

基于混合译码放大转发的最优中继选择方案

孙文胜, 李乐媛

(杭州电子科技大学 通信工程学院, 杭州 310018)

摘 要: 为在较低误码率的基础上延长网络寿命, 提出基于混合译码放大转发(AF)中继策略的最优中继选择方案。通过构造基于目的节点接收信噪比和网络寿命中继选择的联合优化函数, 实现最优中继的选择。设定中继节点的接收信噪比门限, 根据信噪比门限值, 将所有中继节点分为 AF 和译码转发 2 种中继策略转发类型, 分别计算 2 种类型的中继节点在目的节点的接收信噪比, 根据中继选择的联合优化函数合理选择最优中继。仿真结果表明, 在相同条件下, 与基于 AF 的中继选择方案相比, 该方案不仅在误码率性能方面有明显改善, 而且可以延长网络寿命, 提升系统性能。

关键词: 协作通信; 混合译码放大转发; 中继选择; 网络寿命; 误码率

中文引用格式: 孙文胜, 李乐媛. 基于混合译码放大转发的最优中继选择方案[J]. 计算机工程, 2017, 43(11): 76-80.

英文引用格式: SUN Wensheng, LI Leyuan. Optimal Relay Selection Scheme Based on Hybrid Decode-Amplify-and-Forward[J]. Computer Engineering, 2017, 43(11): 76-80.

Optimal Relay Selection Scheme Based on Hybrid Decode-Amplify-and-Forward

SUN Wensheng, LI Leyuan

(College of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China)

[Abstract] In order to extend the network life on the base of lower Symbol Error Rate(SER), a relay selection scheme based on Hybrid Decode-Amplify-and-Forward(HDAF) relaying method is proposed. Joint optimization function about receiving Signal to Noise Ratio(SNR) at the destination and network life is defined to select the optimal relay. For the given threshold SNR at the relay nodes, all relay nodes are divided into two types: forwarding signal by Amplify-and-Forward(AF) relaying method and forwarding signal by Decode-and-Forward(DF) relaying method. The receiving SNR at the destination for each relay node is calculated and the optimal relay is selected reasonably according to the joint optimization function. Simulation results show that under the same conditions, the proposed relay selection scheme, compared with the relay selection scheme based on AF relaying method, not only achieves much better performance in SER, but extends the network life, improves system performance.

[Key words] cooperative communication; Hybrid Decode-Amplify-and-Forward(HDAF); relay selection; network life; Symbol Error Rate(SER)

DOI: 10.3969/j.issn.1000-3428.2017.11.013

0 概述

协作通信技术由于能够抵抗信道衰落的影响并且能够提供分集增益, 因此成为无线通信领域研究的热点^[1]。在协作通信系统中, 最优中继选择是一个重要的研究方向^[2]。文献[3]研究了基于放大转发(Amplify-and-forward, AF)中继策略的最优中继选择方案, 将每个中继节点在目的节点的接收信噪比进行排序, 选取最大的一个作为最优中继。该方案大大降低了系统误码率, 从而提高了系统的可靠性。在能量有限的无线网络中, 网络寿命是选择最优中继的一个重要指标^[4]。文献[5]提出基于网络

寿命最大化的中继选择方案。该方案虽然能够延长网络寿命, 但是并不能保证系统能够获得较低的误码率。文献[6]基于 AF 中继策略提出了考虑接收信噪比和网络寿命的中继选择方案。该方案虽然在保证较低误码率的基础上延长了网络寿命, 但是仍然存在不足之处。该方案中所采用的 AF 中继策略, 是一种“非再生”中继方式。当使用 AF 中继策略时, 中继节点只是简单地放大接收到的源节点信号并将其转发到目的节点, 但中继节点在放大有用信号的同时也放大了噪声信号, 导致系统性能的下^[7]降。混合译码放大转发(HDAF)中继策略能够有效地改善 AF 中继策略中的噪声放大问题, 较好地改

作者简介: 孙文胜(1966—), 男, 副教授、硕士, 主研方向为无线通信系统; 李乐媛, 硕士研究生。

收稿日期: 2016-10-20 **修回日期:** 2016-11-21 **E-mail:** 1257401559@qq.com

善整个系统的性能^[8]。

基于以上研究, 本文提出基于 HDAF 中继策略的最优中继选择方案。首先通过设定中继节点的信噪比门限方法将所有中继节点分为采用 AF 和译码转发 (DF) 中继策略转发 2 种中继类型, 然后利用联合优化函数合理地选择最优中继。

1 系统模型

考虑一个无线协作网络, 该网络包含一个源节点 S 、一个目的节点 D 和 N 个中继节点 $R_i (1, 2, \dots, N)$, 如图 1 所示。为了便于研究, 给出以下假设: 系统中每个节点均只有一根天线且采用半双工通信方式。源节点和目的节点之间不存在直传链路, 所有通信均借助于中继节点, 并且所有中继节点都是符号同步的。源节点到各个中继节点、各个中继节点到目的节点的信道均为瑞利平坦衰落信道。中继节点只能获取自己的信道状态信息 (CSI), 而目的节点能获取全部信道的 CSI。源节点和中继节点均有独立的功率控制机制。

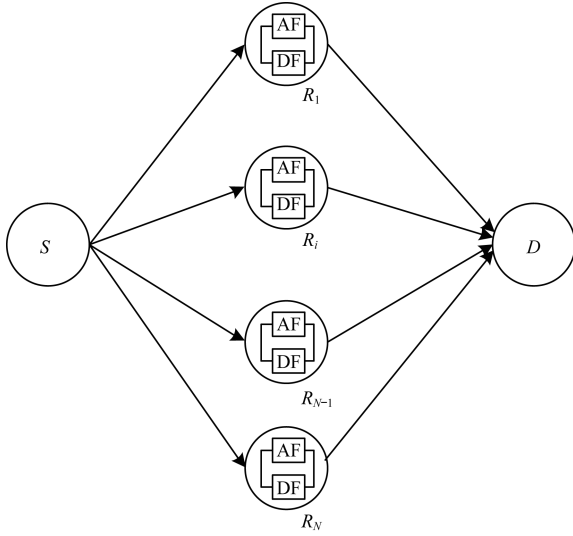


图 1 无线协作通信网络

在协作通信中, 从源节点到目的节点的数据传输可以分为 2 个阶段: 1) 源节点广播发送数据符号 x , x 具有零均值和单位方差, 则中继节点 R_i 接收到的数据表达式为:

$$y_{sr_i} = \sqrt{P_0} h_{sr_i} x + n_{sr_i}, i = 1, 2, \dots, N \quad (1)$$

其中, P_0 表示源节点 S 的最大发射功率, h_{sr_i} 表示源节点 S 到中继节点 R_i 的信道参数, 并且服从均值为 0、方差为 $H_{sr_i}^2$ 的复高斯分布, n_{sr_i} 表示均值为 0、方差为 1 的加性高斯白噪声。2) 假设所有中继节点均采用 HDAF 中继策略同步发送数据。本文只讨论选择一个最优中继的情况, 因此, 若选择的最优中继采用 DF 中继策略进行转发数据, 则目的节点接收到的信号表示为:

$$y_{r_d} = \sqrt{P_i} h_{r_d} x_{DF} + n_{r_d} \quad (2)$$

其中, x_{DF} 表示数据符号 x 译码之后再编码的数据符号, P_i 表示中继节点 R_i 的最大发射功率, h_{r_d} 表示中继节点 R_i 到目的节点 D 的信道参数, 并且服从均值为 0、方差为 $H_{r_d}^2$ 的复高斯分布, n_{r_d} 表示均值为 0、方差为 1 的加性高斯白噪声。那么, 可以得出目的节点接收到的瞬时信噪比为:

$$\gamma_{DF} = \gamma_{r_d} = P_i |h_{r_d}|^2 \quad (3)$$

其中, γ_{r_d} 表示目的节点 D 接收到的来自中继节点 R_i 的瞬时信噪比。若选择的最优中继采用 AF 中继策略进行转发数据, 则在 AF 中继策略下, 中继节点将接收到的信号放大并转发给目的节点。令中继节点转发的信号为 $x_{AF} = \beta y_{sr_i}$, 其中, $\beta = \frac{1}{\sqrt{P_0 |h_{sr_i}|^2 + 1}}$ 表示缩放系数^[9], 则目的节点接收到的信号表示为:

$$y_{r_d} = \sqrt{P_i} h_{r_d} x_{AF} + n_{r_d} \quad (4)$$

那么, 可以得出目的节点接收到的瞬时信噪比为:

$$\gamma_{AF} = \frac{\gamma_{sr_i} \gamma_{r_d}}{\gamma_{sr_i} + \gamma_{r_d} + 1} = \frac{P_0 P_i |h_{sr_i} h_{r_d}|^2}{1 + |h_{sr_i}|^2 P_0 + |h_{r_d}|^2 P_i} \quad (5)$$

其中, $\gamma_{sr_i} = P_0 |h_{sr_i}|^2$ 表示中继节点 R_i 接收到的瞬时信噪比。

2 最优中继选择

本节主要描述如何从 N 个中继节点中选择一个最优的中继。当采用 AF 中继策略进行转发数据时, 中继节点在放大有用信号的同时也放大了噪声, 导致系统性能下降。当采用 DF 中继策略进行转发数据时, 中继节点将接收到的数据译码后重新编码转发, 减少了噪声影响。但是若中继节点译码错误, 则会导致传输错误信息^[10]。基于以上考虑, 本文结合了 AF 和 DF 两者的特点, 对 HDAF 中继策略进行研究。首先分别分析了基于接收信噪比最大化和基于网络寿命最大化的最优中继选择方案, 然后将两者进行联合, 从而得到最优中继的选择方案。

2.1 基于接收信噪比最大化的最优中继选择

基于接收信噪比最大化的最优中继选择方案的主要思想是选取使目的节点的接收信噪比最大的中继作为最优中继^[11]。该方案可以大大降低系统误码率, 提高系统的可靠性。文献[8]在假设中继可以判断出译码是否成功的条件下, 研究了基于 HDAF 的中继策略, 但该文献未给出判断译码是否成功的准则, 缺少实际的意义。因此, 本文利用中继节点的接收信噪比门限作为判断译码是否成功的准则^[12]。本文设定了中继节点接收的信噪比门限 T , 然后将所有中继节点根据接收信噪比是否大于 T 分为 DF 中继策略候选中继集合 Φ_{DF} 和 AF 中继策略候选中继

集合 Φ_{AF} , 其中, Φ_{DF}, Φ_{AF} 分别可表示为:

$$\Phi_{DF} = \{R_i: \gamma_{sr_i} > T\} \quad (6)$$

$$\Phi_{AF} = \{R_i: \gamma_{sr_i} \leq T\} \quad (7)$$

分别选择出集合 Φ_{DF} 和 Φ_{AF} 中目的节点的接收信噪比最大的中继。将两者进行比较, 从而选择出接收信噪比最大的中继。若该中继是集合 Φ_{DF} 中的元素, 则该中继将采用 DF 中继策略转发数据给目的节点, 反之, 则该中继将采用 AF 中继策略转发数据给目的节点。基于接收信噪比最大化的方案没有考虑中继节点剩余能量的问题, 因为选出的最优中继可能会由于剩余能量不足而无法转发数据。

2.2 基于网络寿命最大化的最优中继选择

在所有中继节点最大输出功率相同的条件下, 目的节点的接收信噪比只与信道参数 h_{sr_i} 和 h_{r_d} 有关。选择接收信噪比最大的中继就是选择一个信道质量最好的中继, 但是在协作通信系统中, 中继节点主要由电池供电, 而电池具有一定的寿命, 如果选择的最优中继信道质量好, 但是中继节点的剩余能量不足, 则无法保证长时间的中继通信, 导致传输失败^[13]。因此, 在中继选择时, 就需要考虑如何延长网络寿命, 从而保证长时间的中继通信, 提高传输效率。

文献[6]引入了目的节点的接收信噪比门限 γ_{th} , 中继节点剩余能量 E_i^{last} 和中继节点使网络不中断的最小发射功率 P_{imin} , 采用最大化能量效率 (MEI) 准则^[4], 即 $i_{MEI} = \arg\max(E_i^{last}/P_{imin})$, 综合考虑最优中继的选择。文献[6]通过以上方法有效解决了在低误码率条件下延长网络寿命的问题, 并且该方案切实可行并易于实现, 因此本文在文献[6]的基础上将继续采用这种方法, 并做更深入的研究。假设网络中的每个中继节点都依赖于电池供电, 每次转发持续一个时间单位。由于目的节点的接收信噪比 γ_{DF}, γ_{AF} 是关于 P_i 的递增函数, 因此满足网络不中断的最小发射功率就是目的节点的接收信噪比等于信噪比门限时的功率, 那么可以得出当采用 DF, AF 中继策略时, 目的节点的接收信噪比等于信噪比门限时的功率 $P_{imin}^{DF}, P_{imin}^{AF}$ 为:

$$P_{imin}^{DF} = \frac{\gamma_{th}}{|h_{r_d}|^2} \quad (8)$$

$$P_{imin}^{AF} = \frac{\gamma_{th}(1 + P_0 |h_{sr_i}|^2)}{|h_{sr_i} h_{r_d}|^2 P_0 - |h_{r_d}|^2 \gamma_{th}} \quad (9)$$

2.3 考虑接收信噪比和网络寿命的最优中继选择

只考虑信道质量的好坏所选择的最优中继, 虽然可以降低误码率, 但在剩余能量不足的情况下, 中继节点将无法长时间为源节点提供转发服务。基于网络寿命最大化所选择的最优中继, 由于只考虑了中断因素而无法保证较好的信道质量, 因此降低了系统的可靠性。为了防止以上 2 种情况的产生, 本

文联合考虑接收信噪比和网络寿命, 分别构造出 DF 和 AF 中继策略下的联合优化函数:

$$f_{DF}(h_{r_d}, E_i^{last}) = \gamma_{DF} \cdot \frac{E_i^{last}}{P_{imin}^{DF}} = \frac{E_i^{last} P_i |h_{r_d}|^4}{\gamma_{th}} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} f_{AF}(h_{sr_i}, h_{r_d}, E_i^{last}) &= \gamma_{AF} \cdot \frac{E_i^{last}}{P_{imin}^{AF}} \\ &= \frac{E_i^{last} P_0 P_i |h_{sr_i} h_{r_d}|^2 (P_0 |h_{sr_i} h_{r_d}|^2 - \gamma_{th} |h_{r_d}|^2)}{\gamma_{th} (1 + P_0 |h_{sr_i}|^2 + P_i |h_{r_d}|^2) (1 + P_0 |h_{sr_i}|^2)} \end{aligned} \quad (11)$$

因为按照接收信噪比最大化所选的中继节点只与信道质量有关, 与所发射的功率无关, 所以在式(10)、式(11)中, 令 $P_0 = P_i = P/2$, P 表示系统总功率, 为一个常数, 则联合优化函数可表示为:

$$f_{DF}(h_{r_d}, E_i^{last}) = \frac{E_i^{last} P |h_{r_d}|^4}{2\gamma_{th}} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} f_{AF}(h_{sr_i}, h_{r_d}, E_i^{last}) &= \frac{E_i^{last} P^2 |h_{sr_i} h_{r_d}|^2 (P |h_{sr_i} h_{r_d}|^2 - 2\gamma_{th} |h_{r_d}|^2)}{2\gamma_{th} [2 + P(|h_{sr_i}|^2 + |h_{r_d}|^2)] \cdot (2 + P |h_{sr_i}|^2)} \end{aligned} \quad (13)$$

令 Φ'_{DF}, Φ'_{AF} 分别表示集合 Φ_{DF}, Φ_{AF} 中满足目的节点的接收信噪比大于 γ_{th} 的中继的集合, 那么对于集合 Φ'_{DF}, Φ'_{AF} 中的中继, 最优中继应分别满足:

$$R_{DF} = \arg \max_{R_i \in \Phi'_{DF}} \{f_{DF}(h_{r_d}, E_i^{last})\} \quad (14)$$

$$R_{AF} = \arg \max_{R_i \in \Phi'_{AF}} \{f_{AF}(h_{sr_i}, h_{r_d}, E_i^{last})\} \quad (15)$$

分别比较 R_{DF} 对应的 $f_{DF}(h_{r_d}, E_i^{last})$ 和 R_{AF} 对应的 $f_{AF}(h_{sr_i}, h_{r_d}, E_i^{last})$, 得出两者中的最大者即为最优中继。若最优中继为 R_{DF} , 则在数据传输时, R_{DF} 将采用 DF 中继策略转发数据。若最优中继为 R_{AF} , 则在数据传输时, R_{AF} 将采用 AF 中继策略转发数据。

联合考虑接收信噪比和网络寿命的最优中继选择的步骤如下:

步骤 1 源节点广播发送 RTS (Ready to Send) 帧, 目的节点收到 RTS 帧后广播发送 CTS (Clear to Send) 帧, 表示准备好接收。中继节点通过 2 次接收可得到源节点和目的节点的信道参数^[14]。

步骤 2 假设已知中继节点接收的信噪比门限 T , 则根据步骤 1 得到的源节点到中继节点的信道参数来计算每个中继接收到的瞬时信噪比 γ_{sr_i} , 并与 T 相比较。若 $\gamma_{sr_i} > T$, 将 R_i 写入集合 Φ_{DF} , 反之, 则将 R_i 写入集合 Φ_{AF} 。

步骤 3 假设已知目的节点的接收信噪比门限 γ_{th} , 功率受限, 各节点功率平均分配, 则根据式(3)和式(5)分别计算集合 Φ_{DF} 和 Φ_{AF} 中各中继对应的接收信噪比大小, 并和接收信噪比门限 γ_{th} 进行比较, 然后将集合 Φ_{DF} 和 Φ_{AF} 中接收信噪比大于门限值

γ_{th} 的中继分别写入集合 Φ'_{DF} 和 Φ'_{AF} 中。

步骤 4 假设已知各中继节点的剩余能量, 则根据式 (12) 和式 (13) 分别计算出集合 Φ'_{DF} 和 Φ'_{AF} 中每个中继对应的联合优化函数值, 并分别进行排序, 从而选出集合 Φ'_{DF} 和 Φ'_{AF} 中的最优中继 R_{DF} 和 R_{AF} , 然后比较 R_{DF} 对应的 $f_{DF}(h_{r,d}, E_i^{last})$ 和 R_{AF} 对应的 $f_{AF}(h_{sr,i}, h_{r,d}, E_i^{last})$ 大小关系, 选择两者中的最大者即为最优中继, 并把所选的最优中继通知给所有中继节点和源节点。

3 性能分析

本节主要推导了系统平均误码率的表达式, 以及在高接收信噪比条件下系统平均误码率的近似表达式, 并与文献 [6] 方案的误码率近似表达式进行比较, 从理论上分析了本文方案的误码率性能优于文献 [6] 方案的误码率性能。

基于 HDAF 中继策略, 系统平均误码率可表示为:

$$p_{HDAF} = p_r(\gamma_{sr,i} > T) \times p_r(\gamma_{DF}) + p_r(\gamma_{sr,i} \leq T) \times p_r(\gamma_{AF}) \quad (16)$$

其中, $p_r(\gamma_{DF})$ 表示 DF 中继策略下的系统平均误码率, $p_r(\gamma_{AF})$ 表示 AF 中继策略下的系统平均误码率, $p_r(\gamma_{sr,i} > T)$ 表示中继节点译码成功的概率, $p_r(\gamma_{sr,i} \leq T)$ 表示中继节点译码失败的概率。由于源节点到中继节点的信道为瑞利平坦衰落信道, 因此其信道参数的平方幅度服从参数为 $1/H_{sr,i}^2$ 的指数分布^[12], 从而可以得出译码成功和失败的概率表达式分别为:

$$p_r(\gamma_{sr,i} > T) = e^{-T/P_0 H_{sr,i}^2} \quad (17)$$

$$p_r(\gamma_{sr,i} \leq T) = 1 - e^{-T/P_0 H_{sr,i}^2} \quad (18)$$

假设系统采用多进制数字相位调制 (MPSK), 那么目的节点在瞬时接收信噪比情况下的条件误码率为:

$$p_e = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \exp\left(-\frac{g\gamma}{\sin^2 \theta}\right) d\theta \quad (19)$$

其中, $g = \sin^2(\pi/M)$, M 表示 M 进制 PSK 调制; $\theta \in [0, (M-1)\pi/M]$ 为积分变量, γ 表示瞬时接收信噪比。定义 $M_{\gamma_A}(s)$ 为 $\gamma_A (A \in \{sr,i, r,d\})$ 的矩量母函数 (MGF)^[15], 则:

$$M_{\gamma_A}(s) = E_{\gamma_A}\{\exp(-\gamma_A s)\} = (1 + P_x H_A^2 s)^{-1}, x=0, i \quad (20)$$

其中, $s = g/\sin^2 \theta$ 。那么, DF 和 AF 中继策略下的平均误码率的表达式可以分别表示为^[15]:

$$p_r(\gamma_{DF}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} M_{\gamma_{r,d}}\left(\frac{g}{\sin^2 \theta}\right) d\theta \quad (21)$$

$$p_r(\gamma_{AF}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} M_{\gamma_R}\left(\frac{g}{\sin^2 \theta}\right) d\theta \quad (22)$$

其中, $\gamma_R = \gamma_{sr,i} \gamma_{r,d} / (\gamma_{sr,i} + \gamma_{r,d} + 1)$ 。因此, 基于 HDAF 中继策略系统平均误码率的表达式为:

$$p_{HDAF} = e^{-T/P_0 H_{sr,i}^2} \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} M_{\gamma_{r,d}}\left(\frac{g}{\sin^2 \theta}\right) d\theta + (1 - e^{-T/P_0 H_{sr,i}^2}) \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} M_{\gamma_R}\left(\frac{g}{\sin^2 \theta}\right) d\theta \quad (23)$$

在高信噪比的条件下, γ_A, γ_R 的 MGF 可分别表示为^[16]:

$$M_{\gamma_A}(s) \approx (P_x H_A^2 s)^{-1} = \frac{1}{P_x H_A^2 s}, x=0, i \quad (24)$$

$$M_{\gamma_R}(s) \approx \frac{1}{s} \left(\frac{1}{P_0 H_{sr,i}^2} + \frac{1}{P_i H_{r,d}^2} \right) \quad (25)$$

将式 (24)、式 (25) 代入式 (23) 中, 得到系统平均误码率的近似表达式为:

$$p_{HDAF} \approx e^{-T/P_0 H_{sr,i}^2} \cdot \frac{1}{P_i g H_{r,d}^2} \alpha + (1 - e^{-T/P_0 H_{sr,i}^2}) \cdot \frac{1}{g} \left(\frac{1}{P_0 H_{sr,i}^2} + \frac{1}{P_i H_{r,d}^2} \right) \cdot \alpha \quad (26)$$

其中, α 的表达式为:

$$\alpha = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \sin^2 \theta d\theta = \frac{M-1}{2M} + \frac{\sin(2\pi/M)}{4\pi} \quad (27)$$

在高信噪比的情况下, 文献 [6] 中系统平均误码率 p_{AF} 可近似表示为:

$$p_{AF} \approx \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \frac{1}{g} \left(\frac{1}{P_0 H_{sr,i}^2} + \frac{1}{P_i H_{r,d}^2} \right) \cdot \sin^2 \theta d\theta = \frac{1}{g} \left(\frac{1}{P_0 H_{sr,i}^2} + \frac{1}{P_i H_{r,d}^2} \right) \cdot \alpha \quad (28)$$

将本文方案的系统误码率近似表达式与文献 [6] 方案的系统误码率近似表达式进行比较, 容易得出 $p_{HDAF} < p_{AF}$ 。从而在理论上验证了本文中继选择方案的误码率性能优于文献 [6] 方案。

4 仿真结果与分析

本节利用 Matlab 对系统的误码率和网络寿命 2 个方面进行数值仿真分析, 进而对基于 HDAF 的最优中继选择方案进行性能评估。

在仿真中, 假设系统采用 BPSK 调制, 每次传输的信号长度为 10^5 个符号, 源节点和中继节点发送功率满足 $P_0 = P_i = P/2$, 中继节点译码成功的信噪比门限 $T = 4$ 。中继节点的总能量为 10 J, 剩余能量在 (0 J, 10 J) 随机分配。

图 2 给出了不同中继选择方案的误符号率的对比。图 2 中横坐标表示系统当前信噪比 SNR, $SNR = P/N_0$, N_0 表示信道噪声的方差, 本文假设 $N_0 = 1$, 纵坐标表示误符号率, 即误码率。

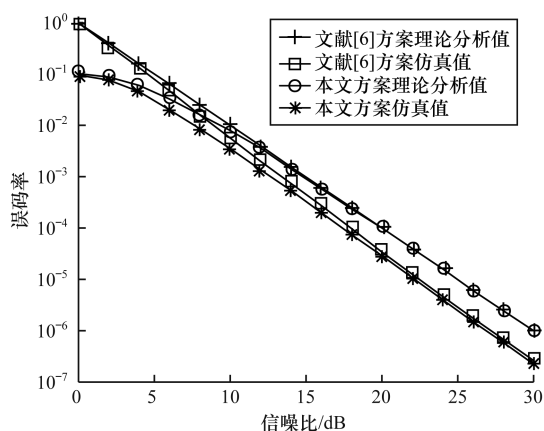


图2 不同中继选择方案的误码率

从图2可以看出,一方面,当信道质量较差时,本文方案的理论值与仿真值稍有偏差,主要原因是误码率近似表达式是在高信噪比的条件下近似简化得出的,对于低信噪比的情况会有偏差。随着信噪比的增加,本文方案误码率仿真值与理论值基本吻合,从而验证了理论分析的正确性。另一方面,本文方案的误码率总体低于文献[6]方案。对于低信噪比的情况,本文方案和文献[6]方案误码率曲线几乎重合,主要原因是当接收信噪比较低时,最优中继采用AF中继策略的概率比较大,而采用DF中继策略的概率很小,与文献[6]的中继选择和传输过程相近,因此系统误码率几乎相等。随着信噪比的增加,本文方案误码率低于文献[6]方案,主要原因是在高信噪比的情况下,最优中继采用DF中继策略的概率变大,而采用AF中继策略的概率变小。当采用AF中继策略转发数据时会存在噪声放大问题,这会导致误码率比较高,而在本文方案中采用DF中继策略的可能性比较大,DF中继策略可以避免噪声放大问题,使误码率降低,因此本文方案的误码率低于文献[6]方案。当误码率为 10^{-5} 时,与文献[6]方案相比,本文方案可获得3 dB的信噪比增益。

图3给出了不同中继选择方案的网络寿命的对比。图3中横坐标表示目的节点的接收信噪比门限 γ_{th} ,纵坐标表示网络寿命。

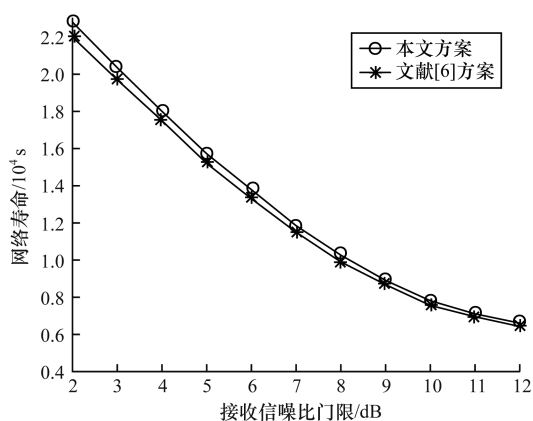


图3 不同中继选择方案的网络寿命

从图3可以看出,本文方案的网络寿命性能优于文献[6]方案,其主要原因是为了使网络不中断,DF中继策略下中继节点所需发射功率小于AF中继策略下所需的发射功率。由于中继节点的电池总能量一定,中继节点每次转发数据的发射功率相同且每次转发持续一个时间单位,因此在达到网络中断的条件之前,和AF中继策略相比,DF中继策略下中继节点可使用的总能量更大,能够转发数据的次数就更多,即网络寿命更长。因此,本文方案的网络寿命性能优于文献[6]方案。

5 结束语

本文基于HDAF中继策略提出联合接收信噪比和网络寿命的最优中继选择方案。通过构造中继选择的联合优化函数,合理选择最优中继。实验结果表明,当信噪比较高时,误码率仿真值与理论值基本吻合,验证了理论分析的正确性。当误码率为 10^{-5} 时,与文献[6]方案相比,本文方案可获得3 dB的信噪比增益,误码率总体低于文献[6]方案。本文方案在文献[6]方案的基础上将AF中继策略优化为HDAF中继策略,优化结果说明了网络寿命性能优于文献[6]方案。然而,本文的研究仍存在一些可以改进的地方,如本文所提最优中继选择采用平均功率分配的方案,这并非是一种最优的功率分配策略,原因有以下2个方面:中继节点的发射功率可由各自的信道状况来决定;采用不同的中继策略,所消耗的能量也不相同。因此,需要进行最优功率分配,降低系统所耗费资源,下一步将对上述问题进行研究。

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, 50(12): 3062-3080.
- [2] 卞立安, 韩昌彩, 李媛. 基于中继位置的自适应中继选择方案[J]. 计算机工程, 2013, 39(7): 106-109.
- [3] JING Y, JAFARKHANI H. Single and Multiple Relay Selection Schemes and Their Achievable Diversity Orders [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(3): 1414-1423.
- [4] 江若宜, 季薇, 郑宝玉. 无线传感器网络中协作通信的能耗优化方法研究[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(6): 1475-1479.
- [5] HUANG W J, HONG Y W P, KUO C C J. Lifetime Maximization for Amplify-and-forward Cooperative Networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(5): 1800-1805.
- [6] 孙文胜, 袁明鸽, 王英智. 基于接收信噪比和网络寿命的最优中继选择[J]. 电信科学, 2012, 28(7): 75-79.
- [7] 肖海林, 王丽元, 闫坤, 等. 基于最优中继集合选择的HDAF算法[J]. 系统工程与电子技术, 2015, 37(2): 400-405.

(下转第89页)

3 结束语

当前无线传感器网络信源精确定位算法难以同时进行时延估计与角度估计,无法将噪声子空间与信号子空间进行分割,且需要构建复杂接收结构。为此,本文提出一种基于正交复用循环机制的WSN信源精确定位算法。采取频率域信号解析与构建的方式,进行噪声与信号分割,提高信源精确定位精度;运用正交复用循环方式,引入特征值分解及时延积分的方式,同时进行时延估计与角度估计的集合获取,改善了估计的效率与质量。仿真实验结果表明,本文算法与当前常用算法相比,无论是定位精度还是位置拟合程度,均具有明显的优势。下一步将从时延积分与角度积分出发,通过构建最佳积分曲线的方式,解决本文WSN信源精确定位算法难以运用于移动物联网的难题,进一步增强算法的适用场景。

参考文献

- [1] 黄敏,李兵兵,孙茹钦. 时变信道下一种低计算复杂度的信道估计算法[J]. 华南理工大学学报(自然科学版),2014,42(9):76-81.
- [2] 戚业龙,杨育红,朱义君. 无循环前缀单载波频域均衡及信道估计算法[J]. 计算机工程与应用,2014,22(7):111-114.
- [3] SOHN J, SUNG W. A statistical WSN Model-based Voice Activity Detection[J]. IEEE Signal Processing Letters,2011,6(1):1-3.
- [4] QIN H H, WEN D W. Tikhonov Type Regularization Method for the Cauchy Problem of the Modified Helmholtz Equation[J]. Application of Math & Computer,2012,45(29):617-628.
- [5] JAMAL N A, AHMED E K. Routing Techniques in Wireless Sensor Networks: A Survey[J]. IEEE Wireless Communications,2014,11(6):87-89.
- [6] 李娟,刘禹. 基于双通信半径的传感器网络 DV-Hop 定位算法[J]. 吉林大学学报(工学版),2014,44(2):502-507.
- [7] 冯文江,廖万丽,张福金. 异构多认知无线网络共存场景下的网络识别算法[J]. 上海交通大学学报,2015,49(10):1578-1584.
- [8] WANG L, GENG X. A Community-driven Hierarchical Message Transmission Scheme in Opportunistic Networks[J]. Smart Computing Review,2011,1(1):85-94.
- [9] WANG D, ZHANG Q, LIU J C. Partial Network Coding: Theory and Application for Continuous Sensor Data Collection[C]//Proceedings of the 14th IEEE International Workshop on Quality of Service. Washington D C, USA: IEEE Press,2006:93-101.
- [10] 庄陵. 超宽带无线通信信号 PSD 研究及脉冲波形设计[D]. 重庆:重庆大学,2009.
- [11] CHEN D, LI V. Identifying Influential Nodes in Complex Networks[J]. Physical A: Statistical Mechanics and Its Applications,2011,391(4):1777-1787.
- [12] ZHOU C, HE J W. A Robust Active Queue Management Scheme for Network Congestion Control[J]. Computers and Electrical Engineering,2013,39(1):285-293.
- [13] 李黎明. 代数系统和复数理论的形式化及 DS 编码器的验证应用[J]. 首都师范大学学报,2012,33(4):189-197.
- [14] CAI Y M, KANG G C. Novel Cooperative Transmission Scheme Based on Code Superposition in WSN[J]. People's Liberation Army and University of Technology,2011,12(5):50-54.
- [15] YU C L, GUO W Z. A New Clustering Algorithm Using Adaptive Discrete Particle Swarm Optimization in Wireless Sensor Network[J]. Journal of Donghua University(English Edition),2012,29(1):19-22.
- [8] DUONG T Q, ZEPERNICK H J. On the Performance Gain of Hybrid Decode-amplify-forward Cooperative Communications[J]. Eurasip Journal on Wireless Communications & Networking,2009(1):53-56.
- [9] 惠隼,张瑶,李琦. 基于部分信道信息的中继选择与功率分配算法[J]. 计算机工程,2014,40(10):109-113.
- [10] XIAO H, OUYANG S. Power Allocation for a Hybrid Decode-amplify-forward Cooperative Communication System with Two Source-destination Pairs Under Outage Probability Constraint[J]. IEEE Systems Journal,2015,9(3):797-804.
- [11] 赵知劲,杨进丽,王海泉. 中继未知任何信道信息条件下中继选择的研究[J]. 信号处理,2011,27(3):468-474.
- [12] CHEN H, LIU J, ZHAI C, et al. Performance Analysis of SNR-based Hybrid Decode-amplify-forward Cooperative Diversity Networks over Rayleigh Fading Channels[C]//Proceedings of 2010 IEEE Wireless Communication and Networking Conference. Washington D. C., USA: IEEE Press,2010:1-6.
- [13] HAJIAGHAVI M, DONG M, LIANG B. Maximizing Lifetime in Relay Cooperation Through Energy-aware Power Allocation[J]. IEEE Transactions on Signal Processing,2010,58(8):4354-4366.
- [14] BLETSAS A, SHIN H, WIN M Z. Cooperative Communications with Outage-optimal Opportunistic Relaying[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications,2008,7(9):3450-3460.
- [15] GURRALA K K, DAS S. Minimized SER Based Power Allocation for Multi HDAF Relay Cooperative Network Using Differential Evolution Algorithm[C]//Proceedings of 2014 Annual IEEE INDICON'14. Washington D. C., USA: IEEE Press,2014:1-6.
- [16] LI G, ZHANG Y, KANG W. SER Analysis and Power Allocation for Hybrid Cooperative Transmission System[J]. Journal of Systems Engineering and Electronics,2012,23(5):661-670.

编辑 索书志

编辑 索书志

(上接第80页)