向信道和反向信道。 n_{R_j} 和 $n_{D_{ji}}$ 分别是 R_j 和 D_i 的加性高斯白噪声(*AWGN*), $n_{R_j} \sim CN(0, \sigma_{R_j}^2 I)$, $n_{D_{ji}} \sim CN(0, \sigma_{D_{ji}}^2 I)$,不失一般性,可假设 $\sigma_{R_j}^2 = \sigma_{D_{ji}}^2 = \sigma^2$, $E_{s_{ij}} = 1, \forall i \in \{1, 2, \dots, N\}$ 。定义瞬时 *SNR*:

$$\gamma_{SR_i} = \frac{E_{s_{ij}} h_{s_{ij}}}{\sigma_{R_j}^2}, \gamma_{R_j D_i} = \frac{E_{R_{ji}} g_{R_{ji}}}{\sigma_{D_{ji}}^2} \quad (3)$$

和平均 *SNR*:

$$\rho_1 = E(\gamma_{SR_i}), \rho_2 = E(\gamma_{R_j D_i}) \quad (4)$$

由此,完成了多源节点,多目的节点和多中继节点的单天线中继系统模型。该目标需求是设计 M 个中继节点上的

分布式预编码,使之能够减小数据流之间的干扰,并且保证信号在目地节点 D 的相干合成。

3 多中继预编码与 *CSI* 连续共享方案设计

3.1 系统分析与预编码设计

采用非再生中继协议,在中继节点上转发的信号可以表示为: $x_{R_k} = \beta_k \cdot y_{R_k}$,其中 β_k 是转发系数。这样, $x_{R_{ji}}$ 可以表示为:

$$x_{R_{ji}} = W \cdot y_{R_j} \quad (5)$$

其中 W 是 R_j 的转发系数矩阵。中继节点之间接收到的信号不共享,所以 W 是对角阵,这是与多天线中继不同的。

进一步地,转发系数 β_k 可写成: $\beta_k = p_k \cdot \alpha_k$,其中 $p_k = [p_{R_1}, p_{R_2}, \dots, p_{R_M}]^T$ 是分布式预编码矢量, α_k 是归一化实系数,有如下关系

$$\alpha_k^2 \cdot E(|y_{R_k}|^2) = 1 \quad (6)$$

由(1)和(6)式可得:

$$\alpha_k = \left(\sum_{i=1}^N |h_{ik}|^2 + \sigma^2 \right)^{-1/2} \quad (7)$$

所以,转发矩阵 W 可写为:

$$W = diag([\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M]) \cdot diag(p_k) \quad (8)$$

由式(2),定义第二阶段的归一化信道矩阵为

$$G_a = G \cdot diag([\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M]) \quad (9)$$

将式(1),(5),(8)和(9)代入式(2),得

$$y_D = G_a \cdot diag(P) \cdot H_S \cdot x_S + G_a \cdot diag(P) \cdot n_R + n_D \quad (10)$$

这里,为便于书写, H_S , x_S , n_R 和 n_D 分别对应 $H_{s_{ij}}$, $x_{s_{ij}}$, n_{R_j} 和 $n_{D_{ji}}$ 。从中继转发发给目的节点 D_i 的信号为 $x_{R_{ji}}$,它是 M 路中继转发信号的叠加,并且对其它目的节点是干扰信号。根据式(10),在目的节点 D_i 处接收到的信号功率是 $P^T a_i a_i^H P^*$,其中:

$$a_i = diag[G_a(i, :)] \cdot H_S(:, i), i \in \{1, 2, \dots, N\} \quad (11)$$

同样地,从 S_k 发给目的节点 D_i 的接收干扰功率是 $P^T b_k b_k^H P^*$,其中,

$$b_{ki} = diag[G_a(i, :)] \cdot H_S(:, k) \quad i, k \in \{1, 2, \dots, N\}, i \neq k \quad (12)$$

从中继转发到目的节点 D_i 的干扰信号功率是 $P^T R_{D_i} P^* \sigma^2$,其中,

$$R_{D_i} = diag[|G_a(i, 1)|^2, |G_a(i, 2)|^2, \dots, |G_a(i, M)|^2] \quad (13)$$

由(11)~(13)可得在目的节点 D_i 的接收信噪比 *SINR* 为:

$$\gamma_i = \frac{P^T a_i a_i^H P^*}{P^T B_i P^* + \sigma^2} \quad (14)$$

其中,

$$B_i = \sum_{k=1, k \neq i}^N b_{ki} b_{ki}^H + \sigma^2 R_{D_i} \quad (15)$$

显然系统的 γ_i 受到分布式预编码矢量 P 的影响, 考虑 P 的以下约束条件: 1) 中继节点的功率限制; 2) 中继信道的完全信息状态 CSI , 也即透明传输; 3) 目标优化函数求解。现对 P 的这三个条件进行详细讨论:

1) 功率限制: 考虑两种中继节点发送功率限制: ① $P_R^H \cdot P_R = E_R$; ② $|P_{R_i}|^2 = E_R/M, i \in \{1, 2, \dots, M\}$ 。显然前一种限制条件更宽松, 因此性能应好于后者。第一种功率限制下, 上式的求解可参考文献[7] 中的 *Proposition 1*:

$$P_{R_j} = \arg \max_{P_R} \frac{\sqrt{E_R} e^{j\varphi_j} \cdot W^{1/4} \cdot u_{\lambda_{\max}}^*}{\|W^{1/4} \cdot u_{\lambda_{\max}}^*\|_F} \quad (16)$$

其中 $u_{\lambda_{\max}}$ 是 $W^{1/4} AW^{-1/4}$ 的最大特征值 λ_{\max} 对应的特征矢量。 W 是转发矩阵。

$$A = aa^H + \frac{2|h_0|^4 E_S}{E_R \sigma^2} \cdot I \quad (17)$$

上述功率算法较为复杂, 实际中一般不用。

第二种功率限制条件下求解简单,

$$P_{R_j} = \sqrt{\frac{E_R}{M}} \cdot e^{j\varphi_j}, P = \sqrt{\frac{E_R}{M}} \cdot [e^{j\varphi_1}, e^{j\varphi_2}, \dots] \quad (18)$$

在设计分布式预编码时, 对于式(18), 每个中继节点的天线只对某一方向的相角可用。这样如果根据相位需要, 每个中继节点的功率被分别限制, 那么系统的整体性能将会下降。

2) CSI 设定: 信道的完全信息状态对预编码非常重要。文献[8-9]中, 信道矩阵 H 和 G 在所有中继节点处都是可知的。在实际系统中, 对于 $G(:, k)$, $G_a(:, k)$ 向量, 可以在 R_k 处进行信道估计得到, $H(k, :)$ 通过目的节点 D_i 的反馈在 R_k 得到。但 $G_a(G)$ 和 H 中与 R_k 之外的其它中继节点相关的矩阵值很难获取到。如果每个中继节点发送两个复向量到其它 $M - 1$ 个中继, 那么 CSI 的开销将会很大, 这是不符合实际的。

3) 优化目标: 设计分布式预编码向量的目标是为了缓解数据流间的干扰:

$$p^T b_{ki} = 0, \forall i \neq k \quad (19)$$

由(19)可知 p^T 需得与 b_{ki} 正交, 即向量 p 的元素位置为 b_{ki} 的零向量处, $\forall i \neq k$, 所以要求中继的数量需得大于 $N(N - 1)$ 。文献[8-9]不适用于中继数量较少的中继系统中。

3.2 CSI 相位设计

目的节点接收到的信号有以下两部分: ① 从 M 个中继转发的信号在目的节点 D_i 处进行相干合成。② N 个源节点直传到目的节点的信号。因此, 由上文可知, 目的节点处接收到的信号功率向量就是分布式预编码矢量的设计目标函数:

$$P_{R_{opt}} = \arg \max_P \sum_{i=1}^N P^T a_i a_i^H P^* \quad (20)$$

$$P^T a_i a_i^H P^* = \sum_{k=1}^M G_a(i, k) \cdot H(k, i) \cdot e^{j\varphi_k} \quad (21)$$

其中, φ_k 是根据 $G_a(i, k) \cdot H(k, i), i \in \{1, 2, \dots, N\}$ 的相角来确定的。如果 $N = 1$, 最优分布式预编码向量有如下特

殊形式:

$$\varphi_k = -\text{angle}[G_a(1, k) \cdot H(k, 1)] \quad (22)$$

即变为单源节点, 多中继节点, 单目标节点模型, 这种优化问题较为简单。一般地, 对于 $N > 1$, 中继节点之间的 CSI 共享状态对预编码设计来说是必要的。但是, 对于多源节点, 多中继, 多目标节点模型来说, 中继节点之间的 CSI 共享状态很难实现。因此, 式(20)的预编码向量在一般的实际应用中很难实现。所以能有一种具有较低复杂度并且对 CSI 要求较低的次最优解解决方案。由于预编码的设计主要在于资源分配, 即中继节点 R_j 根据当前信道状态 $CSI(G_a(:, k)$ 和 $H(k, :))$ 和其它中继共享的少量 CSI 设计 $p_k(\theta_k)$ 的分配。所以本文提出一种连续的 CSI 共享方案, 核心思想主要是: R_j 从其它 R_{j-1} 个中继信道只接收 K 个信道状态, 即只接收部分信道 $e^{j\varphi_k}$ 中的 φ_k , 从而设计预编码中的 $p_k(\varphi_k)$ 分配, 然后下一次再更新 K 个相位信息并且发送给 R_{j+1} 。这样, CSI 的共享开销将会大大减小, 并且分布式预编码向量仍能以较低复杂度计算出来。具体步骤如下:

初始化 $\varphi_1 = -\text{angle}[G_a(1, 1) \cdot H(1, 1)]$, 则中继 R_1 的信道相位为:

$$\varphi_{1i} = \text{angle}[G_a(i, 1) \cdot H(1, i)] + \varphi_1 \quad (23)$$

然后 R_1 发送 N 个相位给 R_2 :

$$\theta_{1i} = \varphi_{1i}, i \in \{1, 2, \dots, N\} \quad (24)$$

迭代指数设置为 $j = 2$ 。

第一步: R_j 从 R_{j-1} 个中继信道处接收到 CSI , 并且得到如下相位:

$$\varphi_k = \arg \min_{\varphi_k} \sum_{i=1}^N d^2 \{ \text{angle}[G_a(i, k) \cdot H(k, i)] + \varphi_k, \theta_{k-1, i} \} \quad (25)$$

其中, $d(\omega_1, \omega_2) = \min_{k \in N} |\omega_1 - \omega_2 + 2\pi \cdot k|$ 是相位的矢量距离。

第二步: 计算中继 R_j 的信道相位:

$$\varphi_{ki} = \text{angle}[G_a(i, k) \cdot H(k, i)] + \varphi_k \quad (26)$$

然后,

$$\theta_{ki} = \arg \min_{\theta_{ki}} \left[\frac{k-1}{k} d^2(\theta_{k-1, i}, \theta_{ki}) + \frac{1}{k} d^2(\varphi_{ki}, \theta_{ki}) \right], i \in \{1, 2, \dots, N\} \quad (27)$$

θ_{ki} 是 R_j 发给 R_{j+1} 的相位。

第三步: 如果 $k = N$, 则退出迭代过程; 否则 $k = k + 1$, 回到第一步。

以上算法本文称为 $P_{R_{opt}}$ 。式(27)中 θ_{ki} 是 $\theta_{k-1, i}$ 和 φ_{ki} 的加权平均值。且 $\theta_{k-1, i}$ 和 φ_{ki} 的权重分别为 $(k-1)/k$ 和 $1/k$ 。这里, 式(27)中定义的 θ_{ki} 与以往的加权平均表达式是不一样的, 直观的理解就是 θ_{ki} 为 $\varphi_{1i}, \varphi_{2i}, \dots, \varphi_{ki}$ 的加权平均值。

上述过程中, 连续 CSI 共享与分布式预编码设计是相互作用的。从一个中继节点转移到另一个中继过程中预编码

设计与 *CSI* 压缩是连续的。进行迭代前初始化的 φ_1 是根据系统性能需求设置的一个初始相位。 φ_{1i} 和 θ_{1i} 是通过中继 R_1 的第 i 路数据流信号的相位信息, 同时 R_1 将此信息发给 R_2 , 在 R_2 处, 计算出的 φ_2 是用来保证信号通过 R_2 与 R_1 时, 有相同的相位。考虑到 N 路数据流的交互, 式(25) 中相位之间的距离需要计算出。然后再按上述算法流程, R_2 再发给 R_3 的相位 $\theta_{2i}, i \in \{1, 2, \dots, N\}$ 是 φ_{1i} 和 φ_{2i} 的平均值。以此类推直到 $k = N$ 算法结束。

用上述步骤遍历每个中继节点。每个中继根据前一中继发送过来的 N 个相位信息设计预编码矩阵。这样, 只需要 $M - 1$ 次 *CSI* 传输, 相比之前的 $M(M - 1)$ 次完全信息状态少了一个数量级。

上文描述中, 由式(10) 可知, 等效信道矩阵是 $G_a \cdot \text{diag}(P) \cdot H_s$, 即矩阵的秩是 $\min(M, N)$, 发送给中继的源信号数为 N , 所以相比之前的中继数量满足 $M \geq N(N - 1)$ 条件而言, 文中只需 $M \geq N$ 时, 提出的预编码方案所达到的效果是一样的, 节省了中继的数量。

4 仿真结果与分析

假设独立同分布信道为: $h_{ij} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{ij}^2)$, $g_{ij} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{ji}^2)$, $i \in \{1, 2, \dots, N\}$, $j \in \{1, 2, \dots, M\}$, $E_R = 1$ 。再由式(3) 和(4) 可得两个阶段的平均信噪比(*SNR*) 为:

$$\rho_1 = \frac{\sigma_{ij}^2}{\sigma^2}, \rho_2 = \frac{\sigma_{ji}^2}{\sigma^2} \quad (28)$$

为与本文作比, 取随机中继模型为研究对象, 此模型相当于一个特殊的预编码向量: $P_R = \sqrt{E_R/M} \cdot [1, 1, \dots, 1]^T$ 。此外, 式(20) 提出的最优化预编码向量 $P_{R,opt}$ 是理论上界, 可以通过遍历 $\varphi_i \in [0, 2\pi]$ 实现。但由于此方案需要知道所有中继节点的 *CSI* 并且算法复杂度较高, 在实际中很难应用。由本文提出的多用户分布式预编码支持部分 *CSI*, 以少量系统开销为代价, 降低了编码计算复杂度, 称为 P_{BT} 算法。为了将三种算法作比, 本次仿真采用各状态遍历容量作为性能指标。

假设 $N = 3, M = 4$ 。固定第一阶段的信噪比 ρ_1 如图2 所示, 固定第二阶段的信噪比 ρ_2 如图3 所示, $\rho_1 = \rho_2$ 如图4 所示。由图2 ~ 4 可知, 系统容量信息随着 *SNR* 的增加而上升, 且三种算法变化趋势相同。从图中可以看出, P_{BT} 和 $P_{R,opt}$ 算法要好于 P_R 。通过本文的改进, 在固定各传输阶段的 *SNR* 条件下, P_{BT} 较传统随机中继模型的 P_R 容量高出约 30% 的增益。

系统各态遍历容量随中继数 M 的变化结果如图5 所示。从图5 中可以看出, 当 $M = 2$ 时, P_{BT} 与理论上限的 $P_{R,opt}$ 编码效率已经相差不大。随着 M 的增大, 本算法提出的方案较传统编码方案优势将越来越明显, 曲线之间的距离也会越来越大。同时随着中继节点数量的进一步增加, P_{BT} 算法和理论上界相比较, 优势将会慢慢减小一些。

考虑到 P_{BT} 算法用到的系统开销问题, 本文提出的连续

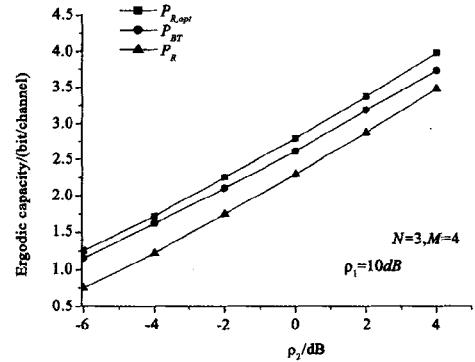


图2 固定第一阶段的信噪比 ρ_1

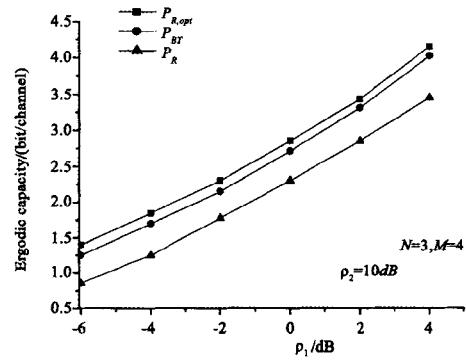


图3 固定第二阶段的信噪比 ρ_2

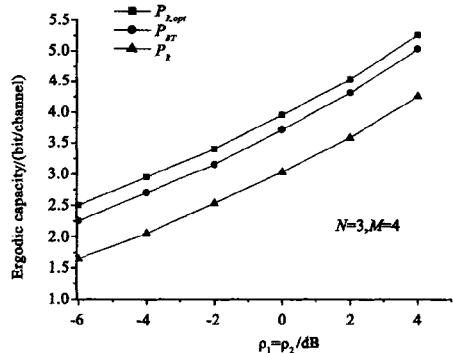


图4 $\rho_1 = \rho_2$

CSI 共享方案与穷举搜索算法的 $P_{R,opt}$ 方法在系统容量方面的性能相差不大, 它以较少的系统资源开销为代价, 同时对信道的 *CSI* 和预编码算法复杂度上都有了极大的提高, 从这一方面考虑, 这么做是值得的。

5 结论

本文研究了一种新的支持多源节点, 多目的节点和多中继节点(单天线)的分布式预编码技术。提出一种连续 *CSI* 共享的方案。此方案将部分 *CSI* 中的相位信息依次从一个中继节点发送给另一个中继, 而不是传统式的广播发包给所

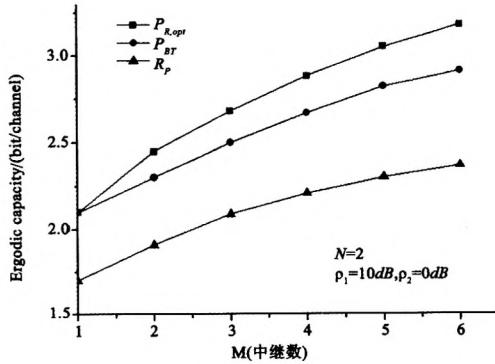


图5 系统容量随中继数M的变化

有中继。依据此提出了一种分布式多用户预编码设计方案,以保证多路信号在目的节点的相干合成。仿真结果表明,本文所提编码方案提高了系统容量,降低了编码复杂度,很好地适用于多源节点,多目的节点和多中继节点的类似的系统模型中,并且在系统开销和性能方面做了较好的折中。

参考文献:

- [1] Laneman J Nicholas, Tse David N C. Wornell Gregory W. Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2004, 50(12):3062–3080.
- [2] Jia Ziyuan, et al. Noncoherent maximum likelihood detection for differential spatial multiplexing MIMO systems [J]. IEICE Transactions on Communications, 2010, E93-B(2):361–368.
- [3] Qu Qi, B Milstein Laurence, Vaman R Dhadesugor. Cooperative and constrained MIMO communications in wireless ad hoc/sensor
- [4] So Jaewoo, M Cioffi John. Multiuser diversity in a MIMO system with opportunistic feedback [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(9):4909–4918.
- [5] 龙航,等. 迫零中继系统中的空间信道配对与映射[J]. 北京邮电大学学报, 2010, 33(5):84–88.
- [6] Yang Liang, Q T Zhang. Performance analysis of mimo relay wireless networks with orthogonal STBC [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(7):3668–3674.
- [7] Yi Zhihang, Kim Il-Min. Joint optimization of relay–precoders and decoders with partial channel side information in cooperative networks [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2007, 25(2):447–458.
- [8] A Wittneben, I Hammerstrom. Multiuser zero forcing relaying with noisy channel state information [C]. IEEE WCNC' 2005, New Orleans, IEEE Press, 2005: 1018–1023.
- [9] A Wittneben and B Rankov. Distributed antenna systems and linear relaying for gigabit MIMO wireless [C]. IEEE VTC' 2004 – Fall, Los Angeles, IEEE Press, 2004:3624–3630.

【作者简介】



李敬有(1974-),男(满族),吉林省伊通满族自治县人,硕士研究生,副教授,北京邮电大学访问学者,主要研究方向为智能信息处理、量子密码学、通信与信息系统;

张光旭(1975-),女(汉族),黑龙江省七台河市人,硕士研究生,副教授,主要研究方向为计算机网络、智能化网络安全技术、通信与信息系统。

(上接第123页)

- [2] Lei Dong. IF GPS Signal Simulator Development and Verification [D]. University of Calgary, 2003.
- [3] J Inone, et al. S/W based IF signal simulator prototyping for L1 C/A, L2C, and E1. in Information [C]. International Conference on Communications & Signal Processing, 2007: 1–4.
- [4] Soon Lim, et al. Design of a Software-based Multi-Channel GNSS IF Signal Generator [C]. International Conference on Control, Automation and Systems, 2008:754–758.
- [5] E D Kaplan, C J Hegarty 著,寇艳红译. GPS原理与应用(第2版)[M]. 北京:电子工业出版社, 2007.
- [6] 姚铮. 新一代全球导航卫星系统中的码同步与载波跟踪算法 [D]. 清华大学, 2009-10.
- [7] Wang Zhuowei, Xu Xianbin and Zhao Wuqing. Parallel Computing Model and Performance Prediction based on Multi-GPU Environments [C]. Proceedings of 2010 Third International Conference on Education Technology and Training, 2010, 4.

- [8] Zhang Bo, Liu Guang-bin, Liu Dong, Fan Zhi-liang. Real-time Software GNSS Signal Simulator Accelerated by CUDA [C]. International Conference on Future Computer and Communication (ICF-CC), 2010, 1:100–104.
- [9] Justin Luitjens, Steven Rennich. CUDA Warps and Occupancy [R]. GPU Computing Webinar, 2011.

【作者简介】



李秋实(1986-),男(汉族),黑龙江省绥棱县人,硕士研究生,主要研究领域为卫星导航、并行计算;

姚 铮(1983-),男(汉族),北京市人,讲师,主要研究方向为卫星导航定位技术;

陆明泉(1965-),男(汉族),浙江桐乡人,教授,博导,主要研究领域为卫星导航、卫星导航对抗技术。

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深，让许多工程师望而却步，然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上，我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识，借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养，推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程，化繁为简，直观易学，可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛，让天线设计不再难…



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书，课程从基础讲起，内容由浅入深，理论介绍和实际操作讲解相结合，全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程，可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计，让天线设计不再难…

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程，由经验丰富的专家授课，旨在帮助您从零开始，全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程，边操作边讲解，直观易学；购买套装同时赠送 3 个月在线答疑，帮您解答学习中遇到的问题，让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程，培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合，全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作，同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习，可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试…

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立，一直致力于专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养；后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com)，现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地，成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 **ADS**、**HFSS** 等专业软件使用培训课程，广受客户好评；并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书，帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司，以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年，10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养，更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果，又能免除您舟车劳顿的辛苦，学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲，结合实际工程案例，直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>