

解码前传协同通信的断线率最小化

魏 宁, 张忠培, 李少谦

(电子科技大学通信抗干扰国家级重点实验室 成都 610054)

【摘要】提出了一种自适应无校验解码前传(decode and forward)协同通信方案, 方案利用有限比特的反馈, 基于最小化断线率(outage probability)这一目标, 进行自适应功率分配。给出了完整信道信息反馈条件下的功率分配方案, 得出其断线率性能, 并以此作为有限反馈比特条件下的性能限; 提出了少量比特反馈条件下的自适应发射功率分配方案, 并通过仿真证明只需要少数几个反馈比特, 就可以达到很大的性能提升。提出的两用户共用反馈信息的方案, 与以往的针对中继信道设计的每用户采用不同的反馈信息方案相比, 在总反馈比特数相同的情况下具有较大的性能增益。

关键词 协同通信; 解码前传; 有限反馈; 功率分配
中图分类号 TN914 **文献标识码** A

Outage Minimization for Decode and Forward Cooperative Communication

WEI Ning, ZHANG Zhong-pei, and LI Shao-qian

(National Key Laboratory of Communications, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

Abstract A power allocation scheme for decode and forward cooperative communication is proposed to minimize the system outage probability. By considering power allocation scheme with perfect feedback which gives the lower bound of outage probability, the power allocation scheme with limited feedback is proposed. The transmission power in the latter scheme can be adjusted according to a few feedback bits. The simulation results prove that the proposed scheme with only a few feedback bits can achieve better performance gain than the relay channel scheme elsewhere.

Key words cooperative communication; decode and forward; finite feedback; power location

在无线网络中, 协同通信技术能够通过信号分集有效地提高系统的性能或吞吐量^[1-3]。关于发射端利用信道信息提高系统性能, 在点对点通信系统中已有较多的研究^[4-7], 而对在中继信道或协同通信中的发射端信道信息利用的研究较少^[8-11]。

文献[7]在假设发射端知道完美信道信息的条件下研究了各种不同协同协议的断线率, 其分析主要基于全双工假设。文献[9]得出以少数反馈比特就能大大提高放大前传(amplify and forward)协议性能的结论。文献[10-11]研究了一种基于有校验解码前传(decode and forward with CRC)的自适应传输方式选择及功率分配方案。有校验解码前传是指中继节点如果能够正确解码源节点的数据, 就前传这些数据, 而如果不能正确解码就不能前传任何信息。

本文与上述研究的不同在于:(1) 上述研究都是假设一个源节点一个中继节点, 严格意义上说只是

中继而非协同网络, 因为协同应该建立在互惠的基础上, 即参与协同的两用户互为中继节点。本文提出的两用户共用反馈信息的方案, 与针对中继信道方案^[9](两用户采用各自不同的反馈信息)相比, 具有较大的增益。(2) 上述研究未涉及无校验解码前传(decode and forward without CRC)协议, 主要是基于文献[3]的各种协同协议进行研究。而最新的研究表明, 无校验解码前传能够在低复杂度的情况下通过各种方式接近或达到满分集性能, 具有较好的应用前景^[12-13]。本文针对无校验解码前传协同协议进行研究。

1 系统模型

1.1 协议描述

本文采用的两用户(User 1, User 2)设置, 如图1所示。两用户按照时分复用方式向目的节点传输数

据, 采用1/2重复码。非协同方式(NC)中, 第1、3时隙(Time Slot 1,3)User 1发射数据, 目的节点接收数据; 第2、4时隙(Time Slot 2,4)User 2发射数据, 目的节点接收数据。无校验解码前传协同方式(DF)中, 时隙1(2), User 1(2)发射数据, User 2(1)和目的节点接收数据; 时隙3(4), User 2(1)向目的节点发射判决后重建的User 1(2)的数据。显然, 在第3、4时隙发射的数据有可能有一部分是错误的。

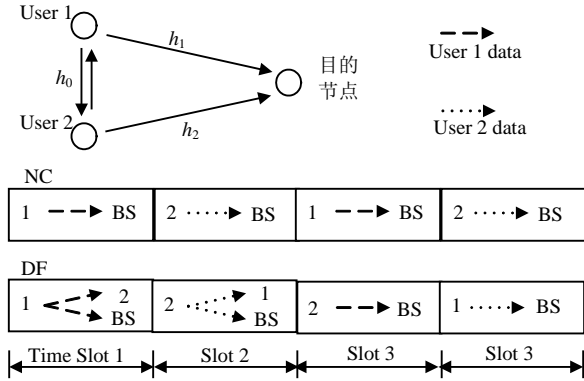


图1 传输方式示意图

假设各信道 i 的衰落系数为 h_i , 其中 $i \in \{0,1,2\}$, 其幅度服从瑞利分布。令 $\gamma_i = |h_i|^2$, 对于不同的 i , γ_i 相互独立且服从均值为 λ_i 的指数分布。参数 λ_i 表示信道 i 的路径衰落, 其值为该信道收发节点距离的函数。所有接收信号都受到复高斯白噪声干扰, $n_{u,t}$ 表示用户 u ($u=0$ 表示目的节点)在时隙 t 接收到的信号中, 功率为1的高斯白噪声。若用户 u 在时隙 t 接收到的信号为 $y_{u,t}$, 对于DF, 各时隙的收发信号为:

$$y_{2,1} = h_0 x_1 + n_{2,1}; y_{0,1} = h_1 x_1 + n_{0,1} \quad (1)$$

$$y_{1,2} = h_0 x_2 + n_{1,2}; y_{0,2} = h_2 x_2 + n_{0,2} \quad (2)$$

$$y_{0,3} = h_2 x_{r1} + n_{0,3} \quad (3)$$

$$y_{0,4} = h_1 x_{r2} + n_{0,4} \quad (4)$$

式中 x_u 为用户 u 的BPSK信号; x_{ru} 为用户 $3-u$ 估计并重构的用户 u 的BPSK信号。

1.2 断线率分析

设 $P = [P_{1,1}, P_{2,2}, P_{2,3}, P_{1,4}]$, 其中 $P_{u,t}$ 为用户 u 在时隙 t 的发射功率, 对于某一信道状态 $\gamma = [\gamma_0, \gamma_1, \gamma_2]$, $P_{u,t}(\gamma)$ 为 γ 的函数。本文假设同一时隙组(4时隙)内 $P_{1,1}(\gamma) = P_{2,2}(\gamma) = P_{2,3}(\gamma) = P_{1,4}(\gamma) = P(\gamma)$, 主要研究对于不同 γ 应采用的功率 $P(\gamma)$ (在无歧义的情况下, 部分公式中省略 (γ))。对于无校验DF, 本文采用文献[12]的等效信噪比方法定义:

$$\gamma_{\text{eq},0,1}(P, \gamma_0, \gamma_1) := \frac{1}{2} \{Q^{-1}[P_{\text{eq}}^b(P\gamma_0, P\gamma_1)]\} \quad (5)$$

其中:

$$P_{\text{eq}}^b(P\gamma_0, P\gamma_1) = [1 - P_{\text{BPSK}}^b(P\gamma_1)]P_{\text{BPSK}}^b(P\gamma_0) + [1 - P_{\text{BPSK}}^b(P\gamma_0)]P_{\text{BPSK}}^b(P\gamma_1) \quad (6)$$

$$P_{\text{BPSK}}^b(\eta) := Q(\sqrt{2\eta})$$

同理定义:

$$\gamma_{\text{eq},0,2}(P, \gamma_0, \gamma_2) := \frac{1}{2} \{Q^{-1}[P_{\text{eq}}^b(P\gamma_0, P\gamma_2)]\} \quad (7)$$

无校验DF能达到的两用户传输速率限分别为:

$$R_{\text{DF},1}(\gamma, P) = \frac{1}{2} \lg(1 + 2\gamma_1 P + 2\gamma_{\text{eq},0,2}(P, \gamma_0, \gamma_2)) \quad (8)$$

$$R_{\text{DF},2}(\gamma, P) = \frac{1}{2} \lg(1 + 2\gamma_2 P + 2\gamma_{\text{eq},0,1}(P, \gamma_0, \gamma_1)) \quad (9)$$

假设用户1、2均以恒定速率 R 传输数据, 对于无校验DF方式, 其系统断线率定义为:

$$\Pi_{\text{DF}}(R, P_{\text{avg}}) = 1 - \Pr[R < R_{\text{DF},1}(\gamma, P), R < R_{\text{DF},2}(\gamma, P)] \quad (10)$$

式中 P_{avg} 为两用户每时隙组(4时隙)发射信号的平均功率。

发射功率 $P(\gamma)$ 必须满足:

$$\frac{P_{\text{avg}}}{2} = \int_{\gamma \in \mathbb{R}_+^3} P(\gamma) f(\gamma) d\gamma \quad (11)$$

式中 \mathbb{R}_+^c 为 c 维正实数向量集合。

2 完美信道状态信息反馈条件下的功率控制

完美信道状态信息反馈条件下的功率控制问题可以抽象为在式(11)的约束下求函数 $P(\gamma)$ 和使得 $\Pi_{\text{DF}}(R, P_{\text{avg}})$ 最小。与文献[7]类似, 设:

$$T(\gamma) = \min \left\{ P : \begin{cases} R_{\text{DF},1}(\gamma, P) \geq R \\ R_{\text{DF},2}(\gamma, P) \geq R \end{cases} \right\} \quad (12)$$

则:

$$P(\gamma) = \begin{cases} T(\gamma) & T(\gamma) < s \\ 0 & T(\gamma) \geq s \end{cases} \quad (13)$$

为最优的功率分配算法。其中参数 s 用来确保式(11)得到满足, s 的值可以通过数值计算确定。

3 有限反馈比特条件下的功率控制

功率控制函数可以等效为映射关系:

$$\gamma \rightarrow P(\gamma) \quad (14)$$

假设反馈比特数为 N , 那么可以将 $\gamma \in \mathbb{R}_+^3$ 划分为 $M = 2^N$ 个子区间 Φ_q , $q \in \{1, 2, \dots, M\}$, 并为每个子区间指定一组对应的功率值 $\{P_q\}$, 且满足:

$$\frac{P_{\text{avg}}}{2} = \sum_{q=1}^M P_q \int_{\gamma \in \Phi_q} f(\gamma) d\gamma \quad (15)$$

划分 Φ_q 与 Φ_{q-1} ($q = 2, 3, \dots, M$)的边界为:

$$\begin{cases} R = \lg(1 + 2\gamma_1 P_q + 2\gamma_{\text{eq},0,1}(P_q, \gamma_0, \gamma_1)) \\ R = \lg(1 + 2\gamma_2 P_q + 2\gamma_{\text{eq},0,2}(P_q, \gamma_0, \gamma_2)) \end{cases} \quad (16)$$

显然在 Φ_q 区域用 P_q 发射信号, 可以避免断线发生。与文献[8]的定理1类似, 任何在边界以下的点都必须采用大于 P_q 的功率发射信号才能避免断线发生。 Φ_1 对应的发射功率可以定为零或非零^[13]。

当 $P_1 \neq 0$ 时, 区域 Φ_1 中显然应该有部分区域会要求大于 P_1 的功率进行发射才能避免断线发生, 而区域 Φ_1 的发射功率已定为 P_1 , 故在区域 Φ_1 会发生断线, 系统断线率为:

$$\Pi_{\text{OUT}} = \int_{\gamma: R_{\text{DF},1}(\gamma, P_1) < R, \text{ or } R_{\text{DF},2}(\gamma, P_1) < R} f(\gamma) d\gamma \quad (17)$$

当 $P_1 = 0$ 时, 区域 Φ_1 必然发生断线, 系统断线率为:

$$\Pi_{\text{OUT}} = \int_{\gamma: R_{\text{DF},1}(\gamma, P_2) < R, \text{ or } R_{\text{DF},2}(\gamma, P_2) < R} f(\gamma) d\gamma \quad (18)$$

显然功率优化的目标是在满足式(15)和式(16)的条件下, 给出一种区域划分方法, 同时确定 P_1 是否为0, 使得 Π_{OUT} 最小。通常情况下, 分区问题的最优解是非常复杂的, 本文采用与文献[13]类似的划分方法来寻求次优解, 仿真结果表明这种次优解能够取得非常好的性能。

首先, Φ_{M-1} 与 Φ_M 的边界由 P_M 及式(16)确定。其中,

$$P_M = P_{\text{avg}} / \left(2(M - \eta) \int_{\Phi_M} f(\gamma) d\gamma \right) \quad (19)$$

然后, 区域 Φ_{q-1} 与 Φ_q ($q \in \{2, 3, \dots, M-1\}$) 的边界由 P_q 、 P_{q+1} 及式(16)确定。其中,

$$P_q = P_{\text{avg}} / \left(2(M - \eta) \int_{\Phi_q} f(\gamma) d\gamma \right) \quad (20)$$

在式(19)和式(20)中, 当 $P_1 = 0$ 时, $\eta = 1$, 当 $P_1 \neq 0$ 时, $\eta = 0$ 。当 $P_1 \neq 0$ 时:

$$P_1 = P_{\text{avg}} / \left(2M \int_{\Phi_1} f(\gamma) d\gamma \right) \quad (21)$$

以上是本文提出的两用户共用反馈信息的方案。若按照与文献[8]类似的方法对两用户分别采用不同的反馈数据, 即每用户分配到 $N/2$ 个反馈比特。以用户1为例, 在式(15)的条件下最小化用户1的断线率为:

$$\Pi_{\text{OUT},1} = \int_{\gamma: R_{\text{DF},1}(\gamma, P_1) < R} f(\gamma) d\gamma \quad (22)$$

显然, 对于用户1、2可以单独进行 γ 的分区, 即功率选择。在相同分区数的情况下, 与共用反馈信息的方案相比可以带来一定的增益。但由于每用户仅有 $N/2$ 个反馈比特, 即分区数 $M = 2^{N/2}$, 而共用反馈信息的方案却可以有 $M = 2^N$ 个分区, 此时其

分集数应大于两用户分别采用不同的反馈数据。仿真结果证实, 本文提出的两用户共用反馈信息的方案在总反馈比特数相同的条件下, 比两用户分别采用不同反馈数据的方案具有更大的分集阶数和更好的性能。

4 仿真结果及分析

在仿真中本文固定 $R = 1.44$ bit, $P_{\text{avg}} = 2$ 。SNR = $\lambda_0 = \lambda_1 = \lambda_2$ 。

图2为本文提出的两用户共用反馈信息方案的DF方式仿真结果, 其中Joint 1 bit Feedback、Joint 2 bit Feedback、Joint Perfect Feedback分别表示两用户共用1 bit反馈信息、两用户共用2 bit反馈信息、两用户共用完美反馈信息、系统断线是指用户1或用户2断线。仿真结果表明, 1~2 bit反馈可以较大地提高系统的断线率性能。

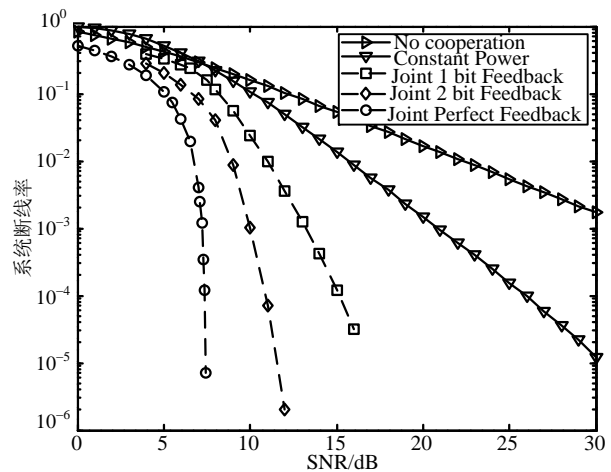


图2 共用反馈信息方案系统断线率性能仿真

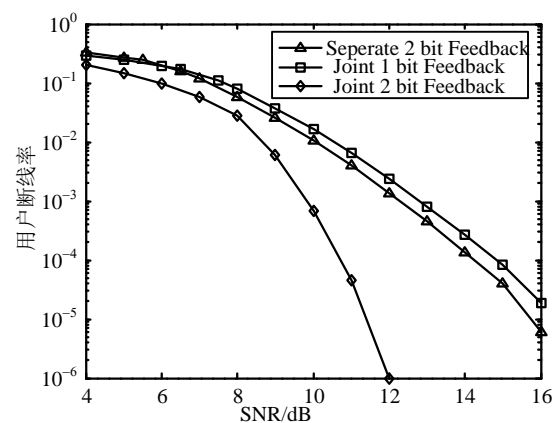


图3 共用反馈信息与分别采用不同反馈信息方案系统断线率性能比较

图3为本文两用户共用反馈信息方案与两用户采用不同反馈信息方案的比较。Joint 1 bit Feedback、Joint 2 bit Feedback分别表示两用户共用1 bit、2 bit

反馈信息的仿真结果, Separate 2 bit Feedback表示两用户各用1 bit反馈信息的仿真结果。仿真结果表明, 在总反馈比特数为2的条件下, 本文提出的两用户共用反馈信息的方案比两用户采用不同反馈信息方案具有更大的分集阶数和更好的性能, 且两用户各采用1 bit方案与两用户共用1 bit方案相比仅有少量的性能提升。

5 结束语

本文提出的协同用户共用少量反馈信息比特DF协同方案能够以少量的反馈比特得到较大的性能提升, 且与以前文献中提出的针对中继信道的各用户单独反馈的方案相比在反馈比特数相同的情况下具有较大的性能增益。

参 考 文 献

- [1] SENDONARIS A, ERKIP, AZHANG B. User cooperation diversity-Part I: System description[J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(11): 1927-1938.
- [2] SENDONARIS A, ERKIP, AAZHANG B. User cooperation diversity-Part II: Implementation aspects and performance analysis[J]. IEEE Transactions on Communications, 2003, 51(11): 1939-1948.
- [3] LANEMAN J N, TSE D, WORNELL G. Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior[J]. IEEE Trans Inf Theory, 2004, 50(12): 3062-3080.
- [4] CAIREG G, TARICCO G, BIGLIERI E. Optimum power control over fading channels[J]. IEEE Trans Inf Theory, 1998, 45(5): 1468-1489.
- [5] BHASHYAM S, SABHARWAL A, AAZHANG B. Feedback gain in multiple antenna systems[J]. IEEE Transactions on Communications, 2002, 50(5): 795-798.
- [6] MUKKAVILLI K, SABHARWAL A, ERKIP E, et al. On beam forming with finite rate feedback in multiple antenna systems[J]. IEEE Trans Inf Theory, 2003, 49(10): 2562-2579.
- [7] LI Hui-yong, HE Zi-shu, LIU Ben-yong. Incremental-based nonlinear detection algorithm for mimo system[J]. Journal of Electronic Science and Technology of China, 2006, 4(3): 253-256.
- [8] AHMED N, KHOJASTEPOUR M, AAZHANG B. Outage minimization and optimal power control for the fading relay channel[C]//Proceedings of IEEE Inf Theory Workshop. San Antonio, TX: IEEE Press, 2004: 458-462.
- [9] AHMED N, KHOJASTEPOUR M, SABHARWAL A, et al. Outage minimization with limited feedback for the fading relay channel[J]. IEEE Transactions on Communications, 2006, 54(4): 659-669.
- [10] GUNDUZ D, ERKIP E. Opportunistic cooperation and power control strategies for delay-limited capacity[C]//Proceedings of Conf Inf Sci Syst Baltimore. MD: IEEE Press, 2005: 558-562.
- [11] GUNDUZ D, ERKIP E. Outage minimization by opportunistic cooperation[C]//Proceedings of Wirelesscom Symp Inf Theory. Maui, HI: IEEE Press. 2005: 498-506.
- [12] CHEN De-qiang, LANEMAN J N. Modulation and demodulation for cooperative diversity in wireless systems [J]. IEEE Trans Wirelesscom, 2006, 5(7): 1785-1794.
- [13] WANG Tai-ran, ALFOSO C, GEORGIOS B, et al. High performance cooperative demodulation with decode and forward relays[J]. IEEE Trans Wirelesscom, 2007, 55(7): 1427-1438.
- [14] KHOSHNEVIS A, SABHARWAL A. Performance of quantized power control in multiple antenna systems[C]//Proceedings of IEEE Int Conf Commun. Paris France: IEEE Press, 2004: 803-807.

编辑 张俊

(上接第35页)

- [8] PRIYANTO B E, CODINA H, RENE S, etc. Initial performance evaluation of DFT-spread OFDM based SC-FDMA for UTRA LTE uplink[C]//IEEE 65th Vehicular Technology Conference. NJ: Piscataway, 2007: 3175-3179.
- [9] OPPENHEIM A V, WILLSKY A S, NAWAB S H. Signals and systems[M]. 2nd ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1997.
- [10] OPPENHEIM A V, SCHAFFER R W, BUCK J R. Discrete-time signal processing[M]. 2nd ed. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1999.
- [11] 郑君里, 杨为理, 应启珩. 信号与系统[M]. 2版. 北京:

高等教育出版社, 2000.

- ZHENG Jun-li, YANG Wei-li, YING Qi-yan. Signal and system[M]. 2nd ed. Beijing: Higher Education Press, 2000.
- [12] MUQUET B, WANG Z T, GIANAKIS G B, et al. Cyclic prefixing or zero padding for wireless multicarrier transmissions[J]. IEEE Trans Commun, 2002, 50(2): 2136-2148.
- [13] BOTTOMLEY G E, WILHELMSSON L R. Recycling the cyclic prefix in an OFDM system[C]//VTC-2006 Fall: IEEE 64th Vehicular Technology Conference. NJ: Piscataway, 2007: 1783-1787.

编辑 熊思亮