



专题: 5G

面向 5G 的缓存辅助多天线中继策略

占俊, 闫起发, 唐小虎

(西南交通大学信息科学与技术学院, 四川 成都 611756)

摘要: 缓存辅助多天线中继技术可以为 5G 通信系统提供广域覆盖范围, 并且有效改善系统的吞吐率性能。研究了一个三节点多天线缓存辅助中继系统, 提出了最大化系统平均吞吐率的最佳缓存辅助中继策略, 即联合自适应链路选择以及功率分配方案。分析结果表明, 最佳的链路选择方案仅依赖于当前的瞬时信道状态信息以及相关链路的信道统计信息, 而最佳功率分配方案是对发送的数据流进行等功率分配。仿真结果表明, 相对于无缓存辅助的 MIMO 中继系统, 缓存的引入能够显著改善中继系统的吞吐率。此外, MIMO 技术的引入还能够获得多天线所带来的复用增益, 进一步改善缓存辅助中继系统的吞吐率。

关键词: 5G; 缓存辅助; 链路选择; 功率分配; MIMO; Alamouti 编码

中图分类号: TP393

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2017201

Buffer-aided multiple-antenna relay strategy for 5G systems

ZHAN Jun, YAN Qifa, TANG Xiaohu

School of Information Science and Technology, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, China

Abstract: Buffer-aided multiple-antenna relay technology can provide the 5G communication system with wide coverage, and improve the system throughput performance effectively. A three-node multiple-antenna buffer-aided relay system was investigated and thus an optimal buffer-aided relay strategy, namely joint adaptive link selection and power allocation protocol, which maximizes the average throughput of system was proposed. The analytical results indicate that the optimal link selection policy depends only on the current instantaneous channel state information and the statistical channel information of related links, and the optimal power allocation scheme has equal power allocation for the transmitted data flows. The simulation results show that buffer used in relay could significantly improve the throughput of relay system compared to the relay system without buffer. In addition, the MIMO technique can achieve the multiplexing gain by multiple antennas, and then improve the throughput of buffer-aided relay system further.

Key words: 5G, buffer-aided, link selection, power allocation, multiple-input multiple-output, Alamouti code

1 引言

近年来, 随着移动互联网和物联网技术的飞速发展, 移动数据业务的数据量呈指数级增长。

为了满足移动数据业务量增长的发展需求, 5G 移动通信系统需要进一步提高网络容量^[1]。另一方面, 为了保证用户的移动性和业务连续性, 为用户提供无缝的高速业务体验, 5G 通信系统需要提

收稿日期: 2017-05-15; 修回日期: 2017-06-06

供广域覆盖范围^[2]。对于上述问题,缓存辅助的协作中继技术是一个很好的解决方案。相对于传统的非协作网络,协作中继技术能够带来诸多益处,例如增大通信覆盖范围,提高系统可靠性以及改善服务质量等。另一方面,缓存辅助中继系统通过在中继站设置缓存器,源端发送的数据得以先存储再选择适当时机由中继发送给目的节点。与在当前时隙接收信息并在下一个时隙传输所接收信息的传统中继方案相比,缓存辅助的中继方案能够提供吞吐率、分集以及 SNR 等增益^[3]。基于此,缓存辅助的协作中继技术不仅可以为 5G 移动通信系统提供广域覆盖,增大通信范围,还可以进一步提高系统吞吐率,从而改善 5G 通信系统的服务质量和用户体验。

参考文献[4]首次将缓存引入中继系统,研究了一个由源、中继和目的地节点组成的三节点模型,由于缓存的存在,在每个时隙里,系统可以在源与中继($S \rightarrow R$)和中继与目的节点($R \rightarrow D$)的两跳链路之间进行链路选择来传输信息,分析表明在中继节点引入缓存能够显著增加中继系统的吞吐率。参考文献[5, 6]中研究了三节点的半双工缓存辅助中继系统的最佳链路选择方案,仿真结果表明,通过链路选择,相对于传统无缓存辅助的中继系统,缓存辅助的中继系统吞吐量最大能提高一倍。针对含有两个以上中继的多跳缓存辅助中继系统,参考文献[7, 8]研究了最佳传输链路选择问题,仿真结果表明相对于传统多跳中继网络的中继依次收发方案以及每一时隙仅选择 SNR 最大链路传输的方案,所提出的最佳链路选择方案能够获得更高的吞吐率。为了进一步改善中继系统的吞吐率,参考文献[9, 10]中提出了可同时选择一对半双工中继分别进行数据接收与发送,从而实现连续传输的缓存辅助中继方案。连续中继传输方案突破了半双工传输的限制,系统在每个时隙可以同时进行数据的接收与发送,因而可以获得更好的吞吐率性能。

此外,多输入多输出(multiple-input multiple-output, MIMO)技术在无线通信系统中受到了广泛的关注与应用,因其可以有效地提高无线信道的信道容量^[11]。本文将 MIMO 技术应用于缓存辅助的中继系统,利用多天线的复用增益进一步提高缓存辅助中继系统的吞吐率。针对此缓存辅助 MIMO 中继系统,本文研究了自适应链路选择传输方案,在每个时间块,选择 $S \rightarrow R$ 链路或者 $R \rightarrow D$ 链路进行传输。基于两跳链路的信道信息,本文推导了最佳的链路选择方案。此外,为了实现接收端的低复杂度信号检测,在源节点和中继节点对发送数据流进行 Alamouti 编码处理。对于源节点和中继节点,推导了最佳的流功率分配方案。本文分析及仿真结果表明,在 5G 移动通信系统中引入数据缓存机制,设计合理的缓存辅助多天线中继方案可以进一步提高系统容量并提供稳定、高速的服务体验。

在本文中,用小写字母、加粗的小写字母以及加粗的大写字母分别表示标量、向量和矩阵。符号“*”表示共轭,“T”表示转置,“H”表示共轭转置。 I_N 表示 $N \times N$ 维单位矩阵。 $E\{\}$ 表示期望。 $\|\mathbf{h}\| = \sqrt{\mathbf{h}^H \cdot \mathbf{h}}$ 表示 N 维向量 $\mathbf{h} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 的 Euclid 范数。

2 系统模型

考虑一个由源节点 S、中继节点 R 和目的节点 D 组成的三节点中继通信系统。所有节点都配有两根天线,如图 1 所示。源节点 S 通过中继 R 与目的节点 D 进行通信,S 与 D 之间无直接链路。中继工作在半双工模式,即在给定的频带内,中继不能同时进行收发。

中继站 R 设置有数据缓存,工作于译码转发模式。它将源节点 S 发送的数据分组译码后存储在缓存中,然后在合适的时隙里传输给 D。为了便于分析,本文假设中继站的缓存大小为无限大,即缓存不会溢出。

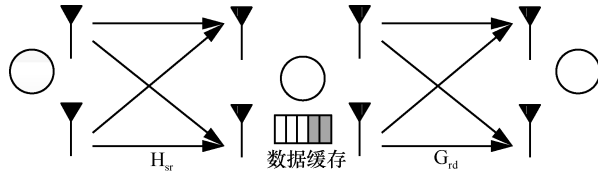


图1 多天线缓存辅助中继系统

将时间分为等长的时间块，每个时间块包含两个连续的等长时隙。假设信道为块衰落模型，即信道在一个时间块内保持不变。则在第 m 个时间块的第 k ($k \in 1, 2$) 个传输时隙内，中继 R 的接收信号可以表示为：

$$\mathbf{y}_r[m, k] = \mathbf{H}_{sr}[m] \mathbf{x}_s[m, k] + \mathbf{w}_r[m, k] \quad (1)$$

其中， $\mathbf{y}_r = [y_{r1}, y_{r2}]^T$ ，其中 y_{r1} 和 y_{r2} 分别表示中继站第 1 根接收天线和第 2 根接收天线上的接收信号； $\mathbf{x}_s = [x_{s1}, x_{s2}]^T$ ， x_{s1} 和 x_{s2} 分别表示源节点第 1 根发射天线和第 2 根发射天线上的发送信号。 $\mathbf{H}_{sr} \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$ 表示 S 到 R 的信道矩阵，矩阵的元素 h_{ij} ($i \in 1, 2; j \in 1, 2$) 表示 S 的第 i 根发射天线到 R 的第 j 根接收天线之间链路的瞬时信道增益，是均值为 0、方差为 σ_{sr}^2 的循环对称复高斯随机变量，即 $h_{ij} \sim \text{CN}(0, \sigma_{sr}^2)$ ； $\mathbf{w}_r = [w_{r1}, w_{r2}]^T$ ， w_{r1} 和 w_{r2} 分别表示中继站第 1 根接收天线和第 2 根接收天线上的均值为 0、方差为 N_0 的加性循环对称复高斯白噪声，即 $\mathbf{w}_r \sim \text{CN}(0, N_0 \mathbf{I}_2)$ 。

类似地，在第 m 个时间块的第 k ($k \in 1, 2$) 个传输时隙内，对于 $R \rightarrow D$ 链路，目的节点 D 的接收信号可以表示为：

$$\mathbf{y}_d[m, k] = \mathbf{G}_{rd}[m] \mathbf{x}_r[m, k] + \mathbf{w}_d[m, k] \quad (2)$$

其中， $\mathbf{y}_d$ 、 $\mathbf{G}_{rd}$ 、 $\mathbf{x}_r$ 和 $\mathbf{w}_d$ 表示的含义分别与 $S \rightarrow R$ 链路中的 $\mathbf{y}_r$ 、 $\mathbf{H}_{sr}$ 、 $\mathbf{x}_s$ 和 $\mathbf{w}_r$ 类似；矩阵 $\mathbf{G}_{rd} \in \mathbb{C}^{2 \times 2}$ 的元素 g_{ij} ($i \in 1, 2; j \in 1, 2$) 是均值为 0、方差为 σ_{rd}^2 的循环对称复高斯随机变量，即 $g_{ij} \sim \text{CN}(0, \sigma_{rd}^2)$ ； h_{ij} 和 g_{ij} 对任意的 i, j 都相互独立； $\mathbf{w}_d$ 与 $\mathbf{w}_r$ 同分布。

中继节点为系统中心节点，即在每个时间块，由中继来负责传输调度。假设信道具有互易性，

在传输阶段开始之前，中继分别向源节点和目的节点发送导频信号，源节点和目的节点利用导频信号分别估计出 $S \rightarrow R$ 和 $R \rightarrow D$ 链路的信道信息并反馈给中继节点。中继根据获得的信道信息来决定是源节点 S 还是中继 R 来进行传输，并将此判决消息广播给系统中的源节点和目的节点，然后源节点和目的节点根据接收到的判决信息来进行相应的信息传输或接收。 S 或者 R 被选择进行传输时，自动将传输速率调整至相应链路的容量以实现自适应速率传输。

3 Alamouti 方案 and 自适应链路选择传输

为了实现低复杂度检测，本文在 $S \rightarrow R$ 及 $R \rightarrow D$ 链路上都采用 Alamouti 编码传输方案^[12]。采用 Alamouti 编码方案的 2×2 MIMO 信道实际上可等价于两路相互独立的正交子信道，从而接收端的译码可以分解为两个正交的单码元检测问题^[13]。以 $S \rightarrow R$ 链路的 2×2 MIMO 信道为例，考虑在第 m 个时间块的连续两个时隙内以 Alamouti 编码方式在源端的两个发送天线上传输 u_1 和 u_2 这两个信号。由于在一个时间块内，信道保持不变，则在两个连续的时隙内，中继的接收信号为：

$$\begin{bmatrix} y_{r1}[m, 1] \\ y_{r2}[m, 1] \\ y_{r1}[m, 2]^* \\ y_{r2}[m, 2]^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \\ h_{21}^* & -h_{11}^* \\ h_{22}^* & -h_{12}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} w_{r1}[m, 1] \\ w_{r2}[m, 1] \\ w_{r1}[m, 2]^* \\ w_{r2}[m, 2]^* \end{bmatrix} \quad (3)$$

式 (3) 可写为：

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \mathbf{u} + \mathbf{w} \quad (4)$$

其中， $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{4 \times 2}$ 表示 $S \rightarrow R$ 链路经过 Alamouti 编码之后的等价信道矩阵，可表示为： $\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1, \mathbf{h}_2]$ ，其中， $\mathbf{h}_1 = [h_{11}, h_{12}, h_{21}^*, h_{22}^*]^T$ ， $\mathbf{h}_2 = [h_{21}, h_{22}, -h_{11}^*, -h_{12}^*]^T$ 。信道矩阵 $\mathbf{H}$ 的列向量相互正交，即 $\mathbf{h}_1^H \cdot \mathbf{h}_2 = 0$ 。 $\mathbf{u} = [u_1, u_2]^T$ 表示源端发送信号向量， $\mathbf{w} \sim \text{CN}(0, N_0 \mathbf{I}_4)$ 表示中继 R 处的等价噪声向量。将接收向量 $\mathbf{y}$ 投影到矩阵 $\mathbf{H}$ 的归一化列向量上可以得到：

$$r_i = \frac{\mathbf{h}_i^H}{\|\mathbf{h}_i\|} \mathbf{y} = \|\mathbf{h}_i\| u_i + \tilde{w}_i, \tilde{w}_i \sim \text{CN}(0, N_0), i=1,2 \quad (5)$$

即在每个时间块内, 数据 u_1 和 u_2 可视为通过两个独立相互正交的信道 $\mathbf{h}_1$ 和 $\mathbf{h}_2$ 进行传输。

且有:

$$\|\mathbf{h}_1\| = \|\mathbf{h}_2\| = \sqrt{|h_{11}|^2 + |h_{21}|^2 + |h_{12}|^2 + |h_{22}|^2} \quad (6)$$

同理, 采用 Alamouti 编码的 $R \rightarrow D$ 链路的 2×2 MIMO 信道也可以等价于两个独立相互正交的信道 $\mathbf{g}_1 = [g_{11}, g_{12}, g_{21}^*, g_{22}^*]^T$ 和 $\mathbf{g}_2 = [g_{21}, g_{22}, -g_{11}^*, -g_{12}^*]^T$ 。且有:

$$\|\mathbf{g}_1\| = \|\mathbf{g}_2\| = \sqrt{|g_{11}|^2 + |g_{21}|^2 + |g_{12}|^2 + |g_{22}|^2} \quad (7)$$

在每一个传输时间块 i , 在数据发送阶段之前, 中继站都先根据信道信息来决定由源端还是中继进行发送。令 $d_i \in \{0, 1\}$ 为链路选择变量, 其中 $d_i = 0$ 表示选择 $S \rightarrow R$ 链路, $d_i = 1$ 表示选择 $R \rightarrow D$ 链路。则在第 i 个时间块里, 由 S 传输给 R 的信息比特数可以表示为:

$$R_{sr}(i) = (1 - d_i)S(i) \quad (8)$$

其中, $S(i) = S_1(i) + S_2(i)$, 其中, $S_1(i) = \text{lb}(1 + P_{S1}(i) \|\mathbf{h}_1(i)\|^2 / N_0)$, $S_2(i) = \text{lb}(1 + P_{S2}(i) \|\mathbf{h}_2(i)\|^2 / N_0)$, P_{S1} 和 P_{S2} 分别表示源端 S 分配给两个流的发射功率。在每个时间块, S 的发射总功率为 P_S , 则有 $P_{S1}(i) + P_{S2}(i) \leq P_S$ 。因此, 在第 i 个时间块, 源 S 的第 1 个等效子信道 $\mathbf{h}_1$ 的瞬时信噪比可表示为 $\gamma_{S1}(i) = P_{S1}(i) \|\mathbf{h}_1(i)\|^2 / N_0$ 。同理, 第 2 个子信道 $\mathbf{h}_2$ 的瞬时信噪比可写为 $\gamma_{S2}(i) = P_{S2}(i) \|\mathbf{h}_2(i)\|^2 / N_0$ 。子信道相应的平均链路信噪比分别为 $\Omega_{S1} = E\{\gamma_{S1}(i)\}$ 和 $\Omega_{S2} = E\{\gamma_{S2}(i)\}$ 。

第 i 个时间块里 $S \rightarrow R$ 传输完成后, 中继缓存中的信息比特数为:

$$Q(i) = Q(i-1) + R_{sr}(i) \quad (9)$$

其中, $Q(i-1)$ 表示第 $i-1$ 个时间块里中继缓存中的信息比特数。

同理, 在第 i 个时间块里, 由 R 传输给 D 的

信息比特数可以表示为:

$$R_{rd}(i) = d_i \left\{ \min \{R(i), Q(i-1)\} \right\} \quad (10)$$

其中, $R(i) = R_1(i) + R_2(i)$, $R_1(i) = \text{lb}(1 + P_{R1}(i) \|\mathbf{g}_1(i)\|^2 / N_0)$, $R_2(i) = \text{lb}(1 + P_{R2}(i) \|\mathbf{g}_2(i)\|^2 / N_0)$, P_{R1} 和 P_{R2} 分别表示中继站分配给两个流的发射功率。在每个时间块, R 的发射总功率为 P_R , 则有 $P_{R1}(i) + P_{R2}(i) \leq P_R$ 。在第 i 个时间块, 中继 R 的第一个等效子信道 $\mathbf{g}_1$ 的瞬时信噪比为 $\gamma_{R1}(i) = P_{R1}(i) \|\mathbf{g}_1(i)\|^2 / N_0$, 子信道 $\mathbf{g}_2$ 的瞬时信噪比为 $\gamma_{R2}(i) = P_{R2}(i) \|\mathbf{g}_2(i)\|^2 / N_0$ 。两个子信道相应的平均链路信噪比分别为 $\Omega_{R1} = E\{\gamma_{R1}(i)\}$ 和 $\Omega_{R2} = E\{\gamma_{R2}(i)\}$ 。

第 i 个时间块里 $R \rightarrow D$ 链路传输完成后, 中继缓存中的信息比特数为:

$$Q(i) = Q(i-1) - R_{rd}(i) \quad (11)$$

因此对于连续的 N 个时间块, 此 2×2 MIMO 缓存辅助中继系统的平均吞吐率为:

$$\tau = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N R_{rd}(i) \quad (12)$$

4 问题建模与求解

联合链路选择和流功率分配方案可以表述为通过最佳的链路选择和流功率分配方案, 即联合优化链路选择变量 d_i 和功率分配变量 P_{S1} 、 P_{S2} 、 P_{R1} 、 P_{R2} 来使得系统平均吞吐率达到最大。因此, 当 $N \rightarrow \infty$ 时, 优化问题可以表示为:

$$\begin{aligned} & \max_{d_i, P_{S1}(i), P_{S2}(i), P_{R1}(i), P_{R2}(i)} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N R_{rd}(i) \\ \text{s.t. } & \text{C1: } \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N R_{sr}(i) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N R_{rd}(i), \\ & \text{C2: } d_i(d_i - 1) = 0, \quad \forall i \\ & \text{C3: } 0 \leq P_{S1}(i) + P_{S2}(i) \leq P_S, \quad \forall i \\ & \text{C4: } 0 \leq P_{R1}(i) + P_{R2}(i) \leq P_R, \quad \forall i \end{aligned} \quad (13)$$

式 (13) 中, 约束条件 C1 用于约束中继缓存



的平均到达速率等于平均离去速率, 使得中继的缓存队列保持稳定, 从而最大化系统平均可达速率 [6, Theorem1]。约束条件 C2 表明, 在每个时间块, S 和 R 中, 只有一个节点在发送, 另一节点处于静默状态。约束条件 C3 和 C4 分别约束了源端 S 和中继 R 在每个时间块的发送功率不能超过总发送功率。

定理 1 最优链路选择方案和最优流功率分配方案为:

$$P_{S1}(i) = P_{S2}(i) = \begin{cases} \frac{P_S}{2}, & d_i = 0 \\ 0, & d_i = 1 \end{cases} \quad (14)$$

$$P_{R1}(i) = P_{R2}(i) = \begin{cases} \frac{P_R}{2}, & d_i = 1 \\ 0, & d_i = 0 \end{cases} \quad (15)$$

$$d_i = \begin{cases} 0, & (1-a_1)R(i) < a_1S(i) \\ 1, & (1-a_1)R(i) > a_1S(i) \end{cases} \quad (16)$$

其中, a_1 为优化问题式 (13) 的拉格朗日函数中对应于约束条件 C1 的拉格朗日乘子。

证明: 为了解决式 (13) 中的优化问题, 首先将约束条件 C2 中的二进制约束 $d_i(d_i - 1) = 0$ 缩放为 $d_i(d_i - 1) \leq 0$, 即 $0 \leq d_i \leq 1, \forall i$ 。对于最佳链路选择方案, 缓存的数据队列保持稳定, 中继传输的信息比特数不超过缓存中存储的信息比特数。由此, 可得 $R_{rd}(i) = d_i \{ \min \{ R(i), Q(i-1) \} \} = d_i R(i)$ 。因此优化式 (13) 可以转化为如下放缩的优化问题:

$$\begin{aligned} & \max_{\substack{d_i, P_{S1}(i), P_{S2}(i), \\ P_{R1}(i), P_{R2}(i)}}} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N d_i R(i) \\ \text{s.t.} \quad & \text{C1: } \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (1-d_i)S(i) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N d_i R(i), \\ & \text{C2: } 0 \leq d_i \leq 1, \quad \forall i \\ & \text{C3: } 0 \leq P_{S1}(i) + P_{S2}(i) \leq P_S, \quad \forall i \\ & \text{C4: } 0 \leq P_{R1}(i) + P_{R2}(i) \leq P_R, \quad \forall i \end{aligned} \quad (17)$$

首先证明对任意的 i , 链路选择变量 d_i 的最优值一定在边界取得, 即 $d_i \in \{0, 1\}$ 。

优化问题式 (17) 的拉格朗日函数为:

$$\begin{aligned} L = & -\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N d_i R(i) + \frac{a_1}{N} \sum_{i=1}^N [d_i R(i) - (1-d_i)S(i)] + \\ & \sum_{i=1}^N a_{2i} d_i (d_i - 1) + \sum_{i=1}^N a_{3i} [P_{S1}(i) + P_{S2}(i) - P_S] + \\ & \sum_{i=1}^N a_{4i} [P_{R1}(i) + P_{R2}(i) - P_R] \end{aligned} \quad (18)$$

其中, a_1 、 a_{2i} 、 a_{3i} 、 a_{4i} 分别为对应约束条件 C1、C2、C3 和 C4 的拉格朗日乘子。这些拉格朗日乘子需要满足如下的 Karush-Kuhn-Tucker (KKT) 条件。

(1) 对偶可行条件

即不等式约束的拉格朗日乘子为非负变量:

$$a_{2i} \geq 0; \quad a_{3i} \geq 0; \quad a_{4i} \geq 0, \quad \forall i \quad (19)$$

(2) 互补松弛条件

$$a_{2i} d_i (d_i - 1) = 0, \quad \forall i \quad (20)$$

$$a_{3i} [P_{S1}(i) + P_{S2}(i) - P_S] = 0, \quad \forall i \quad (21)$$

$$a_{4i} [P_{R1}(i) + P_{R2}(i) - P_R] = 0, \quad \forall i \quad (22)$$

将式 (18) 中的拉格朗日函数对链路选择变量 d_i 求导并令其值为 0, 整理可得:

$$2a_{2i} d_i = a_{2i} + \frac{1}{N} [(1-a_1)R(i) - a_1S(i)] \quad (23)$$

由对偶可行条件式 (19) 可知 $a_{2i} \geq 0, \forall i$, 若 $a_{2i} = 0$, 则式 (23) 可以整理为:

$$(1-a_1)R(i) = a_1S(i) \quad (24)$$

由于 $R(i)$ 和 $S(i)$ 为相互独立的随机变量, 对于任意给定的 i , 式 (24) 恒成立的概率为 0, 因此 $a_{2i} \neq 0$, 即 $a_{2i} > 0$ 。由互补松弛条件式 (20) 可知, $d_i(d_i - 1) = 0$, 即 d_i 的取值只能为 0 或者 1。

接下来, 推导源节点和中继节点的最佳流功率分配方案。

当链路 $S \rightarrow R$ 被选择进行传输, 即 $d_i = 0$ 时, 源节点对发送的两路数据流进行功率分配。拉格朗日函数分别对功率分配变量 $P_{S1}(i)$ 和 $P_{S2}(i)$ 求导

并令其值为 0, 可得:

$$a_{3i} = \frac{a_1}{N \ln 2} \cdot \frac{\|\mathbf{h}_1(i)\|^2}{N_0 + P_{S1}(i) \|\mathbf{h}_1(i)\|^2} \quad (25)$$

$$a_{3i} = \frac{a_1}{N \ln 2} \cdot \frac{\|\mathbf{h}_2(i)\|^2}{N_0 + P_{S2}(i) \|\mathbf{h}_2(i)\|^2} \quad (26)$$

由于 $0 < a_1 < 1$, 因此 $a_{3i} = \frac{a_1}{N \ln 2} \cdot \frac{\|\mathbf{h}_1(i)\|^2}{N_0 + P_{S1}(i) \|\mathbf{h}_1(i)\|^2} > 0$, 由互补松弛条件式 (21) 可得: $P_{S1}(i) + P_{S2}(i) = P_s$, 由此联立式 (25)、式 (26) 可解得:

$$P_{S1}(i) = \frac{P_s \|\mathbf{h}_1(i)\|^2 \|\mathbf{h}_2(i)\|^2 + N_0 (\|\mathbf{h}_1(i)\|^2 - \|\mathbf{h}_2(i)\|^2)}{2 \|\mathbf{h}_1(i)\|^2 \|\mathbf{h}_2(i)\|^2} \quad (27)$$

又由式 (6) 可知, $\|\mathbf{h}_1\| = \|\mathbf{h}_2\|$, 因此, 源端 S 对发送的两路数据流的最优分配功率 $P_{S1}(i)$ 和 $P_{S2}(i)$ 可表示为:

$$\begin{cases} P_{S1}(i) = \frac{P_s}{2} \\ P_{S2}(i) = P_s - \frac{P_s}{2} = \frac{P_s}{2} \end{cases} \quad (28)$$

当链路 $R \rightarrow D$ 被选择进行传输, 即 $d_i = 1$ 时, 中继节点对发送的两路数据流进行功率分配。求解过程与 $R \rightarrow D$ 链路类似, 中继节点 R 对发送的两路数据流的最优分配功率 $P_{R1}(i)$ 和 $P_{R2}(i)$ 为:

$$\begin{cases} P_{R1}(i) = \frac{P_R}{2} \\ P_{R2}(i) = \frac{P_R}{2} \end{cases} \quad (29)$$

最后, 推导最佳链路选择方案。由于链路选择变量 d_i 的取值为 0 或 1, 则有:

- 若 $d_i = 1$, 将其代入式 (23), 可得 $a_{2i} = \frac{1}{N} [(1 - a_1) R(i) - a_1 S(i)] > 0$, 即 $(1 - a_1) R(i) - a_1 S(i) > 0$;
 - 若 $d_i = 0$, 同理可得 $(1 - a_1) R(i) - a_1 S(i) < 0$ 。
- 综上所述, 链路选择变量 d_i 的取值为:

$$d_i = \begin{cases} 1, & (1 - a_1) R(i) > a_1 S(i) \\ 0, & (1 - a_1) R(i) < a_1 S(i) \end{cases} \quad (30)$$

由式 (14) 和式 (15) 可知, 在每个时间块, 无论是选择源节点还是中继节点进行传输, 最佳的流功率分配方案均为等功率分配。值得注意的是, 对于源节点和中继节点, 每个时间块的最佳流功率分配方案均与信道状态信息无关。式 (16) 表明, 在每个时间块, 链路选择变量 d_i 的值仅取决于 $S \rightarrow R$ 和 $R \rightarrow D$ 链路在当前时间块 i 的瞬时信道容量以及 a_1 。

拉格朗日乘子 a_1 的值仅取决于 $S \rightarrow R$ 和 $R \rightarrow D$ 链路的信道衰落统计信息, 与时间块以及之前和未来时间块的瞬时信道状态信息无关。与参考文献[14]中的处理方法类似, 在本文中, 采用梯度下降算法^[15]对 a_1 的值进行估计。在时间块 i , 用 $a_1^e(i)$ 表示 a_1 的估计值, 则有:

$$a_1^e(i) = a_1^e(i-1) + \delta(i) [\bar{R}_{rd}^e(i-1) - \bar{R}_{sr}^e(i-1)] \quad (31)$$

其中, $\bar{R}_{sr}^e(i-1)$ 和 $\bar{R}_{rd}^e(i-1)$ 分别为 $S \rightarrow R$ 和 $R \rightarrow D$ 链路从第一个时间块到时间块 $i-1$ 的平均可达速率, 其中 $\bar{R}_{sr}^e(i-1) = \frac{1}{i-1} \sum_{t=1}^{i-1} R_{sr}(t)$, $\bar{R}_{rd}^e(i-1) = \frac{1}{i-1} \sum_{t=1}^{i-1} R_{rd}(t)$ 。 $\delta(i)$ 为正数步进值, 用于控制 $a_1^e(i)$ 向 a_1 收敛的速度。

对于给定的时间块 i , 对 $S \rightarrow R$ 和 $R \rightarrow D$ 两跳 MIMO 信道的可达速率 $S(i)$ 和 $R(i)$ 进行加权, 加权系数分别为 a_1 和 $1 - a_1$ 。则 $S \rightarrow R$ 链路的加权可达速率可表示为 $a_1 S(i)$, 同理, $R \rightarrow D$ 链路的加权可达速率可表示为 $(1 - a_1) R(i)$, 用集合表示为:

$$\mathcal{A}(i) = \{a_1 S(i), (1 - a_1) R(i)\} \quad (32)$$

利用集合 $\mathcal{A}(i)$, 则自适应链路选择方案可以直观地表述为: 当 $S \rightarrow R$ 链路的加权可达速率大于 $R \rightarrow D$ 链路的加权可达速率, 即 $a_1 S(i) = \max \mathcal{A}(i)$ 时, 则选择源节点进行传输, 否则就选择中继节点进行传输。



5 仿真结果与分析

为了评估缓存以及多天线对中继系统吞吐率的影响,将本文所提的缓存辅助 2×2 MIMO 中继方案与传统无缓存辅助的 2×2 MIMO 中继方案、缓存辅助 SISO 中继方案^[6]以及传统无缓存辅助 SISO 中继方案的系统平均可达速率进行比较,其中 $S \rightarrow R$ 链路和 $R \rightarrow D$ 链路的平均 SNR 分别表示为 Ω_S 和 Ω_R ; 每个时间块,源节点和中继节点的总发送功率相等,即 $P_S = P_R$ 。对于 $\Omega_S = 10$ dB,在两跳链路对称,即 $\Omega_S = \Omega_R$ 时,分别将 4 种中继系统的平均可达速率表示为源节点发送功率 P_S 的函数,仿真结果如图 2 所示。

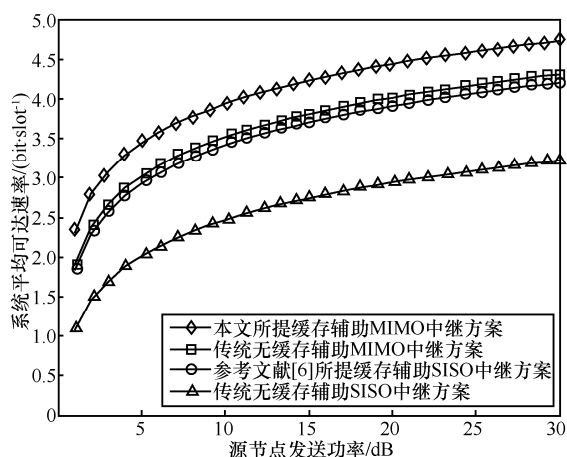


图2 不同中继方案在源节点不同发送功率下的系统平均可达速率变化曲线

由图 2 可知,在 $S \rightarrow R$ 和 $R \rightarrow D$ 两跳链路平均 SNR 相等,即链路对称的情形下,4 种中继系统的平均可达速率均随着源节点和中继节点发送功率的增大而增大。而且,对于任意的发送功率,本文所提出的缓存辅助 2×2 MIMO 中继方案都要优于其余 3 种中继传输方案。此外,缓存辅助中继系统的平均可达速率均优于相对应的传统无缓存辅助中继系统,MIMO 中继系统的平均可达速率也都优于 SISO 中继系统。因此,本文可以得出以下结论:在中继系统中引入缓存可以带来一定的吞吐率增益,此外 MIMO 技术可以获得复用增

益,从而进一步改善中继系统的吞吐率性能。

为了评估链路非对称,即两跳链路平均 SNR 不相等时,缓存以及多天线对中继系统吞吐率的影响,分别将 4 种中继系统的平均可达速率表示为 Ω_R / Ω_S 的函数,比值 Ω_R / Ω_S 用于表示两跳链路的非对称状态。每个时间块,源节点和中继节点的总发送功率设置为 1,即 $P_S = P_R = 1$ 。对于 $\Omega_S = 20$ dB,仿真结果如图 3 所示。

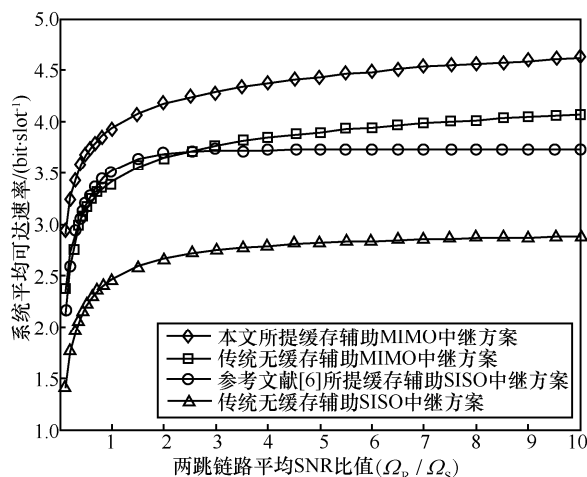


图3 不同中继方案在不同 Ω_R / Ω_S 比值下的系统平均可达速率变化曲线

由图 3 可以看出,对于任意的 Ω_R / Ω_S ,本文所提出的缓存辅助 2×2 MIMO 中继方案都要优于传统无缓存辅助的 2×2 MIMO 中继方案和缓存辅助 SISO 中继方案,缓存辅助 SISO 中继系统的平均可达速率也一直优于传统无缓存辅助的 SISO 中继系统。由此可知,对于链路非对称的中继系统,缓存仍可以带来一定的吞吐率增益。而对于缓存辅助的中继系统,多天线还能带来复用增益。

值得注意的是,由图 3 可以观察到,当 Ω_R / Ω_S 取值小于 0.5 以及大于 2.5 时,缓存辅助 SISO 中继系统的平均可达速率要优于传统无缓存辅助 2×2 MIMO 中继系统,而在区间 $[0.5, 2.5]$,传统无缓存辅助 2×2 MIMO 中继系统的平均可达速率要优于缓存辅助 SISO 中继系统。这种现象可以解释如下:实际上,链路平均 SNR 之比 Ω_R / Ω_S

表征 $R \rightarrow D$ 链路和 $S \rightarrow R$ 链路的信道非对称状态。当 $\Omega_R / \Omega_S \rightarrow 0$ 或者 $\Omega_R / \Omega_S \rightarrow \infty$ 时, $S \rightarrow R$ 链路和 $R \rightarrow D$ 链路处于严重的不对称状态中。相对于链路对称状态, 即 $\Omega_R / \Omega_S = 1$ 情形, 在链路严重不对称的情形下, 中继的缓存会被更频繁地调用, 从而可以获得更好的吞吐率性能。因此, 在链路非对称状态的区间 $(0, 0.5)$ 和 $(2.5, +\infty)$, 缓存辅助 SISO 中继系统可以获得比传统无缓存辅助 2×2 MIMO 中继系统更好的吞吐率性能。进一步, 可以得出结论: 对于缓存辅助中继系统, 当系统的信道不对称状态越严重时, 缓存所带来的吞吐率增益越大。

6 结束语

本文提出了一个针对 2×2 MIMO 缓存辅助中继系统的自适应链路选择方案, 并给出了相应的最佳流功率分配方案。分析结果表明, 最佳的链路选择方案仅依赖于当前时刻的瞬时信道信息以及相关链路的信道统计信息。对于源节点和中继节点, 最佳的流功率分配方案均为等功率分配。仿真结果表明, 本文提出的 2×2 MIMO 缓存辅助中继方案相对于传统无缓存辅助的 2×2 MIMO 中继系统能够显著改善系统的吞吐率。此外, 与单天线下的缓存辅助中继系统相比, 本文的 MIMO 缓存辅助中继系统还能够获得多天线所带来的复用增益, 从而进一步改善系统的吞吐率性能。因此, 通过采用缓存辅助多天线中继技术, 设计合理的缓存辅助中继方案可以提高 5G 移动通信系统的覆盖范围, 有效提升系统容量, 改善系统服务质量。

参考文献:

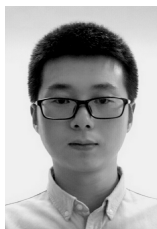
- [1] 倪善金, 赵军辉. 5G 无线通信网络物理层关键技术[J]. 电信科学, 2015, 31(12): 40-45.
NI S J, ZHAO J H. Key technologies in physical layer of 5G wireless communications network[J]. Telecommunications Science, 2015, 31 (12): 40-45.
- [2] 王胡成, 徐晖, 程志密, 等. 5G 网络技术研究现状和发展趋势[J]. 电信科学, 2015, 31(9):149-155.
WANG H C, XU H, CHENG Z M, et al. Current research and development trend of 5G network technologies [J]. Telecommunications Science, 2015, 31(9): 149-155.
- [3] ZLATANOV N, IKHLEF A, IALAM T, et al. Buffer-aided cooperative communications: opportunities and challenges [J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(4): 146-153.
- [4] XIA B, FAN Y, THOMPSON J, et al. Buffering in a three-node relay network [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(11): 4492-4496.
- [5] ZLATANOV N, SCHÖBER R, POPOVSKI P. Throughput and diversity gain of buffer-aided relaying[C]//2011 IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM), Dec 5-9, 2011, Houston, Texas, USA. New Jersey: IEEE Press, 2011: 1-6.
- [6] ZLATANOV N, SCHÖBER R, POPOVSKI P. Buffer-aided relaying with adaptive link selection [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2013, 31(8): 1530-1542.
- [7] SHOUKRY H, ZLATANOV N, JAMALI V, et al. Achievable rates for the fading three-hop half-duplex relay network using buffer-aided relaying[C]//2014 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Dec 8-12, 2014, Austin, Texas, USA. New Jersey: IEEE Press, 2014: 1716-1721.
- [8] JAMALI V, ZLATANOV N, SHOUKRY H, et al. Achievable rate of the half-duplex multi-hop buffer-aided relay channel with block fading[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(11): 6240-6256.
- [9] IKHLEF A, KIM J, SCHÖBER R. Mimicking full-duplex relaying using half-duplex relays with buffers [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(7): 3025-3037.
- [10] NOMIKOS N, VOUYIOUKAS D, CHARALAMBOUS T, et al. Capacity improvement through buffer-aided successive opportunistic relaying[C]//2013 IEEE International Conference on Wireless Communications, Vehicular Technology, Information Theory and Aerospace & Electronic Systems (VITAE), June 24-27, 2013, Atlantic City, New Jersey, USA. New Jersey: IEEE Press, 2013: 1-5.
- [11] TELATAR I E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels [J]. European Transactions on Telecommunications, 1999, 10(6): 585-595.
- [12] ALAMOUTI S M. A simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [13] TSE D, VISWANATH P. Fundamentals of wireless communication [M]. New York: Cambridge University Press, 2005: 94-100.
- [14] ZLATANOV N, JAMALI V, SCHÖBER R. Achievable rates



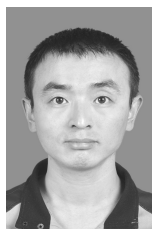
for the fading half-duplex single relay selection network using buffer-aided relaying [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2015, 14(8): 4494-4507.

- [15] BOYD S, VANDENBERGHE L. Convex optimization [M]. New York: Cambridge University Press, 2004: 241-249.

[作者简介]



占俊（1989-），男，西南交通大学信息科学与技术学院博士生，主要研究方向为无线通信信号处理、基于缓存辅助的协作通信和能量收集通信等。



闫起发（1986-），男，西南交通大学信息科学与技术学院博士生，主要研究方向为无线通信、内容分发网络等。



唐小虎（1972-），男，西南交通大学信息科学与技术学院教授、博士生导师，主要研究方向为信息编码技术、大数据存储及处理和网络信息安全等。