

解码转发中继系统能效性能研究*

孙蕊 王涛 陈芳芳

(上海大学特种光纤与光接入网重点实验室 通信与信息工程学院 上海 200072)

摘要: 针对采用 MQAM 调制的半双工解码转发两跳中继通信链路,研究了在给定 BER 条件下,真实调制速率对系统能效性能的影响。首先从系统传输功耗出发,建立了传输信号所需发射功率的优化模型,据此推导出在给定 BER 约束下的最小发射功率。在能效问题中,设备本身的电路功耗已成为不可忽略的一部分,因此结合电路功耗给出系统能效表达式。基于凸优化理论,证明了能效性能是调制速率的拟凹函数,并分析了调制速率对能效性能的影响。理论分析和仿真结果表明:当调制速率增加时,系统能效先随之增加后又随之降低。另外,中继节点的位置也会对系统能效性能产生影响。

关键词: 能效;调制速率;解码转发;中继系统

中图分类号: TN925 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.5015

Research on energy efficiency for decode-and-forward relay systems

Sun Rui Wang Tao Chen Fangfang

(Key Laboratory of Speciality Fiber Optics and Optical Access Networks, School of Communication and Information Engineering, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

Abstract: In this paper, we investigate the effect of modulation rate on the energy efficiency (EE) of a two-hop communication system with the assistance of a half-duplex decode-and-forward (DF) relay, considering the given bit error rate (BER) and using MQAM modulation. First, we formulate the model of optimum transmission power, subject to the given BER. Then the minimized transmission power under the constraint of the given BER is obtained. For EE problem, the circuit power consumption of devices can not be ignored, so with the circuit power consumption considered, we derive and analyze the expression of EE based on the modulation rate. According to convex optimization theory, the fact that EE is a quasi-concave function of modulation rate has been proven. We find that when the modulation rate increases, the EE will first increase and then decrease. Finally, the theoretical analysis is corroborated by simulation results. We also show that the location of relay node has effect on EE.

Keywords: energy efficiency; modulation rate; decode-and-forward; relaying systems

1 引言

随着无线通信技术的飞速发展,通信网与互联网日益融合,网络规模不断扩张,无线通信与环境的和谐也日益明显,降低通信行业的能耗引起了产业界和学术界的广泛关注。通信系统中,中继的引入可以扩大基站覆盖范围、消除覆盖盲点、提高系统性能;同时,中继可以将较长的通信距离分为较短的两段或多段距离进行逐段传输^[2-3],大大降低了传输功耗,因此中继传输系统具有天然的节能潜力。再之,中继可以应用于诸如无线传感网(WSN, wireless sensor network)、无线局域网(WLAN)等众多无线应用场

景^[1],而此类无线网络,终端节点大多由能量受限的电池供电,而且很多实际应用要求尽量降低电池更换或充电频率,因此必须在提供需求通信速率并保证误码率性能的前提下尽量提高无线通信系统的能量效率。

解码转发(DF)中继协议是现有中继协议中重要的一种。业内关于中继链路或系统能效方面的研究主要集中于AF/DF协议下单向和双向中继链路或系统的能效性能分析^[3-5],文献[6]分析了在功率约束下,采用DF协议的双向传输中继系统(DF-TWRT, two-way relay transmission)的能效性能。文献[7]研究了在目标BER的约束下,通过对

收稿日期:2015-04

* 基金项目:国家自然科学基金项目(61401266)、高等学校博士学科点专项科研基金新教师类资助课题(20133108120015)、上海市教育委员会科研创新项目(14ZZ096)、上海市科委国际合作项目(13510721100)、上海大学创新基金项目、上海高校特聘教授(东方学者)岗位计划

AF 和 DF 中继系统的发射功率进行分配,得出目的端的最小总发射功率,该文只对功率这一资源进行了优化分配,并未考虑系统能效。文献[8]是以传输时间为约束条件,建立考虑电路功耗的系统功耗模型,分析了 DF 中继系统的频谱效率和能量效率,本文并未考虑系统 BER 对能效性能的影响。

以上这些研究大多基于香农理论,采用香农速率对能效进行建模,并未考虑真实调制速率对系统能效性能的影响。同时目前已有的工作往往只考虑信号发射能耗,而忽略了电路自身的能耗。事实上,系统的总能耗来自于电路能耗和发射能耗。特别是文献[9]指出,真实系统中的电路功耗是传输速率的增函数,当传输速率很大时,电路能耗与发射能耗可以比拟。因此,为了在保证所需通信速率的条件下提高中继协作通信系统的能量效率,必须在综合考虑电路能耗和发射能耗的基础上对发射机和中继的发射功率进行优化分配。

本文结合系统的电路功耗,研究了在给定 BER 条件下,真实调制速率对系统能效性能的影响。从系统传输功耗出发,建立了传输信号所需发射功率的优化模型,据此推导出在给定 BER 约束下的最小发射功率;然后给出系统能效表达式。基于凸优化理论,分析了调制速率对能效性能的影响。研究表明,当调制速率增加,系统能效先增加后降低。因此,在实际系统设计中应折中考虑速率与能效这两种性能。

2 系统模型

如图 1 所示,本文考虑一个简单的两跳中继通信链路,源节点 S 在中继节点 R 的帮助下将信息发送给目的节点 D。假设所有节点都工作在半双工模式,且数据传输在两个连续时隙内完成,第一时隙,源节点 S 向中继节点 R 发射信号;第二时隙,中继节点 R 将收到的信号处理后转发给目的节点 D。假设链路 S-R 和 R-D 都是带宽为 B Hz 的平坦衰落信道,且信道增益为 h_{sr} 和 h_{rd} 。

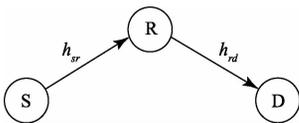


图 1 两跳中继通信链路

令 x_s 和 x_r 为源节点 S 和中继节点 R 发射的码元,且 $E[|x_s|^2] = 1, E[|x_r|^2] = 1$ 。 P_S 和 P_R 分别表示源节点 S 和中继节点 R 的发射功率; n_{sr} 和 n_{rd} 表示链路 S-R 和 R-D 上的方差为 σ^2 的加性高斯白噪声。两个时隙中,中继节点 R 和目的节点 D 接收到的信号分别为:

$$y_{sr} = \sqrt{P_S} h_{sr} x_s + n_{sr} \quad (1)$$

$$y_{rd} = \sqrt{P_R} h_{rd} x_r + n_{rd} \quad (2)$$

那么,链路 S-R 和 R-D 的信噪比(SNR)分别为:

$$\gamma_{sr} = \frac{P_S |h_{sr}|^2}{\sigma_n^2} \quad (3)$$

$$\gamma_{rd} = \frac{P_R |h_{rd}|^2}{\sigma_n^2} \quad (4)$$

对于图 1 所示的传输链路,由噪声等原因,链路 S-R 和 R-D 都会引入一定的错误率(BER),可分别表示为 P_b^{SR} 和 P_b^{RD} ,由此,整个链路的 BER P_b^{DF} 便可由下式近似表示^[6]:

$$P_b^{DF} = P_b^{SR}(1 - P_b^{RD}) + P_b^{RD}(1 - P_b^{SR}) = P_b^{SR} + P_b^{RD} - 2P_b^{SR}P_b^{RD} \approx P_b^{SR} + P_b^{RD} \quad (5)$$

由于 $P_b^{SR}P_b^{RD} \ll P_b^{SR} + P_b^{RD}$,故式(5)中 $2P_b^{SR}P_b^{RD}$ 项可以忽略,这样可以得到 P_b^{DF} 的一个简化的上界 $P_b^{SR} + P_b^{RD}$ 。对于高斯信道,采用 MQAM 传输方式时的 BER 可近似表示成:

$$P_b \approx \frac{2}{\theta} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{2^\theta}}\right) \cdot \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{a_2 \gamma}{2^{a_1 \theta} - a_1}} \right) \quad (6)$$

根据文献[10],式(6)可以进一步近似为如下等式:

$$P_b = a_1 \exp\left(\frac{-a_2 \gamma}{2^{a_1 \theta} - a_1}\right) \quad (7)$$

式中: $a_1 = 0.2, a_2 = 1.6, a_3 = a_1 = 1, \theta$ 是调制速率,即每符号携带的比特数。该式是一个经验公式,从文献[10]中可以看出式(7)的曲线可以完美地逼近式(6),因此可以用式(7)替代式(6)。这样,将式(3)、式(4)代入式(7)可以得到相应信道的 BER:

$$P_b^{SR} = a_1 \exp\left(\frac{-a_2 \frac{P_S |h_{sr}|^2}{\sigma_n^2}}{2^{a_1 \theta} - a_1}\right) \quad (8)$$

$$P_b^{RD} = a_1 \exp\left(\frac{-a_2 \frac{P_R |h_{rd}|^2}{\sigma_n^2}}{2^{a_1 \theta} - a_1}\right) \quad (9)$$

由(8)和(9),可以相应得出源节点和中继节点的传输功率

$$P_S = \frac{(a_1 - 2^{a_1 \theta}) \sigma_n^2}{a_2 |h_{sr}|^2} \cdot \ln\left(\frac{P_b^{SR}}{a_1}\right) \quad (10)$$

$$P_R = \frac{(a_1 - 2^{a_1 \theta}) \sigma_n^2}{a_2 |h_{rd}|^2} \cdot \ln\left(\frac{P_b^{RD}}{a_1}\right) \quad (11)$$

3 优化问题建模与理论分析

3.1 优化问题建模

首先,定义能量效率 η_{EE} ,即每焦耳能量所能传输的总比特数。

$$\eta_{EE} = \frac{R_{tot}}{P_{tot}} = \frac{\theta B}{\frac{P_T}{\xi + P_C}} \quad (12)$$

式中: $P_T = P_S + P_R$,定义为总发射功率; ξ 是源节点 S 和目的节点 R 的功放效率; P_C 是电路消耗的功率。由文献[8]知真实系统中的电路功耗与传输速率成线性关系,且是传输速率的增函数,故可将它建模为调制速率 θ 的线性函数,即 $P_C = \alpha + \beta B$ 。

由式(10)、(11)可以看出,为了最大化能效,可首先找

出满足 BER 约束的最小总发射功率 $P_{T,\min}$ 。由此,功率优化问题可描述成:

$$\begin{aligned} & \min P_T \\ & s. t. P_b^{SR} + P_b^{RD} \leq P_b^{or} \\ & P_s, P_r > 0 \end{aligned} \quad (13)$$

根据优化问题(13)的最优解必须满足 KKT 条件,结合式(10)和(11),推导出使得源和中继的发射功率最优的链路 S-R 和 R-D 的 BER 分别为:

$$P_b^{SR} = \frac{|h_{sr}|^2 P_b^{or}}{|h_{sr}|^2 + |h_{rd}|^2}, P_b^{RD} = \frac{|h_{rd}|^2 P_b^{or}}{|h_{sr}|^2 + |h_{rd}|^2} \quad (14)$$

具体推导过程参见附录 A,因此满足 BER 约束的最小总发射功率 $P_{T,\min}$ 是:

$$\eta_{EE} = \frac{R_{tot}(\theta)}{P_{tot}(\theta)} = \frac{\theta B}{\frac{(a_1 - 2^{a_1 \theta}) \sigma_n^2}{a_2 \cdot \xi} \cdot \left[\frac{\ln\left(\frac{|h_{sr}|^2 P_b^{or}}{a_1(|h_{sr}|^2 + |h_{rd}|^2)}\right)}{|h_{sr}|^2} + \frac{\ln\left(\frac{|h_{rd}|^2 P_b^{or}}{a_1(|h_{sr}|^2 + |h_{rd}|^2)}\right)}{|h_{rd}|^2} \right] + (\alpha + \beta B)} \quad (17)$$

3.2 理论分析

通过对能效函数(17)式的分析,可以得出如下结论。

3.2.1 结论 1: 能效函数 η_{EE} 是关于调制速率 θ 的严格拟凹函数。

证明:由文献[13]可知,如果 $C_\alpha = \{\theta | \eta_{EE} \geq \alpha\}$ 对任意实数值 α 都是严格凸集,那么对于满足 $\theta \geq 0$ 的能效函数 η_{EE} 则是严格拟凹的。

显然,对于 $\forall \theta > 0$,若 $\alpha \leq 0$,则 C_α 是严格凸集。相反,若 $\alpha > 0$,则可以先将集合 C_α 表示成

$C_\alpha = \{\theta | f(\alpha, \theta) = R(\theta) - \alpha P_{tot}(\theta) \geq 0\}$,因为 $R(\theta) = \theta B$ 和 θ 成线性关系, $R(\theta)$ 是 θ 的拟凹函数; $P_{tot}(\theta)$ 同样也是 θ 的拟凹函数,故 $f(\alpha, \theta)$ 是关于 θ 的严格拟凹函数。

假设 θ_1 和 θ_2 是 C_α 中任意两点,因为 $f(\alpha, \theta)$ 是关于 θ 的严格拟凹函数,所以对于 $\forall \theta \in (\theta_1, \theta_2)$, $f(\alpha, \theta) > \min\{f(\alpha, \theta_1), f(\alpha, \theta_2)\} \geq 0$ 成立,也即,对于 C_α 中任意两点间的任意 θ ,必在 C_α 的内部。因此, η_{EE} 是调制速率 θ 的严格拟凹函数。

3.2.2 结论 2: 由于能效函数 η_{EE} 是调制速率 θ 的严格拟凹函数,则如下性质成立^[12]:

- 1) 必定存在唯一 θ^* 使得 $\eta'_{EE}(\theta) = 0$ 成立^[12];
- 2) 对于 $\forall \theta \in (0, \theta^*]$,有 $\eta'_{EE}(\theta) > 0$,即 $\eta_{EE}(\theta)$ 是关于 θ 的严格增函数;
- 3) 对于 $\forall \theta \in [\theta^*, +\infty)$,有 $\eta'_{EE}(\theta) < 0$,即 $\eta_{EE}(\theta)$ 是关于 θ 的严格减函数。

证明:见附录 B

4 仿真结果

为了验证以上理论分析,这一部分将给出仿真结果。为了方便分析,将图 1 所示的中继传输方案简化为如上图所示的三点在同一直线上的两跳中继传输方案。设源节点 S 和目的节点 D 之间的距离为 $d_{sd} = 1000$ m,源节点 S

$$P_{T,\min} = \frac{(a_1 - 2^{a_1 \theta}) \sigma_n^2}{a_2} \cdot \left[\frac{\ln\left(\frac{|h_{sr}|^2 P_b^{or}}{a_1(|h_{sr}|^2 + |h_{rd}|^2)}\right)}{|h_{sr}|^2} + \frac{\ln\left(\frac{|h_{rd}|^2 P_b^{or}}{a_1(|h_{sr}|^2 + |h_{rd}|^2)}\right)}{|h_{rd}|^2} \right] \quad (15)$$

由上式可见, $P_{T,\min}$ 是调制速率 θ 的函数,且电路功率 P_C 也是调制速率 θ 的函数。故总功率可以表示为 θ 的函数 $P_{tot}(\theta)$:

$$P_{tot}(\theta) = \frac{P_{T,\min}(\theta)}{\xi} + P_C(\theta) \quad (16)$$

综上可得能效 η_{EE} 的最终表达式:

$$\eta_{EE} = \frac{R_{tot}(\theta)}{P_{tot}(\theta)} = \frac{\theta B}{\frac{(a_1 - 2^{a_1 \theta}) \sigma_n^2}{a_2 \cdot \xi} \cdot \left[\frac{\ln\left(\frac{|h_{sr}|^2 P_b^{or}}{a_1(|h_{sr}|^2 + |h_{rd}|^2)}\right)}{|h_{sr}|^2} + \frac{\ln\left(\frac{|h_{rd}|^2 P_b^{or}}{a_1(|h_{sr}|^2 + |h_{rd}|^2)}\right)}{|h_{rd}|^2} \right] + (\alpha + \beta B)}$$

和中继节点 R 之间的距离为 d_{sr} 。通过调整 d_{sr} ,即调整中继节点的位置,可以得到不同的 $P_{T,\min}(\theta)$ 曲线,以及不同的能效性能 $\eta_{EE}(\theta)$ 曲线。根据文献[11],其他系统参数设置为: $\eta = 0.4, B = 10$ kHz, $\sigma^2 = -140$ dBm/Hz。信道功率增益根据 $|h_{sr}|^2 = G_0 d_{sr}^{-4}, |h_{rd}|^2 = G_0 (d_{sd} - d_{sr})^{-4}$ 设置,其中, $G_0 = -70$ dB。

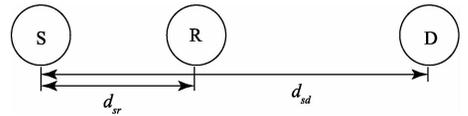


图 2 简化的两跳中继传输方案

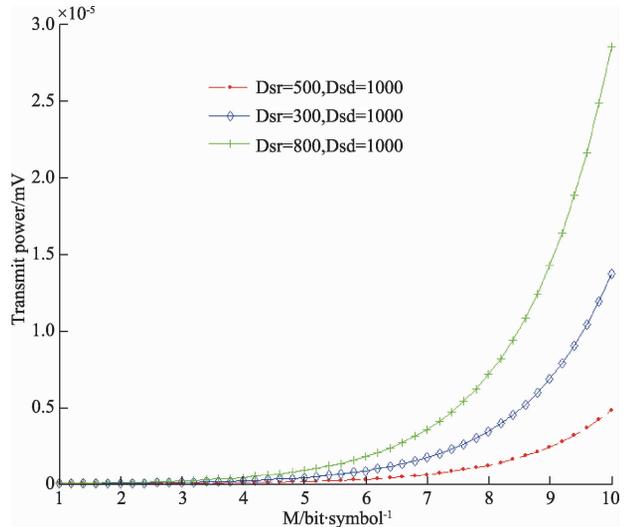


图 3 不同中继位置处最小传输功率与调制速率的关系

图 3 给出满足给定 BER 的最小传输功率 $P_{T,\min}(\theta)$ 关于调制速率 θ 的函数曲线。从图中可以看出,满足给定 BER 的最小传输功率 $P_{T,\min}(\theta)$ 随着调制速率 θ 的增加而

增大,即每符号携带的比特数越多,所需要的传输功率越大。对比图中曲线发现,当中继节点 R 位于源节点 S 和目的节点 D 中间时所需要的总发射功率远远小于中继节点 R 靠近其中一端的情况。另外,从图中也能直观地看出 $P_{T, \min}(\theta)$ 的拟凹性。

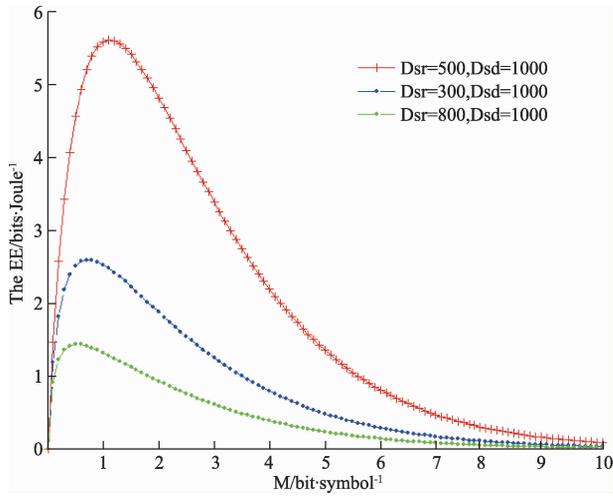


图 4 不同中继位置处系统能效性能与调制速率的关系

如图 4 所示,当调制速率增加时,能量效率先增加;但当调制速率增加到一定程度,能量效率持续下降。这个现象可以解释为:以高速率传输数据会消耗更多的能量,故能效性能不会持续增大,当速率高到一定程度,能效性能反而会变低。这意味着在实际应用中,应当考虑传输速率对能效性能的影响。另外,从图中依然可以看出,当中继节点 R 位于源节点 S 和目的节点 D 中间时,其能效性能要远好于中继节点 R 靠近源端(或目的端)的情况。因此,在实际设计通信网络时,为了获得更高的能效性能,应当尽可能地把中继节点设定在通信链路的中间位置。

5 结 论

本文研究了采用 MQAM 调制的解码转发中继,将信号从源端传输到目的端的场景,描述了系统的传输模型和信号模型,进而建立了传输信号所需发射功率的优化模型,其目标是在给定 BER 的约束下,最小化发射功率;由此结合电路功耗进一步给出了系统能效表达式。基于凸优化理论,分析了在给定 BER 条件下,真实调制速率对系统能效性能的影响。理论分析和仿真结果表明:当调制速率增加时,系统能效先增加后降低。同时也分析了中继节点的位置对系统能效性能的影响。

附 录

A、利用 KKT 条件求解功率优化问题

重写功率优化问题(10)如下:

$$\begin{aligned} \min P_T \\ \text{s. t. } P_b^{SR} + P_b^{RD} \leq P_b^{ar} \\ P_S, P_R > 0 \end{aligned} \quad (\text{A-1})$$

由 $P_T = P_S + P_R$ 及(10)和(11),则上述优化问题可改写为:

$$\begin{aligned} \min \frac{(a_4 - 2^{a_s \theta}) \sigma_n^2}{a_2 |h_{sr}|^2} \cdot \ln\left(\frac{P_b^{SR}}{a_1}\right) + \frac{(a_4 - 2^{a_d \theta}) \sigma_n^2}{a_2 |h_{rd}|^2} \cdot \ln\left(\frac{P_b^{RD}}{a_1}\right) \\ \text{s. t. } P_b^{SR} + P_b^{RD} \leq P_b^{ar} \\ P_S, P_R > 0. \end{aligned} \quad (\text{A-2})$$

利用 KKT 条件,引入拉格朗日乘子,令 $P_b^{SR} = x$, $P_b^{RD} = y$, $\frac{(a_4 - 2^{a_s \theta}) \sigma_n^2}{a_2 |h_{sr}|^2} = A$, $\frac{(a_4 - 2^{a_d \theta}) \sigma_n^2}{a_2 |h_{rd}|^2} = B$, 可以得出如下拉格朗日表达式:

$$\begin{aligned} L(x, y, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3) = A \ln\left(\frac{x}{a_1}\right) + B \ln\left(\frac{y}{a_1}\right) - \\ \lambda_1 (P_b^{ar} - x - y) - \lambda_2 A \ln\left(\frac{x}{a_1}\right) - \lambda_3 B \ln\left(\frac{y}{a_1}\right) \end{aligned} \quad (\text{A-3})$$

其极值条件可完整的表示为:

$$\begin{cases} A \frac{x}{a_1} + \lambda_1 - \lambda_2 A \frac{x}{a_1} = 0 \\ B \frac{y}{a_1} + \lambda_1 - \lambda_3 B \frac{y}{a_1} = 0 \\ \lambda_1 (P_b^{ar} - x - y) = 0 \\ \lambda_2 A \ln\left(\frac{x}{a_1}\right) = 0 \\ \lambda_3 B \ln\left(\frac{y}{a_1}\right) = 0 \\ \lambda_i \geq 0 \quad (i = 1, 2, 3) \end{cases} \quad (\text{A-4})$$

由(A-4)式中的 3、4、5、6 式得 $\lambda_2 = \lambda_3 = 0, P_b^{ar} - x - y = 0$, 综合以上条件可得

$$x = \frac{A}{A+B} P_b^{ar}, y = \frac{B}{A+B} P_b^{ar} \quad (\text{A-5})$$

即,

$$P_b^{SR} = \frac{|h_{sr}|^2 P_b^{ar}}{|h_{sr}|^2 + |h_{rd}|^2}, P_b^{RD} = \frac{|h_{rd}|^2 P_b^{ar}}{|h_{sr}|^2 + |h_{rd}|^2} \quad (\text{A-6})$$

B、证明结论二

由 $\eta_{EE}(\theta)$ 的严格拟凹性得,对于 $\forall \theta \in (\theta_1, \theta_2)$, 有 $\min\{\eta_{EE}(\theta_1), \eta_{EE}(\theta_2)\} < \eta_{EE}(\theta)$ ^[10]。假设存在 θ_1 和 θ_2 满足 $\theta_1 < \theta_2$ 和 $\eta_{EE}(\theta_1) = \eta_{EE}(\theta_2) = \eta^*$, 从而对 $\forall \theta \in (\theta_1, \theta_2)$, $\eta^* = \min\{\eta_{EE}(\theta_1), \eta_{EE}(\theta_2)\} < \eta_{EE}(\theta)$ 成立, 但该结论与 $\eta^* \geq \eta_{EE}(\theta)$ 相反。因此, 存在唯一 θ^* 。另外, 由文献[10]知, 对于 $\forall \theta \geq 0, \theta^*$ 必须满足 $\eta'_{EE}(\theta^*)(\theta - \theta^*) \geq 0$ 。因此, $\eta'_{EE}(\theta^*) = 0$ 成立, 结论(1)得证。

对于任意 θ_1, θ_2 满足 $0 < \theta_1 < \theta_2 \leq \theta^*$, 则 $\eta_{EE}(\theta_1) = \max\{\eta_{EE}(\theta_1), \eta_{EE}(\theta^*)\} < \eta_{EE}(\theta_2)$ 成立。这表示在 $\theta \in (0, \theta^*)$, $\eta_{EE}(\theta)$ 是严格递增函数。因此, 对于 $\forall \theta \in (0, \theta^*]$, $\eta'_{EE}(\theta) > 0$ 成立。

同样地, 对于 $\forall \theta_1, \theta_2$ 满足 $\theta_1 > \theta_2 \geq \theta^*$, 则 $\eta_{EE}(\theta_1) =$

$\max\{\eta_{EE}(\theta_1), \eta_{EE}(\theta^*)\} < \eta_{EE}(\theta_2)$ 成立。这表示在 $\theta \in (\theta^*, +\infty)$, $\eta_{EE}(\theta)$ 是严格递减函数。因此, 对于 $\forall \theta \in (\theta^*, +\infty)$ $\eta'_{EE}(\theta) < 0$ 成立。

参考文献

- [1] WANG SH Q, NIE J N. Energy efficiency optimization of cooperative communication in wireless sensor networks [J]. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2010, 4(2):50-50.
- [2] LI G Y, XU Z, XIONG C. Energy-efficient wireless communications: tutorial, survey, and open issues [J]. Wireless Communications, IEEE, 2011, 18: 28-35.
- [3] SUN C, YANG C. Energy efficiency comparison among direct, one-way and two-way relay transmission [C]//2012 IEEE International Conference on Communications (ICC). IEEE, 2012: 4288-4293.
- [4] WANG T. Comparison of the energy efficiency for decode-and-forward and amplify-and-forward two-way relaying [C]//2013 5th IEEE International Conference on Broadband Network & Multimedia Technology (IC-BNMT). IEEE, 2013: 232-236.
- [5] 徐莉. 放大转发双向中继网络的总速率最大化[J]. 电子测量技术, 2012, 35(2):135-137.
- [6] YU H, LI Y, ZHONG X, et al. The analysis of the energy efficiency for the decode-and-forward two-way relay networks [C]//Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2013 IEEE, 2013: 2823-2827.
- [7] WU M, WÜBBEN D, DEKORSY A. BER-based power allocation for amplify-and-forward and decode-and-forward relaying systems [C]//2011 International ITG Workshop on Smart Antennas (WSA). IEEE, 2011: 1-8.

- [8] CHINAEI M H, OMIDI M J, KAZEMI J. Circuit power considered energy efficiency in Decode-and-Forward relaying [J]. 2013 21st Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), 2013:1-5.
- [9] ISHEDEN C, FETTWEIS G P. Energy-efficient multi-carrier link adaptation with sum rate-dependent circuit power [C]//Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2010), 2010 IEEE. IEEE, 2010: 1-6.
- [10] CHUNG S T, GOLDSMITH A J. Degrees of freedom in adaptive modulation: a unified view [J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(9): 1561-1571.
- [11] WANG T, VANDENDORPE L. On the optimum energy efficiency for flat-fading channels with rate-dependent circuit power [J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(12): 4910-4921.
- [12] CUI S, GOLDSMITH A J, BAHAI A. Energy-constrained modulation optimization [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(5): 2349-2360.
- [13] BOYD S, VANDENBERGHE L. Convex optimization [M]. Cambridge university press, 2004.

作者简介

孙蕊(通讯作者), 硕士, 研究方向针对基于解码转发协议的中继链路, 研究其能效性能等。

E-mail: 13720880@shu.edu.cn

王涛, 1980年出生, 教授, 博士生导师, 博士, 研究方向绿色高效无线通信网络(OFDMA、UWB)优化设计等。

E-mail: twang@shu.edu.cn

陈芳芳, 1991年出生, 硕士, 研究方向针对基于放大转发和解码转发协议的中继链路, 研究其能效性能等。

E-mail: cffshdx@163.com