

增强型编码双向中继方案及中断概率分析

季彦呈* 葛建华 李靖 师晓晔

(西安电子科技大学综合业务网理论与关键技术国家重点实验室 西安 710071)

摘要: 该文提出了一种基于网络编码和空时协作的增强型双向中继方案。根据系统各节点的反馈, 该方案将网络编码和空时协作有机结合, 能提高系统资源利用率和网络吞吐量。推导了所提方案及现有的两种双向中继方案的中断概率, 并分析了各方案在快衰落和慢衰落信道下的分集增益和网络编码增益。结果表明: 相对于其它两种方案, 所提方案在快衰落信道下, 可获得三阶的分集增益; 在慢衰落信道下, 也可获得更高的编码增益。最后通过仿真验证了分析结果的正确性。

关键词: 中继通信; 网络编码; 空时分组码; 协作分集; 中断概率

中图分类号: TN925

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)01-0199-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2009.01588

Design and Outage Probability Analysis of an Incremental Coded Bi-directional Relaying Scheme

Ji Yan-cheng Ge Jian-hua Li Jing Shi Xiao-ye

(State Key Lab. of Integrated Service Networks, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract: An Incremental Coded Bi-directional Relaying (ICBR) scheme based on network coding and space-time cooperation is proposed, which utilizes the feedback information from nodes in the system. Cooperation in this way could improve resource efficiency and network throughput. The outage probabilities and the network-coding gain of different bi-directional relaying schemes are developed and analyzed. The numerical results show that compared with the other two schemes, ICBR scheme brings three-order diversity gain in fast fading channels and higher coding gain in slow fading channels. Furthermore, the theoretical results are verified with the simulation results.

Key words: Relay communication; Network coding; Space-time block coding; Cooperative diversity; Outage probability

1 引言

网络编码(network coding)技术最初应用于有线网络中, 它可以达到提高系统资源利用率和网络吞吐量的目的^[1]。对于无线网络而言, 一方面, 无线信道的广播特性给网络编码提供了更广的应用背景; 另一方面, 无线信道衰落、干扰及噪声等因素又给网络编码的应用带来了新的挑战^[2]。近年来, 网络编码技术在双路无线中继信道中的应用研究较多^[2-9], 即两个用户通过中继节点实现信息的交换, 这种应用可分为三时隙方案和两时隙方案: 在三时隙方案中^[2-5], 用户在前两个时隙分别发送信号, 中继可以将用户信息译码处理后在时隙 3 发送; 在两时隙方案中^[6-8], 用户在时隙 1 同时发送, 中继

将接收的用户的混合信号在时隙 2 发送。两时隙方案虽然传输速率较快, 但不能利用直传信道, 对于存在直传信道的系统, 损失较大。

文献[3]提出了采用网络编码的双向无线中继方案(CBR), 通过对信道容量进行分析, 给出了最优功率分配策略, 并说明该方案的性能明显优于传统中继方案(TBR)。文献[4]在文献[3]的基础上给出了采用网络编码的双向无线中继协议: 时分广播协议(TDBC)和多接入广播协议(MABC), 并对这两种协议下的可达速率范围进行了分析。现有三时隙方案仅在中继正确接收时采用网络编码以获得增益^[9], 但在广播阶段, 有可能用户之间已经正确传输, 或部分正确传输, 此时中继即使没有正确接收所有用户的信息, 也可以协助完成用户间的信息交换。

本文考虑直传信道, 采用三时隙的双向中继方案, 主要贡献如下: 在每个节点上加入反馈功能, 给出各节点的 1 bit 反馈策略, 根据反馈信息, 不仅使用网络编码, 还在一定情况下采用空时编码进行

2009-12-11 收到, 2010-09-27 改回

国家自然科学基金(61001207), 长江学者和创新团队发展计划(IRT0852), 广东省-国家自然科学基金委联合基金(U0635003)和陕西省自然科学基金(2007F07)资助课题

*通信作者: 季彦呈 xd.jyc@163.com

空时协作, 由此提出了增强型编码双向中继方案; 对本文所提方案及现有方案的中断概率进行了研究, 给出各方案的编码增益与分集增益。

2 系统模型及协议分析

2.1 系统模型

考虑无线链状网络中节点间的信息交换, 如图1所示, 它由3个独立节点组成, 其中节点A, B需要信息交换, 节点C在系统中既不是信源也不是信宿, 它作为协作天线, 分布在一定区域内帮助节点A, B进行通信。假设系统中各节点配备单天线, 并且是半双工的, 即各节点不能够同时接收和发送信息。采用 $\mathbf{X}_U = [x_{U1} \ x_{U2}]$ 表示节点 $U (U \in \{A, B, C\})$ 的发送信号, 则节点 $V (V \in \{A, B, C\} \setminus U)$ 接收到节点 U 的信号为

$$\mathbf{Y}_V = h_{UV} \mathbf{X}_U + \mathbf{W}_{UV} \quad (1)$$

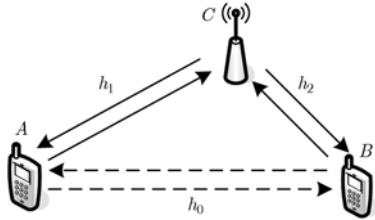


图1 系统模型

式中 h_{UV} 表示节点 U 到节点 V 的信道, 它们相互独立且满足零均值复高斯分布, 方差为 δ_{UV}^2 ; \mathbf{W}_{UV} 为噪声向量, 满足均值为0, 方差为 N_0 的复高斯分布。假设节点间的信道都是对称的, 因此有 $h_{AB} = h_{BA} = h_0$; $h_{AC} = h_{CA} = h_1$; $h_{CB} = h_{BC} = h_2$, 其信道增益分别为 δ_0^2 , δ_1^2 和 δ_2^2 。式(1)中信道 h_{UV} 是瑞利衰落的, 根据信道衰落快慢分为两种情况: 快衰落下, 信道随着时隙变化, 即同一时隙内信道不变, 不同时隙信道相互独立; 慢衰落下, 信道在同一信息交换过程中不变, 在下一信息交换时才变化, 且这种变化是独立的。快衰落下以 $h_i(j)$ 表示信道 i 在时隙 j 的信道, 其中 $i \in \{0, 1, 2\}$; $j \in \{1, 2, 3, 4\}$, 因此慢衰落下有 $h_i(j) = h_i$ 。

本文将传统双向中继方案(TBR)、编码双向中继方案(CBR)与所提的增强型双向中继方案(ICBR)进行了分析比较。这3种方案在前两个时隙发送相同, 即用户A, B分别广播自己的信息, 在后面的时隙, 3种方案的发送信号不同: TBR方案对接收的信号分别在时隙3和时隙4进行转发; CBR方案将接收信号进行网络编码后在时隙3发送; ICBR方案根据各节点的反馈信息来选择时隙3的发送模式。

因此TBR和CBR方案分别需要4个和3个时隙完成信息交换, CBR方案可带来4/3的网络编码增益^[9], 而ICBR方案加入反馈后有可能只需两个时隙完成信息交换, 即可获得更高的编码增益。

2.2 协议及信号分析

文中各节点的发送信息均进行循环冗余编码(CRC), 所以接收端可以进行CRC检测来确定接收是否正确。分别定义 $\mathbf{Y}_{UV,k}$, $\mathbf{n}_{UV,k}$ 和 $\gamma_{UV,k}$ 为时隙 k 时, 节点 $V (V \in \{A, B, C\})$ 接收到节点 $U (U \in \{A, B, C\} \setminus V)$ 的信号、噪声和信噪比。假设每个时隙的发送功率为 P , 信噪比 $\gamma = P/N_0$ 。各方案在前两个时隙发送相同的信号, 在时隙1, A发送信号 $\mathbf{X}_A = [x_{A1} \ x_{A2}]$, 此时C和B的接收信号为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{Y}_{AC,1} &= \sqrt{P} \mathbf{X}_A h_1(1) + \mathbf{n}_{AC,1} \\ \mathbf{Y}_{AB,1} &= \sqrt{P} \mathbf{X}_A h_0(1) + \mathbf{n}_{AB,1} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

因此 $\gamma_{AC,1} = |h_1(1)|^2 \gamma$, $\gamma_{AB,1} = |h_0(1)|^2 \gamma$ 。在时隙2, B发送信号 $\mathbf{X}_B = [x_{B1} \ x_{B2}]$, 此时C和A的接收信号为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{Y}_{BC,2} &= \sqrt{P} \mathbf{X}_B h_2(2) + \mathbf{n}_{BC,2} \\ \mathbf{Y}_{BA,2} &= \sqrt{P} \mathbf{X}_B h_0(2) + \mathbf{n}_{BA,2} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

因此 $\gamma_{BC,2} = |h_2(2)|^2 \gamma$, $\gamma_{BA,2} = |h_0(2)|^2 \gamma$ 。C在1,2时隙对接收信号解调译码得到 $\hat{\mathbf{X}}_A$ 和 $\hat{\mathbf{X}}_B$, 然后分别进行CRC检测, 假设CRC能够准确检错。后面的时隙, 3种方案的发送信号不同。对于TBR方案, 与文献[10]中的DF-SR协议的发送相同, 此处不再赘述。文献[3]介绍的CBR方案, 可分为4种情况分析: 若 $\hat{\mathbf{X}}_A = \mathbf{X}_A$ 且 $\hat{\mathbf{X}}_B = \mathbf{X}_B$, C将A, B的信号进行异或得 $\mathbf{X}_C = \mathbf{X}_A \oplus \mathbf{X}_B$, 在时隙3, C将 \mathbf{X}_C 发送给A, B, 此时有

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{Y}_{CB,3} &= \sqrt{P} \mathbf{X}_C h_2(3) + \mathbf{n}_{CB,3} \\ \mathbf{Y}_{CA,3} &= \sqrt{P} \mathbf{X}_C h_1(3) + \mathbf{n}_{CA,3} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

因 $\mathbf{X}_A \oplus \mathbf{X}_C = \mathbf{X}_A \oplus (\mathbf{X}_A \oplus \mathbf{X}_B) = \mathbf{X}_B$, A可由 \mathbf{X}_A 和 $\mathbf{Y}_{CA,3}$ 分离 \mathbf{X}_B , 此时 $\gamma_{CA,3} = |h_1(3)|^2 \gamma$, 与 $\mathbf{Y}_{CA,1}$ 进行最大比合并, 则A接收信噪比为 $\gamma_{BA,2} + \gamma_{CA,3}$, 同理 $\gamma_{CB,3} = |h_2(3)|^2 \gamma$, 节点B的信噪比为 $\gamma_{AB,1} + \gamma_{CB,3}$; 若 $\hat{\mathbf{X}}_A = \mathbf{X}_A$ 且 $\hat{\mathbf{X}}_B \neq \mathbf{X}_B$, C只在时隙3发送 \mathbf{X}_A , 此时A, B可获信噪比分别为 $\gamma_{BA,2} + \gamma_{CA,3}$, $\gamma_{AB,1}$; 若 $\hat{\mathbf{X}}_A \neq \mathbf{X}_A$ 且 $\hat{\mathbf{X}}_B = \mathbf{X}_B$, C只在时隙3发送 \mathbf{X}_B , 此时A, B可获信噪比分别为 $\gamma_{BA,2}$, $\gamma_{AB,1} + \gamma_{CB,3}$; 若 $\hat{\mathbf{X}}_A \neq \mathbf{X}_A$ 且 $\hat{\mathbf{X}}_B \neq \mathbf{X}_B$, C在时隙3不进行发送, 此时A, B可获信噪比分别为 $\gamma_{BA,2}$, $\gamma_{AB,1}$ 。

由于各节点间均是双向通信, 可以在各节点加入反馈, 为此本文提出ICBR方案。各节点根据其他节点的反馈信息决定时隙3的发送, 具体反馈策略将在下一小节讨论。因此, 时隙3的发送不仅取

决于中继 C 的接收状况, 也取决于节点 A, B 在前两个时隙的接收状况。

(1) A, B 都能正确接收对方的信号。此时, C 不发送, A, B 直接发送下一帧信号。

(2) A 正确接收 B 的信号, 而 B 不能正确接收 A 的信号。当 C 正确接收 A 的信号, 则节点 C 与 A 进行空时协作将 A 的信号发送给 B , 即节点 A, C 分别以功率 $P/2$ 采用 Alamouti 空时编码^[9]发送 A 的信号。此时 B 的接收信号为

$$Y_{CB,3} = \sqrt{\frac{P}{2}} \begin{bmatrix} x_{A1} & x_{A2} \\ -x_{A2}^* & x_{A1}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0(3) \\ h_2(3) \end{bmatrix} + n_{CB,3} \quad (5)$$

因此 $\gamma_{CB,3} = (|h_2(3)|^2 + |h_0(3)|^2)\gamma/2$ 。当 C 不能正确接收 A 的信号则节点 A 以功率 P 重发 A 的信号, 则 $\gamma_{CB,3} = |h_0(3)|^2\gamma$ 。节点 B 将时隙 3 与时隙 1 的接收信号最大比合并, 此时信噪比为 $\gamma_{AB,1} + \gamma_{CB,3}$ 。

(3) B 正确接收 A 的信号, 而 A 不能正确接收 B 的信号。与情况 2 类似, 当 C 正确接收 B 的信号时, 则节点 C 与 B 分别以功率 $P/2$ 采用 Alamouti 空时编码^[11]发送 B 的信号, 因此 $\gamma_{CA,3} = (|h_1(3)|^2 + |h_0(3)|^2)\gamma/2$ 。当 C 不能正确接收 B 的信号则节点 B 以功率 P 重发 B 的信号, 有 $\gamma_{CA,3} = |h_0(3)|^2\gamma$ 。节点 B 将时隙 3 与时隙 1 的接收信号最大比合并, 此时信噪比为 $\gamma_{BA,2} + \gamma_{CA,3}$ 。

(4) A, B 都不能正确接收对方的信号。此时时隙 3 的信号发送与 CBR 方案中时隙 3 的信号发送一致。

2.3 ICBR 方案反馈策略

前面对所提 ICBR 方案的具体发送过程进行了描述, 根据 ICBR 方案的传输特征, 本文给出了该方案各节点的 1 bit 反馈策略。假设节点 A, B 的反馈信号为 ACK_A 和 ACK_B, 在前两个时隙如果能正确接收对方的信号则反馈 1, 否则反馈 0; 节点 C 的反馈信号 ACK_C 需要根据接收到的 ACK_A 和 ACK_B 及自身的接收情况来决定。当 ACK_A = ACK_B = 1 时, 则节点 C 不需要反馈; 当 ACK_A = 1, ACK_B = 0 时, 若 R 正确接收 A 则 ACK_C = 1, 否则 ACK_C = 0; 当 ACK_A = 0, ACK_B = 1 时, 若 R 正确接收 B 则 ACK_C = 1, 否则 ACK_C = 0; 当 ACK_A = 0, ACK_B = 0 时, 若 R 均不能正确接收 A 和 B 则 ACK_C = 0, 否则 ACK_C = 1。此时各节点均知道 ACK_A, ACK_B 和 ACK_C, 表 1 给出了不同反馈信息下的发送方案。

3 中断概率分析

前面已经对 3 种方案进行了说明, 并对各时隙信号进行了分析。本节在此基础上, 分别对快衰落

表 1 根据各节点反馈采用的发送方案

ACK_A	ACK_B	ACK_C	发送方案
1	1	X	A, B 进行下一帧传输
1	0	1	A, C 采用空时码传输 A 的信号
		0	A 重复发送自己的信号
0	1	1	B, C 采用空时码传输 B 的信号
		0	B 重复发送自己的信号
0	0	1	C 发送处理后的接收信号
		0	发送失败, 重复发送

信道和慢衰落信道下, 双向通信链路的中断概率进行分析, 本节所研究的中断概率是指 A 到 B 或者 B 到 A 中断的概率。实际中, 当收发信号的互信息量 I 小于预期的频谱效率 R (bit/(s·Hz)) 时, 就认为该链路中断。文中假设直传情况下的频谱效率为 R , 则有中断概率 $P^{\text{out}}(R) = \Pr\{\beta I < R\}$, 其中 β 与发送方案有关, 由于 3 种方案所需的发送时隙不同, 从而使得信道容量不等, 为此引入参数 β 来调节各方案的互信息量。由于 TBR 方案下 4 个时隙发送两个时隙的信息, 故 $\beta_{\text{TBR}} = 1/2$; 同理, CBR 方案下 $\beta_{\text{CBR}} = 2/3$; ICBR 方案利用各节点的反馈, β_{ICBR} 在 $2/3$ 与 1 之间, 将在后面具体研究。

本文所推导的中断概率均作了高信噪比下的近似, 其表达式均化简为

$$P^{\text{out}}(\beta, \gamma) = (c(\beta)\gamma)^{-d} + o(\gamma^{-d}) \quad (6)$$

其中 $o(x)$ 表示 x 的高阶项。从式(6)可以直观的看出: 在高信噪比条件下, $d > 0$ 对应的是该方案的分集增益; $c(\beta)$ 对应的是该方案的编码增益。在研究系统中断概率前, 先对下面的概率分布函数进行分析。设 μ 满足参数为 λ_μ 的指数函数, 则 μ 的概率密度函数为

$$\Pr(\mu < W) = 1 - \exp(-\lambda_\mu W) \quad (7)$$

当 W 趋于 0 时, $\Pr(\mu < W) \sim \lambda_\mu W$ 。文献[10]中给出了两信道最大比合并的中断概率的近似, 本文在求中断概率之前, 先给出多路信道最大比合并的中断概率。令 $W = \sum_{i=1}^N \omega_i$, 其中 ω_i 满足参数为 λ_i 的指数分布, 且 λ_i 各不相等, 得^[12]

$$\Pr(W < \xi) = \left(\frac{1}{N!} \prod_{i=1}^N \lambda_i \right) \xi^{-N} + o(\xi^{-N}) \quad (8)$$

前面已对各节点在每个时隙的信噪比进行了分析, 因此有

$$\begin{aligned} P_{UV,k}^{\text{out}} &= \Pr\{\beta \lg(1 + \gamma_{UV,k}) < R\} \\ &= \Pr\{\gamma_{UV,k} < g(\beta)\} \end{aligned} \quad (9)$$

式中 $k \in \{1, 2, 3, 4\}$; $g(\beta) = 2^{R/\beta} - 1$; $P_{UV,k}^{\text{out}}$ 为节点

$U (U \in \{A, B, C\})$ 到 $V (V \in \{A, B, C\} \setminus U)$ 在时隙 k 的中断概率。因此

$$\left. \begin{aligned} P_{AC,1}^{\text{out}} &= \Pr\{\gamma_{AC,1} < g(\beta)\} = \Pr\{|h_1(1)|^2 < g(\beta)/\gamma\} \\ P_{BC,2}^{\text{out}} &= \Pr\{\gamma_{BC,2} < g(\beta)\} = \Pr\{|h_2(2)|^2 < g(\beta)/\gamma\} \end{aligned} \right\} (10)$$

当 $\gamma \rightarrow \infty$ 时, $P_{AC,1}^{\text{out}} \sim g(\beta)/(\delta_1^2 \gamma)$, $P_{BC,1}^{\text{out}} \sim g(\beta)/(\delta_2^2 \gamma)$ 。下面分别在快衰落和慢衰落信道下对系统中断概率进行分析。前面已经对每个方案的各种情况进行了分析, 下面推导各种情况的中断概率。

3.1 快衰落下系统中断概率分析

(1)TBR 方案 根据上节的分析, 节点 A 到 B 的中断概率 P_{AB}^{out} 为 $X^{(10)}$

$$\begin{aligned} P_{AB}^{\text{out}} &= P_{AC,1}^{\text{out}} \Pr(|h_0(1)|^2 < g(\beta_{\text{TBR}})/\gamma) + (1 - P_{AC,1}^{\text{out}}) \\ &\quad \cdot \Pr(|h_0(1)|^2 + |h_2(3)|^2 < g(\beta_{\text{TBR}})) \\ &= \left(\frac{1}{\delta_0^2 \delta_1^2} + \frac{1}{2\delta_0^2 \delta_2^2} \right) g^2(\beta_{\text{TBR}}) \gamma^{-2} + o(\gamma^{-2}) \end{aligned} \quad (11)$$

同理, 节点 B 到 A 的中断概率 $P_{BA}^{\text{out}} = \left(\frac{1}{\delta_0^2 \delta_2^2} + \frac{1}{2\delta_0^2 \delta_1^2} \right) \cdot g^2(\beta_{\text{TBR}}) \gamma^{-2} + o(\gamma^{-2})$ 。因此, TBR 方案的系统中断概率为

$$\begin{aligned} P_{\text{TBR}}^{\text{out}} &= P_{AB}^{\text{out}} + P_{BA}^{\text{out}} - P_{AB}^{\text{out}} P_{BA}^{\text{out}} \\ &= \frac{3}{2\delta_0^2} \left(\frac{1}{\delta_1^2} + \frac{1}{\delta_2^2} \right) g^2(\beta_{\text{TBR}}) \gamma^{-2} + o(\gamma^{-2}) \end{aligned} \quad (12)$$

(2)CBR 方案 根据上节的分析, 对应 4 种情况讨论, 定义 $P(i)$ 为情况 i 发生的概率, 则 4 种情况发生概率为

$$\left. \begin{aligned} P(1) &= (1 - P_{AC,1}^{\text{out}})(1 - P_{BC,2}^{\text{out}}) \\ P(2) &= (1 - P_{AC,1}^{\text{out}})P_{BC,2}^{\text{out}} \\ P(3) &= P_{AC,1}^{\text{out}}(1 - P_{BC,2}^{\text{out}}) \\ P(4) &= P_{AC,1}^{\text{out}}P_{BC,2}^{\text{out}} \end{aligned} \right\} (13)$$

定义 $P_{UV}^{\text{out}}(i), i \in \{1, 2, 3, 4\}$ 为情况 i 下, 节点 $U (U \in \{A, B, C\})$ 到节点 $V (V \in \{A, B, C\} \setminus U)$ 的中断概率, 则有

$$\left. \begin{aligned} P_{AB}^{\text{out}}(1) &= P_{AB}^{\text{out}}(3) = \Pr(\gamma_{AB,1} + \gamma_{CB,3} < g(\beta_{\text{CBR}})) \\ P_{AB}^{\text{out}}(2) &= P_{AB}^{\text{out}}(4) = \Pr(\gamma_{AB,1} < g(\beta_{\text{CBR}})) \\ P_{BA}^{\text{out}}(1) &= P_{BA}^{\text{out}}(2) = \Pr(\gamma_{BA,2} + \gamma_{CA,3} < g(\beta_{\text{CBR}})) \\ P_{BA}^{\text{out}}(3) &= P_{BA}^{\text{out}}(4) = \Pr(\gamma_{BA,2} < g(\beta_{\text{CBR}})) \end{aligned} \right\} (14)$$

因此系统中断概率为

$$P_{\text{CBR}}^{\text{out}} = \sum_{i=1}^4 P(i) (P_{AB}^{\text{out}}(i) + P_{BA}^{\text{out}}(i) - P_{AB}^{\text{out}}(i)P_{BA}^{\text{out}}(i)) \quad (15)$$

根据式(7)和式(8), 当 $\gamma \rightarrow \infty$ 时, 式(15)可以化简为

$$P_{\text{CBR}}^{\text{out}} = \frac{3}{2\delta_0^2} \left(\frac{1}{\delta_1^2} + \frac{1}{\delta_2^2} \right) g^2(\beta_{\text{CBR}}) \gamma^{-2} + o(\gamma^{-2}) \quad (16)$$

(3)ICBR 方案 首先讨论该方案下的 β 取值。通过分析, 当节点 A, B 都能正确接收对方信号时 $\beta = 1$, 否则 $\beta = 2/3$ 。则 A, B 都能正确接收的概率为

$$P_1 = \Pr(|h_0(1)|^2 > g(\beta_{\text{ICBR}})/\gamma) \Pr(|h_0(2)|^2 > g(\beta_{\text{ICBR}})/\gamma) \quad (17)$$

因此 β 取值为

$$\begin{aligned} \beta_{\text{ICBR}} &= P_1 \cdot 1 + (1 - P_1) \cdot 2/3 \\ &= 2/3 + \exp(-2g(\beta_{\text{ICBR}})/(\gamma\delta_0^2))/3 \end{aligned} \quad (18)$$

根据上节分析, 该方案也分 4 种情况来讨论, 因此定义 $P_{\text{ICBR}}^{\text{out}}(i)$ 为情况 i 下的中断概率。情况 1, A, B 都能正确接收对方的信号, 因此系统不会发生中断, 即 $P_{\text{ICBR}}^{\text{out}}(1) = 0$; 情况 2, A 能正确接收 B , 因此 B 到 A 的中断概率为 0, 即 $P_{BA}^{\text{out}}(2) = 0$, 此时系统中断概率即是 A 到 B 的中断概率, 根据中继 C 是否正确接收 A 的信号, 可得该情况下的中断概率为

$$\begin{aligned} P_{\text{ICBR}}^{\text{out}}(2) &= (1 - P_{BA,2}^{\text{out}}) \left((1 - P_{AC,1}^{\text{out}}) \Pr\left[|h_0(1)|^2 \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{|h_0(3)|^2 + |h_2(3)|^2}{2} < g(\beta_{\text{ICBR}})/\gamma \right] \right. \\ &\quad \left. + P_{AC,1}^{\text{out}} \Pr(|h_0(1)|^2 + |h_0(3)|^2 < g(\beta_{\text{ICBR}})/\gamma) \right) \\ &= \left(\frac{2}{3} \frac{1}{\delta_0^4 \delta_2^2} + \frac{1}{2} \frac{1}{\delta_0^4 \delta_1^2} \right) g^3(\beta_{\text{ICBR}}) + o(\gamma^{-3}) \end{aligned} \quad (19)$$

情况 3, B 正确接收 A , 而 A 不能正确接收 B 。与情况 2 类似, 此时系统中断概率为

$$\begin{aligned} P_{\text{ICBR}}^{\text{out}}(3) &= (1 - P_{AB,1}^{\text{out}}) \left((1 - P_{BC,2}^{\text{out}}) \Pr\left[|h_0(2)|^2 \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \frac{|h_0(3)|^2 + |h_1(3)|^2}{2} < g(\beta_{\text{ICBR}})/\gamma \right] \right. \\ &\quad \left. + P_{BC,2}^{\text{out}} \Pr(|h_0(2)|^2 + |h_0(3)|^2 < g(\beta_{\text{ICBR}})/\gamma) \right) \\ &= \left(\frac{2}{3} \frac{1}{\delta_0^4 \delta_1^2} + \frac{1}{2} \frac{1}{\delta_0^4 \delta_2^2} \right) g^3(\beta_{\text{ICBR}}) \gamma^{-3} + o(\gamma^{-3}) \end{aligned} \quad (20)$$

情况 4, A, B 都不能正确接收对方的信号。此时, 若 A 与 C 间的信道中断或 B 与 C 间信道中断, 则整个系统中断, 因此有

$$\begin{aligned} P_{\text{ICBR}}^{\text{out}}(4) &= P_{AB,1}^{\text{out}} \cdot P_{BA,2}^{\text{out}} \cdot (P_{AC,1}^{\text{out}} + P_{BC,2}^{\text{out}} + P_{AC,3}^{\text{out}} + P_{BC,3}^{\text{out}}) \\ &= \frac{2}{\delta_0^4} \left(\frac{1}{\delta_1^2} + \frac{1}{\delta_2^2} \right) g^3(\beta_{\text{ICBR}}) \gamma^{-3} + o(\gamma^{-3}) \end{aligned} \quad (21)$$

所以 ICBR 方案的中断概率为

$$P_{\text{ICBR}}^{\text{out}} = \sum_{i=1}^4 P_{\text{ICBR}}^{\text{out}}(i) = \frac{19}{6\delta_0^2} \left(\frac{1}{\delta_1^2} + \frac{1}{\delta_2^2} \right) \cdot g^3(\beta_{\text{ICBR}})\gamma^{-3} + o(\gamma^{-3}) \quad (22)$$

3.2 慢衰落下系统中断概率分析

根据前面的假设, 慢衰落信道下 $h_i(j) = h_i$, $i \in \{0, 1, 2\}$, 此时整个系统只涉及 h_0 , h_1 和 h_2 这 3 个信道, h_0 中断且 h_1 和 h_2 中任意一个中断, 则整个系统中断, 因此 3 种方案的中断概率均可表示为

$$P^{\text{out}} = \Pr(|h_0|^2 < g(\beta)/\gamma) \cdot (\Pr(|h_1|^2 < g(\beta)/\gamma) + \Pr(|h_2|^2 < g(\beta)/\gamma)) = \frac{1}{\delta_0^2} \left(\frac{1}{\delta_1^2} + \frac{1}{\delta_2^2} \right) g^2(\beta)\gamma^{-2} + o(\gamma^{-2}) \quad (23)$$

TBR 方案和 CBR 方案的 β 值分别为 $\beta_{\text{TBR}} = 1/2$ 和 $\beta_{\text{CBR}} = 2/3$ 。对于 ICBR 方案, 其 β 值为

$$\beta_{\text{ICBR}} = \Pr(|h_0|^2 < g(\beta_{\text{ICBR}})/\gamma) \cdot 1 + (1 - \Pr(|h_0|^2 < g(\beta_{\text{ICBR}})/\gamma)) \cdot 2/3 = 2/3 + \exp(-g(\beta_{\text{ICBR}})/(\gamma\delta_0^2))/3 \quad (24)$$

通过上面的分析, 可以得到如下结论: 快衰落信道下, TBR 方案与 CBR 方案均获得二阶的分集增益, 而 ICBR 方案可以获得三阶的分集增益。由于 $\beta_{\text{TBR}} < \beta_{\text{CBR}}$, 因此 CBR 方案的编码增益要大于 TBR 方案; 慢衰落信道下, 3 种方案均获得二阶的分集增益, 由于 $\beta_{\text{TBR}} < \beta_{\text{CBR}} < \beta_{\text{ICBR}}$, 所以 TBR 方案、CBR 方案及 ICBR 方案的编码增益依次增大。因此两种信道下, ICBR 方案的性能最优, CBR 方案次之, TBR 方案性能最差。

4 仿真结果及性能分析

本节给出了一些仿真结果来验证前面的理论分析。仿真中, 假设 $R = 1$, 各节点间的信道增益分别为: $\delta_1^2 = \delta_2^2 = 10$, $\delta_0^2 = 1$, 即节点 A, B 间信道较差, 而 A, B 到中继节点 C 的信道较好, 这与实际

较符。仿真中的信噪比 SNR 为 $\gamma = P/N_0$ 。图 2 和图 3 分别给出了快衰落信道和慢衰落信道下, 中断概率与信噪比的关系曲线, 显然在两种信道状态下, ICBR 的中断概率都要低于其它两种方案; 在高信噪比下, 本文所推导的近似值与实际的系统仿真曲线重合, 从而验证了前面的理论推导。根据图 2 可以看出, 快衰落信道下, 由于 ICBR 方案多出一阶分集增益, 所以性能明显优于 TBR 与 CBR 方案, 而 CBR 方案由于网络编码增益^[3], 其只需 3 个时隙完成信息交换, 因此性能要优于 TBR 方案。慢衰落信道下, 所有方案的分集增益相同, 而 ICBR 方案根据各节点反馈有可能节省一个时隙的发送时间, 因此编码增益要大于其余两种方案。

图 4 给出了各方案在快衰落信道下信噪比与符号误码率的关系。由于完成相同的信息的互换, TBR 方案需要 4 个时隙, CBR 方案需要 3 个时隙, 而直传只需两个时隙, 因此为了使频谱利用率相同, TBR 方案采用 16PSK 调制, CBR 方案采用 8PSK 调制, 而直传方案采用 QPSK 调制, ICBR 方案由于发送时隙数是动态的, 最多是 3 个时隙发送, 因此也采用 8PSK 调制, 仿真中, 假设反馈信道无误差, 帧长为 200, CRC 长度为 12。通过图 4 可以看出, ICBR 方案的误码性能最优, CBR 方案次之, TBR 方案性能最差, 这与前面中断概率的分析结果相一致。虽然, ICBR 方案中各节点加入了反馈信息, 影响了传输速率, 而实际中, ICBR 方案的发送时隙在 2 与 3 之间, 因此传输速率要比其他两种方案快, 而且在快衰落下性能有明显提升, 因此 ICBR 方案的综合性能要优于其他两种方案。图 5 给出了快衰落及慢衰落信道下, 信噪比与传输速率的关系, 图中假设直传的速率为 1 bit/(s·Hz), 则 CBR 方案的速率约为 0.67 bit/(s·Hz)。图 5 表明, 随着信噪比的增加 ICBR 方案的传输速率趋于直传的传输速率, ICBR 方案在慢衰落信道下要高于快衰落下的传输速率, 快衰落信道下, A 到 B 与 B 到 A 的信道在两

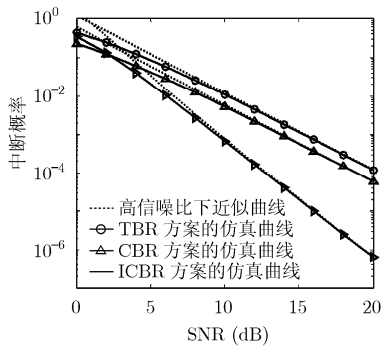


图 2 快衰落信道下, 各方案的中断概率与信噪比的关系

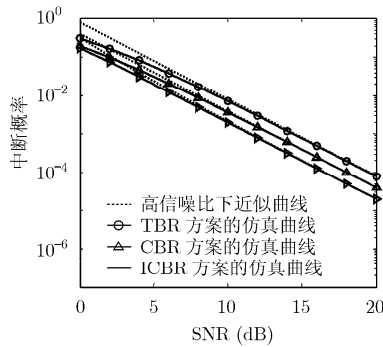


图 3 慢衰落信道下, 各方案的中断概率与信噪比的关系

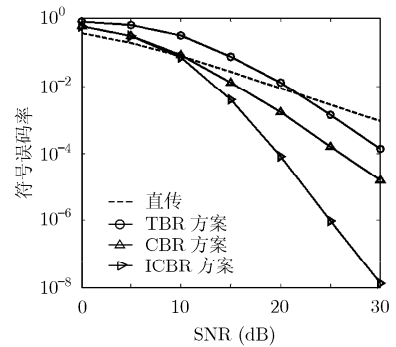


图 4 快衰落信道下, 信噪比与符号误码率的关系

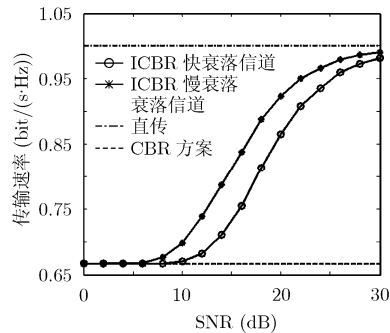


图 5 快衰落及慢衰落信道下, 信噪比与传输速率的关系

个时隙不相关, 即 A 到 B 的中断与 B 到 A 的中断发生的概率相互独立, 而慢衰落下, A 到 B 中断与 B 到 A 中断是同时发生的, 因此慢衰落信道下直传成功的概率较高, 从而使得传输速率变快, 这从式(18)和式(24)的比较中也可以看出来。

5 结论

本文给出了一种增强型编码双向中继方案, 该方案在各节点上加入了反馈功能, 根据各节点的反馈信息, 系统将网络编码和空时编码分别应用到不同的情况下。根据 TBR, CBR 和 ICBR 这 3 种方案的中断概率分析可知: 在信道衰落较快的情况下, ICBR 方案比 TBR 和 CBR 方案多获得一阶的分集增益, 而慢衰落信道下, ICBR 方案也可获得更高的编码增益。通过对 3 种方案的中断概率及符号误码率的仿真, 表明所提方案的系统性能要明显优于其它两种方案。

参考文献

- [1] Ahlswede R, Cai N, Li S Y R, and Yeung R W. Network information flow [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2000, 46(4): 1204-1216.
- [2] Lü L, Yu H, and Yang J. Opportunistic cooperative network-coding based on space-time coding for bi-directional traffic flows [C]. Proceedings of 2008 4th Workshop on Network Coding, Theory, and Applications, NetCod 2008, Hong Kong, 2008: 43-48.
- [3] Larsson P, Johansson N, and Sunell K E. Coded bi-directional relaying [C]. IEEE 63rd Vehicular Technology Conference, VTC 2006, Melbourne, Australia, 2006: 851-855.

- [4] Kim S J, Devroye N, and Tarokh V. A class of bi-directional multi-relay protocols [C]. IEEE International Symposium on Information Theory, ISIT2009, Seoul, Korea, 2009: 349-353.
- [5] Al-Habian G, Ghayeb A, and Hasna M. Controlling error propagation in network-coded cooperative wireless systems [C]. IEEE International Conference on Communications, ICC 2009, Dresden, Germany, 2009: 1-6.
- [6] Ding Z, Leung K K, Goeckel D L, and Towsley D. On the study of network coding with diversity [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009, 8(3): 1247-1259.
- [7] Zhang S and Liew S. Channel coding and decoding in a relay system operated with physical-layer network coding [J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2009, 27(5): 788-796.
- [8] Kim S J, Devroye N, Patrick M, and Tarokh V. Comparison of bi-directional relaying protocols [C]. Proceedings of the 2008 IEEE Sarnoff Symposium, SARNOFF, Princeton, NJ, United States, 2008: 1-5.
- [9] Nguyen D, Tran T, Nguyen T, and Bose B. Wireless broadcast using network coding [J]. *IEEE Transactions on Vehicular technology*, 2009, 58(2): 914-925.
- [10] 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.
- [11] Alamouti S. A simple transmit diversity technique for wireless communications [J]. *IEEE Journal on Select Areas in Communication*, 1998, 16(8): 1451-1458.
- [12] Seddik K G, Sadek A K, Su W, and Liu K J R. Outage analysis and optimal power allocation for multinode relay networks [J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2007, 14(6): 377-380.

- 季彦呈: 男, 1982年生, 博士生, 研究方向为协作通信技术、空时编码和网络编码技术等。
- 葛建华: 男, 1961年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为宽带无线通信技术、移动通信和数字传输等。
- 李靖: 男, 1980年生, 副教授, 博士, 研究方向为无线通信中的资源分配、协作分集技术等。
- 师晓晔: 男, 1983年生, 博士生, 研究方向为协作分集、MIMO-OFDM 传输技术等。