

无线多中继系统中判决门限辅助的快速Z转发协作

包建荣^① 林昀轩^① 刘超^{*①} 姜斌^① 朱芳^① 何剑海^②

^①(杭州电子科技大学通信工程学院 杭州 310018)

^②(宁波职业技术学院电子信息工程学院 宁波 315800)

摘要: 针对Z向转发(ZF)协作所有中继节点均参与协作转发导致的能耗利用不合理问题, 该文提出了一种适用于多中继场景下的门限辅助判决快速Z转发(DT-FZF)协作。当中继节点处接收信号对数似然比(LLR)的绝对值小于门限时, 中继节点不参与协作转发; 否则中继节点协作转发经截断后的对数似然比(LLR)。放大转发(AF)、译码转发(DF)、分段转发(PF)和ZF协作可看作DT-FZF协作的特殊情况。在三中继系统, 误比特率(BER)为 10^{-3} 时, 相比ZF协作, 所提协作可获得约0.8 dB的性能增益。

关键词: 多中继网络; 协作通信; 快速Z向转发; 判决门限

中图分类号: TN911

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2021)05-1315-08

DOI: 10.11999/JEIT200183

Decision Threshold-aided Fast Z-Forward in Wireless Multirelay Communications

BAO Jianrong^① LIN Yunxuan^① LIU Chao^① JIANG Bin^①

ZHU Fang^① HE Jianhai^②

^①(School of Telecommunication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China)

^②(School of Electronic Information Engineering, Ningbo Polytechnic, Ningbo 315800, China)

Abstract: In consideration of improper power allocation and insufficient relay selection in the current Z-Forward (ZF) scheme, an efficient Decision Threshold-aided Fast Z-Forward (DT-FZF) scheme is proposed to improve power and transmission efficiency. When the absolute value of the Log-Likelihood Ratio (LLR) of a source-relay reception is less than the decision threshold, the relay remains quiet. Otherwise, it directly sends the truncated LLR to the destination. In addition, the proposed DT-FZF scheme incorporates the Amplify-Forward(AF), Decode-Forward(DF), Piecewise-Forward(PF) and ZF schemes, all of which can be the special case of the proposed scheme. At a Bit Error Rate (BER) is of 10^{-3} , the DT-FZF scheme outperforms the ZF scheme by approximately 0.8 dB in a three-relay system.

Key words: Multirelay networks; Cooperative communication; Z-Forward(ZF); Decision threshold

1 引言

在无线通信中, 用户可通过中继彼此间的消息到达目的节点来完成协作^[1-3], 以获得空间分集增

益, 提高传输有效性和可靠性^[4]。目前, 主要有以下几种常用中继协作: 放大转发(Amplifier-Forward, AF)^[5]、译码转发(Decode-Forward, DF)^[5]协作。在AF协作中, 中继节点放大有用信号的同时, 噪声也被放大, 存在噪声放大问题^[6]。在DF协作中, 中继节点通过译码可去除源-中继链路(*S-R*)传输时引入的噪声, 能有效解决AF协作噪声放大得问题。但当*S-R*链路信道质量较差时, 中继节点无法正确译码, 极大影响系统误码率^[7,8]。研究表明, 在不同信道条件下, AF协作和DF协作各有其优点^[5,9]。

为结合AF协作和DF协作优点, 弥补两者之间不足, 现有多种改进方法。如基于信噪比^[10]或循环冗余校验码^[11]的AF, DF切换机制, 多中继系统中基于信噪比^[12]或对数似然比^[13](Log-Likelihood

收稿日期: 2020-03-20; 改回日期: 2020-11-20; 网络出版: 2020-11-25

*通信作者: 刘超 liuchao@hdu.edu.cn

基金项目: 浙江省公益技术研究计划(LGG18F010011, LGG19F010004), 浙江省属高校基本科研业务费专项资金(GK209907299001-003), 国家自然科学基金(U1809201), 浙江省自然科学基金(LY20F010010)
Foundation Items: Zhejiang Provincial Science and Technology Plan Project (LGG18F010011, LGG19F010004), The Fundamental Research Funds for the Provincial Universities of Zhejiang (GK209907299001-003), The National Natural Science Foundation of China (U1809201), Zhejiang Provincial National Natural Science Foundation (LY20F010010)

Ratio, LLR)的中继选择机制等。但当所有中继链路信道质量都较差时,前面所提的切换和中继选择机制并无多大帮助^[14,15]。为解决这一挑战,学者着手研究软消息转发协作^[16-19]。

比如在译码放大转发(Decode-Amplify-Forward, DAF)协作^[16]中,中继节点解码接收到的消息,但不执行硬判决,仅将计算出的软信息LLR放大后协作前传,较好结合了AF协作和DF协作的优良性能。但该种协作转发方式使得中继节点处转发的信息取值范围过大,将增加调制难度。故出现了一种估计转发(Estimated-and-Forward, EF)协作^[17],在信道软译码后,计算 $\tanh(\text{LLR}/2)$ 后转发,较好地约束了中继节点处转发信息的取值范围。然而 $\tanh(x)$ 为非线性函数,若中继节点采用EF协作策略转发消息,在目的节点处接收到信号的概率密度函数将无法计算,仅能使用最大比值合并(Maximal Ratio Combining, MRC)进行判决译码。但计算 $\tanh(\text{LLR}/2)$ 本质上等于计算软信息,故使用MRC判决译码,有时会导致译码错误。为逼近 $\tanh(x)$ 函数曲线,并使转发函数具有线性或分段线性,出现了一种分段转发(Piecewise-and-Forward, PF)协作^[18]。其中继函数可看作 $\tanh(x)$ 函数的分段逼近和简化。但PF协作的门限设置只考虑了单 $S-R$ 链路的信道情况,当多中继时,对软消息可靠性的利用并不充分。虽性能略优于AF协作和DF协作,但远非最优。因此,出现了一种Z向转发(Z-Forward, ZF)协作^[19],受PF协作的启发,ZF协作根据中继节点第1时隙接收信号的LLR,也将输入信号分割成3个区域。当LLR绝对值大于门限时,在第2时隙转发门限值或其相反数,否则直接转发计算得到的LLR。

在ZF协作中,即使 $S-R_i$ 链路信道质量较差,中继节点 R_i 依旧参与协作转发。但当 LLR_i 较小时,它所包含的可靠性消息不足,对目的节点正确译码帮助不大,且在第2时隙协作传输过程中需要的发射功率更大,导致中继节点能耗利用不合理。基于这一事实,本文提出一种门限辅助判决快速Z向转发(Decision Threshold-aided Fast Z-Forward, DT-FZF)协作。当中继节点处接收信号LLR的绝对值小于门限时,中继节点不参与协作转发;否则中继节点协作转发经截断后的LLR。

2 DT-FZF协作

两跳多中继系统模型如图1所示,由1个源节点 S ,1个目的节点 D 和 M 个中继节点组成,源节点与目的节点之间无直传链路。信号采用最简单的二进制相移键控(Binary Phase Shift Keying, BPSK)调制,各链路为准静态瑞利衰落信道,在每个码字传

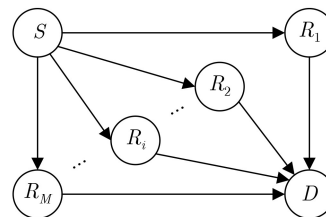


图1 两跳多中继系统模型

输过程中,信道系数保持不变,但在不同码字传输过程中,信道系数随机变化。中继节点与目的节点均可通过信道估计算法获得各链路较为准确的信道状态信息。

整个协作传输过程分两个时隙完成。第1时隙,源节点 S 广播信号给所有中继节点,此时各中继节点接收到的信号为

$$y_{SR_i} = \sqrt{P_S} h_{SR_i} x_S + n_{SR_i}, i = 1, 2, \dots, M \quad (1)$$

其中, P_S 为源节点发射功率; h_{SR_i} 为链路 $S-R_i$ 信道系数,服从均值为0、方差为 $\sigma_{SR_i}^2$ 的复高斯随机分布; n_{SR_i} 是均值为0、方差为 $\sigma_{SR_i}^2$ 的加性高斯白噪声。

第2时隙,中继节点 R_i 首先计算从链路 $S-R_i$ 接收到信号的LLR $_i$:

$$\text{LLR}_i \triangleq \lg \frac{P(x_s = +1 | y_{SR_i})}{P(x_s = -1 | y_{SR_i})} = \frac{2\sqrt{P_S} h_{SR_i}}{\sigma_{SR_i}^2} y_{SR_i} \quad (2)$$

将式(1)代入式(2)得

$$\text{LLR}_i = \frac{2\sqrt{P_S} h_{SR_i}}{\sigma_{SR_i}^2} (\sqrt{P_S} h_{SR_i} x_S + n_{SR_i}) = m_i x_S + n_{1i} \quad (3)$$

其中

$$m_i = \frac{2P_S h_{SR_i}^2}{\sigma_{SR_i}^2} \quad (4)$$

$$n_{1i} \sim N(0, \sigma_{1i}^2) = N\left(0, \frac{4P_S h_{SR_i}^2}{\sigma_{SR_i}^2}\right) \quad (5)$$

当 LLR_i 较小时,它所包含的可靠性消息不足,对目的节点正确译码帮助不大,且在第2时隙协作传输过程中需要的发射功率更大,导致中继节点能耗利用不合理。当 LLR_i 较大时,将增加实际协作转发过程中的调制难度。故中继节点 R_i 将计算所得的 LLR_i 发送到目的节点之前,需根据门限 θ_{1i} 与 θ_{2i} 对 LLR_i 进行截断

$$l_i = \begin{cases} -\theta_{1i}, & \text{LLR}_i \leq -\theta_{1i} \\ \text{LLR}_i, & -\theta_{1i} < \text{LLR}_i \leq -\theta_{2i} \\ 0, & -\theta_{2i} < \text{LLR}_i \leq \theta_{2i} \\ \text{LLR}_i, & \theta_{2i} < \text{LLR}_i \leq \theta_{1i} \\ \theta_{1i}, & \text{LLR}_i > \theta_{1i} \end{cases} \quad (6)$$

其中, $0 \leq \theta_{2i} < \theta_{1i}$ 。由式(6)得, θ_{1i} 与 θ_{2i} 取值是

DT-FZF协作的关键，其计算方法将在本文第2节给出。

接下来，中继节点发送处理过的信号 l_i 到目的节点 D 。此时目的节点接收到中继节点 R_i 发送过来的信号为

$$y_{R_i D} = \sqrt{P_{R_i}} h_{R_i D} l_i + n_{R_i D}, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (7)$$

其中， P_{R_i} 为中继节点 R_i 发射功率； $h_{R_i D}$ 为 R_i - D 链路信道系数，服从均值为0、方差为 $\delta_{R_i D}^2$ 的复高斯随机分布； $n_{R_i D}$ 是均值为0、方差为 $\sigma_{R_i D}^2$ 的加性高斯白噪声。

最后，在目的节点处使用MRC合并所有接收到的信号，用以译码。

DT-FZF协作的流程图如图2所示。AF, DF, PF和ZF协作可看作DT-FZF协作的特殊情况：

当 $\theta_{1i} = +\infty, \theta_{2i} = 0$ 时，中继节点直接转发从 S - R_i 链路接收到信号的LLR $_i$ 。由式(2)和式(7)得，这相当于适当放大信号 y_{SR_i} 后转发。此时，DT-FZF协作等同于AF协作。

当 $\theta_{1i} = 0, \theta_{2i} = 0$ 时

$$l_i = \begin{cases} 1, & \text{LLR}_i \geq 0 \\ -1, & \text{LLR}_i < 0 \end{cases} \quad (8)$$

此时，中继节点相当于对信号 y_{SR_i} 译码后转发，DT-FZF协作等同于DF协作。

当 θ_{1i} 任意取值， $\theta_{2i} = 0$ 时，中继节点将LLR $_i$ 分割成3部分。当 $\text{LLR}_i \geq \theta_{1i} (-\theta_{1i})$ 时，中继节点截断 $\text{LLR}_i = \theta_{1i} (-\theta_{1i})$ 后转发，否则直接转发LLR $_i$ 到目的节点。此时，DT-FZF协作等同于ZF协作。当 θ_{1i} 取固定值 $2\ln 3$ 时，DT-FZF协作等同于PF协作。

3 判决门限

在DT-FZF协作中， θ_{1i} 与 θ_{2i} 的不同取值将导

致中继节点采用不同协作算法，从而影响整个系统性能，故 θ_{1i} 与 θ_{2i} 最优值选取成为DT-FZF协作最关键的问题。其中 θ_{1i} 最优取值已在文献[19]中给出，在下文计算过程中，将作为已知参数使用。在总功率约束下，最小化多中继协作系统端到端误码率(Bite Error Rate, BER)问题可转为式(9)的优化问题

$$\left. \begin{aligned} \min \quad & P_e(\theta_{21}, \theta_{22}, \dots, \theta_{2M}) \\ \text{s.t.} \quad & \sum_{i=1}^M P_{R_i} = P_R \\ & 0 \leq \theta_{2i} < \theta_{1i}, i = 1, 2, \dots, M \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

其中， P_{R_i} 为中继节点 R_i 发送功率。当 $|l_i| \leq \theta_{2i}$ 时， $P_{R_i} = 0$ ；当 $|l_i| > \theta_{2i}$ 时， $P_{R_i} = P_R / N$ ，其中 N 为该时隙参与协作转发的中继节点个数

$$N = M \left[1 - \int_{-\theta_{2i}}^{\theta_{2i}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\theta_{1i}} e^{-\frac{(\text{LLR}_i - m_i)^2}{2\theta_{1i}^2}} d\text{LLR}_i \right] \quad (10)$$

在讨论多中继协作系统端到端BER前，先考虑目的节点采用MRC合并时各链路的权重因子。由式(6)得，第2时隙中继节点转发的 l_i 已不再符合高斯分布，但依旧可用高斯近似^[19]来表达其概率密度函数， $l_i \sim N(\mu_i, \tilde{\sigma}_i^2)$ 。此时 l_i 可由式(11)表示

$$l_i = \mu_i x_S + \tilde{n}_i \quad (11)$$

其中

$$\begin{aligned} \mu_i = & \theta_{1i} \left[Q\left(\frac{\theta_{1i} - m_i}{\sigma_{1i}}\right) - Q\left(\frac{\theta_{1i} + m_i}{\sigma_{1i}}\right) \right] \\ & + \int_{-\theta_{1i}}^{\theta_{1i}} \frac{l_i}{\sqrt{2\pi}\sigma_{1i}} e^{-\frac{(l_i - m_i)^2}{2\sigma_{1i}^2}} dl_i \\ & - \int_{-\theta_{2i}}^{\theta_{2i}} \frac{l_i}{\sqrt{2\pi}\sigma_{1i}} e^{-\frac{(l_i - m_i)^2}{2\sigma_{1i}^2}} dl_i \end{aligned} \quad (12)$$

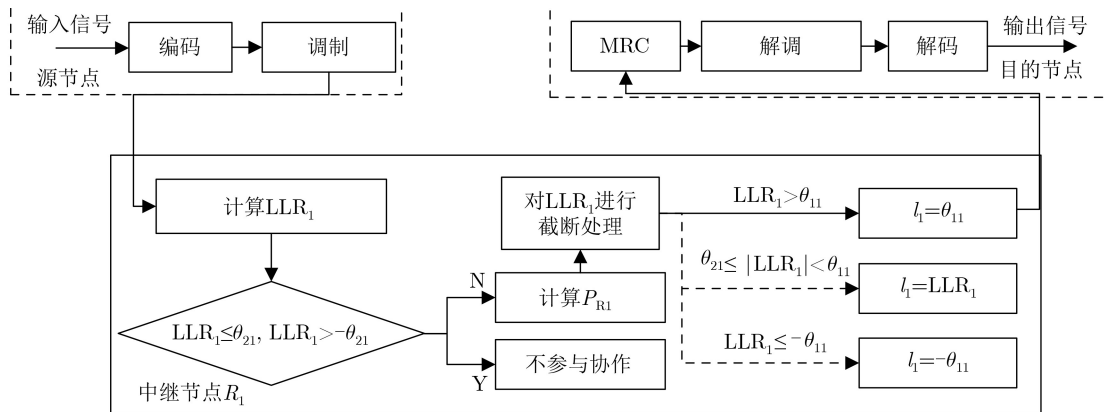


图2 DT-FZF协作流程框图

$$\begin{aligned}
E[|l_i|^2] &= \theta_{1i}^2 \left(\int_{-\infty}^{-\theta_{1i}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{1i}} e^{-\frac{(l_i-m_i)^2}{2\sigma_{1i}^2}} dl_i \right. \\
&\quad \left. + \int_{\theta_{1i}}^{+\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{1i}} e^{-\frac{(l_i-m_i)^2}{2\sigma_{1i}^2}} dl_i \right) \\
&\quad + \int_{-\theta_{1i}}^{\theta_{1i}} \frac{l_i^2}{\sqrt{2\pi}\sigma_{1i}} e^{-\frac{(l_i-m_i)^2}{2\sigma_{1i}^2}} dl_i \\
&\quad - \int_{-\theta_{2i}}^{\theta_{2i}} \frac{l_i^2}{\sqrt{2\pi}\sigma_{1i}} e^{-\frac{(l_i-m_i)^2}{2\sigma_{1i}^2}} dl_i \\
&= (\theta_{1i}^2 - m_i^2 - \sigma_{1i}^2) \left[Q\left(\frac{\theta_{1i} + m_i}{\sigma_{1i}}\right) \right. \\
&\quad \left. + Q\left(\frac{\theta_{1i} - m_i}{\sigma_{1i}}\right) \right] \\
&\quad + (m_i^2 + \sigma_{1i}^2) \left[Q\left(\frac{\theta_{2i} + m_i}{\sigma_{1i}}\right) \right. \\
&\quad \left. + Q\left(\frac{\theta_{2i} - m_i}{\sigma_{1i}}\right) \right] \\
&\quad + \frac{\sigma_{1i}}{\sqrt{2\pi}} [g(\theta_{1i}) - g(-\theta_{1i}) + g(\theta_{2i}) - g(-\theta_{2i})]
\end{aligned} \tag{13}$$

$$\tilde{\sigma}_i^2 = E[|l_i|^2] - \mu_i^2 \tag{14}$$

其中, $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} du$, $g(x) = (m_i - x) \cdot e^{-\frac{(m_i+x)^2}{2\sigma_{1i}^2}}$ 。

将式(11)代入式(7)得, 目的节点经由链路 R_i - D 接收到的信号为

$$y_{R_i D} = \sqrt{P_{R_i}} h_{R_i D} \mu_i x_s + \sqrt{P_{R_i}} h_{R_i D} \tilde{n}_i + n_{R_i D} \tag{15}$$

因此各链路的权重因子可表示为

$$\alpha_i = \frac{\sqrt{P_{R_i}} \mu_i h_{R_i D}^*}{P_{R_i} |h_{R_i D}|^2 \tilde{\sigma}_i^2 + \sigma_{R_i D}^2} \tag{16}$$

故目的节点用于译码的信号可表示为

$$y_D = \sum_{i=1}^M \alpha_i y_{R_i D} \tag{17}$$

因源节点发送信号 $x_s = +1$ 的概率与发送信号 $x_s = -1$ 的概率相等, 故为不失一般性, 假设第1时隙发送信号 $x_s = +1$ 。此时, 多中继协作系统端到端BER可由式(18)计算

$$\begin{aligned}
P_e(\theta_{21}, \theta_{22}, \dots, \theta_{2M}) &= P(y_D < 0) = P\left(\sum_{i=1}^M \alpha_i y_{R_i D} < 0\right) = P\left(y_{R_M D} < \frac{-\sum_{i=1}^{M-1} \alpha_i y_{R_i D}}{\alpha_M}\right) \\
&= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int_{-\infty}^{-\frac{\sum_{i=1}^{M-1} \alpha_i y_{R_i D}}{\alpha_M}} \prod_{i=1}^M f(y_{R_i D} | x_s = +1) dy_{R_M D} \dots dy_{R_1 D}
\end{aligned} \tag{18}$$

其中, $f(y_{R_i D} | x_s = +1)$ 为源节点发送信号 $x_s = +1$ 时, 目的节点从 R_i - D 链路接收到信号的概率密度函数。接下来讨论其计算方法。

由式(6)得, 当源节点发送信号 $x_s = +1(-1)$ 时, 中继节点 R_i 在第2时隙转发信号 l_i 的概率密度函数分别为

$$\begin{aligned}
f(l_i | x_s = +1) &= \delta(l_i - \theta_{1i}) Q\left(\frac{\theta_{1i} - m_i}{\sigma_{1i}}\right) + \delta(l_i + \theta_{1i}) Q\left(\frac{\theta_{1i} + m_i}{\sigma_{1i}}\right) + \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{1i}} e^{-\frac{(l_i-m_i)^2}{2\sigma_{1i}^2}} \\
&\quad + \delta(l_i) \left[1 - Q\left(\frac{\theta_{2i} + m_i}{\sigma_{1i}}\right) - Q\left(\frac{\theta_{2i} - m_i}{\sigma_{1i}}\right) \right]
\end{aligned} \tag{19}$$

$$\begin{aligned}
f(l_i | x_s = -1) &= \delta(l_i - \theta_{1i}) Q\left(\frac{\theta_{1i} + m_i}{\sigma_{1i}}\right) + \delta(l_i + \theta_{1i}) Q\left(\frac{\theta_{1i} - m_i}{\sigma_{1i}}\right) + \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{1i}} e^{-\frac{(l_i+m_i)^2}{2\sigma_{1i}^2}} \\
&\quad + \delta(l_i) \left[1 - Q\left(\frac{\theta_{2i} + m_i}{\sigma_{1i}}\right) - Q\left(\frac{\theta_{2i} - m_i}{\sigma_{1i}}\right) \right]
\end{aligned} \tag{20}$$

其中, $\delta(x)$ 为狄拉克函数, $\theta_{2i} \leq |l_i| \leq \theta_{1i}$ 。

因 R_i - D 链路的加性高斯白噪声服从高斯分布, $n_{R_i D} \sim N(0, \sigma_{R_i D}^2)$, 故

$$f(n_{R_i D}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{R_i D}} e^{-\frac{(n_{R_i D})^2}{2\sigma_{R_i D}^2}} \tag{21}$$

将式(19)~式(21)代入式(7)得, 源节点发送信号 $x_s = +1(-1)$ 时, 目的节点从 R_i - D 链路接收到信号的概率密度函数为

$$\begin{aligned}
f(y_{R_i D}|x_s = +1) &= \frac{1}{\sqrt{P_{R_i} h_{R_i D}}} f\left(\frac{l_i}{\sqrt{P_{R_i} h_{R_i D}}}|x_s = +1 \otimes f(n_{R_i D})\right) \\
&= Q\left(\frac{\theta_{1i} - m_i}{\sigma_{1i}}\right) N(\sqrt{P_{R_i} h_{R_i D}} \theta_{1i}; \sigma_{R_i D}) + Q\left(\frac{\theta_{1i} + m_i}{\sigma_{1i}}\right) N(-\sqrt{P_{R_i} h_{R_i D}} \theta_{1i}; \sigma_{R_i D}) \\
&\quad + \left[1 - Q\left(\frac{\theta_{2i} + m_i}{\sigma_{1i}}\right) - Q\left(\frac{\theta_{2i} - m_i}{\sigma_{1i}}\right)\right] N(0; \sigma_{R_i D}) \\
&\quad + \left[Q\left(\frac{A - B}{\sigma_{R_i D} \sigma_{1i} \phi}\right) - Q\left(\frac{A + B}{\sigma_{R_i D} \sigma_{1i} \phi}\right)\right] N(\sqrt{P_{R_i} h_{R_i D}} m_i; \phi)
\end{aligned} \tag{22}$$

$$\begin{aligned}
f(y_{R_i D}|x_s = -1) &= \frac{1}{\sqrt{P_{R_i} h_{R_i D}}} f\left(\frac{l_i}{\sqrt{P_{R_i} h_{R_i D}}}|x_s = -1\right) \otimes f(n_{R_i D}) \\
&= Q\left(\frac{\theta_{1i} - m_i}{\sigma_{1i}}\right) N(-\sqrt{P_{R_i} h_{R_i D}} \theta_{1i}; \sigma_{R_i D}) + Q\left(\frac{\theta_{1i} + m_i}{\sigma_{1i}}\right) N(\sqrt{P_{R_i} h_{R_i D}} \theta_{1i}; \sigma_{R_i D}) \\
&\quad + \left[1 - Q\left(\frac{\theta_{2i} + m_i}{\sigma_{1i}}\right) - Q\left(\frac{\theta_{2i} - m_i}{\sigma_{1i}}\right)\right] N(0; \sigma_{R_i D}) \\
&\quad + \left[Q\left(\frac{C - D}{\sigma_{R_i D} \sigma_{1i} \phi}\right) - Q\left(\frac{C + D}{\sigma_{R_i D} \sigma_{1i} \phi}\right)\right] N(-\sqrt{P_{R_i} h_{R_i D}} m_i; \phi)
\end{aligned} \tag{23}$$

其中, $A = \sigma_{R_i D}^2 m_i + \sqrt{P_{R_i} h_{R_i D}} \sigma_{1i}^2 y_{R_i D}$, $B = \sigma_{R_i D}^2 \theta_{1i} + \sqrt{P_{R_i} h_{R_i D}} \sigma_{1i}^2 \sqrt{P_{R_i} h_{R_i D}} \theta_{1i}$, $C = \sigma_{R_i D}^2 m_i - \sqrt{P_{R_i} h_{R_i D}} \sigma_{1i}^2 \sqrt{P_{R_i} h_{R_i D}} \theta_{1i}$, $D = \sigma_{R_i D}^2 \theta_{1i} + \sqrt{P_{R_i} h_{R_i D}} \sigma_{1i}^2 y_{R_i D}$, $\phi = \sqrt{\sigma_{R_i D}^2 + (\sqrt{P_{R_i} h_{R_i D}})^2 \sigma_{1i}^2}$, $N(a; b) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}b} e^{-\frac{(y_{R_i D} - a)^2}{2b^2}}$ \otimes 为卷积符号。

将式(22)代入式(18)即可得在总功率约束下, $P_e(\theta_{21}, \theta_{22}, \dots, \theta_{2M})$ 与 θ_{2i} 之间的关系式。当 $P_s = 1W$, $\sum_{i=1}^2 P_{R_i} = P_R = 2W$, $\sigma_{S R_i}^2 = \sigma_{R_i D}^2 = 1$, $\sigma_{S R_i}^2 = \sigma_{R_i D}^2 = 1$, $\text{SNR}_{S R_1} = \text{SNR}_{S R_2} = \text{SNR}_{R_1 D} = \text{SNR}_{R_2 D}$ 时, 采用DT-FZF协作的双中继系统 θ_{2i} 最优取值如表1所示, 其中 $i=1, 2$ 。 θ_{2i} 最优取值由网格搜索法获得, 搜索范围为 $\theta_{2i} = 0:\Delta\theta:\theta_{1i}$, 其中 $\Delta\theta$ 为搜索精度, $\Delta\theta=0.05$ 。

由式(6)得, 当 θ_{2i} 过大时, 部分有利于目的节点译码的软消息 l_i 不被中继节点转发, 导致系统BER、中断概率提高。故与 θ_{1i} 相比, θ_{2i} 的值相对较小。当 $S-R_i$ 链路SNR提高时, 由式(1)、式(2)得, 中继节点 R_i 从链路 $S-R_i$ 接收到信号的平均LLR $_i$ 提高, 最优 θ_{2i} 随之提高。

表 1 采用DT-FZF协作的双中继系统 θ_{2i} 最优取值, $\theta_{21} = \theta_{22}$

SNR _{SR} (dB)	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
θ_{21}	0.25	0.25	0.30	0.30	0.30	0.30	0.30	0.35	0.35	0.35	0.40

表 2 采用DT-FZF协作的双中继系统 θ_{2i} 最优取值, $\theta_{21} \neq \theta_{22}$

SNR _{SR} (dB)	0	1	2	3	4	5
$(\theta_{21}, \theta_{22})$	(0.15, 0.25)	(0.15, 0.25)	(0.15, 0.25)	(0.20, 0.30)	(0.20, 0.30)	(0.25, 0.30)
SNR _{SR} (dB)	6	7	8	9	10	
$(\theta_{21}, \theta_{22})$	(0.25, 0.30)	(0.25, 0.35)	(0.30, 0.35)	(0.30, 0.35)	(0.30, 0.40)	

当 $P_s = 1W$, $\sum_{i=1}^2 P_{R_i} = P_R = 2W$, $\text{SNR}_{S R_1} = \text{SNR}_{S R_2} + 3 = \text{SNR}_{R_1 D} = \text{SNR}_{R_2 D} + 3$, $\sigma_{S R_i}^2 = \sigma_{R_i D}^2 = 1$, $\delta_{S R_i}^2 = \delta_{R_i D}^2 = 1$ 时, 采用DT-FZF协作的双中继系统 θ_{2i} 最优取值如表2所示, 其中 $i=1, 2$ 。当 $S-R_1-D$ 信道质量更优时, 将更多功率分配给 R_1 可降低系统BER, 故 θ_{21} 相比于 θ_{22} 较小。

当 $P_s = 1W$, $\sum_{i=1}^3 P_{R_i} = P_R = 3W$, $\text{SNR}_{S R_1} = \text{SNR}_{S R_2} = \text{SNR}_{S R_3} = \text{SNR}_{R_1 D} = \text{SNR}_{R_2 D} = \text{SNR}_{R_3 D}$, $\sigma_{S R_i}^2 = \sigma_{R_i D}^2 = 1$, $\delta_{S R_i}^2 = \delta_{R_i D}^2 = 1$ 时, 采用DT-FZF协作的三中继系统 θ_{2i} 最优取值如表3所示, 其中 $i=1, 2, 3$ 。当某一中继不参与协作转发时, 三中继系统等同于 $S-R_i$ 链路信道质量更佳的双中继系统, 仍存在分集增益, 且两个以上中继不参与协作转发概率较小。故相比于双中继系统, 三中继系统的 θ_{21} 较大。

4 中继未转发概率分析

由式(5)得, 当 $-\theta_{2i} < \text{LLR}_i \leq \theta_{2i}$ 时, 中继节点 R_i 不参与协作转发。因此, 第2时隙, 中继未转发概率为

$$P_{\text{out}} = \prod_{i=1}^M P(-\theta_{2i} < \text{LLR}_i \leq \theta_{2i}) \quad (24)$$

其中, $P(-\theta_{2i} < \text{LLR}_i \leq \theta_{2i})$ 为中继节点 R_i 不参与协作转发概率。由式(3)得, $\text{LLR}_i \sim N(m_i, \sigma_{1R_i}^2)$, 故

$$P(-\theta_{2i} < \text{LLR}_i \leq \theta_{2i}) = \int_{-\theta_{2i}}^{\theta_{2i}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{1i}} \cdot e^{-\frac{(\text{LLR}_i - m_i)^2}{2\sigma_{1i}^2}} d\text{LLR}_i \quad (25)$$

将式(22)代入式(21), 即可得中继未转发概率。当 $S-R_i-D$ 链路信道质量相同时

$$P_{\text{out}} = P_e^M \quad (26)$$

其中, P_e 为中继节点 R_i 不参与协作转发概率。

由式(23)得, 随着中继节点数目 M 增大, 中继未转发概率以指数次下降。当 M 较大时, $P_{\text{out}} \approx 0$, 故本文所提DT-FZF协作策略可较好适用于多中继场景。

5 数值仿真

在仿真过程中, 若无特殊说明, $P_S = 1\text{W}$, $P_R = \text{NW}$, $\sigma_{SR_i}^2 = \sigma_{R_iD}^2 = 1$, $\delta_{SR_i}^2 = \delta_{R_iD}^2 = 1$ 。其中 N 表示中继节点数目。

从上文可知, DT-FZF协作性能主要取决于 θ_{2i} 取值。当 $S-R_i$ 链路SNR分别为0 dB, 1 dB, 2 dB时, 不同 θ_{2i} 取值对双中继系统BER性能的影响如图3所示。由图3得: 当 θ_{2i} 取值过大时, 部分有利于目的节点译码的软消息 l_i 不被中继节点转发, 双中继系统BER急剧上升。

当各链路信噪比相同时, 采用不同协作算法的双中继系统BER如图4所示。从图4得: 当SNR较低时, 中继节点 R_1, R_2 均无法正确译码的概率较高, 故SDF协作BER最高。当SNR提高时, 中

节点 R_1, R_2 至少有一个可正确译码概率提高, SDF协作选择 $S-R_i$ 链路信道质量最优节点 R_i 转发信号, 此时系统BER低于AF协作。当目的节点处采用MRC合并信号用以译码时, EF和PF协作均无法获得分集增益。故当SNR较高时, 这两种协作的BER均高于AF协作。在ZF协作中, 当 LLR_i 较小时, 它所包含的可靠性消息不足, 对目的节点正确译码帮助不大, 且在第2时隙协作传输过程中需要的发射功率更大。在DT-FZF协作中, 当 $|\text{LLR}_i| < \theta_{2i}$ 时, 中继节点不参与转发, 系统根据该时隙参与转发的中继节点个数 N , 将总功率平均分配给参与转发的各中继节点。故DT-FZF协作性能优于ZF协作, 且是6种协作方法中最优的。但在双中继系统中, 某一中继不参与转发时, 系统等同于 $S-R_i$ 链路信道质量更佳的3节点单中继系统, 故较ZF协作, DT-FZF协作性能优化并不大。在BER为 10^{-2} 时, 约有0.4 dB性能增益。

当 $\text{SNR}_{SR_1} = \text{SNR}_{SR_2} + 3 = \text{SNR}_{R_1D} = \text{SNR}_{R_2D} + 3$ 时, 采用不同协作策略的双中继系统BER如图5所示。当 $S-R_2-D$ 链路信道质量降低时, 不同于ZF协作, DT-FZF协作将更多功率分配给中继 R_1 , 此时可获得更多性能增益。在BER为 10^{-2} 时, 约有0.55 dB性能增益。

当各链路信噪比相同时, 采用不同协作的三中继系统BER如图6所示。在三中继系统中, 当某一中继不参与协作转发时, 系统等同于链路信道质量更佳的双中继系统, 仍存在分集增益。且两个以上中继不参与协作转发概率较小。相比于双中继系统, 此时可获得更多性能增益。在BER为 10^{-3} 时, 较ZF协作, 约有0.8 dB性能增益。

6 结束语

针对ZF协作所有中继节点均参与协作转发导

表 3 采用DT-FZF协作的三中继系统 θ_{21} 最优取值, $\theta_{21} = \theta_{22} = \theta_{23}$

$\text{SNR}_{SR}(\text{dB})$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
θ_{21}	0.30	0.30	0.30	0.35	0.35	0.35	0.35	0.35	0.40	0.40	0.45

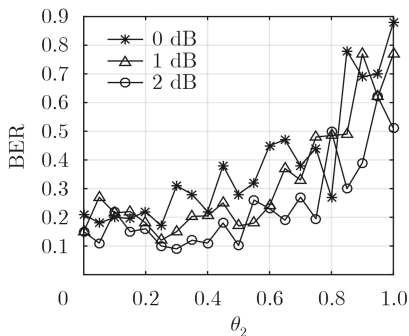


图 3 不同 θ_{2i} 取值对双中继系统BER性能的影响

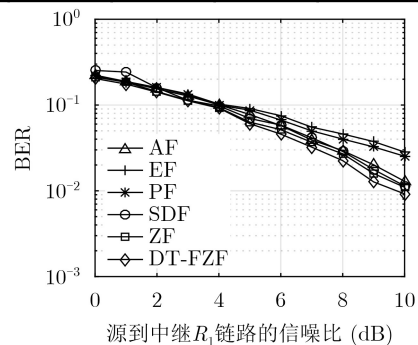


图 4 各链路信噪比相同时, 采用不同协作策略的双中继系统BER比较

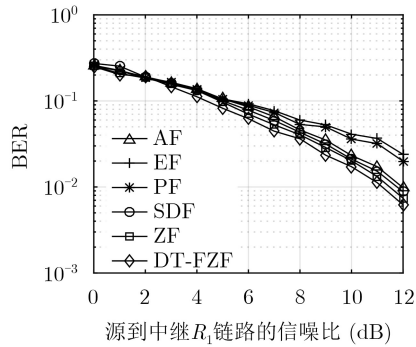
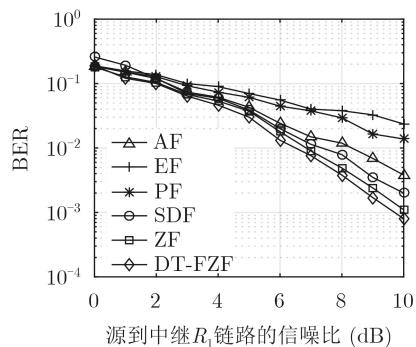


图5 采用不同协作策略的双中继系统BER比较

图6 各链路信噪比相同时, 采用不同协作策略的
三中继系统BER比较

致的能耗利用不合理问题, 本文提出了一种适用于多中继场景下的DT-FZF协作。该协作可把AF, DF, PF和ZF协作看作其特殊情况。通过合理选择判决门限大小, 多中继协作系统的BER可得进一步优化。仿真表明, 随着中继节点数目增多, 该策略可获得更优的性能增益。在未来5G及下一代无线通信中, 设备之间可以不通过基站和中继站直接通信, 且各区网络基站会运用大规模无线传输技术。故在实际无线通信过程中, 存在多个可使用的中继节点, 该协作具有较好的实用价值。虽然本文所提出的DT-FZF协作是在BPSK基础上推导讨论, 但其较易扩展为QPSK和MPSK等调制的协作传输方案上, 因此具备一定的研究意义。

参考文献

- [1] SENDONARIS A, ERKIP E, and AAZHANG B. User cooperation diversity. Part I. System description[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2003, 51(11): 1927–1938. doi: [10.1109/TCOMM.2003.818096](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2003.818096).
- [2] SENDONARIS A, ERKIP E, and AAZHANG B. User cooperation diversity. Part II. Implementation aspects and performance analysis[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2003, 51(11): 1939–1948. doi: [10.1109/TCOMM.2003.819238](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2003.819238).
- [3] VAN DER MEULEN E. A survey of multi-way channels in information theory: 1961–1976[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1977, 23(1): 1–37. doi: [10.1109/TIT.1977.1055652](https://doi.org/10.1109/TIT.1977.1055652).
- [4] COVER T and GAMAL A E. Capacity theorems for the relay channel[J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 1979, 25(5): 572–584. doi: [10.1109/TIT.1979.1056084](https://doi.org/10.1109/TIT.1979.1056084).
- [5] 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(2): 3062–3080. doi: [10.1109/TIT.2004.838089](https://doi.org/10.1109/TIT.2004.838089).
- [6] WANG Ning, LIN Xuehong, WANG Junyi, et al. Cooperative diversity through network turbo-coding[C]. 2007 International Conference on Communications, Circuits and Systems, Kokura, Japan, 2007: 92–94. doi: [10.1109/ICCCAS.2007.6247581](https://doi.org/10.1109/ICCCAS.2007.6247581).
- [7] ALVES H and SOUZA R D. Selective decode-and-forward using fixed relays and packet accumulation[J]. *IEEE Communications Letters*, 2011, 15(7): 707–709. doi: [10.1109/LCOMM.2011.050311.110416](https://doi.org/10.1109/LCOMM.2011.050311.110416).
- [8] ELSAID L, RANJBAR M, RAYMONDI N, et al. Full-duplex decode-and-forward relaying: Secrecy rates and optimal power allocation[C]. 2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference, Sydney, Australia, 2017: 1–6. doi: [10.1109/VTCSpring.2017.8108359](https://doi.org/10.1109/VTCSpring.2017.8108359).
- [9] LIU Yingting, PAN Zhengwei, SHEN Jianmei, et al. Outage performance analysis for a DF based hybrid scheme over log-normal fading channels[C]. 2019 IEEE/CIC International Conference on Communications Workshops in China, Changchun, China, 2019: 114–119. doi: [10.1109/ICCCChinaW.2019.8849966](https://doi.org/10.1109/ICCCChinaW.2019.8849966).
- [10] LIU Tianxi, SONG Lingyang, LI Yonghui, et al. Performance analysis of hybrid relay selection in cooperative wireless systems[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2012, 60(3): 779–788. doi: [10.1109/TCOMM.2012.011312.110015](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2012.011312.110015).
- [11] RIBEIRO A, CAI Xiaodong, and GIANNAKIS G B. Symbol error probabilities for general Cooperative links[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2005, 4(3): 1264–1273. doi: [10.1109/TWC.2005.846989](https://doi.org/10.1109/TWC.2005.846989).
- [12] 徐少毅, 张鹏. D2D协作通信网络中基于社交信息的中继选择和功率分配[J]. *电子与信息学报*, 2017, 39(5): 1142–1149. doi: [10.11999/JEIT160746](https://doi.org/10.11999/JEIT160746).
- [13] XU Shaoyi and ZHANG Peng. Social network information based relay selection and power allocation in D2D communication systems[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2017, 39(5): 1142–1149. doi: [10.11999/JEIT160746](https://doi.org/10.11999/JEIT160746).
- [13] 田雨, 马林华, 唐红, 等. 基于虚拟MIMO的协作通信节点选择

- 算法[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(4): 797–803. doi: [10.3724/SP.J.1146.2013.01008](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2013.01008).
- TIAN Yu, MA Linhua, TANG Hong, *et al.* Cooperative communication node selection algorithm based on virtual MIMO[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(4): 797–803. doi: [10.3724/SP.J.1146.2013.01008](https://doi.org/10.3724/SP.J.1146.2013.01008).
- [14] BASTAMI A H and OLFAT A. Optimal incremental relaying in cooperative diversity systems[J]. *IET Communications*, 2013, 7(2): 152–168. doi: [10.1049/iet-com.2012.0178](https://doi.org/10.1049/iet-com.2012.0178).
- [15] HOSNI I and HAMDANI N. Joint optimization of switching threshold and power allocation in one way incremental amplify and forward cooperative networks[C]. 2013 International Conference on Electrical Engineering and Software Applications, Hammamet, 2013: 1–5. doi: [10.1109/ICEESA.2013.6578420](https://doi.org/10.1109/ICEESA.2013.6578420).
- [16] BAO Xingkai and LI Jing. Efficient message relaying for wireless user cooperation: Decode-amplify-forward (DAF) and hybrid DAF and coded-cooperation[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2007, 6(11): 3975–3984. doi: [10.1109/TWC.2007.06117](https://doi.org/10.1109/TWC.2007.06117).
- [17] GOMADAM K S and JAFAR S A. Optimal relay functionality for SNR maximization in memoryless relay networks[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2007, 25(2): 390–401. doi: [10.1109/JSAC.2007.070214](https://doi.org/10.1109/JSAC.2007.070214).
- [18] TIAN Shuang, LI Yonghui, and VUCETIC B. Piecewise-and-forward relaying in wireless relay networks[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2011, 18(5): 323–326. doi: [10.1109/LSP.2011.2125788](https://doi.org/10.1109/LSP.2011.2125788).
- [19] LU Xuanxuan, LI Jing, and LIU Yang. A parametric approach to optimal soft signal relaying in wireless parallel-relay systems[C]. 2014 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Florence, Italy, 2014: 2744–2748. doi: [10.1109/ICASSP.2014.6854099](https://doi.org/10.1109/ICASSP.2014.6854099).
- 包建荣: 男, 1978年生, 博士, 教授, 研究方向为空间无线通信、通信信号处理与自主无线电等。
- 林昀轩: 男, 1996年生, 硕士生, 研究方向为协作通信、信息论与编码。
- 刘超: 男, 1977年生, 博士, 副教授, 研究方向为无线通信、计算机通信网等。
- 姜斌: 男, 1980年生, 硕士, 高级实验师, 研究方向为空间无线通信、无线传感器网络等。
- 朱芳: 男, 1973年生, 博士, 讲师, 研究方向为无线数字通信、迭代信号处理、物联网、嵌入式系统等。
- 何剑海: 男, 1977年生, 硕士, 副教授, 研究方向为近地无线通信、嵌入式系统。

责任编辑: 余蓉