

高信噪比下 HDAF 协议中的最优功率分配的新方案

端木春江 王振宇

(浙江师范大学数理与信息工程学院 杭州 321004)

摘要 混合译码放大转发(Hybrid Decode-Amplify-Forward, HDAF)协议与放大转发、译码转发协议相比,能在很大程度上提高系统的性能,成为近年来的研究热点。在此,研究了在混合译码放大转发协议下的最优功率分配问题。首先推导了高信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)下混合译码放大转发协议中的误符号率的近似和实用的表达式;然后通过建立数学模型,在满足总功率一定的情况下,以最小化系统的误符号率为目标,优化分配系统的总功率;最后在 Matlab 环境下验证推导结果并做了大量的仿真实验。实验结果表明,所推导的近似的误符号率的表达式与实际误符号率在稍高的信噪比下具有很好的吻合度。混合译码放大转发协议的最优功率分配因子不仅与源节点到中继节点、中继节点到目的节点的信道质量有关,而且与系统的总功率有关。研究发现,随着系统总功率的增大,最优功率分配因子将趋近于 $1/2$ 。

关键词 混合译码放大转发协议, 中继, 功率分配, 误符号率

中图分类号 TN925 **文献标识码** A **DOI** 10.11896/j.issn.1002-137X.2016.11.033

New Optimal Power Allocation Scheme in HDAF Protocol under High Signal to Noise Ratio Conditions

DUANMU Chun-jiang WANG Zhen-yu

(College of Mathematics, Physics and Information Engineering, Zhejiang Normal University, Zhejiang 321004, China)

Abstract The hybrid decode-amplify-forward(HDAF) protocol has recently been proposed in the literature. And it can remarkably outperforms the decode-and-forward and the amplify-and-forward protocol. In this paper, the optimal power allocation problem in hybrid decode-amplify-forward protocol was deeply studied. Firstly, practical formula for the symbol error rate in the hybrid decode-amplify-forward protocol is derived in the literature. Then, the mathematical model of the power allocation problem in the protocol is mathematically formulated, which minimizes the symbol error rate under the total power constraint. Finally, simulations using Matlab programs are designed to verify the proposed formulas and confirm the proposed approach to solve the problem. Numerical results demonstrate that the optimum power allocation factor in the HDAF protocol is not only related to the channel conditions of the source-to-relay channel and the relay-to-destination channel, but also related to the total power of system. It is also discovered in our research that with the sufficient increase of the allowed total power, the optimum power allocation factor will asymmetrically approximate $1/2$.

Keywords Hybrid decode-amplify-forward protocol, Relay, Power allocation, Symbol error rate

1 引言

协同通信是通过用户之间彼此共享天线形成虚拟 MIMO 的一种空间分集技术。它克服了无线网络因为设备体积和功耗的限制不能使用多天线技术的障碍。根据中继节点对信息的处理方式的不同,协同方式可分为放大转发(Amplify-and-Forward, AF)^[1]和译码转发(Decode-and-Forward, DF)^[2]。放大转发是指中继将接收的信号作简单的放大再转发给目的节点,它的优点是系统开销和复杂度小,但也放大了噪声,降低了系统性能。译码转发则是中继先将接收到的信号解码再重新编码后转发给目的节点。因此,译码转发的优点是消除了噪声信号对中继节点的影响,但如果中继节点不能正确解

码收到的信息,那么该中继节点就被闲置。文献[3]首先提出了将 AF 和 DF 两种转发方式合并的策略,并命名为混合解码放大转发(HDAF)方式。目前对 AF 方式下的功率分配和 DF 方式下的功率分配的研究较多^[4,5],而对 HDAF 方式下的功率分配的研究较少。文献[6]对混合中继系统的性能进行了详细的分析,提出当中继节点到目的节点间的信道质量比源节点到中继节点间的信道质量好时, HDAF 比 AD 和 DF 有更好的系统性能,但其并没有提出功率分配的方案。文献[7]证明了当中继节点到目的节点的信道好于源节点到中继节点的信道时, HDAF 协作是最好的协议。文献[8]对 HDAF 协议的多中继系统的性能进行了研究。文献[9]对 HDAF 协议的增量中继系统的性能进行了分析。文献[10]

到稿日期:2015-09-10 返修日期:2015-12-11 本文受第四代移动通信中的视频信息的优化传输技术的研究(Y1110510),浙江省自然科学基金(LY15F010007)资助。

端木春江(1974—),男,博士,副教授,主要研究方向为协同通信、移动通信, E-mail: c_duanmu@aliyun.com; 王振宇(1989—),男,硕士生,主要研究方向为协同通信, E-mail: 578381491@qq.com(通信作者)。

对 HDAF 协议中基于最小中断概率的功率分配进行了研究。文献[11]提出了 HDAF 协议在双中继模型下,基于最小中断概率的功率分配方案。目前,尚未提出在 HDAF 协议下,基于最小误符号率的最优功率分配方案。

基于此,本文提出了一种以最小误符号率(Symbol Error Rate, SER)为目标函数的功率分配方案。本文的主要创新在于:首先推导出 HDAF 协议下的最小误符号率的表达式,在基于最小误码率的基础上提出了一种最优功率分配方案;其次,比较了不同信道质量下的功率分配情况;最后,比较了在中继节点到目的节点的信道质量远好于源节点到中继节点的信道质量时,系统在 AF, DF 和 HDAF 下等功率分配和最优功率分配的性能的差别。

2 系统模型

半双工模式的三节点协同通信系统模型如图 1 所示,系统包括一个源节点 S、一个中继节点 R 和一个目的节点 D。协同通信过程分两个阶段完成,在两个阶段中,所有用户通过正交信道发送信息,正交信道可由 TDMA, FDMA, CDMA 方案得到。第一阶段,源节点发送信息到目的节点,同时中继节点也可以接收到源节点发送的信息。第二阶段,中继节点将接收到的信息进行相应的处理后转发给目的节点。

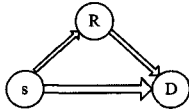


图 1 三节点协作通信系统模型

进一步地,第一阶段,源节点广播信息给目的节点和中继节点,设发送信号为 x ,发射功率为 P_1 ,目的节点和中继节点接收的信息 y_s 和 y_{sd} 为:

$$y_s = \sqrt{P_1} h_{ss} x + n_s \quad (1)$$

$$y_{sd} = \sqrt{P_1} h_{sd} x + n_{sd} \quad (2)$$

第二阶段,对于 AF 协作方式,中继节点将接收到的信息放大后转发给目的节点,设发射功率为 P_2 ,目的节点接收到的信息 y_{rd} 为:

$$y_{rd} = \beta h_{rd} y_s + n_{rd} \quad (3)$$

其中, β 为放大倍数,通常设定为 $\beta = \sqrt{P_2} / \sqrt{P_1 |h_{sr}|^2 + N_0}$ 。

对于 DF 协作方式,如果中继节点能够正确解码从源节点接收到的信息,则系统分配功率 P_2 给中继节点;若中继节点不能正确解码,则中继节点闲置,系统不分配功率给中继节点。此方式下,第二阶段目的节点接收到的信息 y_{rd} 为:

$$y_{rd} = \sqrt{P_2} h_{rd} x + n_{rd} \quad (4)$$

对于 HDAF 协议,中继节点首先尝试能否正确解码第一阶段接收到的信息,若能正确解码,则中继节点采用 DF 协议;若不能正确解码,则节点采用 AF 协议。以上 4 个公式中, h_{ss} , h_{sd} , h_{rd} 分别为源节点到中继节点、源节点到目的节点、中继节点到目的节点的信道衰落系数,分别服从均值为 0、方差为 σ_s^2 , σ_{sd}^2 , σ_r^2 的复高斯随机分布。 n_s , n_{sd} , n_{rd} 为加性白噪声随机变量,都服从均值为 0、方差为 N_0 的加性复高斯白噪声分布。

3 已有的误符号率分析方法

本节首先给出了 AF 协议和 DF 协议在三节点协同通信

系统中采用 M-PSK 调制时,系统的误符号率表达式,然后根据指数分布的矩生成函数(Moment Generating Function, MGF)推导出了在高信噪比情况下的 HDAF 协议下近似误符号率的表达式。

当中继采用 AF 协议时,目的节点将第一阶段源节点发送的信号和第二阶段中继节点发送的信号采用最大比合并(Maximal Ratio Combining, MRC)进行检测接收,目的节点处的接收信噪比 r_{AF} 为:

$$r_{AF} = r_1 + r_2 \quad (5)$$

其中, r_1 和 r_2 分别表示直传和转发路径上的接收信噪比。

根据式(1)~式(3)与放大倍数 β ,可得 r_1 和 r_2 分别为:

$$r_1 = \frac{P_1 |h_{ss}|^2}{N_0} \quad (6)$$

$$r_2 = \frac{\frac{P_1 |h_{ss}|^2}{N_0} \cdot \frac{P_2 |h_{rd}|^2}{N_0}}{\frac{P_1 |h_{ss}|^2}{N_0} + \frac{P_2 |h_{rd}|^2}{N_0} + 1} \quad (7)$$

当中继采用 DF 协议时,若中继节点能够正确解码第一阶段接收到的信号,则目的节点采用 MRC 的输出信噪比 r_{DF}^1 为:

$$r_{DF}^1 = \frac{P_1 |h_{sd}|^2}{N_0} + \frac{P_2 |h_{rd}|^2}{N_0} \quad (8)$$

若中继节点不能正确解码第一阶段接收到的信号,则目的节点处的输出信噪比 r_{DF}^2 为:

$$r_{DF}^2 = \frac{P_1 |h_{sd}|^2}{N_0} \quad (9)$$

采用 M-PSK 时,节点误符号率为 $P_C(r)^{[12]}$ 。

$$P_C(r) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \exp\left(-\frac{br}{\sin^2\theta}\right) d\theta \quad (10)$$

其中, r 为节点处的接收信噪比, $b = \sin^2(\pi/M)$ 。

将式(5)代入式(10),得 AF 协议下系统误符号率 $P_C(r_{AF})$ 为:

$$P_C(r_{AF}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \exp\left(-\frac{br_1}{\sin^2\theta}\right) \exp\left(-\frac{br_2}{\sin^2\theta}\right) d\theta \quad (11)$$

在高 SNR 情况下,AF 协议系统的近似误符号率的表达式为^[12]:

$$P_C(r_{AF}) \approx \frac{BN_0}{b^2} \frac{1}{P_1 \sigma_{sd}^2} \left(\frac{1}{P_1 \sigma_s^2} + \frac{1}{P_2 \sigma_{rd}^2} \right) \quad (12)$$

$$\text{其中, } B = \frac{3(M-1)}{8M} + \frac{\sin \frac{2\pi}{M}}{4\pi} - \frac{\sin \frac{4\pi}{M}}{32\pi}.$$

DF 协议下系统的误符号率 $P_C(r_{DF})$ 为:

$$P_C(r_{DF}) = P_C(r_s) P_C(r_{DF}^1) + (1 - P_C(r_s)) P_C(r_{DF}^2) \quad (13)$$

其中, $r_s = P_1 |h_{ss}|^2 / N_0$ 为中继节点处的输出信噪比。

在高信噪比情况下,系统采用 DF 的近似误符号率表达式为^[12]:

$$P_C(r_{DF}) \approx \frac{N_0^2}{b^2} \frac{1}{P_1 \sigma_{sd}^2} \left(\frac{A}{P_1 \sigma_s^2} + \frac{B}{P_2 \sigma_{rd}^2} \right) \quad (14)$$

$$\text{其中, } A = \frac{M-1}{2M} + \frac{\sin \frac{2\pi}{M}}{4\pi}.$$

4 本文推导的误符号率的表达式

在 HDAF 协议下,系统的误符号率可表示为:

$$P_{HDAF} = P_C(r_s) P_C(r_{AF}) + (1 - P_C(r_s)) P_C(r_{DF}^1) \quad (15)$$

将式(10)代入式(15),则式(15)中的 $P_C(r_s)$ 和 $P_C(r_{df})$ 为:

$$P_C(r_s) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \exp\left(-\frac{bP_1|h_s|^2}{N_0 \sin^2 \theta}\right) d\theta \quad (16)$$

$$P_C(r_{df}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \exp\left(-\frac{bP_1|h_{sd}|^2 + bP_2|h_{nd}|^2}{N_0 \sin^2 \theta}\right) d\theta \quad (17)$$

实时信噪比 r_s 和 r_{df} 均为服从指数分布的随机变量,因此根据指数分布的 MGF,式(16)和式(17)可以分别写为:

$$P_C(r_s) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(1 + \frac{bP_1\delta_s^2}{N_0 \sin^2 \theta}\right)^{-1} d\theta \quad (18)$$

$$P_C(r_{df}) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \left(1 + \frac{bP_1\delta_{sd}^2}{N_0 \sin^2 \theta}\right)^{-1} \left(1 + \frac{bP_2\delta_{nd}^2}{N_0 \sin^2 \theta}\right)^{-1} d\theta \quad (19)$$

高 SNR 情况下, $(1 + \frac{bP_i\delta_{ij}^2}{N_0 \sin^2 \theta}) \approx \frac{bP_i\delta_{ij}^2}{N_0 \sin^2 \theta}$, 其中, $P_i = P_1, P_2$; δ_{ij}^2 为对应的信道系数,因此式(18)和式(19)在高 SNR 下可近似表示为:

$$P_C(r_s) \approx \frac{AN_0}{bP_1\delta_s^2} \quad (20)$$

$$P_C(r_{df}) \approx \frac{BN_0^2}{b^2\delta_{sd}^2\delta_{nd}^2P_1P_2} \quad (21)$$

将式(12)、式(20)、式(21)代入式(15),化简后得高 SNR 下 HDAF 协议的近似误符号率为:

$$P_{HDAF} = \frac{m}{P_1^3\delta_s^2} + \frac{m}{P_1^2P_2\delta_{sd}^2} + \frac{n}{P_1P_2} \quad (22)$$

其中, $m = \frac{ABN_0^3}{b^3\delta_s^2\delta_{sd}^2}$, $n = \frac{BN_0^2}{b^2\delta_{sd}^2\delta_{nd}^2}$.

图 2 为式(22)的曲线仿真图,系统采用 QPSK 调制,噪声方差 $N_0=1$,信道系数 $\delta_s^2=\delta_{sd}^2=\delta_{nd}^2=1$,采用等功率分配。由图 2 可知,在信噪比大于 10dB 的情况下,本文所推导出的近似误符号率表达式的仿真曲线和实际的精确误符号率曲线基本重合,所以本文推导的近似误符号率表达式可以在高 SNR 下替代精确值来对系统进行功率分配。

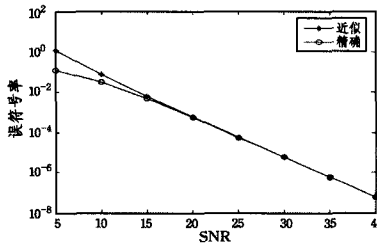


图 2 不同信噪比情况下的误符号率比较

5 HDAF 协议下的功率分配与数据仿真

假设系统总功率为 P ,则 HDAF 协议下的最优功率分配问题可以转化为如下优化问题:

$$P_{HDAF} = \frac{m}{P_1^3\delta_s^2} + \frac{m}{P_1^2P_2\delta_{sd}^2} + \frac{n}{P_1P_2} \quad (23)$$

$$\min(P_{HDAF}) \quad \text{s. t. } P_1 + P_2 = P \quad (24)$$

其中, P_1 和 P_2 分别为源节点和中继节点的发射功率。将 $P=P_1+P_2$ 代入式(23)得:

$$P_{HDAF} = \frac{n\delta_s^2\delta_{nd}^2\lambda P^{-2} + m(\delta_s^2 - \delta_{sd}^2)\lambda P^{-3} + mP^{-3}\delta_{nd}^2}{\lambda^{-3}(1-\lambda)\delta_{sd}^2\delta_{nd}^2} \quad (25)$$

其中, λ 为功率分配因子, $\lambda = P_1/P$ 。

在仿真实验中,采用了通常使用的 Q-PSK 调制,并假设噪声方差 $N_0=1$ 。图 3 为 $\delta_s^2=1, \delta_{nd}^2=1$ 时,总功率分别为 10dB, 20dB, 30dB 时的系统误符号率的情况,其中横坐标为功率分配因子,纵坐标为系统误符号率,在图 3(a)中 $\delta_{sd}^2=1$,图 3(b)中 $\delta_{sd}^2=10$ 。图 4 为 $\delta_s^2=10, \delta_{nd}^2=1$ 时,系统的误符号率的情况,图 4(a)中 $\delta_{sd}^2=1$,图 4(b)中 $\delta_{sd}^2=10$ 。图 5 为 $\delta_s^2=1, \delta_{nd}^2=10$ 时,系统的误符号率的情况,图 5(a)中 $\delta_{sd}^2=1$,图 5(b)中 $\delta_{sd}^2=10$ 。

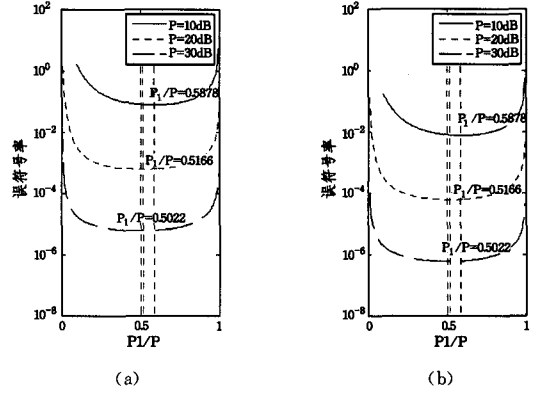


图 3 $\delta_s^2=1, \delta_{nd}^2=1$ 情况下 δ_{sd}^2 分别为 1 和 10 时不同功率分配因子下的误符号率比较

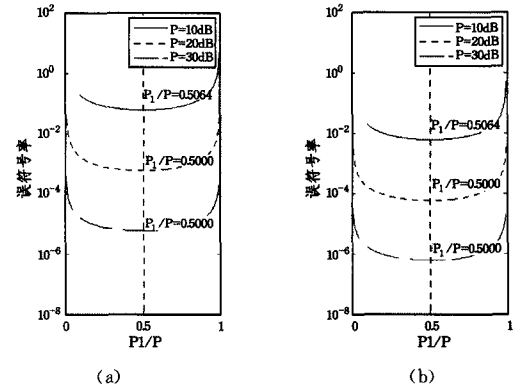


图 4 $\delta_s^2=10, \delta_{nd}^2=1$ 情况下 δ_{sd}^2 分别为 1 和 10 时不同功率因子下的误符号率比较

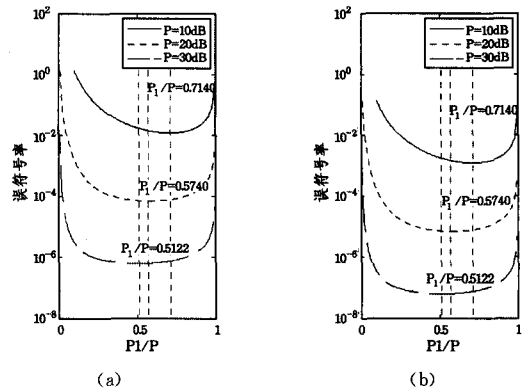


图 5 $\delta_s^2=1, \delta_{nd}^2=10$ 情况下 δ_{sd}^2 分别为 1 和 10 时不同功率分配因子下的误符号率比较

由图 3—图 5 可知, HDAF 协议下的最优功率分配方案不仅与信道增益有关,也与系统总功率有关,但与 δ_{sd}^2 无关。随着 δ_{sd}^2 的增加,系统的误符号率会有所下降,但最优功率分配因子不变。图 3 显示了在系统的总功率分别为 10dB,

20dB, 30dB 时, 最优功率分配因子分别为 0.5878, 0.5166, 0.5022。因此当 $\delta_s^2 = \delta_d^2$ 时, 采用最优功率分配方案时的系统的误符号率性能比采用等功率分配方案时有提高, 但不是很明显。当 $\delta_s^2 \gg \delta_d^2$ 时, 从图 4 中可以看出, 采用最优功率分配的方案与采用等功率分配的方案误符号率的性能几乎相等。当 $\delta_s^2 \ll \delta_d^2$ 时, 从图 5 可以看出, 采用最优功率分配方案的性能比采用等功率分配方案的性能有较大的提高。同时, 也可以看出, 不管哪种情况, 随着总功率的增大, 最优功率分配因子越来越小, 当 $P \rightarrow \infty$ 时, $P_1/P \rightarrow 1/2$, 最优功率分配方案转化为等功率分配方案。

图 6 为 $\delta_s^2 \ll \delta_d^2$ 时, 系统分别采用 DF, AF 和 HDAF 3 种协议的等功率分配方案和最优功率分配方案的误符号率性能的比较, 其中, DF 和 AF 是仿真文献[13, 14]中已有的结果, HDAF 协议下的性能是本文的仿真结果。由图 5 可知, 当 $\delta_s^2 \ll \delta_d^2$ 时, 系统采用 HDAF 协议的性能要好于 DF 或 AF 协议, 在高信噪比下, 所有协议均采用等功率分配方案, 大约可以节省 5dB 左右的总功率。而 HDAF 协议的最优功率分配方案的性能随着系统总功率的增加, 其性能越来越接近等功率分配方案的性能。当信噪比低于 30dB 时, 最优功率分配方案相比等功率分配方案可节省大约 1~2dB 的系统总功率。

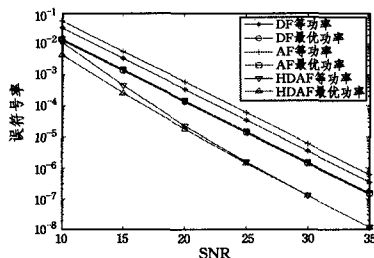


图 6 3 种协议的误符号率比较

结束语 本文研究了 HDAF 协议下, 基于最小误比特率的最优功率分配方案。其功率分配方案与 DF 和 AF 协议下有所不同。当已知信道统计特性时, DF, AF 协议的功率分配方案中的最优功率分配因子 P_1/P 的比值是固定不变的^[12]; 而 HDAF 不同, 其最优功率分配因子还与系统的总功率有关。当中继节点到目的节点的信道比源节点到中继节点信道差时, 最优功率分配方案的性能与等功率分配方案的性能几乎相等。只有当中继节点到目的节点的信道远好于源节点到中继节点信道时, 最优功率分配方案的性能比等功率分配方案的性能有较大的提高, 在这种情况下, 当系统总功率小于 30dB 时, 最优功率分配方案相比等功率分配方案可节省 1~2dB 的系统总功率; 当信噪比趋于无穷大时, 最优功率分配方案的性能与等功率分配方案的性能几乎相同。

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] Laneman J N, Wornell G W. Distributed space-time-coded proto-

cols for exploiting cooperative diversity in wireless networks [J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2003, 49(10): 2415-2425

[3] Xing kai B, Jing L. 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

[4] Mahinthan V, Lin C, Mark J W, et al. Partner Selection Based on Optimal Power Allocation in Cooperative-Diversity Systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2008, 57(1): 511-520

[5] Xiao Juan Z, Yi G. Adaptive power allocation for regenerative relaying with multiple antennas at the destination [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(6): 2789-2794

[6] Duong T, Zepernick H J. On the Performance Gain of Hybrid Decode-Amplify-Forward Cooperative Communications[J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2009, 2009(1): 53-56

[7] Su W, Xin L. On optimum selection relaying protocols in cooperative wireless networks[J]. IEEE Transactions on Communications, 2010, 58(1): 52-57

[8] Duong T Q, Zepernick H, et al. Hybrid Decode-Amplify-Forward Cooperative Communications with Multiple Relays[C]// 2009 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (2009 WCNC). 2009: 5-8

[9] Zhiqian B, Jianlan J, Cheng-Xiang W, et al. Performance Analysis of SNR-Based Incremental Hybrid Decode-Amplify-Forward Cooperative Relaying Protocol[J]. IEEE Transactions on Communications, 2015, 63(6): 2094-2106

[10] Xiao Hai-lin, Tan Lian, Ou Yang-shan, et al. The power allocation of Hybrid Decode-Amplify-Forward Cooperative Communication[J]. Systems Engineering and Electronic Technique, 2011(6): 1383-1386 (in Chinese)

肖海林, 覃莲, 欧阳缙, 等. 混合译码放大转发协同通信的功率分配[J]. 系统工程与电子技术, 2011(6): 1383-1386

[11] Wang Li-yuan, Tan Lian, Xiao Hai-lin, et al. Improvement project of double relay cooperative communication power allocation [J]. Telecommunication Engineering, 2014(2): 145-150 (in Chinese)

王丽元, 覃莲, 肖海林, 等. 双中继协作通信的功率分配改进方案[J]. 电讯技术, 2014(2): 145-150

[12] Ray Liu K J, Ahmed K S, Weifeng S. Cooperative Communications and Networking[M]. Cambridge, England: Cambridge University Press, 2009

[13] Su W, Sadek A K, Liu K J R, et al. SER performance analysis and optimum power allocation for decode-and-forward cooperation protocol in wireless networks[C]// 2005 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. 2005: 13-17

[14] Jing L, Jianhua G, Lijuan Q, et al. Cooperative transmit diversity in wireless networks: Performance analysis and optimum power allocation[C]// 2008 11th IEEE Singapore International Conference on Communication Systems (2008 ICCS). 2008: 19-21