

## 新型机会中继编码协作：源自适应传输校验信息

邓 娜 张四海 周武旸\*

(中国科学技术大学电子工程与信息科学系 合肥 230027)

**摘 要:** 在多中继协作网络中, 机会中继编码协作已然成为一种高效且被广泛研究的协作策略, 然而现有工作存在着资源浪费或者系统复杂度高的问题。为此, 针对如何在资源利用率与系统复杂度之间获得良好折中的问题, 该文提出一种新型的机会中继编码协作策略, 在不增加额外开销的情况下, 使源节点能够自适应地向目的节点发送校验信息。并在 Nakagami 信道模型下, 给出了系统中断概率的解析表达和误比特率上界的闭式表达。仿真结果表明, 与已有机会中继编码协作策略相比, 在获得性能提升的同时, 所提策略对系统复杂度和资源利用率均有所改善。

**关键词:** 协作通信; 机会中继; 编码协作; 中断概率; 误比特率; Nakagami 信道

中图分类号: TN925

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)10-2320-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00161

## A Novel Opportunistic Relaying Coded Cooperation: Source Adaptively Transmits the Parity

Deng Na Zhang Si-hai Zhou Wu-yang

(Department of Electronic Engineering and Information Science,  
University of Science and Technology of China, Hefei 230027, China)

**Abstract:** Opportunistic relaying coded cooperation is already an efficient and widely investigated cooperative scheme in multi-relay networks. However, the previous works still have deficiencies, such as high system complexity and low resource utilization. In this paper, a novel opportunistic relaying coded cooperation is proposed to achieve an acceptable tradeoff between resource utilization and system complexity, where the source transmits the parity to the destination adaptively without extra overheads. The analytical expressions of the outage probability and the upper bound of bit error probability over Nakagami fading channels are derived. Simulation results reveal that the proposed scheme, compared with the existing opportunistic relaying coded cooperation schemes, achieves better performance and makes an improvement on both system complexity and resource utilization.

**Key words:** Cooperative communication; Opportunistic relaying; Coded cooperation; Outage probability; Bit error probability; Nakagami fading channel

### 1 引言

在无线通信网络中, 协作分集技术可以在不增加终端天线数目的前提下, 获得分布式空间分集增益, 提高容量, 克服信道衰落带来的影响。因此, 近年来逐渐成为了多天线技术的有效替代<sup>[1,2]</sup>。文献[1]提出了几个有效的协作通信协议, 大致可分为两类, 一类是关于协作时中继对接收信号的不同处理, 如放大转发(Amplify-and-Forward, AF), 解码转发(Decode-and-Forward, DF); 一类是关于具体的协作方式, 如选择中继(Selection Relaying, SR)、增量中继(Incremental Relaying, IR)。为了获得更好的性能, 提高频谱效率, 文献[2]提出了编码协作

(Coded Cooperation, CC), 源节点的每个码字都被分成两部分, 即数据和校验信息, 分别由源节点或者中继节点转发。在编码协作中, 中继节点只需转发校验信息给目的节点, 而非对源节点的信息进行简单的重复转发, 从而可以达到更高的传输效率。

随着日益增长的高数据传输速率需求, 多中继协作网络越来越受到人们的关注。然而, 如果所有中继节点同时转发数据将耗费大量资源, 而且在实际中为避免干扰, 通常要为不同的中继节点分配相互正交的信道, 这无疑给信道分配增加了困难。而机会中继<sup>[3]</sup>在达到与多中继协作相同的分集增益的同时, 继承了单中继协作的简单、易于实现的优点。考虑到编码协作与机会中继这两种协作策略的突出优势, 文献[4]提出将两者结合, 即机会中继编码协作。在第 1 阶段源节点广播它的数据给所有的中继节点和目的节点。在第 2 阶段, 如果有中继正确解码, 则由选定的最佳中继转发校验信息。然而对于

2012-02-22 收到, 2012-06-14 改回

国家科技重大专项(2010ZX03003-001)和国家 863 计划项目

(SS2012 AA011702)资助课题

\*通信作者: 周武旸 wyzhou@ustc.edu.cn

没有中继正确解码的情况，不同的文献采用了不同的方式来传输校验信息：如文献[4]中的源节点和所有中继节点在第 2 阶段都将保持沉默，此时的编码协作是不完整的，而且目的端对于不同的情况(目的端是否接收到校验信息)需要装备两个不同的解码器，明显增加了系统的复杂度。针对文献[4]系统复杂度高的问题，文献[5]提出了一个改进的机会中继编码协作策略，即不管中继能否正确解码并转发校验信息，源节点在第 2 阶段都发送它的校验信息给目的节点。此时，校验信息的传输将占用两个正交的信道，当信道条件足够好时，这无疑是一种资源的浪费。

针对上述讨论，本文提出一种新型的机会中继编码协作，在不增加额外开销的前提下，通过中继节点到源节点的 1 bit 反馈，实现了源节点自适应地向目的节点传输校验信息。不同于文献[4,5]，在源节点广播它的数据之后，所有正确解码的中继都将广播类似于文献[6]中的 1 bit 标志信息给源节点和目的节点(与文献[6]一样，假设每个中继被分配在相互正交的信道上发送数据)。当至少有一个中继正确解码时，目的端根据接收到的标志信息选出具有最佳瞬时信道质量的中继节点，并以 1 bit 标志信息在相互正交的信道上反馈给每个中继。之后，由最优中继来转发校验信息。而当所有中继均未正确解码时，即源节点没有收到任何来自中继的标志信息，在第 2 阶段将由源节点自己来传输校验信息。在机会中继协作过程中，最佳中继的选择本身就需要通过中继节点向目的节点传输 1 bit 标志信息来实现。而本文的策略只是利用了无线信道的广播特性，让正确解码的中继节点广播 1 bit 标志信息，告知目的节点的同时也告知了源节点。因此，本文的策略在没有增加开销的情况下，实现了源节点自适应地向目的节点传输校验信息。同时，本文的策略在第 2 阶段只需占用一个信道来实现校验信息的传输并且目的端也只需装备一个解码器，从而在资源的利用率及系统复杂度之间获得了一个很好的折中。但是不足之处在于传输 1 bit 标志信息时可能会给系统引入一个微小的延迟，在此我们假设该延迟对整个协作过程没有影响。

针对本文提出的新型机会中继编码协作，我们给出了在 Nakagami 信道条件下的中断概率及误比特率上界的闭式表达。Nakagami 信道因其可以模拟多个信道衰落模型而在近年来受到了广泛地关注<sup>[7-9]</sup>。通过仿真分析验证了该策略的性能，并同已有机会中继编码协作策略进行了比较。

## 2 系统模型

### 2.1 系统组成

考虑一个包括  $L+2$  个节点的协作中继系统，即一个源节点  $S$ ，一个目的节点  $D$  以及  $L$  个中继节点  $R_i$ ，其中  $i = 1, 2, \dots, L$ 。所有节点均为单天线节点，工作在半双工通信模式下。

假设在协作的两个阶段所有信道均是准静态的，服从 Nakagami- $m$  分布，且相互独立但非同分布。信道噪声是均值为 0，方差为  $N_0$  的高斯加性白噪声。接收端可以准确地知道瞬时信道状态信息，而发送端不知道。具体地，源节点  $S$  到目的节点  $D$  的信道增益为  $h_{sd}$ ，源节点  $S$  到中继节点  $R_i$  的信道增益为  $h_{sr_i}$ ，中继节点  $R_i$  到目的节点  $D$  的信道增益为  $h_{r_i d}$ ，对应的衰落参数分别为  $m_0, m_{1i}, m_{2i}$ 。源节点与中继节点的发送功率分别为  $P_s$  和  $P_{r_i}$ ，不失一般性的，令  $P_s = P_{r_i}$ ，于是源节点与中继节点  $R_i$  的平均信噪比  $\bar{\gamma}_s = \bar{\gamma}_{r_i} = P_s / N_0$ ，对应的瞬时信噪比分别为  $\gamma_{sd} = P_s |h_{sd}|^2 / N_0, \gamma_{sr_i} = P_s |h_{sr_i}|^2 / N_0, \gamma_{r_i d} = P_s |h_{r_i d}|^2 / N_0$ 。由此可得每条链路的瞬时信噪比  $Z = \{\gamma_{sd}, \gamma_{sr_i}, \gamma_{r_i d}\}$  服从 Gamma 分布<sup>[10]</sup>，其概率密度函数为

$$f_Z(\gamma) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\bar{\gamma}^m \Gamma(m)} e^{-\frac{m}{\bar{\gamma}} \gamma} \quad (1)$$

其中  $\Gamma(\bullet)$  表示 Gamma 函数，定义为  $\Gamma(x) = \int_0^\infty t^{x-1} e^{-t} dt$ ，且  $\bar{\gamma} = E[\gamma]$ 。为简单起见，设  $E[|h|^2] = 1, h \in \{h_{sd}, h_{sr_i}, h_{r_i d}\}$ 。从而  $\bar{\gamma}_{sr_i} = \bar{\gamma}_{sr}, \bar{\gamma}_{r_i d} = \bar{\gamma}_{rd}$ 。

### 2.2 新型机会中继编码协作

图 1 给出了本文所提新型机会中继编码协作的系统结构框图。 $\mathbf{b} = [b_1, b_2, \dots, b_K]$  表示源节点  $S$  处的卷积码编码器的输入信息序列。假设源节点处有两个编码器，编码器 1 的输出记为  $\mathbf{s}_1 = [s_1, s_2, \dots, s_{N_1}]$ ，码率  $R_{c_1} = K / N_1$ ；编码器 2 的输出记为  $\mathbf{s}_2 = [s_1, s_2, \dots, s_{N_2}]$ ，码率  $R_{c_2} = K / N_2$ ，且  $N_1 + N_2 = N$ 。每个中继节点处都装有一个编码器，与源节点处的编码器 2 相同。

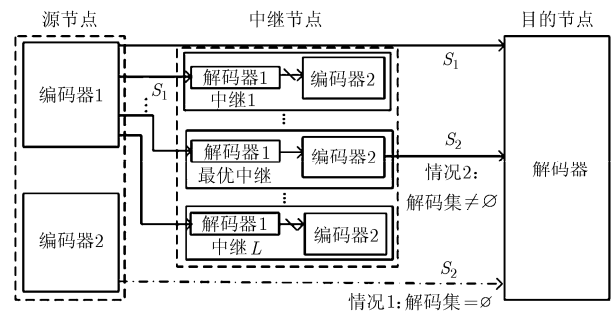


图 1 新型机会中继编码协作流程及系统框图

整个协作过程分为两个阶段来完成, 以时隙为单位, 每个时隙持续时间为  $T$ 。

在第1阶段, 即前  $\alpha T$  秒, 源节点  $S$  向所有中继节点  $R_i$  及目的节点  $D$  广播  $s_1$ 。每个中继节点收到  $s_1$  后, 都会通过解码器 1 进行解码。如果解码成功, 则广播 1 bit 标志信息给  $S$  和  $D$ ; 如果解码失败, 则保持沉默。所有正确解码的中继将形成一个解码集  $\mathcal{C}$ 。

在第2阶段, 即后  $(1-\alpha)T$  秒, 将分成两种情况来考虑:

**情况 1:** 当  $\mathcal{C} = \emptyset$  时, 即所有中继均未正确解码, 由源节点将  $s_2$  发送给目的节点。

**情况 2:** 当  $\mathcal{C} \neq \emptyset$  时, 即至少存在一个中继节点可以对  $s_1$  正确解码, 目的端将根据这些正确解码的中继节点到目的节点的瞬时信道条件, 选出具有最大信噪比的那个中继作为最佳中继, 由最佳中继向目的节点转发  $s_2$ 。

最后, 目的节点将接收到的两个具有不同码率的信息  $s_1, s_2$  进行合并, 采用 Viterbi 算法对其译码。

### 3 新型机会中继编码协作的中断概率分析

采用新型机会中继编码协作时, 解码集  $\mathcal{C}$  是一个非常关键的要素, 它决定了  $s_2$  是由机会中继策略选择出的最佳中继节点转发给目的节点还是由源节点发送给目的节点。定义如下:

$$\mathcal{C} = \left\{ i : \gamma_{sr_i} > \gamma_{th}, i \in \{1, 2, \dots, L\} \right\} \quad (2)$$

其中  $\gamma_{th} = 2^{R/\alpha} - 1$  表示在目标频谱效率  $R$  下的中断门限,  $1-\alpha$  为协作率,  $0 < \alpha < 1$ 。根据 2.1 节中描述的信道模型, 有

$$P_C = \prod_{r_i \in \mathcal{C}} \frac{\Gamma\left(m_{1i}, \frac{m_{1i}\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sr}}\right)}{\Gamma(m_{1i})} \prod_{r_j \notin \mathcal{C}} \left[ 1 - \frac{\Gamma\left(m_{1i}, \frac{m_{1i}\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sr}}\right)}{\Gamma(m_{1i})} \right] \quad (3)$$

其中  $\Gamma(a, x) = \int_x^{+\infty} e^{-t} t^{a-1} dt$ 。接下来, 我们将分析在给定某个解码集  $\mathcal{C}$  的条件下, 系统的中断概率, 记为  $P_{out|\mathcal{C}}$ 。根据协作过程, 分成以下两种情况考虑:

**情况 1:** 当  $\mathcal{C} = \emptyset$  时, 协作过程退化为源节点到目的节点的直接传输过程。根据香农容量公式有

$$I = \log_2(1 + \gamma_{sd}) \quad (4)$$

$$P_{out|\mathcal{C}} = \Pr(I < R) = 1 - \frac{\Gamma\left(m_0, \frac{m_0(2^R - 1)}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)}{\Gamma(m_0)} \quad (5)$$

**情况 2:** 当  $\mathcal{C} \neq \emptyset$  时, 协作分成两个阶段, 在前  $\alpha T$  秒内由源节点向目的节点发送  $s_1$ ; 在剩下的  $(1-\alpha)T$  秒内由最优中继转发  $s_2$ 。由文献[6]有

$$I = \alpha \log_2(1 + \gamma_{sd}) + (1 - \alpha) \log_2 \left( 1 + \max_{r_i \in \mathcal{C}} \gamma_{r_i d} \right) \quad (6)$$

$$\begin{aligned} P_{out|\mathcal{C}} &= \Pr(I < R) \\ &= \int_0^{\gamma_{th}} \Pr\left(\max_{r_i \in \mathcal{C}} \{\gamma_{r_i d}\} < g\right) f(x, m_0, \bar{\gamma}_{sd}) dx \\ &= \int_0^{\gamma_{th}} \left[ 1 + \Sigma_1 \exp\left(-g \sum_{n=1}^k \frac{m_{2\lambda_n}}{\bar{\gamma}_{rd}}\right) \right. \\ &\quad \left. \cdot \Sigma_2 \left[ g^{\sum_{n=1}^k i_n} \prod_{n=1}^k \frac{\left(\frac{m_{2\lambda_n}}{\bar{\gamma}_{rd}}\right)^{i_n}}{i_n!}\right] \right] f(x, m_0, \bar{\gamma}_{sd}) dx \quad (7) \end{aligned}$$

其中

$$g = \frac{2^{R/(1-\alpha)}}{(1+x)^{\alpha/(1-\alpha)}} - 1$$

$$f(x, m_0, \bar{\gamma}_{sd}) = \frac{x^{m_0-1}}{\left(\frac{\bar{\gamma}_{sd}}{m_0}\right) \Gamma(m_0)} \exp\left(-\frac{m_0}{\bar{\gamma}_{sd}} x\right)$$

$$\Sigma_1 = \sum_{k=1}^{|\mathcal{C}|} \sum_{\lambda_1=1}^{|\mathcal{C}|-k+1} \cdots \sum_{\lambda_k=\lambda_{k-1}+1}^{|\mathcal{C}|} (-1)^k$$

$$\Sigma_2 = \sum_{i_1=0}^{m_{2\lambda_1}-1} \sum_{i_2=0}^{m_{2\lambda_2}-1} \cdots \sum_{i_k=0}^{m_{2\lambda_k}-1}$$

再由全概率公式, 可得中断概率  $P_{out} = \sum_{\mathcal{C} \in \Omega} P_C \cdot P_{out|\mathcal{C}}$ ,  $\Omega$  表示所有可能出现的解码集的集合。

### 4 新型机会中继编码协作的误比特率分析

误比特率是评价一个系统性能好坏的另一个重要标准, 本节我们将分析所提策略在具有  $L$  个中继的信道模型下, 系统的误比特率性能。采用 MPSK 的调制方式, 从  $S$  到  $D$  的端到端条件成对错误概率 (PEP) 为

$$\begin{aligned} &P(d | \gamma_{sd}, \gamma_{sr_1}, \dots, \gamma_{sr_L}, \gamma_{r_1 d}, \dots, \gamma_{r_L d}) \\ &= Q\left(\sqrt{g_{\text{psk}} d \gamma_{sd}}\right) \prod_{j=1}^L Q\left(\sqrt{g_{\text{psk}} d_1 \gamma_{sr_j}}\right) \\ &\quad + \sum_{|\mathcal{C}|=1}^L \sum_{\mathcal{C}} \prod_{r_j \notin \mathcal{C}} Q\left(\sqrt{g_{\text{psk}} d_1 \gamma_{sr_j}}\right) \\ &\quad \cdot \prod_{r_j \in \mathcal{C}} \left(1 - Q\left(\sqrt{g_{\text{psk}} d_1 \gamma_{sr_j}}\right)\right) \\ &\quad \cdot Q\left(\sqrt{g_{\text{psk}} \left(d_1 \gamma_{sd} + d_2 \max\{\gamma_{r_j d}\}\right)}\right) \quad (8) \end{aligned}$$

其中  $g_{\text{psk}} = \sin^2(\pi/M)$ ,  $Q(\cdot)$  为高斯  $Q$  函数,  $d_1$  和  $d_2$  分别表示通过源节点和中继节点到目的节点信道传输的错误码字,  $d$  为接收码字与发送码字间的汉明

码重, 且  $d_1 + d_2 = d$ 。由 Craig 公式<sup>[11]</sup>

$$Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sin^2\theta}\right) d\theta \quad (9)$$

再由式(1)中定义的  $\gamma$  的矩母函数<sup>[12]</sup>为

$$\psi_\gamma(-s) = \int_0^{+\infty} \exp(-s\gamma) f_Z(\gamma) d\gamma = \frac{1}{\left(1 + \frac{s\bar{\gamma}}{m}\right)^m} \quad (10)$$

可得平均 PEP

$$P(d) = I_1 \prod_{i=1}^L I_2(i) + \sum_{|C|=1} \sum_C \prod_{r_j \notin C} I_2(j) \prod_{r_j \in C} (1 - I_2(j)) I_3 \quad (11)$$

下面具体推导  $I_1$ ,  $I_2(i)$  和  $I_3$ :

$$\begin{aligned} I_1 &= \int_0^{+\infty} Q(\sqrt{g_{\text{psk}} d \gamma_{sd}}) f(\gamma_{sd}) d\gamma_{sd} \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \psi_{\gamma_{sd}}(-s) \Big|_{s=\frac{g_{\text{psk}} d}{2\sin^2\theta}} d\theta \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \left(1 + \frac{g_{\text{psk}} d \bar{\gamma}_{sd}}{2m_0 \sin^2\theta}\right)^{-m_0} d\theta \end{aligned} \quad (12)$$

同理可得

$$I_2(i) = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \left(1 + \frac{g_{\text{psk}} d_1 \bar{\gamma}_{sr}}{2m_{1i} \sin^2\theta_i}\right)^{-m_{1i}} d\theta_i \quad (13)$$

$$\begin{aligned} I_3 &= \int_0^{+\infty} \int_0^{+\infty} Q(\sqrt{g_{\text{psk}}(d_1 \gamma_{sd} + d_2 \gamma_{eq})}) f(\gamma_{sd}) f(\gamma_{eq}) \\ &\quad \cdot d\gamma_{sd} d\gamma_{eq} = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \left(1 + \frac{g_{\text{psk}} d_1 \bar{\gamma}_{sd}}{2m_0 \sin^2\theta}\right)^{-m_0} \\ &\quad \cdot \int_0^{+\infty} \exp\left(-\frac{g_{\text{psk}} d_2 \gamma_{eq}}{2\sin^2\theta}\right) f(\gamma_{eq}) d\gamma_{eq} d\theta \end{aligned} \quad (14)$$

其中  $\gamma_{eq} = \max\{\gamma_{r_j d}\}$ ,  $r_j \in \mathcal{C}$ ,  $f(\gamma_{eq})$  是  $\gamma_{eq}$  的概率密度函数, 其对应的概率分布函数

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{eq}}(\gamma) &= \prod_{n \in \mathcal{C}} \left[1 - \frac{\Gamma\left(m_{2i}, \frac{m_{2i}\gamma}{\bar{\gamma}_{rd}}\right)}{\Gamma(m_{2i})}\right] \\ &= 1 + \sum_1 \prod_{n=1}^k \frac{\Gamma\left(m_{2\lambda_n}, \frac{m_{2\lambda_n}\gamma}{\bar{\gamma}_{rd}}\right)}{\Gamma(m_{2\lambda_n})} \end{aligned} \quad (15)$$

由 Laplace 变换的性质  $\mathcal{L}\{f_{\gamma_{eq}}(\gamma); s\} = s\mathcal{L}\{F_{\gamma_{eq}}(\gamma); s\}$  得

$$\begin{aligned} \mathcal{L}\{f_{\gamma_{eq}}(\gamma); s\} &= 1 + s \sum_1 \sum_2 \left(\sum_{n=1}^k i_n\right)! \prod_{n=1}^k \frac{1}{i_n!} \\ &\quad \cdot \left(\frac{m_{2\lambda_n}}{\bar{\gamma}_{rd}}\right)^{i_n} \left(s + \sum_{n=1}^k \frac{m_{2\lambda_n}}{\bar{\gamma}_{rd}}\right)^{-\sum_{n=1}^k i_n - 1} \end{aligned} \quad (16)$$

当  $s = \frac{g_{\text{psk}} d_2}{2\sin^2\theta}$  时, 有  $\mathcal{L}\{f_{\gamma_{eq}}(\gamma); s\} \Big|_{s=\frac{g_{\text{psk}} d_2}{2\sin^2\theta}} =$

$\int_0^{+\infty} \exp\left(-\frac{g_{\text{psk}} d_2 \gamma_{eq}}{2\sin^2\theta}\right) f(\gamma_{eq}) d\gamma_{eq} d\theta$ , 将其代入式(14) 即可得

$$\begin{aligned} I_3 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \left(1 + \frac{g_{\text{psk}} d_1 \bar{\gamma}_{sd}}{2m_0 \sin^2\theta}\right)^{-m_0} \\ &\quad \cdot \left[1 + \frac{g_{\text{psk}} d_2}{2\sin^2\theta} \sum_1 \sum_2 \left(\sum_{n=1}^k i_n\right)! \prod_{n=1}^k \frac{1}{i_n!} \left(\frac{m_{2\lambda_n}}{\bar{\gamma}_{rd}}\right)^{i_n}\right. \\ &\quad \left. \cdot \left(\frac{g_{\text{psk}} d_2}{2\sin^2\theta} + \sum_{n=1}^k \frac{m_{2\lambda_n}}{\bar{\gamma}_{rd}}\right)^{-\sum_{n=1}^k i_n - 1}\right] d\theta \end{aligned} \quad (17)$$

获得成对错误概率式(11)后, 即可求得误比特率的上界<sup>[12]</sup>

$$P_b(e) \leq \frac{1}{\log_2 M} \frac{1}{k_c} \sum_{d=d_f}^{+\infty} c(d) P(d) \quad (18)$$

其中  $k_c$  为编码器的输入比特数,  $c(d)$  表示对于某个差错距离  $d$  的所有可能错误码字的总个数, 而  $d_f$  为码字的自由汉明距离。

## 5 仿真实验

在 Matlab 2009b 下, 采用 Monte-Carlo 方法, 对所提策略进行了系统仿真。考虑一个典型的上行蜂窝系统, 源节点  $S$  到中继节点的衰落程度相同, 即  $m_{1i} = m_1$ ; 且中继节点到目的节点  $D$  的衰落程度也相同, 即  $m_{2i} = m_2, \forall i \in \{1, 2, \dots, L\}$ 。信道为准静态衰落, 即信道衰落系数在一帧的传输过程中是固定不变的, 而不同的帧在传输时所经历的衰落是相互独立的。仿真取  $m_0 = 1, m_1 = 2, m_2 = 3$ , 采用约束长度为 4, 生成多项式为 (13, 15, 15, 17)<sub>octal</sub><sup>[13]</sup> 的卷积码,  $N_1 = N_2 = 130$ ,  $R = 1 \text{ bit}/(\text{s} \cdot \text{Hz})$ , 调制方式为 BPSK。

### 5.1 中断概率

**5.1.1 参数  $\alpha$  对中断性能的影响** 文献[4]曾指出在多中继网络中,  $\alpha_{\text{opt}}$  (使中断概率最优的  $\alpha$ ) 受很多环境因素的影响, 如中继位置、信道模型、发送功率等, 但并未通过理论或仿真去验证。本文针对这些因素, 给出了中断概率随  $\alpha$  变化的不同曲线, 讨论了它们是如何影响  $\alpha_{\text{opt}}$  的。

图 2(a)研究了发送功率对  $\alpha_{\text{opt}}$  的影响, 图中体现在平均信噪比的不同, 中继数目为 2。从图中可以看出, 每条曲线都有一个最低点, 即为  $\alpha_{\text{opt}}$ 。随着平均信噪比的增加,  $\alpha_{\text{opt}}$  有微小的增长, 但基本处在 [0.6, 0.65] 的范围内。同时, 对于每一条曲线, 当  $\alpha$  以  $\alpha_{\text{opt}}$  为起点, 向坐标两边逐渐变化时,  $\alpha < \alpha_{\text{opt}}$  段的曲线要比  $\alpha > \alpha_{\text{opt}}$  段的曲线上升得缓慢一些。

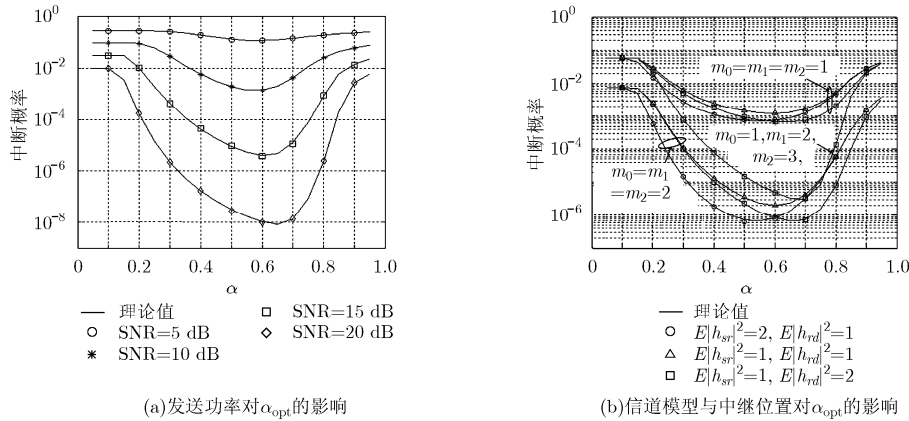
图2 环境因素(发送功率、信道模型、中继位置)对 $\alpha_{\text{opt}}$ 的影响

图2(b)研究了信道模型与中继位置对 $\alpha_{\text{opt}}$ 的影响。分别取 $m_0 = m_1 = m_2 = 1$  (瑞利信道)、 $m_0 = m_1 = m_2 = 2$  两种信道模型, 平均信噪比 SNR= 15 dB,  $E|h_{rd}|^2 = 0.5$ , 改变中继位置可以通过改变 $E|h_{sr}|^2$  和  $E|h_{rd}|^2$  来实现(平均信道增益因包括路径衰落而与中继位置有关)。从图中可以看出, 在瑞利信道下, 中断概率曲线比较平缓, 而在  $m=2$  的 Nakagami 信道下, 中断概率曲线随 $\alpha$  值的大小有明显的变化。对于给定的信道模型, 当 $E|h_{sr}|^2 = E|h_{rd}|^2$  时,  $\alpha_{\text{opt}} = 0.6$ ; 当 $E|h_{sr}|^2 > E|h_{rd}|^2$  时,  $\alpha_{\text{opt}} < 0.6$ ; 当 $E|h_{sr}|^2 < E|h_{rd}|^2$  时,  $\alpha_{\text{opt}} > 0.6$ 。此外, 当 $m_0 = m_1 = m_2$  时, 具有相同平均信道增益而不同信道模型的两条曲线的 $\alpha_{\text{opt}}$  值相同; 而当 $m_0 \neq m_1 \neq m_2$  时, 由于各链路的衰落程度不同, 将不能保证上述结论依然成立。例如在 $E|h_{sr}|^2 = 1, E|h_{rd}|^2 = 2$  时, 图中 $m_0 = 1, m_1 = 2, m_2 = 3$  那条曲线的 $\alpha_{\text{opt}} = 0.7$ , 而瑞利信道下与之对应的曲线的 $\alpha_{\text{opt}} = 0.65$ , 两条曲线的 $\alpha_{\text{opt}}$  值不等。

由此可知, 参数 $\alpha$  对中断概率性能有很大影响, 而 $\alpha$  值是由编码器码率决定的。因此在系统设计之初, 选取恰当的 $\alpha$  值, 既可以获得可观的编码增益, 又可以提高系统的性能。

### 5.1.2 与已有机会中继编码协作策略的中断概率比较

图3 是中继节点数目为 3,  $\alpha=0.6$  时分别采用本文策略和文献[4], 文献[5]中的策略所得的系统中断概率随平均信噪比的变化曲线。从图中可以看出, 与非协作相比, 3 个策略都非常高效, 性能均获得了明显的提高。虽然本文策略在中断性能上只是稍优于文献[4]中所提的策略, 但是本文策略明显地降低了系统的复杂度, 在文献[4]中目的节点处需装备两个不同的解码器, 同时还要判断收到的数据应该采用哪一个解码器来解码, 而本文中目的节点处只需装备一个解码器即可, 编码协作也体现得更加完

整高效。文献[5]策略的中断性能与本文策略相差较大, 例如在中断概率为 $10^{-3}$  时, 有接近 2.5 dB 的差距。

## 5.2 误比特率

### 5.2.1 误比特率性能的仿真值与理论上界的分析比较

图4 在不同中继数目下, 对本文策略进行了 BER 的仿真值与式(18)理论上界的分析比较。仿真采用约束长度为 4, 生成多项式为 $(13, 15, 15, 17)_{\text{octal}}$  的卷积码。当有中继节点协助源节点转发数据时, 源节点在第 1 阶段发送的 $s_1$  对应的是采用码率为 1/2, 生成多项式为 $(13, 15)_{\text{octal}}$  的卷积码生成的码字。中继节点接收到源节点发送的 $s_1$  之后对其进行解码得到了输入信息序列 $b$  的一个估计, 接着采用码率为 1/2, 生成多项式为 $(15, 17)_{\text{octal}}$  的卷积码生成 $s_2$  发送给目的节点。上述编码方式决定了系统的 $\alpha=0.5$ 。

从图中可以看出, 在平均 SNR 增加到 8 dB 后, 仿真曲线与理论上界非常贴近。此外, 随着中继数目的增加, 分集增益逐渐变大, 系统的误比特率性能也不断提升。

### 5.2.2 与已有机会中继编码协作策略的 BER 比较

图5 是中继节点数目为 3,  $\alpha=0.5$  时分别采用本文策略和文献[4], 文献[5]中的策略所得的误比特率随平均信噪比的变化曲线。从图中可以看出, 与非协作相比, 3 个策略亦都非常高效, 在性能上均获得了明显提升。同时它们之间的性能也很相近, 本文策略虽稍优于文献[5]的策略, 但是文献[5]在协作的第 2 阶段需要占用两个正交信道, 而本文策略只需占用一个信道, 有效节省了系统资源。对于文献[5]的策略能够稍优于文献[4]的策略, 是因为文献[5]以牺牲一部分资源的代价来换取了更高的误比特率性能。

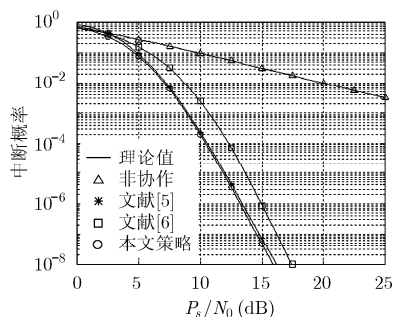


图 3 本文策略与已有机会中继编码协作的中断性能比较

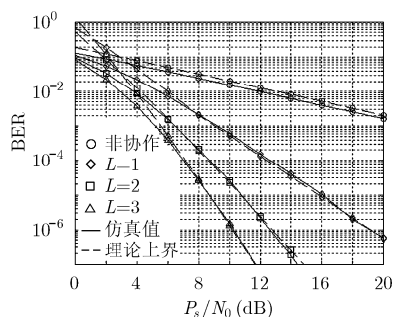


图 4  $L=1, 2, 3$  时的误码率仿真曲线与理论上界的比较,  $M=2$ (BPSK)

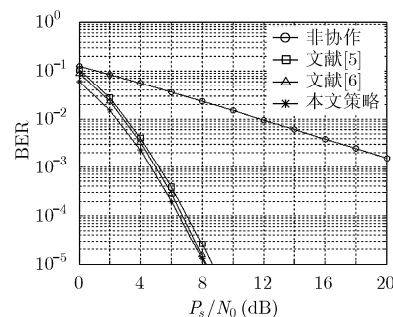


图 5 本文策略与已有机会中继编码协作的误比特率性能比较

## 6 结束语

本文在 Nakagami 信道模型下, 研究了一种新型的机会中继编码协作策略。与已有工作不同, 本文所提的协作策略在不增加额外开销的前提下, 通过中继节点向源节点发送的 1 bit 反馈信息, 实现了源节点自适应地向目的节点传输校验信息。获得性能提升的同时, 在资源利用率与系统复杂度之间获得了一个良好的折中。同时给出了系统的中断概率及误比特率上界的闭式表达。此外, 由于 Nakagami 信道可通过改变其衰落参数  $m$  来模拟多个无线中继应用中的典型信道, 我们将仿真环境设置为非平衡的衰落条件, 即源节点到中继节点, 中继节点到目的节点及源节点到目的节点链路的信道条件不同, 这种假设更加符合实际的无线通信场景。仿真结果证实了我们的分析, 同时也体现出了本文策略的有效性。

## 参考文献

- [1] 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.
- [2] Hunter T E and Nosratinia A. Cooperation diversity through coding[C]. *IEEE International Symposium on Information Theory 2002*, Lausanne, Switzerland, June. 30-July. 5, 2002: 220.
- [3] Bletsas A, Khisti A, Reed D P, et al.. A simple cooperative diversity method based on network path selection[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2006, 24(3): 659-672.
- [4] Haghighi A A and Navaie K. Outage analysis and diversity-multiplexing tradeoff bounds for opportunistic relaying coded cooperation and distributed space-time coding coded cooperation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2010, 9(3): 1198-1206.
- [5] Wei L, Ren P, and Liu Y. A spectrally efficient distributed

coded cooperation based on opportunistic relaying[C]. *The 6th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing 2010*, Chengdu, China, Sept. 23-25, 2010: 1-4.

- [6] Tajer A and Nosratinia A. Opportunistic cooperation via relay selection with minimal information exchange[C]. *IEEE International Symposium on Information Theory 2007*, Nice, France, June. 24-29, 2007: 1926-1930.
- [7] Yeoh P L, Elkashlan M, and Collings I B. Selection diversity with multiple amplify-and-forward relays in Nakagami- $m$  fading channels[C]. *IEEE 72nd Vehicular Technology Conference 2010-Fall*, Ottawa, Canada, Sept. 6-9, 2010: 1-5.
- [8] Huang S Q, Chen H H, and Lee M Y. Performance bounds of multi-relay decode-and-forward cooperative networks over Nakagami-fading channels[C]. *IEEE International Conference on Communications 2011*, Kyoto, Japan, June. 5-9, 2011: 1-5.
- [9] Bansal A and Garg P. Performance analysis of coded cooperation under Nakagami- $m$  fading channels[C]. *IEEE International Conference on Communications 2010*, Cape Town, Africa, May 23-27, 2011: 1-5.
- [10] Kun-Wah Y and Tung-Sang N. A simulation model for Nakagami- $m$  fading channels,  $m < 1$ [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2000, 48(2): 214-221.
- [11] Simon M K and Alouini M S. *Digital Communication over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis*[M]. New York: John Wiley & Sons, Inc., 2000: 197-202.
- [12] Proakis J G. *Digital Communications*[M]. New York: McGraw-Hill College Division, 1995: 471-521.
- [13] Frenger P, Orten P, and Ottosson T. Convolutional codes with optimum distance spectrum[J]. *IEEE Communications Letters*, 1999, 3(11): 317-319.

邓 娜: 女, 1988 年生, 硕士生, 研究方向为中继协作通信。

张四海: 男, 1974 年生, 讲师, 研究方向为无线通信。

周武旻: 男, 1972 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为无线通信。