

文章编号:1001-9081(2013)10-2715-04

doi:10.11772/j.issn.1001-9081.2013.10.2715

利用似然比门限转换的自适应机会协作策略

成聿伦^{1,2}, 杨龙祥^{1,2*}

(1. 无线通信江苏省重点实验室(南京邮电大学), 南京 210003;
2. 宽带无线通信与传感网技术教育部重点实验室(南京邮电大学), 南京 210003)
(* 通信作者电子邮箱 yanglx@njupt.edu.cn)

摘要: 基于解码前传的错误传播严重影响机会协作系统的选集增益。针对此问题, 提出一种基于似然比门限转换的自适应机会协作策略: 最优中继采用似然比对接收信号质量进行指示, 通过与基于链路误比特率的门限值比较, 动态地选择中继方式, 以保证中继链路得到充分利用。推导了平均误比特率的近似解析表达式, 在此基础上对门限进行了优化。采用蒙特卡罗仿真验证了理论公式的有效性, 仿真结果表明, 当误比特率为 0.001 时, 相比传统方案, 该算法能节省 1.2 dB 的功率。

关键词: 机会协作; 自适应; 似然比; 选集增益; 误比特率

中图分类号: TN911.6 **文献标志码:**A

Dynamic opportunistic cooperative strategy with log likelihood ratio switching threshold

CHENG Yulun^{1,2}, YANG Longxiang^{1,2*}

(1. Jiangsu Key Laboratory of Wireless Communications (Nanjing University of Posts and Telecommunications), Nanjing Jiangsu 210003, China;
2. Key Laboratory of Wideband Wireless Communications and Sensor Networks Technology, Ministry of Education,
(Nanjing University of Posts and Telecommunications), Nanjing Jiangsu 210003, China)

Abstract: Error propagation seriously degenerates the selection diversity of decode-and-forward-based opportunistic cooperative system. Addressing this problem, a Log Likelihood Ratio (LLR)-based adaptive switching scheme was proposed, which aimed at exploiting relay channel more efficiently through dynamic cooperation selection according to the LLR comparison with Bit Error Ratio (BER)-based threshold at relay. Moreover, the closed-form expression of the average BER was derived, and the threshold was optimized accordingly. Monte-Carlo simulations validate the analysis, and the results show that the proposed algorithm achieves 1.2 dB power gain at BER of 0.001, compared to the conventional scheme.

Key words: opportunistic cooperation; adaptive; Log Likelihood Ratio (LLR); selection diversity; Bit Error Ratio (BER)

0 引言

协作通信技术^[1]能在单根天线上, 通过形成虚拟分布式天线的方式获得选集增益, 可以有效对抗无线信道中的多径衰落效应。然而, 在多中继场景下, 由于可利用的中继个数随信道状况随机变化, 为了确保满分集阶数, 往往需要非常复杂的空时编码设计^[2], 并且要求各中继同步, 导致算法复杂度开销过高。为此, 文献[3]提出了机会协作策略, 通过中继选择来取得选集增益, 并且证明了该方案能够达到与文献[1]相同的满分集阶数。由于该方案只利用一个中继进行传输, 编码简单, 且无同步要求, 实现难度大大降低, 因此吸引了大量的相关研究。

文献[4]的研究表明, 如果中继无法正确解码信源信号, 由其导致的错误传播效应将严重影响系统传输可靠性。为此, 不同于文献[3]在信源发送数据前预先进行中继选择, 文献[5]提出在信源发送数据之后, 从成功解码的中继范围里进行中继选择。该方案虽然能避免错误传播, 然而当成功解码的中继不存在时将导致算法失效。针对这一问题, 文献[6]提出在预先选择的机会协作基础上采用放大前传(Amplify-Forward, AF)替代解码前传(Decode-and-Forward,

DF), 并且证明了系统同样能达到满分集阶数。同时, 文献[7]提出通过根据链路质量自适应地在 DF 和 AF 中转换可以进一步提高双向中继系统的中断性能, 这对机会协作系统同样具有借鉴意义。文献[8]证明在机会协作系统中仅动态地在 AF 和直传之间转换就可以有效避免错误传播, 性能也优于传统机会协作^[3]。另一方面, 在链路自适应算法中, 文献[9–11]采用了似然比(Log Likelihood Ratio, LLR)作为门限, 在网络编码系统中进行错误传播控制, 取得了良好的性能, 且复杂度较低。基于以上的启发, 本文将 LLR 作为转换门限引入机会协作系统中, 提出了一种基于似然比门限的自适应机会协作策略, 采用似然比对链路质量进行指示, 以动态地选择协作方式, 进而保证系统在中继无法成功解码时仍然能获得选集增益。理论分析和仿真结果均表明, 与文献[3]的 Police I 相比, 本文方案能有效避免错误传播, 提高系统的传输可靠性。

1 系统模型与算法描述

1.1 机会协作系统模型

考虑如图 1 所示的机会协作系统模型, 信源 S 通过 m 个中继(R_1 到 R_m) 向信宿 D 发送数据。假设各节点均采用单天

收稿日期:2013-04-24;修回日期:2013-05-29。基金项目:国家973计划项目(2013CB329104);国家自然科学基金资助项目(61071090, 61171093, 61372124);江苏省高校自然科学基金重大项目(11KJA51001);江苏省高校研究生科研创新计划项目(CXZZ11_0388);国家科技重大专项(2011ZX03005-004-003);江苏973计划项目(BK2011027)。

作者简介:成聿伦(1983-),男,内蒙古五原人,博士研究生,主要研究方向:协作通信、网络编码;杨龙祥(1966-),男,江苏盐城人,教授,博士生导师,主要研究方向:泛在异构网络、网络编码。

线和时分半双工方式通信，并且中继通过局部测量或者反馈可以获取其到 S 和 D 的信道状态信息。在 S 发送数据前，各中继根据已知的信道状态信息确定自己的信道质量标识：

$$a_i = \min \{ |h_{S,R_i}|^2, |h_{R_i,D}|^2 \} \quad (1)$$

其中 h_{S,R_i} 和 $h_{R_i,D}$ 分别是第 i 个中继到 S 和 D 的频率非选择性瑞利衰落信道增益，建模为独立循环对称的复高斯随机变量，其均值为 0，方差分别为 σ_{S,R_i}^2 和 $\sigma_{R_i,D}^2$ 。根据文献[3]的最大最小准则确定最优中继，假定 R_b 被选为最优中继，则有

$$k = \arg \max_{i=1,2,\dots,m} \{a_i\} \quad (2)$$

传输过程分为多址接入和机会协作两个阶段，在多址接入阶段， S 首先向所有中继和 D 广播自己的信号，在中继 R_i 和 D 的接收信号可以分别表示为

$$y_{R_i} = \sqrt{P} h_{S,R_i} x_s + n_{R_i} \quad (3)$$

$$y_D = \sqrt{P} h_{S,D} x_s + n_D \quad (4)$$

其中： P 是发送功率， x_s 是其发送数据。 n_{R_i} 和 n_D 是接收端背景噪声，建模为 0 均值独立循环对称复高斯随机变量，方差均为 N_0 。此时，其余中继不对接收信号进行任何处理，只有 R_b 对接收信号进行最大似然判决，得到 x_s 的估计 \tilde{x}_r ：

$$\tilde{x}_r = \text{sign}(\text{Re}(h_{S,R_b}^* y_{R_b})) \quad (5)$$

其中： $\text{sign}(\cdot)$ 为门函数， $\text{Re}(\cdot)$ 为实部函数， $(\cdot)^*$ 为共轭。在机会协作阶段， R_b 以 DF 作为协作方式发送 \tilde{x}_r ，在 D 的接收信号可以表示为

$$y_{R_b,D} = \sqrt{P} h_{R_b,D} \tilde{x}_r + n_D \quad (6)$$

D 将两个阶段收到的信号作最大比合并 (Maximal Ratio Combination, MRC) 然后进行判决，得到 S 发送数据的估计：

$$\tilde{x}_D = \text{sign}(\text{Re}(h_{R_b,D}^* y_{R_b,D} + h_{S,D}^* y_D)) \quad (7)$$

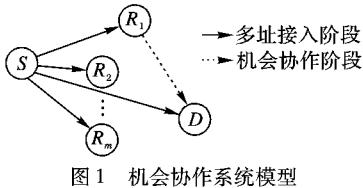


图 1 机会协作系统模型

1.2 算法描述

在上节的传统机会协作模型基础上，本文方案分为以下四步：

第 1 步 在多址接入阶段结束后， R_b 根据 S 到其链路的误比特率(Bit Error Rate, BER)计算协作方式转换门限值。假设 T 为接收信号的 LLR，则根据文献[13]的结论，该信号的平均 BER 可以表示成 T 的函数：

$$P_{S,R_b}(T) = \frac{1}{1 + e^{-T}} \quad (8)$$

另一方面，由文献[14]的定理(14.3-7)，其 BER 还可以通过式(9)计算：

$$P_{S,R_b} = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{P/\lambda_{S,R_b}}{1 + P/\lambda_{S,R_b}}} \right] \quad (9)$$

其中 λ_{S,R_b} 是指指数分布 $|h_{S,R_b}|^2$ 的参数。联立式(8)~(9)，可以解得门限值：

$$T = \ln(1 + P/\lambda_{S,R_b}) \left(1 + \sqrt{\frac{P/\lambda_{S,R_b}}{1 + P/\lambda_{S,R_b}}} \right)^2 \quad (10)$$

第 2 步 R_b 根据接收信号 y_{R_b} 计算其后验 LLR：

$$A = \ln \frac{\text{pr}(x_s = 1 | y_{R_b}, |h_{S,R_b}|^2 \sqrt{P})}{\text{pr}(x_s = -1 | y_{R_b}, |h_{S,R_b}|^2 \sqrt{P})} =$$

$$\ln \frac{\text{pr}(y_{R_b} | x_s = 1, |h_{S,R_b}|^2 \sqrt{P})}{\text{pr}(y_{R_b} | x_s = -1, |h_{S,R_b}|^2 \sqrt{P})} \quad (11)$$

其中条件概率密度

$$\text{pr}(y_{R_b} | x_s, |h_{S,R_b}|^2 \sqrt{P}) = \exp \left(-\frac{(y_{R_b} - |h_{S,R_b}|^2 \sqrt{P} x_s)^2}{|h_{S,R_b}|^2} \right) / \sqrt{\pi |h_{S,R_b}|^2}$$

第 3 步 将得到的似然比的绝对值 $|A|$ 与预先设定的门限 T 进行比较，如果 $|A| \leq T$ ，则在机会协作阶段选择 AF 方式，此时 D 的接收信号为：

$$y_{R_b,D} = a \sqrt{P} h_{R_b,D} y_{R_b} + n_D \quad (12)$$

其中 $a = \sqrt{P/(|h_{S,R_b}|^2 P + N_0)}$ 为 R_b 的功率约束因子。 D 将两阶段接收信号按照下式合并判决：

$$\tilde{x}_D = \text{sign}(\text{Re}(\beta h_{R_b,D}^* y_{R_b,D} + h_{S,D}^* y_D)) \quad (13)$$

其中： $\beta = \frac{|h_{S,R_b} h_{R_b,D}|}{\sqrt{\rho |h_{S,R_b}|^2 + \rho |h_{R_b,D}|^2 + 1}}$ 为 AF 下的 MRC 系数， $\rho = P/N_0$ 为信噪比。如果 $|A| > T$ ，则转至第 4 步。

第 4 步 R_b 对 y_{R_b} 进行最大似然判决，然后将判决结果通过 DF 协作方式转发。而 D 按照式(7)对信号进行合并和判决。

2 误码率分析与门限优化

在本方案下，有以下 3 类事件会导致 D 错误判决：

- 1) $|A| > T$ ，并且 R_b 正确解码，但转发信号与直传信号的 MRC 结果仍然无法达到信噪比要求，从而导致 D 错误判决；
- 2) $|A| > T$ ，但实际信号质量较差，引起 R_b 错误解码并选择 DF 模式转发，该错码对直传信号造成严重干扰，导致 D 错误判决；
- 3) $|A| \leq T$ ，中继选择 AF 模式转发，但由于转发信号质量较低，与直传信号的合并无法有效改善信噪比，导致 D 错误判决。分别用 P_1, P_2, P_3 表示上述 3 类事件发生的概率，则有：

$$P_1 = \text{pr}(|A| > T, \tilde{x}_r = x_s, \tilde{x}_D \neq x_s) = \int_T^\infty (1 - P_{S,R_b}(|A|)) f_{|A|}(|A|) d|A| Q(\sqrt{2\bar{\gamma}_{\text{MRC1}}}) \quad (14)$$

其中： $f_{|A|}(|A|)$ 为接收信号 LLR 的概率密度函数， $Q(\cdot)$ 是 Q 函数， $\bar{\gamma}_{\text{MRC1}}$ 为第一类事件发生下 D 的平均 MRC 信噪比。做代换 $|A| = 4h$ ，则根据文献[9]的定义有： $f_{|A|}(|A|) = f_h(h) = \frac{e^{-2(\sqrt{1+\mu-1}+1)h} + e^{-2(\sqrt{1+\mu-1}-1)h}}{\sqrt{\mu^2 + \mu}}$ ，其中 $\mu = \sigma_{S,R_b}^2 P$ 。将其代入式(11)可以得到

$$P_1 = \text{pr}(h > T/4, \tilde{x}_r = x_s, \tilde{x}_D \neq x_s) = \int_{T/4}^\infty \left(1 - \frac{1}{1 + e^{4h}} \right) f_h(h) dh Q(\sqrt{2\bar{\gamma}_{\text{MRC1}}}) \quad (15)$$

同样，第二、三类错误事件发生的概率可以分别表示为：

$$P_2 = \text{pr}(h > T/4, \tilde{x}_r \neq x_s, \tilde{x}_D \neq x_s) = \int_{T/4}^\infty \frac{1}{1 + e^{4h}} f_h(h) dh (1 - Q(\sqrt{2\bar{\gamma}_{\text{MRC2}}})) \quad (16)$$

$$P_3 = \text{pr}(h \leq T/4, \tilde{x}_D \neq x_s) = \int_0^{T/4} f_h(h) dh Q(\sqrt{2\bar{\gamma}_{\text{MRC3}}}) \quad (17)$$

其中 $\bar{\gamma}_{\text{MRC2}}, \bar{\gamma}_{\text{MRC3}}$ 分别为 D 在上述 2 类事件下的平均 MRC 信噪比。

下面推导 $\bar{\gamma}_{\text{MRC1}}, \bar{\gamma}_{\text{MRC2}}, \bar{\gamma}_{\text{MRC3}}$ 的表达式。由式(1)~(2)可得 $|h_k|^2 = \min\{|h_{S,R_b}|^2, |h_{R_b,D}|^2\}$, 因此根据 MRC 的合并公式可推出:

$$\gamma_{\text{MRC1}} = \rho(|h_{R_b,D}|^2 + |h_{S,D}|^2) \geq \rho(|h_k|^2 + |h_{S,D}|^2) \quad (18)$$

由定义可得 $|h_{S,D}|^2$ 服从参数 $\lambda_{S,D} = 1/\sigma_{S,D}^2$ 的指数分布, 而 $|h_k|^2$ 的概率密度 $f_{|h_k|^2}(x)$ 其推导过程如下:

由式(1)的定义可知 $|h_{S,R_i}|^2$ 和 $|h_{R_i,D}|^2$ 分别服从参数为 λ_{S,R_i} 和 $\lambda_{R_i,D}$ 的指数分布。 a_i 的分布函数为

$$\begin{aligned} F_{a_i}(x) &= \Pr(a_i < x) = \\ &\Pr(\min(|h_{S,R_i}|^2, |h_{R_i,D}|^2) < x) = \\ &1 - \Pr(\min(|h_{S,R_i}|^2, |h_{R_i,D}|^2) > x) = \\ &1 - \Pr(|h_{S,R_i}|^2 > x) \Pr(|h_{R_i,D}|^2 > x) = \\ &1 - (1 - \Pr(|h_{S,R_i}|^2 < x)) (1 - \Pr(|h_{R_i,D}|^2 < x)) = \\ &1 - e^{-(\lambda_{S,R_i} + \lambda_{R_i,D})x} \end{aligned} \quad (19)$$

由式(2)可知 $|h_k|^2 = \max\{a_i, i = 1, 2, \dots, m\}$, 其分布函数为

$$\begin{aligned} F_{|h_k|^2}(x) &= \Pr(|h_k|^2 < x) = \\ &\Pr(\max(a_i) < x, i = 1, 2, \dots, m) = \\ &\prod_{i=1}^m \Pr(a_i < x) = \prod_{i=1}^m (1 - e^{-(\lambda_{S,R_i} + \lambda_{R_i,D})x}) \end{aligned} \quad (20)$$

相应的概率密度函数为

$$\begin{aligned} f_{|h_k|^2}(x) &= \frac{dF_{|h_k|^2}(x)}{dx} = \\ &\sum_{i=1}^m \frac{(\lambda_{S,R_i} + \lambda_{R_i,D}) e^{-(\lambda_{S,R_i} + \lambda_{R_i,D})x}}{1 - e^{-(\lambda_{S,R_i} + \lambda_{R_i,D})x}} \cdot \\ &\prod_{j=1}^m (1 - e^{-(\lambda_{S,R_j} + \lambda_{R_j,D})x}) \end{aligned} \quad (21)$$

由于 $|h_k|^2$ 和 $|h_{S,D}|^2$ 相互独立, 所以有

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}_{\text{MRC1}} &= E(\rho(|h_{R_b,D}|^2 + |h_{S,D}|^2)) \geq \\ &\rho(E(|h_k|^2) + E(|h_{S,D}|^2)) \end{aligned} \quad (22)$$

其中 $E(\cdot)$ 表示数学期望, $E(|h_{S,D}|^2) = 1/\lambda_{S,D}$, 而 $E(|h_k|^2)$ 由下式计算:

$$\begin{aligned} E(|h_k|^2) &= \int_0^\infty f_{|h_k|^2}(x) x \, dx = \\ &\int_0^\infty \sum_{i=1}^m \frac{(\lambda_{S,R_i} + \lambda_{R_i,D}) e^{-(\lambda_{S,R_i} + \lambda_{R_i,D})x}}{1 - e^{-(\lambda_{S,R_i} + \lambda_{R_i,D})x}} \cdot \\ &\prod_{j=1}^m (1 - e^{-(\lambda_{S,R_j} + \lambda_{R_j,D})x}) x \, dx = \\ &\sum_{i=1}^m \frac{1}{\lambda_{S,R_i} + \lambda_{R_i,D}} \int_0^\infty (1 - e^{-y}) e^{-y} y \, dy = \\ &\sum_{i=1}^m \frac{1}{\lambda_{S,R_i} + \lambda_{R_i,D}} \Gamma(2) \sum_{k=0}^{m-1} (-1)^k \binom{m-1}{k} \frac{1}{(m-k)^2} \end{aligned} \quad (23)$$

上式由文献[12]的公式(3.432-1)化简得到, 其中 $\Gamma(x)$ 为 Gamma 函数。将以上的 $E(|h_k|^2)$ 和 $E(|h_{S,D}|^2)$ 代入式(16)得到:

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}_{\text{MRC1}} &\geq \rho \left(\sum_{i=1}^m \frac{1}{\lambda_{S,R_i} + \lambda_{R_i,D}} \Gamma(2) \right. \\ &\left. \sum_{k=0}^{m-1} (-1)^k \binom{m-1}{k} \frac{1}{(m-k)^2} + 1/\lambda_{S,D} \right) \end{aligned} \quad (24)$$

设定以下代换: $A = 2(\mu + 1 + \sqrt{\mu^2 + \mu})$, $B = 2(\mu + 1 -$

$\sqrt{\mu^2 + \mu})$, $C = -\frac{1}{2}(\sqrt{\mu^{-1} + 1} + 1)$, $D = -\frac{1}{2}(\sqrt{\mu^{-1} + 1} -$

1), 利用式(24)以及文献[9]中的 Q 函数近似: $Q(\sqrt{2x}) \cong \frac{1}{2} \left(\frac{1}{6} e^{-x} + \frac{1}{2} e^{-4x/3} \right)$, 则式(15)可化简为

$$\begin{aligned} P_1 &\cong \\ &\frac{e^{DT/4}}{B} \frac{1}{12} \left(\exp \left(-\rho \left(\sum_{i=1}^m \frac{1}{\lambda_{S,R_i} + \lambda_{R_i,D}} \Gamma(2) \right) \cdot \right. \right. \\ &\sum_{k=0}^{m-1} (-1)^k \binom{m-1}{k} \frac{1}{(m-k)^2} + 1/\lambda_{S,D} \left. \left. \right) \right) + \\ &3 \exp \left(-4\rho \left(\sum_{i=1}^m \frac{1}{\lambda_{S,R_i} + \lambda_{R_i,D}} \Gamma(2) \right) \sum_{k=0}^{m-1} (-1)^k \cdot \right. \\ &\left. \binom{m-1}{k} \frac{1}{(m-k)^2} + 1/\lambda_{S,D} / 3 \right) \end{aligned} \quad (25)$$

对于 $\bar{\gamma}_{\text{MRC2}}$, 同样有

$$\gamma_{\text{MRC2}} = \rho(|h_{R_b,D}|^2 - |h_{S,D}|^2) \geq \rho(|h_k|^2 - |h_{S,D}|^2) \quad (26)$$

将式(23)和 $E(|h_{S,D}|^2)$ 代入式(26)计算可得:

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}_{\text{MRC2}} &\geq \rho \left(\sum_{i=1}^m \frac{1}{\lambda_{S,R_i} + \lambda_{R_i,D}} \Gamma(2) \sum_{k=0}^{m-1} (-1)^k \cdot \right. \\ &\left. \binom{m-1}{k} \frac{1}{(m-k)^2} - 1/\lambda_{S,D} \right) \end{aligned} \quad (27)$$

将式(27)代入式(16)可得到

$$\begin{aligned} P_2 &\cong \\ &\frac{e^{CT/4}}{A} \left(1 - \frac{1}{12} \left(\exp \left(-\rho \left(\sum_{i=1}^m \frac{1}{\lambda_{S,R_i} + \lambda_{R_i,D}} \Gamma(2) \right) \cdot \right. \right. \right. \\ &\sum_{k=0}^{m-1} (-1)^k \binom{m-1}{k} \frac{1}{(m-k)^2} - 1/\lambda_{S,D} \left. \left. \left. \right) \right) + \\ &3 \exp \left(-4\rho \left(\sum_{i=1}^m \frac{1}{\lambda_{S,R_i} + \lambda_{R_i,D}} \Gamma(2) \cdot \right. \right. \\ &\left. \sum_{k=0}^{m-1} (-1)^k \binom{m-1}{k} \frac{1}{(m-k)^2} - 1/\lambda_{S,D} / 3 \right) \end{aligned} \quad (28)$$

对于 $\bar{\gamma}_{\text{MRC3}}$, 由 AF 协作方式及 MRC 合并公式有

$$\gamma_{\text{MRC3}} = \frac{\rho |h_{S,R_b}|^2 \rho |h_{R_b,D}|^2}{\rho |h_{S,R_b}|^2 + \rho |h_{R_b,D}|^2 + 1} + \rho |h_{S,D}|^2 \quad (29)$$

由于 $f(x) = \frac{ax}{bx+c}$ 是单调递减函数, 所以有

$$\frac{\rho |h_{S,R_b}|^2 \rho |h_{R_b,D}|^2}{\rho |h_{S,R_b}|^2 + \rho |h_{R_b,D}|^2 + 1} > \frac{\rho |h_k|^2 \rho |h_k|^2}{2\rho |h_k|^2 + 1} \underset{\rho \rightarrow \infty}{\approx} \frac{\rho |h_k|^2}{2} \quad (30)$$

将其代入式(29)可计算其在高信噪比下的近似

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}_{\text{MRC3}} &\stackrel{\rho \rightarrow \infty}{\approx} \rho \left(\frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \frac{1}{\lambda_{S,R_i} + \lambda_{R_i,D}} \Gamma(2) \sum_{k=0}^{m-1} (-1)^k \cdot \right. \\ &\left. \binom{m-1}{k} \frac{1}{(m-k)^2} + 1/\lambda_{S,D} \right) \end{aligned} \quad (31)$$

将式(31)代入式(17)化简得到

$$\begin{aligned} P_3 &\approx \frac{1}{12} \left(\frac{1 - e^{DT/4}}{B} + \frac{1 - e^{CT/4}}{A} \right) \cdot \\ &\left(\exp \left(-\rho \left(\frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \frac{1}{\lambda_{S,R_i} + \lambda_{R_i,D}} \Gamma(2) \cdot \right. \right. \right. \right. \\ &\left. \sum_{k=0}^{m-1} (-1)^k \binom{m-1}{k} \frac{1}{(m-k)^2} + 1/\lambda_{S,D} \left. \left. \left. \right) \right) + \\ &3 \exp \left(-4\rho \left(\frac{1}{2} \sum_{i=1}^m \frac{1}{\lambda_{S,R_i} + \lambda_{R_i,D}} \Gamma(2) \cdot \right. \right. \right. \end{aligned}$$

$$\sum_{k=0}^{m-1} (-1)^k \binom{m-1}{k} \left(\frac{1}{(m-k)^2} + 1/\lambda_{S,D} \right) / 3 \quad (32)$$

由此,总的误比特率可表示为 $P_b = \sum_{i=1}^3 P_i$, 将式(10), (25),(28)和(32)代入此式可得到其近似解析表达式。同时,利用得到的解析式可以对似然比门限 T 进行优化,令 $\frac{\partial P_b}{\partial T} = 0$ 得到方程:

$$T_{op} = \frac{1}{D-C} \ln \frac{BC \left(\frac{1}{2} \left(\frac{1}{6} e^{-\bar{\gamma}_{MRC3}} + \frac{1}{2} e^{-4\bar{\gamma}_{MRC3}/3} \right) + \left(\frac{1}{2} \left(\frac{1}{6} e^{-\bar{\gamma}_{MRC2}} + \frac{1}{2} e^{-4\bar{\gamma}_{MRC2}/3} \right) - 1 \right) \right)}{AD \left(\frac{1}{2} \left(\frac{1}{6} e^{-\bar{\gamma}_{MRC1}} + \frac{1}{2} e^{-4\bar{\gamma}_{MRC1}/3} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{6} e^{-\bar{\gamma}_{MRC3}} + \frac{1}{2} e^{-4\bar{\gamma}_{MRC3}/3} \right) \right)} \quad (34)$$

将式(18)、(24)、(28)代入式(34)可计算得到近似的最优质限 T_{op} 。

3 仿真结果及分析

本章采用 Monte-Carlo 方法分别在非对称和对称网络拓扑下对本文算法的平均误比特率进行了仿真,并且与第 2 章以及文献[3]中 Police I (即通过式(2)的最大最准则选定最优中继,然后一律采用 DF 方式转发信源信号)的理论值进行了对比,其中非对称拓扑下,各中继到 S 的距离均远于其到 D 的距离,而在对称拓扑下各中继到 S 和 D 的距离相等。仿真参数如下:信道为频率非选择性 Rayleigh 衰落模型,假设节点到目的地的参考距离 $d_0 = 10$ m, 其信道参数 $\lambda_0 = 1$ 。大尺度路损通过以下模型建立: $\lambda_i = \lambda_0 (d_i/d_0)^\varphi$, 其中 $\varphi = 3.5$ (城区典型值)。直连链路参数 $\lambda_{S,D} = 3$, 其他网络拓扑参数如表 1 所示。调制方式为 BPSK, 中继个数 $m = 3, 5, 8$, 其中 $m = 3$ 时, 参与中继为 R_1 到 R_3 , $m = 5$ 时, 参与中继为 R_1 到 R_5 , $m = 8$ 时, 参与中继为 R_1 到 R_8 。

表 1 网络拓扑参数

非对称拓扑参数	取值	对称拓扑参数	取值
λ_{S,R_1}	2.0	λ_{S,R_1}	1.0
$\lambda_{R_1,D}$	1.0	$\lambda_{R_1,D}$	1.0
λ_{S,R_2}	2.5	λ_{S,R_2}	1.2
$\lambda_{R_2,D}$	1.5	$\lambda_{R_2,D}$	1.2
λ_{S,R_3}	2.2	λ_{S,R_3}	1.4
$\lambda_{R_3,D}$	1.2	$\lambda_{R_3,D}$	1.4
λ_{S,R_4}	2.4	λ_{S,R_4}	1.6
$\lambda_{R_4,D}$	1.4	$\lambda_{R_4,D}$	1.6
λ_{S,R_5}	2.1	λ_{S,R_5}	1.8
$\lambda_{R_5,D}$	1.3	$\lambda_{R_5,D}$	1.8
λ_{S,R_6}	1.8	λ_{S,R_6}	2.0
$\lambda_{R_6,D}$	1.2	$\lambda_{R_6,D}$	2.0
λ_{S,R_7}	2.6	λ_{S,R_7}	2.2
$\lambda_{R_7,D}$	1.7	$\lambda_{R_7,D}$	2.2
λ_{S,R_8}	2.7	λ_{S,R_8}	2.4
$\lambda_{R_8,D}$	1.6	$\lambda_{R_8,D}$	1.4

图 2 比较了中继距离 S 和 D 不对称情况下各算法的误比性能,从表 1 的参数可知,各中继到 S 的链路质量都差于其到 D 的链路质量,这种情况下容易产生错误传播,导致性能良好的中继链路无法得到充分利用。如图 2 所示,尽管都取得了相等的分集阶数,但本文在 m 取各种值下的误比性能均优于文献[3]的 Police I,且相对增益随着中继个数的增加而增加,例如在信噪比大于 16 dB 后, $m = 3$ 时相对增益不到 1 dB,而在 $m = 5$ 和 8 时相对增益分别达到 1.2 dB 和 1.5 dB。

$$\begin{aligned} & \frac{De^{DT}}{B} \times \frac{1}{2} \left(\frac{1}{6} e^{-\bar{\gamma}_{MRC1}} + \frac{1}{2} e^{-4\bar{\gamma}_{MRC1}/3} \right) + \\ & \frac{Ce^{CT}}{A} \left(1 - \frac{1}{2} \left(\frac{1}{6} e^{-\bar{\gamma}_{MRC2}} + \frac{1}{2} e^{-4\bar{\gamma}_{MRC2}/3} \right) \right) = \\ & \left(\frac{De^{DT}}{B} + \frac{Ce^{CT}}{A} \right) \frac{1}{2} \left(\frac{1}{6} e^{-\bar{\gamma}_{MRC3}} + \frac{1}{2} e^{-4\bar{\gamma}_{MRC3}/3} \right) \end{aligned} \quad (33)$$

解上述方程得到

这是由于,当中继个数较少时,选出的最优中继到 D 的链路也相对较差,在 $|A| \leq T$, AF 被选作协作方式时,这种较差链路对信噪比的改善作用有限。而当中继个数较多时,选出的最优中继其链路也相对较好,这可以充分发挥 AF 在中继无法解码时的信噪比改善作用,所以这种情况下在 DF 和 AF 间选择可以取得更大的增益。另外,图中的理论曲线与仿真值贴合较紧,这验证了本文所做误比特率分析的有效性。可以看出,仿真值都小于理论曲线,且在高信噪比区域更为贴近,这主要由于两点:一方面,从式(18)、(27)、(30)可以看出,本文在分析时对所求的信噪比都进行了缩小近似,实际的合并信噪比要大于理论值;另一方面,式(30)的近似是在大信噪比下作出的,所以在大信噪比时理论值与仿真值更加接近。

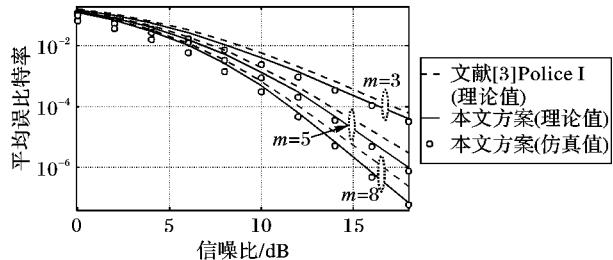


图 2 非对称网络拓扑下算法平均误比特率比较

图 3 是对称网络拓扑下各算法的性能比较,由表 1 可知,各中继到 S 和 D 的链路参数均相等,没有链路短板。如图所示,各算法总体性能都好于图 2,说明错误传播效在对称拓扑下有所减弱。尽管如此,本文算法仍能保证系统的分集阶数,且在 m 取各种值的情况下性能均优于文献[3]的 Police I。在 $m = 8$ 且信噪比大于 14 dB 下,本文算法的分集阶数略大于文献[3],这也说明本文算法在对称网络拓扑下同样能有效避免错误传播,提升系统性能。

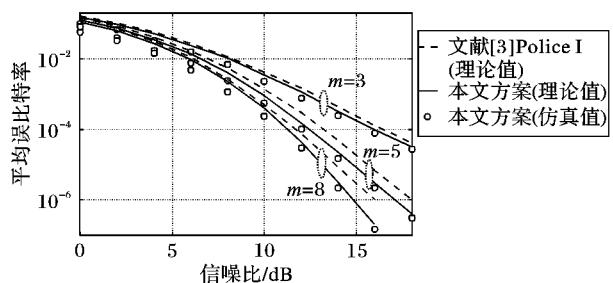


图 3 对称网络拓扑下算法平均误比特率比较

4 结语

机会协作系统只利用一个最优中继发送数据,因此,中继
(下转第 2738 页)

出 K-TWSVM 方法的稳定性,统计分析五种含标签样本数和五种 K ($K = 10, 20, 30, 40, 50$) 值情况下,K-TWSVM 模型对 P2P 流量识别的平均准确率和偏差,如表 5 所示。

表 5 K-TWSVM 模型 P2P 流量识别准确率和偏差

标签样本数	识别准确率/%	准确率偏差/%
200	61.36	8.32
400	78.85	3.62
600	83.54	2.76
800	88.01	1.54
1000	92.49	0.28

分析表 5 结果可知:当含标签样本数适量时,在不同 K 值条件下,本文提出的 K-TWSVM 模型能有较高的 P2P 流量识别准确率,同时也能保持极小的偏差。即当有标签样本数适量时,针对不同 K 值,K-TWSVM 方法也能有较好的稳定性。

5 结语

本文提出的基于 K 均值和双支持向量机的 K-TWSVM 方法有较高的 P2P 流量识别准确率,并且克服了传统 K 均值聚类方法受 K 值影响较大的缺点,拥有很好的稳定性;同时 K-TWSVM 的训练时间远小于标准支持向量机,并且随样本数量的增加,优势更明显。所以,相比标准支持向量机,K-TWSVM 方法更适合应用于高速网络中 P2P 流量的识别。不过,由于文中所用样本数量较少,难以全面反映现实网络中的流量信息,所以 K-TWSVM 对实时网络流量中 P2P 流量识别的效果还待进一步验证。此外,本文仅分析了不同 K 值和含标签样本数对识别结果的影响,未考虑 K -means 中不同初始聚类中心对实验结果的影响;只是粗粒度分类 P2P 流量与非 P2P 流量,并未确定具体的应用。所以,讨论不同初始聚类中心对 P2P 流量识别结果的影响、如何根据 P2P 流量确定具体的

P2P 应用和如何选取适当的初始聚类中心是下一步的研究工作。

参考文献:

- [1] 吴敏. P2P 网络流量控制管理若干关键技术研究[D]. 南京: 南京邮电大学, 2011.
- [2] 邬书跃, 余杰, 樊晓平. 基于流量与行为特征的 P2P 流量识别模型[J]. 计算机工程, 2012, 38(16): 182–184.
- [3] 徐鹏, 刘琼, 林森. 基于支持向量机的 Internet 流量分类研究[J]. 计算机研究与发展, 2009, 46(3): 407–414.
- [4] YE Q L, ZHAO C X, YE N. Least squares twin support vector machine classification via maximum one-class within class variance[J]. Optimization Methods and Software, 2012, 27(1): 53–69.
- [5] 王震. 基于双重支持向量机的分类算法研究[D]. 长春: 吉林大学, 2010.
- [6] 毕晓君, 宫汝江. 一种结合人工蜂群和 K -均值的混合聚类方法[J]. 计算机应用研究, 2012, 29(6): 2040–2042.
- [7] 郑丹, 王潜平. K -means 初始聚类中心的选择算法[J]. 计算机应用, 2012, 32(8): 2186–2188.
- [8] STEINBACH M. Introduction to data mining[M]. 2 版. 范明, 范宏建, 译. 北京: 人民邮电出版社, 2011.
- [9] 刑迪, 葛洪伟. 半监督 FSVM 在羽绒菱节识别中的应用[J]. 计算机工程与应用, 2013, 49(1): 242–244.
- [10] KHEMCHANDANI J R, CHANDRA S. Twin support vector machines for pattern classification[J]. IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence, 2007, 29(5): 905–910.
- [11] 谢娟英, 张兵权, 汪万紫. 基于双支持向量机的偏二叉树多类分类算法[J]. 南京大学学报: 自然科学版, 2011, 47(4): 354–363.
- [12] MOORE A W, ZUEV D. Internet traffic classification using Bayesian analysis techniques[C]// Proceedings of the 2005 ACM SIGMETRICS Conference on Measurement and Modeling of Computer Systems. New York: ACM, 2005: 50–60.

(上接第 2718 页)

信号的准确度对于系统性能至关重要。本文基于最大最小准则,利用似然比估计中继接收信号质量,提出了一种自适应协作选择方案。本文的难点在于确定合适的似然比门限,以保证中继信道在无法正确解码时仍可以提供增益,为此,本文通过推导近似的误比特率闭合解来对门限进行优化。仿真结果表明,本方案及其最优门限能有效避免错误传播,具有一定的性能优势。需要说明的是,本文只考虑了各节点均为单天线的情况,因此在未来的工作中,需要进一步研究多天线情况下的信号质量建模,并且设计相应的协作方式转换算法。

参考文献:

- [1] LANEMAN J N, TSE D N C, WORNELL G W. Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2004, 51(12): 3062–3080.
- [2] OGGIER F, RCKAYA G, BELFIORE D, et al. Perfect space-time block codes [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2006, 52(9): 3885–3902.
- [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] KRIKIDIS I. Relay selection for two-way relay channels with MABC DF: a diversity perspective [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(9): 4620–4628.
- [5] BERE E, ADVE R S. Selection cooperation in multi-source cooperative networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(1): 118–127.

- [6] JING Y, JAFARKHANI F. Single and multiple relay selection schemes and their achievable diversity orders [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(3): 1414–1423.
- [7] QIANG L, TING S H, PANDHARIPANDE A, et al. Adaptive two-way relaying and outage analysis [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(6): 3288–3299.
- [8] LEE I H, KIM D. Outage performance of opportunistic cooperation in amplify-and-forward relaying systems with relay selection [J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(2): 224–227.
- [9] HARBIAN G, GHRYEB A, HASNA M, et al. Threshold-based relaying in coded cooperative networks [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(1): 123–135.
- [10] ZHANG X H, GHRYEB A, HASNA M. On relay assignment in network-coded cooperative systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(3): 868–876.
- [11] ZHANG X H, HASNA M, GHRYEB A. Performance analysis of relay assignment schemes for cooperative networks with multiple source-destination pairs [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2012, 11(1): 166–177.
- [12] GRADSHTEYN I S, RYZHIK I M. Table of integrals, series and products [M]. New York: Academic Press, 2007.
- [13] KIM S W, KIM E Y. Optimum receive antenna selection minimizing error probability [C]// Proceedings of 2003 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Washington, DC: IEEE Computer Society, 2003: 441–447.
- [14] PROAKIS J G. Digital communications [M]. New York: McGraw-Hill, 2001.