

非正交选择译码转发协同

张勇 徐友云 蔡跃明

(解放军理工大学通信工程学院 南京 210007)

摘要: 为了提高两跳中继网络的传输速率和协同分集增益, 该文提出一种非正交的选择译码转发策略传输数据。单节点协同时, 协同节点仅在正确译码时采用和发送节点非正交的时序转发; 在多节点协同时, 采用一种节点选择算法选择译码正确且信道条件最佳的节点用于非正交转发。这种协同策略可获得和非正交放大转发相同的分集复用折衷性能, 但其实现更简单, 且在低信噪比时中断性能更好。

关键词: 无线通信; 非正交译码转发; 分集复用折衷; 节点选择

中图分类号: TN92

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)09-2198-05

Non-orthogonal Decode-and-forward Cooperation with Selection Relays

Zhang Yong Xu You-yun Cai Yue-ming

(Institute of Communication Engineering, PLAUST, Nanjing 210007, China)

Abstract: A non-orthogonal decode-and-forward scheme with relay selection is proposed in order to achieve higher spectral efficiency and more cooperative diversity gain in the two-hop relay networks. In the single relay case, the relay node is available to cooperate non-orthogonally with the source node only if it can decode correctly. When there are multiple nodes in the network, a relay selection method is given to select the best relay which decodes correctly and has the best channel to destination. Asymptotic analysis of outage probability shows that the scheme with relay selection achieves the same diversity-multiplexing tradeoff as the non-orthogonal amplify-and-forward scheme, but it obtains more outage capacity at lower SNR and is easier to implement.

Key words: Wireless communication; Non-orthogonal decode-and-forward; Diversity-multiplexing tradeoff; Node selection

1 引言

在无线网络中, 节点之间可以通过协同形成虚拟多天线阵列, 发送端的信息通过直接传输和中继转发等多条链路到达目的节点, 从而获得空间分集^[1, 2]。协同的性能取决于协同节点的数量, 协同策略以及各节点的信号处理。为了更好地利用协同带来的性能, 人们研究了各种不同的协同协议, 根据节点对信号处理方法的不同, 大致可以归纳为两种: 放大转发和译码转发。放大转发是指中继节点直接转发接收到的模拟信号, 而译码转发是指中继节点首先对接收信号译码, 然后将数据重新编码后发送。此外, 人们还研究了压缩转发^[3]等其它协议。

分集复用折衷(Diversity-Multiplexing Tradeoff, DMT)^[4]是多天线系统中综合衡量分集增益和复用增益的一种方法, 可将其扩展到衡量各种协同协议的性能^[5-8]。以 DMT 为准则时, 在半双工协同系统中(节点不能同时接收和发送, 这比全双工系统更容易实现), 目前已知的最佳放大转发协议是非正交放大转发。这种协议由文献[9]首先提出, 采用此协议时,

每组数据发送分两个时隙完成, 发送端在两个时隙中均发送信息, 而协同节点在第 1 个时隙接收部分信息, 第 2 个时隙将其放大转发。而后文献[5]证明, 在两节点系统中, 这种非正交放大转发协议可以达到放大转发 DMT 的上限。文献[6, 7]进一步提高了多节点时非正交放大转发的 DMT 性能, 它所采用的方法是当网络中存在多个节点时, 容许部分节点在第 2 个时隙接收并在下一个时隙转发, 这样进一步克服了半双工带来的限制, 但引入了协同节点之间的相互干扰。

采用放大转发时, 中继节点必须采用模拟处理, 它们将接收的波形直接放大转发到目的节点, 目前这种方法需要昂贵的射频链路来消除耦合效应^[10]。相对而言, 译码转发是一种更具应用前景的方法, 它对接收信号进行采样、存储、编译码等数字处理后转发, 尽管增加了节点的复杂度, 但更容易实现。文献[5]采用的动态译码转发协议是目前所知的 DMT 性能最佳的译码转发协议。在该协议中, 协同节点持续接收发送端的数据, 直到接收信号与信源信号的互信息大于信号速率时, 协同节点采用另外的码本开始编码转发。这种动态译码的方法可以保证协同节点正确译码概率的最大化, 但目前很难寻找一种编码方法来实现这种协议。

文献[2]证明在正交传输时, 选择译码转发方法在高信噪比时可以获得与放大转发相同的性能, 并且能克服固定译码

2007-01-23 收到, 2007-09-26 改回

国家自然科学基金(60672079)和江苏省自然科学基金(BK2006701)资助课题

转发的缺点。为了克服放大转发实现上的困难,并保留非正交传输的速率,本文提出一种非正交传输时选择译码转发协议的实现方法。在该协议中,发送端持续发送,协同节点首先判断是否能正确译码(可在数据中加入循环冗余校验来实现),当所有节点均不能正确译码时,退化到非协同模式。如果网络中存在多个可译码的节点,在协议中采用一种节点选择方法,根据目的节点的信道估计值选择最佳节点用于转发。本文分析这种协议的实现方法和中断概率,并证明,在DMT准则下,这种协议可获得与非正交放大转发相同的性能。在信噪比较低时,这种基于节点选择译码转发方法的中断容量比非正交放大转发更高。

本文后续部分安排如下:第2节介绍系统模型,第3节给出基于节点选择的非正交选择译码转发协议的实现方法,分析其中断概率和DMT性能。第4节是仿真分析,最后是结束语。

2 系统模型

首先考虑一个发送节点,一个中继节点(由于仅分析两跳中继信道,本文不区分中继节点和协同节点),和一个目的节点的两跳网络。假定每个节点只有一根天线,文中结果容易推广到多天线的情况。所有节点可以接收和发送,但由于半双工的限制二者不能同时进行。系统采用非正交译码转发协议,发送节点每帧符号由两部分 $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2 \in C^{T/2}$ 组成,为了适合同步,设每部分长度为 $T/2$ 。第1个时隙,发送节点广播,将 \mathbf{x}_1 发送到协同节点和目的节点,第2个时隙,目的节点多址接入,同时接收协同节点译码转发的 \mathbf{x}_1 和发送端发送的 \mathbf{x}_2 。这种非正交转发方法的频谱效率是正交传输^[1]的两倍,但仅部分信号即 \mathbf{x}_1 可能获得协同节点带来的分集, \mathbf{x}_2 只有发送节点的一次传输,可以通过分配更大的发送功率来降低 \mathbf{x}_2 的误码率。假定发送端到中继和目的节点的信道 h_{sr} 和 h_{sd} ,以及中继到目的节点的信道 h_{rd} 均为准静态瑞利衰落信道, $h_{sd}, h_{rd}, h_{sr} \sim \mathcal{CN}(0,1)$ 。帧长度 T 比信道的相关间隔 L 小,信道系数在一帧内保持恒定。根据系统模型,在目的节点和中继端接收信号的接收信号可表示为

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{y}_1 &= \sqrt{\pi_1 \text{SNR}} h_{sd} \mathbf{x}_1 + \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{y}_r &= \sqrt{\pi_1 \text{SNR}} h_{sr} \mathbf{x}_1 + \mathbf{n}_r \\ \mathbf{y}_2 &= \sqrt{\pi_2 \text{SNR}} h_{sd} \mathbf{x}_2 + \sqrt{\pi_3 \text{SNR}} h_{rd} (\mathbf{y}'_r) + \mathbf{n}_2 \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

其中 $\sum_{i=1}^3 \pi_i = 2$,使得目的节点的信噪比归一化为SNR。

$\mathbf{y}_1, \mathbf{y}_2 \in C^{T/2}$ 为目的节点在两个时隙内接收的信号, $\mathbf{y}_r \in C^{T/2}$ 为中继端接收的信号。 $\mathbf{n}_1, \mathbf{n}_r, \mathbf{n}_2 \in C^{T/2}$ 为单位方差的加性高斯白噪声矢量。

中继端首先判断是否正确译码,如果能正确译码则在第2个时隙发送,即 $\mathbf{y}'_r = \mathbf{x}_1$,此时可将这种中继协同信道等效为 2×2 的MIMO信道:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\pi_1 \text{SNR}} h_{sd} & 0 \\ \sqrt{\pi_3 \text{SNR}} h_{rd} & \sqrt{\pi_2 \text{SNR}} h_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{n}_2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

假定输入 $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2$ 中的元素取自独立同分布的高斯码本,协方差为单位阵。不难计算,此时系统互信息为(全文对数以2为底)

$$I_{sd,C} = \frac{1}{2} \log \left(1 + \pi_1 \pi_2 \text{SNR}^2 |h_{sd}|^4 + (\pi_1 + \pi_2) \text{SNR} |h_{sd}|^2 + \pi_3 \text{SNR} |h_{rd}|^2 \right) \quad (3)$$

如果中继端译码错误,中继不再转发,退化为非协同模式。此时接收信号可以表示为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\pi_1 \text{SNR}} h_{sd} & 0 \\ 0 & \sqrt{\pi_2 \text{SNR}} h_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{n}_2 \end{bmatrix} \quad (4)$$

互信息为

$$I_{sd,NC} = \frac{1}{2} \log \left(1 + \pi_1 \pi_2 \text{SNR}^2 |h_{sd}|^4 + 2 \text{SNR} |h_{sd}|^2 \right) \quad (5)$$

显然,两个时隙等功率传输时性能最佳(此时发送节点需已知中继节点译码失败),互信息为

$$I_{sd,NC} = \log \left(1 + \text{SNR} |h_{sd}|^2 \right) \quad (6)$$

当网络中存在多个协同节点时,非正交放大转发采用的方法是:在每个传输间隔,每个中继节点轮流转发发送节点的数据。如果在选择译码转发时采用相同的方法,则要求在 NT 时间内总存在 N 个可以正确的译码的节点,且信道保持平坦。

选择中继时,可用于转发的节点不能先验确定,轮流转发受到限制。在非正交放大转发时,每个时隙只需一个节点用于转发,因此可以从可用节点中随机选取一个节点用来转发。为了更好地利用多节点的分集特性,本文第3节采用一种节点选择算法,根据目的节点的信道估计值选择最佳节点用于转发,此时系统矩阵可以等效为式(2)的模型,不同之处在于 h_{rd} 为选出的最佳节点到目的节点的信道。

3 节点选择与性能分析

考虑目的节点归一化的信噪比为SNR,发送端的数据速率为 $R(\text{SNR})$ 。在单节点协同时,如果中继端不能译码,发生中断,则发送端(输出)和中继端(输入)的互信息满足 $\frac{1}{2} \log \left(1 + \text{SNR} |h_{sr}|^2 \right) < R(\text{SNR})$,其中系数 $1/2$ 表示发送端在两个时隙内完成传输,以下相同。此时目的节点与发送端的互信息为

$$I_{sd,NC} = \log \left(1 + \text{SNR} |h_{sd}|^2 \right) \quad (7)$$

如果中继端能够正确译码,即 $\frac{1}{2} \log \left(1 + \text{SNR} |h_{sr}|^2 \right) \geq R(\text{SNR})$ 时,互信息为

$$I_{sd,C} = \frac{1}{2} \min \left\{ \log \left(1 + \pi_1 \pi_2 \text{SNR}^2 |h_{sd}|^4 + (\pi_1 + \pi_2) \text{SNR} |h_{sd}|^2 + \pi_3 \text{SNR} |h_{rd}|^2 \right), \log \left(1 + \text{SNR} |h_{sr}|^2 \right) \right\} \quad (8)$$

中断事件为

$$\left\{ \frac{1}{2} \log(1 + \text{SNR} |h_{sr}|^2) < R(\text{SNR}) \right\} \cap \left\{ I_{sd,NC} < R(\text{SNR}) \right\} \\ \cup \left\{ \frac{1}{2} \log(1 + \text{SNR} |h_{sr}|^2) \geq R(\text{SNR}) \right\} \cap \left\{ I_{sd,C} < R(\text{SNR}) \right\} \quad (9)$$

如果网络中存在 M 个中继节点, 沿用非正交放大转发的方法, 多节点译码转发在一个时隙利用一个节点用于接收和转发, 因此每次选择一个最佳节点可以获得比轮流转发更好的性能。但节点选择会增加系统的复杂度。文献[8]根据目的节点的信道估计值, 在正交传输时, 采用节点选择算法替代分布式空时编码获得分集, 它将发送端到目的节点的多条链路作为选择依据, 并证明节点选择可以获得与分布式空时编码相同的分集性能。在选择中继时, 只有正确译码的节点才可能参与协同, 选择的范围限定在能够正确译码的节点, 其中到目的节点信道条件最好的节点最适合转发, 因此不需考虑发送端到中继的信道特征。根据以上特性, 本文采用一种简单的方法实现节点选择, 并证明基于这种方法的非正交译码转发的 DMT 性能与非正交放大转发的 DMT 性能相同。

假定目的节点不能确定网络中节点的拓扑结构, 但能进行信道估计。节点选择方法可分为两步实现: (1) 第 1 步将选择范围限定在能够正确译码的节点内。在第 2 个时隙发送之前, 正确译码的中继节点发送一个标志符号即节点的标识给目的节点, 确认已经正确译码。(2) 第 2 步目的节点选择最佳节点并通知该节点准备发送。目的节点根据信道估计值在所有可选节点中选出最佳节点, 此时目的节点只需比较各可选节点的 $|h_{rd}|$ 即可。目的节点广播最大 $|h_{rd}|$ 对应节点的序号, 如果中继节点序号与目的节点广播序号相同则开始发送数据。如果存在多个节点的信道估计值 $|h_{rd}|$ 相同, 则目的节点随机选取其中之一转发不会降低系统性能。

这种节点选择的性能仅与目的节点信道估计的准确性有关, 其开销为正确译码节点发送的标识信号以及目的节点广播的确认信号所占用的频段和消耗的能量。可以将这种节点选择算法描述为

步骤 1 确定可选节点集合 $D(s)$

$$\left\{ i \in D(s) : \frac{1}{2} \log(1 + \text{SNR} |h_{sr,i}|^2) < R(\text{SNR}) \right\}$$

步骤 2 确定转发节点 k : $h_{rd,k} = \max_{i \in D(s)} |h_{rd,i}|^2$ 。

如果网络中不存在正确译码的节点, $\frac{1}{2} \log(1 + \text{SNR} \cdot \max_{i=1, \dots, M} |h_{sr,i}|^2) < R(\text{SNR})$, 互信息为

$$I_{sd,NC} = \log(1 + \text{SNR} |h_{sd}|^2) \quad (10)$$

如果存在能够正确译码的节点, $\frac{1}{2} \log(1 + \max_{i=1, \dots, M} |h_{sr,i}|^2) \geq R(\text{SNR})$, 每帧内选择最佳节点转发, 此时系统可表示为

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \mathbf{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\pi_1 \text{SNR}} h_{sd} & 0 \\ \sqrt{\pi_3 \text{SNR}} h_{rd, \text{opt}} & \sqrt{\pi_2 \text{SNR}} h_{sd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_1 \\ \mathbf{x}_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{n}_2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中 $h_{rd, \text{opt}} = \max_{i \in D(s)} |h_{rd,i}|^2$ 为可选信道中模值最大的信道系数。 $D(s)$ 为能够正确译码的节点集合。互信息为

$$I_{sd,C} = \frac{1}{2} \min \left\{ \log(1 + \pi_1 \pi_2 \text{SNR}^2 |h_{sd}|^4 + (\pi_1 + \pi_2) \cdot \text{SNR} |h_{sd}|^2 + \pi_3 \text{SNR} |h_{rd, \text{opt}}|^2), \right. \\ \left. \log(1 + \text{SNR} \max_{i=1, \dots, M} |h_{sr,i}|^2) \right\} \quad (12)$$

中断事件为

$$\left\{ \frac{1}{2} \log(1 + \text{SNR} \max_{i=1, \dots, N} |h_{sr,i}|^2) < R(\text{SNR}) \right\} \\ \cap \left\{ I_{sd,NC} < R(\text{SNR}) \right\} \cup \left\{ \frac{1}{2} \log(1 + \text{SNR} \max_{i=1, \dots, N} |h_{sr,i}|^2) \geq R(\text{SNR}) \right\} \cap \left\{ I_{sd,C} < R(\text{SNR}) \right\} \quad (13)$$

为了分析选择译码转发协议的 DMT 性能, 首先采用文献[4]的方法定义分集增益和复用增益。

定义 1 符号 \doteq 表示指数相等(exponential equality), 即 $f(\text{SNR}) \doteq \text{SNR}^b$ 表示

$$\lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \frac{\log f(\text{SNR})}{\log \text{SNR}} = b$$

相应地, \lesssim 也表示类似的含义。

定义 2 考虑一组在信噪比为 SNR 时的编码, 速率为 $R(\text{SNR})$ 比特每信道占用(bits per channel use), $P_e(\text{SNR})$ 表示速率为 $R(\text{SNR})$ 时的平均错误概率(当数据长度足够大, 检测错误概率小时, 可用中断概率代替平均错误概率), 则复用增益(multiplexing gain) r 和分集度(diversity order) d 分别定义为

$$r = \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \frac{\log R(\text{SNR})}{\log \text{SNR}}, \quad d = - \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \frac{\log P_e(\text{SNR})}{\log \text{SNR}}.$$

下面的定理说明基于节点选择算法的非正交选择译码方法可以获得和非正交放大转发相同的 DMT 性能。

定理 1 在单节点中继时, 非正交的译码转发的分集复用折衷为

$$d(r) \leq (1-r)^+ + (1-2r)^+ \quad (14)$$

证明 与文献[2, 8]的方法类似, 定义速率为 $R = r \cdot \log \text{SNR}$, 中继节点正确译码事件为 ε , 不能正确译码事件为 $\bar{\varepsilon}$ 。由于分集复用折衷是 $\text{SNR} \rightarrow \infty$ 时的对数性能, 乘积常数不影响结果, 因此此处不考虑功率分配的系数值 π_i , 定义 $H = \begin{bmatrix} h_{sd} & 0 \\ h_{rd} & h_{sd} \end{bmatrix}$, 中断概率可计算如下:

$$P_e = \Pr(I_{sd} \leq r \log \text{SNR} | \varepsilon) \Pr(\varepsilon) \\ + \Pr(I_{sd} \leq r \log \text{SNR} | \bar{\varepsilon}) \Pr(\bar{\varepsilon}) \\ = \Pr\left(\frac{1}{2} \log \det(I_2 + \text{SNR} H H^H) \leq r \log \text{SNR} \right) \Pr(\varepsilon)$$

$$\begin{aligned}
& + \Pr\left(\log(1 + \text{SNR}|h_{sd}|^2) \leq r \log \text{SNR}\right) \Pr(\bar{\varepsilon}) \\
\leq & \Pr\left(\frac{1}{2} \log\left(\text{SNR}|h_{rd}|^2 + (\text{SNR}|h_{sd}|^2 + 1)\right) \leq r \log \text{SNR}\right) \\
& + \Pr\left(\log(1 + \text{SNR}|h_{sd}|^2) \leq r \log \text{SNR}\right) \\
& \times \Pr\left(\frac{1}{2} \log(1 + \text{SNR}|h_{sr}|^2) \leq r \log \text{SNR}\right) \\
\leq & \text{SNR}^{-(1-r)^+} \text{SNR}^{-(1-2r)^+} + \text{SNR}^{-(1-r)^+} \text{SNR}^{-(1-2r)^+} \\
\doteq & \text{SNR}^{-(1-r)^+} \text{SNR}^{-(1-2r)^+}
\end{aligned}$$

其中 $(\cdot)^+$ 表示实数的取非负运算, 当变量小于 0 时取 0。

定理 2 网络中存在多个中继节点时, 从能够正确译码的节点中选择 $|h_{rd}|^2$ 最大的节点用于转发, 若总的中继节点数为 M , 则可以获得的最佳分集复用折衷为

$$d(r) = (1-r)^+ + M(1-2r)^+ \quad (15)$$

证明 定义 $H = \begin{bmatrix} h_{sd} & 0 \\ h_{rd,\text{opt}} & h_{sd} \end{bmatrix}$, 其中 $h_{rd,\text{opt}} = \max_{i \in D(s)} |h_{rd,i}|^2$

为所有可选信道中模值最大的信道系数, $D(s)$ 为能够正确译码的节点集合。中断概率为

$$\begin{aligned}
P_e &= \Pr(I_{sd} \leq r \log \text{SNR} | \varepsilon) \Pr(\varepsilon) \\
&+ \Pr(I_{sd} \leq r \log \text{SNR} | \bar{\varepsilon}) \Pr(\bar{\varepsilon}) \\
= & \Pr\left(\frac{1}{2} \log \det(I_2 + \text{SNR}HH^H) \leq r \log \text{SNR}\right) \Pr(\varepsilon) \\
&+ \Pr\left(\log(1 + \text{SNR}|h_{sd}|^2) \leq r \log \text{SNR}\right) \Pr(\bar{\varepsilon}) \\
\leq & \Pr\left(\frac{1}{2} \log\left(\text{SNR}|h_{rd,\text{opt}}|^2 + (\text{SNR}|h_{sd}|^2 + 1)\right) \leq r \log \text{SNR}\right) \\
&+ \Pr\left(\log(1 + \text{SNR}|h_{sd}|^2) \leq r \log \text{SNR}\right) \\
&\times \Pr\left(\frac{1}{2} \log(1 + \text{SNR} \max_{i=1,\dots,M} \{ |h_{sr,i}|^2 \}) \leq r \log \text{SNR}\right) \\
\leq & \Pr\left(\frac{1}{2} \log\left(\text{SNR}|h_{rd,\text{opt}}|^2\right) \leq r \log \text{SNR}\right) \\
&\times \Pr\left(\log\left(\text{SNR}|h_{sd}|^2 + 1\right) \leq r \log \text{SNR}\right) \\
&+ \Pr\left(\log(1 + \text{SNR}|h_{sd}|^2) \leq r \log \text{SNR}\right) \\
&\times \Pr\left(\frac{1}{2} \log(1 + \text{SNR} \max_{i=1,\dots,M} \{ |h_{sr,i}|^2 \}) \leq r \log \text{SNR}\right) \\
\leq & \text{SNR}^{-(1-r)^+} \text{SNR}^{-M(1-2r)^+} + \text{SNR}^{-(1-r)^+} \text{SNR}^{-M(1-2r)^+} \\
\doteq & \text{SNR}^{-(1-r)^+} \text{SNR}^{-M(1-2r)^+}
\end{aligned}$$

上述证明中, $h_{(c)}$ 服从瑞利分布, $|h_{(c)}|^2$ 服从指数分布, 概率密度为 $p_{|h_{(c)}|^2} = e^{-t}$, 可以得出:

$$\begin{aligned}
& \Pr\left(\log(1 + \text{SNR}|h_{(c)}|^2) \leq r \log \text{SNR}\right) \\
= & \Pr\left(1 + \text{SNR}|h_{(c)}|^2 \leq \text{SNR}^r\right) \approx \Pr\left(|h_{(c)}|^2 \leq \text{SNR}^{r-1}\right) \\
= & 1 - \exp(-\text{SNR}^{r-1}) \doteq \text{SNR}^{-(1-r)^+} \quad (16)
\end{aligned}$$

$h = \max_{i=1,\dots,M} \{ |h_i|^2 \}$ 的概率满足^[8]: $\Pr(h \leq \text{SNR}^{-v}) \doteq \text{SNR}^{-Mv}$ 。当信噪比趋于无穷时, ε 发生的概率近似为 1,

且有 $|h_{rd,\text{opt}}|^2 \leq \max_{i=1,\dots,M} \{ |h_{rd,i}|^2 \}$ 。

由定理 1, 定理 2 可知, 基于选择中继的译码转发可以获得与非正交放大转发^[5]相同的 DMT 性能。该结论的获取可归为以下两点原因: 一是高信噪比时, 选择中继可以获得和放大转发相同的分集性能^[2], 而二者都采用非正交传输, 速率相同。二是多节点中继时, 节点选择的两个条件不影响系统的分集性能。文献[1]说明限定正确译码的节点转发时, 系统可以达到的分集阶数是所有协同的节点数, 而不仅是正确译码的节点数。而文献[8]同样证明利用一个最佳节点转发不会影响系统的分集性能。本文采用非正交的选择译码转发, 同时加入这两个限制条件, 在所有节点中经过两次选择选取最佳节点转发, 但每次选择均不会影响系统的分集性能和速率, 因此可以得出定理 1, 定理 2 的结论。

4 仿真分析

本节给出选择译码转发的中断概率仿真结果。仿真中设定 $R = 1 \text{bit/s/Hz}$, 信道为准静态瑞利衰落信道, 信噪比为归一化值。

图 1 给出了协同节点数为 1 到 9 时选择译码转发的中断概率。显然, 在相同的信噪比时, 协同节点数越多, 选择信道的条件越好, 中断概率越低。当节点数较少时, 增加一个节点性能提高较大; 当节点数较多时, 性能提高不很明显, 在这种协议下是否存在最佳协同节点数需要进一步的讨论。

图 2 给出了协同节点数为 1 和 7 时, 选择译码转发和非正交放大转发以及直接传输的中断概率的比较, 此时 π_i 的取值为 $(1/2, 1/2, 1)$, 放大转发系数为 1, 放大噪声计算取自文献[2]。从图中可以看出, 选择译码转发(SNDF)的中断概率要比非正交放大转发(NAF)低, 原因在于当两种协议应用于相同的信道时, 译码转发在中继节点处消除了噪声, 而放大转发在放大信号的同时将噪声也放大了。多节点中继时, 选择译码每次均利用最佳信道, 而非正交放大转发轮流利用信道, 性能较差。中断概率为 10^{-3} 时, 单节点协同时, SNDF 性能比 NAF 高出约 2dB; 7 节点时, SNDF 性能比 NAF 高出约 6dB。当网络中仅存在一个协同节点时, 直接传输在低信噪比时比协同传输好, 此时噪声干扰对两种协同方法的影响较大, 分配给中继节点的功率不能带来分集增益。由定理 1, 定理 2 可知, 选择译码转发和非正交放大转发的在高信噪比时的 DMT 性能相当, 当信噪比趋于无穷时, 译码转发可以正确译码的概率趋近于 1, 而放大转发方法转发噪声的影响也可以忽略, 因此二者极限性能相等。

5 结束语

本文提出了一种基于节点选择的非正交译码转发协同协议, 它可以获得与非正交放大转发协议相同的 DMT 性能, 在信噪比较低时, 这种协议提供的中断容量高于相同条件下的非正交放大转发协议。每帧数据传输时分两步选择最佳节

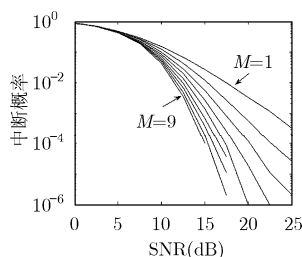


图1 选择译码转发的中断概率

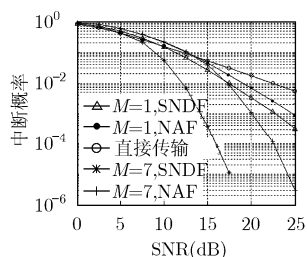


图2 选择译码转发与非正交放大译码转发的中断概率

点转发, 实现简单, 且目的节点最多只会两个节点接入, 降低了多节点时接收复杂度。采用选择译码转发协议时, 如果在协同节点处一帧数据中发生错误, 整帧数据即被丢弃, 信息在协同节点的利用率不高。动态译码转发则可最大限度地利用协同节点的信息用于转发, 但在多节点中继网络中实现困难。因此, 如何综合利用动态译码转发对有效信息的充分利用和这种非正交选择译码转发的可实现性是需要进一步考虑的问题。

参考文献

- [1] Laneman J N and Wornell G W. Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless network. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2003, 49(10): 2415-2425.
- [2] Laneman J N, Tse D N C, and Wornell G W. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2004, 50(12): 3062-3080.
- [3] Gerhard K, Michael G, and Piyush G. Cooperative strategies and capacity theorems for relay network. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2005, 51(9): 3037-3063.
- [4] Zheng L and Tse D N C. Diversity and multiplexing: A fundamental tradeoff in multiple-antenna channels. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2003, 49(5): 1073-1096.
- [5] Azarian K, Gamal H E, and Schniter P. On the achievable diversity-multiplexing tradeoff in half duplex cooperative channels. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2005, 51(12): 4152-4172.
- [6] Yang S and Belfiore J C. Towards the optimal amplify-and-forward cooperative diversity scheme. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2007, 53(9): 3114-3126.
- [7] Yang S and Belfiore J C. Optimal space-time codes for the MIMO amplify-and-forward cooperative channels. *IEEE Trans. on Inform. Theory*, 2007, 53(2): 647-663.
- [8] Bletsas A, Khisti A, and Reed D P, et al. A simple cooperative diversity method based on network path selection. *IEEE J. on Selected Areas in Communication*, 2006, 24(3): 659-672.
- [9] Nabar R U, Bolcskei H, and Kneubuhler F W. Fading relay channels: performance limits and space-time signal design. *IEEE J. on Selected Areas in Communication*, 2004, 22(6): 1099-1109.
- [10] Wang T, Cano A, and Giannakis G B, et al. High-performance cooperative demodulation with decode-and-forward relays. *IEEE Trans. on Communication*, 2006, 55(7): 1427-1438.

张勇: 男, 1980年生, 博士生, 研究方向为协同通信与时空编码。

徐友云: 男, 1966年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为移动通信、战术无线通信网、信道编码等。

蔡跃明: 男, 1961年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为移动通信、信号处理、无线资源管理等。