

放大转发协作中继链路的能效性能研究*

陈芳芳 王涛

(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: 针对采用放大转发和 MQAM 调制的源-中继-终端的通信链路,研究了在保证终端解调误码率低于给定值的条件下,调制速率对能量效率(EE)的影响以及各个系统参数对最优能量效率的影响。推导了射频电路消耗的最小功率,进而在同时考虑电路功耗和解调能耗时得到了能效性能的函数表达式。通过数学理论分析证明能效性能是调制速率的拟凹函数,并且当调制速率增大时,能效先递增再递减。当误码率增大时,最优能效严格递增,最优调制速率严格递减。当电路功耗递增时,最优能效严格递减,最优调制速率严格递增。当接收机 ML 解调初始能耗递增时,最优能效严格递减;最优调制速率严格递增。

关键词: 能量效率;调制速率;放大转发;系统参数

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 of amplify-and-forward relay transmission links

Chen Fangfang Wang Tao

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

Abstract: The influence of modulation rate on energy efficiency (EE) and the various system parameters on the optimal EE for a source-relay-terminal communication link using amplify-and-forward (AF) protocol and MQAM are studied when bit error rate (BER) is prescribed. First, the transmission power consumption is calculated, then the total power consumption can be obtained when circuit power consumption and demodulation energy consumption are taken into account. Finally, the expression of EE is derived and the influence of modulation rate on EE is studied. Through simulation results we find that when the modulation rate increases, the energy efficiency first increases and then decreases. When the error rate increases, the optimal EE strictly increases, the optimal modulation rate strictly decreases. When increasing the circuit power consumption, the optimal EE strictly decreasing and the optimal modulation rate strictly increasing. When the initial energy consumption increasing with ML demodulation receiver, the optimal EE strictly decreasing and the optimal modulation rate strictly increasing.

Keywords: energy efficiency; modulation rate; amplify and forward; system parameters

1 引言

在无线通信系统中,传输信息时必定受到多径衰落,阴影衰落,路径损耗等的影响,而多天线通信技术是对抗信道衰落的主要技术之^[1]。然而,在实际应用中,在收发端安装多根天线来提高系统性能是不现实的。为了解决该问题,中继协作通信应运而生。其核心思想是在发射端和接收端之间部署中继并采用中继协议包括放大转发和解码转发广

播信号^[2-4]。

随着无线通信技术的迅速发展,以提高能量效率为目标的无线通信系统设计正在引起学术界和工业界的广泛关注,高效通信变得越来越重要^[5]。通信系统的能量效率被定义为系统消耗单位能量能够传输的数据比特数。这种趋势不仅是出于降低通信产业碳排放量的迫切需求,更因为大量移动设备都是靠有限能量的电池供电,因此必须在满足用户需求情况下提高无线通信的能量效率。在实际系

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

统中,不仅要考虑信号发射功耗,而且要考虑功率放大器以及通信链路所消耗的电路功耗。尤其如文献[6]指出,真实系统中电路功耗是传输速率的增函数,传输速率很大时,电路功耗不可忽略。

论文针对采用放大转发源-中继-终端的通信链路,研究了在保证终端误码率低于给定值的条件下,调制速率对能效的影响以及系统参数对最优能效的影响。相对于早期工作,文中的创新特色在于不仅考虑了射频电路消耗功率,同时考虑了电路消耗功率。

2 AF 中继链路的数据传输信号模型

图1展示了本文研究的三节点中继传输链路。该链路采用AF协议,使用两个等时隙传输数据。在第一个时隙内,源节点发射数据符号而中继节点接收该符号。在中继端接收到的基带信号可以表示为:

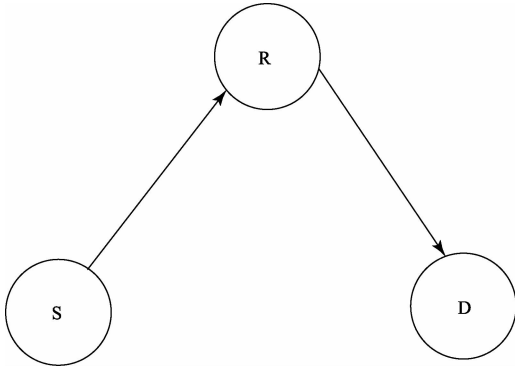


图1 三点中继模型

$$y_r = \sqrt{P_s} h_{sr} x_s + n_{sr} \quad (1)$$

式中: x_s 表示源节点发送的功率归一化的携带数据比特的符号, P_s 代表源节点S发射符号的平均功率, h_{sr} 代表源节点和中继节点间的信道增益, n_{sr} 代表中继端接收的加性高斯白噪声,其功率谱密度为 N_0 。

在第二个时隙内,中继节点放大并转发接收到的符号。中继节点发射的基带符号如下所示:

$$x_r = a y_r \quad (2)$$

式中: a 是放大系数。假设中继发射信号的平均功率是 P_r , 那么放大系数可以表示为:

$$a = \sqrt{\frac{P_r}{P_s |h_{sr}|^2 + N_0}} \quad (3)$$

终端接收到的信号为:

$$y_{rd} = h_{rd} x_r + n_{rd} = \sqrt{P_s} a h_{sr} h_{rd} x_s + a h_{rd} n_{sr} + n_{rd} \quad (4)$$

式中: h_{rd} 代表中继和目的节点间的信道增益, n_{rd} 代表终端功率谱密度为 N_0 的加性高斯白噪声。根据(4)可以推导出终端接收信号的信噪比为:

$$\gamma(P_s, P_r) = \frac{P_s g_{sr} P_r g_{rd}}{P_s g_{sr} + P_r g_{rd} + 1} \quad (5)$$

$$\text{式中: } g_{sr} = \frac{|h_{sr}|^2}{N_0 B}, g_{rd} = \frac{|h_{rd}|^2}{N_0 B}。$$

本文考虑的传输链路采用M-QAM调制,调制速率为 θ (即每符号携带 θ 个数据比特),则终端解调的误码率为^[7]:

$$p_e = c_1 \exp\left(\frac{-c_2 \gamma}{2^{c_3 \theta} - c_4}\right) \quad (6)$$

式中: $c_1 = 0.2, c_2 = 1.6, c_3 = 1, c_4 = 1$ 。为了保证终端的解调误码率低于 p_e^{tar} , 终端接收的信噪比必须高于 $\gamma^{tar}(\theta)$, 其可以根据公式(6)推导为:

$$\gamma^{tar}(\theta) = \frac{2^{c_3 \theta} - c_4}{c_2} \ln \frac{c_1}{p_e^{tar}} \quad (7)$$

3 链路能效性能建模

本节将推导在保证终端解调误码率低于 p_e^{tar} 时的链路能效性能函数 $\eta(\theta)$, 其可以定义为链路消耗每焦耳能量所能传输的数据比特数:

$$\eta(\theta) = \frac{\theta}{\frac{[P_{cir}(\theta) + P_{RF}(\theta)] T_s + E_{dec}(\theta)}{\theta B}} = \frac{\theta B}{P_{cir}(\theta) + P_{RF}(\theta) + B E_{dec}(\theta)}$$

式中: B 代表信道带宽, $T_s = 1/B$ 代表每符号的传输时间, $P_{cir}(\theta)$ 代表源和中继的电路总功率, $P_{RF}(\theta)$ 代表在不考虑射频端天线情况下,保证终端的解调误码率低于 p_e^{tar} 时源和中继的射频电路需要消耗的最小总功率, $E_{dec}(\theta)$ 是解调单个符号时需要消耗的能量。

电路功耗包括信号处理和电路模块消耗部分,如模数转换器,数模转换器,频率综合器,混频器,滤波器以及功放^[8]等。根据文献[9]可知,电路总功率消耗可以分成静态部分以及和传输速率相关的动态部分,即:

$$P_{cir}(\theta) = \alpha + \beta B \quad (8)$$

式中: α 和 β 是与具体实现电路有关的固定参数。

第一时隙的电路功耗为: $P_{cir,1} = 2P_{cir}(\theta)$, 第二时隙的电路功耗为 $P_{cir,2} = 2P_{cir}(\theta)$ 。

总的电路功耗为:

$$P_{cir}(\theta) = 4P_{cir}(\theta) = 4(\alpha + \beta B) \quad (9)$$

射频电路的总功率消耗可以表示为 $\frac{P_s + P_r}{\epsilon}$, 其中 ϵ 代表功率放大器的效率。因此, $P_{RF}(\theta)$ 可以表示为当满足 $\gamma(P_s, P_r) \geq \gamma^{tar}(\theta)$ 时 $\frac{P_s + P_r}{\epsilon}$ 的最小值,即:

$$P_{RF}(\theta) = \min_{P_s, P_r} \frac{P_s + P_r}{\epsilon}$$

s. t. $\gamma(P_s, P_r) \geq \gamma^{tar}(\theta)$

附录A根据优化问题(11)的最优解必须满足的KKT条件,推导出源和中继的最优发射功率分别为:

$$P_{s,opt} = \frac{\gamma^{tar}}{g_{sr}} + \sqrt{\frac{\gamma^{tar}(\gamma^{tar} + 1)}{g_{sr} g_{rd}}}$$

$$P_{r,opt} = \frac{\gamma^{ar}}{g_{rd}} + \sqrt{\frac{\gamma^{ar}(\gamma^{ar} + 1)}{g_{sr}g_{rd}}}$$

相应地,

$$P_{RF}(\theta) = \left[\left(\frac{1}{g_{sr}} + \frac{1}{g_{rd}} \right) \gamma^{ar} + 2 \sqrt{\frac{\gamma^{ar}(\gamma^{ar} + 1)}{g_{sr}g_{rd}}} \right] \frac{1}{\epsilon} \quad (10)$$

由于在实际应用中, $p_e^{ar} \ll 1$, 根据(7) $\gamma^{ar}(\theta) \gg 1$,

$P_{RF}(\theta)$ 可以化简为:

$$P_{RF}(\theta) = \left(\frac{1}{\sqrt{g_{sr}}} + \frac{1}{\sqrt{g_{rd}}} \right)^2 \gamma^{ar} \frac{1}{\epsilon} \quad (11)$$

解调单个符号的能量消耗为:

$$E_{dec}(\theta) = E_0 2^\theta \quad (12)$$

式中: E_0 是接收机最大似然解调时每次计算欧氏距离时的固定能耗。

将公式(9)、(11)和(12)代入可得到能量效率的最终表达式:

$$\eta(\theta) = \frac{R}{P(\theta)} = \frac{\theta B}{g_t^2 \gamma^{ar}(\theta) \frac{1}{\epsilon} + 4(\alpha + \beta B) + BE_0 2^\theta} \quad (13)$$

式中: $g_t = \frac{1}{\sqrt{g_{sr}}} + \frac{1}{\sqrt{g_{rd}}}$.

同样,我们可以推出能效 $\eta(\theta)$ 的导数形式:

$$\eta'(\theta) = \frac{B}{f^2(\theta)} [f(\theta) - \theta f'(\theta)] \quad (14)$$

式中: $f(\theta) = g_t^2 \gamma^{ar}(\theta) \frac{1}{\epsilon} + 4(\alpha + \beta B) + BE_0 2^\theta$.

4 能效性能机理分析

首先,我们可以证明 $\eta(\theta)$ 具有以下性质。

4.1 性质一:能效 $\eta(\theta)$ 是调制速率 θ 的严格准凹函数。

证明:根据文献[10], $\eta(\theta)$ 是速率的严格准凹函数,必须满足其定义域和上水平集:

$$S_\alpha = \{ \theta \in \text{dom} \eta \mid \eta(\theta) \geq \alpha \},$$

对于 $\alpha \in \mathbf{R}$, 是凸集合,那么,上水平集可以写成:

$$S_\alpha = \{ \theta \geq 0 \mid g(\alpha, \theta) = B\theta - \alpha P(\theta) \geq 0 \}$$

假设 θ_1 和 θ_2 是集合 S_α 上任意两点,且 $\theta_1 > 0, \theta_2 > 0$, 由 $g(\alpha, \theta)$ 的对 θ 严格凹性知,对于 $\forall \theta \in (\theta_1, \theta_2)$, 有 $g(\alpha, \theta) > \min\{g(\alpha, \theta_1), g(\alpha, \theta_2)\} \geq 0$

因此, S_α 是 $\alpha > 0$ 的严格凸集合, $\eta(\theta)$ 是速率 θ 的严格准凹函数。

根据以上性质,可以证明 $\eta(\theta)$ 具有以下性质。

4.2 性质二: $\theta \in (0, \theta^*)$ 时 $\eta(\theta)$ 严格递增, $\theta \in (\theta^*, +\infty)$ 时 $\eta(\theta)$ 严格递减。

证明:假设存在 θ_1 和 θ_2 且 $\theta_1 < \theta_2$, $\eta(\theta_1) = \eta(\theta_2) = \eta^*$ 。

$\forall \theta \in (\theta_1, \theta_2)$, $\eta^* = \min\{\eta(\theta_1), \eta(\theta_2)\} < \eta(\theta)$, 这与 $\eta^* \geq \eta(\theta)$ 矛盾。

然而,存在一个特殊的 θ^* , 满足 $\eta(\theta^*) = \eta^*$, 并且 θ^* 满足 $\forall \theta \geq 0, \eta'(\theta^*)(\theta - \theta^*) \leq 0$ 。因为 $\theta^* > 0$, 因此 $\eta'(\theta^*) = 0$ 。

假设存在 θ_1 和 θ_2 满足 $0 < \theta_1 < \theta_2 < \theta^*$,

$$\eta(\theta_1) = \min\{\eta(\theta_1), \eta(\theta^*)\} < \eta(\theta_2)$$

故 $\forall \theta \in (0, \theta^*)$, 有 $\eta'(\theta) > 0$, $\eta(\theta)$ 是严格递增函数。

假设存在 θ_1 和 θ_2 满足 $\theta^* \leq \theta_1 < \theta_2$,

$$\eta(\theta_2) = \min\{\eta(\theta_2), \eta(\theta^*)\} < \eta(\theta_1)$$

故 $\forall \theta \in (\theta^*, +\infty)$, 有 $\eta'(\theta) < 0$, $\eta(\theta)$ 是严格递减函数。

5 参数 $\phi\{p_e^{ar}, P_{cir}, E_0\}$ 对能效的影响

系统参数 $\phi\{p_e^{ar}, P_{cir}, E_0\}$ 与能效性能有关, 详细研究系统参数对最优能效 η^* 和最优调制速率 θ^* 的影响。

引理: 给定 $\theta \geq 0$, 满足

$$\theta \begin{cases} < \theta^*(\phi), \Gamma_\phi(\theta) > 0 \\ = \theta^*(\phi), \Gamma_\phi(\theta) = 0 \\ > \theta^*(\phi), \Gamma_\phi(\theta) < 0 \end{cases} \quad (15)$$

并且

$$\Gamma_\phi(\theta) = \frac{g_t^2}{c_2 \epsilon} \ln \frac{c_1}{p_e^{ar}} g(\theta) + h(\theta) + 4P_{c0}$$

$g(\theta) = 2^{c_3 \theta} (1 - c_3 \theta \ln 2) - c_4$, $h(\theta) = BE_0 2^\theta (1 - \theta \ln 2)$ 很明显, $g(\theta)$ 和 $h(\theta)$ 都是严格递增函数。

根据以上引理, 我们可以得出系统参数对能效和调制速率有以下影响。

定理一: 当目标误码率 p_e^{ar} 递增时, 最优能效 $\eta^*(\phi)$ 严格递增; 最优调制速率 $\theta^*(\phi)$ 严格递减。

定理二: 当电路功耗 P_{cir} 递增时, 最优能效 $\eta^*(\phi)$ 严格递减; 最优调制速率 $\theta^*(\phi)$ 严格递增。

定理三: 当接收机 ML 解调时初始能耗 E_0 递增时, 最优能效 $\eta^*(\phi)$ 严格递减; 最优调制速率 $\theta^*(\phi)$ 严格递增。

相关定理证明详见附录。

6 仿真结果

为了验证以上理论分析, 我们考虑一个源节点、中继节点以及目的节点位于同一直线的中继链路系统。假设源节点和目的节点间的距离 $d = 10\ 000$ m, 源节点和中继节点间的距离为 d_1 , 噪声功率谱密度 $N_0 = -170$ dBm, $B = 1$ MHz。信道功率增益选为: $|h_{sr}|^2 = G_0 d_1^{-3}$, $|h_{rd}|^2 = G_0 (d - d_1)^{-3}$, 其中 $G_0 = -70$ dB。

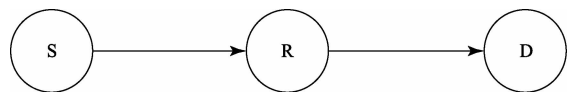


图 2 直线型中继链路

通过 MATLAB 计算了当 θ 从 1 变化到 10 时的 $\eta(\theta)$ ，由图 3 可见，能量效率确实随着 θ 的增大先递增再递减。图 4 展示了中继在不同位置时系统参数 BER 对最优能效的影响，从而验证了上面的理论分析。

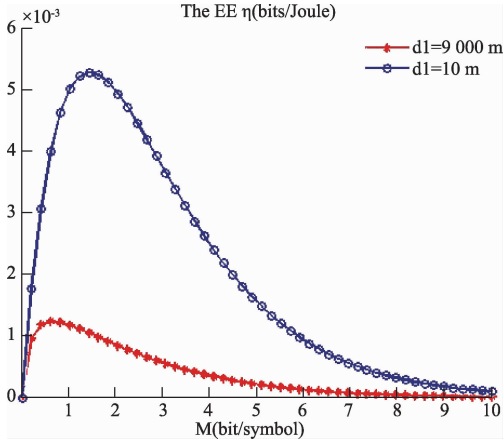


图 3 调制速率对能效的影响

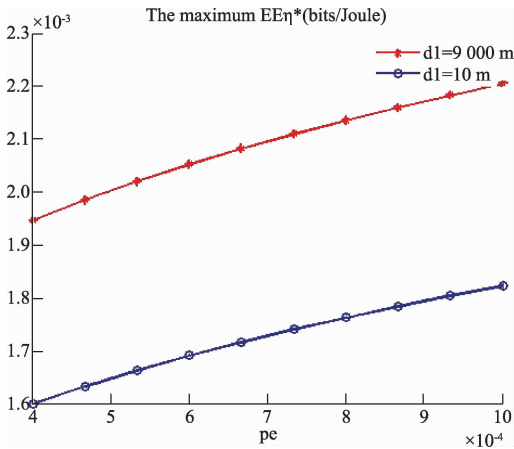


图 4 误比特率对最优能效的影响

7 结 论

文章给出了真实 MQAM 调制技术下的放大转发协作通信系统，研究了中继链路所消耗的总能量以及能效性能。对于放大转发中继协议通信，不仅计算了发射信号时的发射能耗，还考虑了各个节点消耗的电路能量以及接收机最大似然解调时消耗的能量，分析了系统参数 $\varphi\{p_e^{ar}, P_{cir}, E_0\}$ 对最优能效和最优调制速率的影响，并进行仿真验证得出分析结果。

附录

A、KKT 方法求最优功率

正如论文前面所述，在给定误码率情况下，为获得高能效构建问题模型如下：

$$\min\left(\frac{x}{g_{sr}} + \frac{y}{g_{rd}}\right)$$

$$s. t. xy \geq \gamma^{ar}(x + y + 1)$$

式中： $x = P_s g_{sr}, y = P_r g_{rd}$

利用 KKT 条件，可以得出如下拉格朗日表达式：

$$L(x, y, \lambda) = \frac{x}{g_{sr}} + \frac{y}{g_{rd}} - \lambda[xy - \gamma^{ar}(x + y + 1)]$$

$$\frac{\partial L}{\partial x} = 0 \Rightarrow y = \gamma^{ar} + \frac{1}{\lambda g_{sr}}$$

$$\frac{\partial L}{\partial y} = 0 \Rightarrow x = \gamma^{ar} + \frac{1}{\lambda g_{rd}}$$

从等式可以得出

$$xy - \gamma^{ar}(x + y + 1) = 0 \Rightarrow \lambda^* = \frac{1}{\sqrt{\gamma^{ar}(\gamma^{ar} + 1)g_{sr}g_{rd}}}$$

$$x^* = \gamma^{ar} + \frac{1}{\lambda^* g_{rd}}$$

$$y^* = \gamma^{ar} + \frac{1}{\lambda^* g_{sr}}$$

那么

$$P_{s,opt} = \frac{x^*}{g_{sr}}, P_{r,opt} = \frac{y^*}{g_{rd}}$$

B、引理的证明

通过前面能效函数性质的证明，我们知道：

当 $\forall \theta \in (0, \theta^*)$ ， $\eta'(\theta) > 0$ ；

当 $\theta = \theta^*$ ， $\eta'(\theta^*) = 0$ ；

当 $\forall \theta \in (\theta^*, +\infty)$ ， $\eta'(\theta) < 0$ ；

$$\eta'(\theta) = \frac{B}{f^2(\theta)}[f(\theta) - \theta f'(\theta)]$$

$$\text{式中：} f'(\theta) = g_t^2 \frac{1}{c_2} \ln \frac{c_1}{p_e^{ar}} \frac{c_3 \ln 2}{\epsilon} 2^{c_3 \theta} + BE_0 2^\theta \ln 2 + 4kb$$

根据简单的数学推导可证得引理。

C、定理一的证明

假如目标误码率 p_e^{ar} 由 p_e^1 递增到 p_e^2 ，其他参数固定不变。当 $p_e^{ar} = p_e^1$ 时定义参数集合为 ϕ_1 ，当 $p_e^{ar} = p_e^2$ 时定义参数集合为 ϕ_2 ，那么

$$\eta^*(\phi_2) =$$

$$\frac{\epsilon B \theta^*(\phi_2)}{g_t^2 \frac{2^{c_3 \theta^*(\phi_2)} - c_4 \ln \frac{c_1}{p_e^2} + 4\epsilon(P_{c_0} + k\theta^*(\phi_2)B) + \epsilon BE_0 2^{\theta^*(\phi_2)}}} >$$

$$\frac{\epsilon B \theta^*(\phi_2)}{g_t^2 \frac{2^{c_3 \theta^*(\phi_2)} - c_4 \ln \frac{c_1}{p_e^1} + 4\epsilon(P_{c_0} + k\theta^*(\phi_2)B) + \epsilon BE_0 2^{\theta^*(\phi_2)}}} >$$

$$\frac{\epsilon B \theta^*(\phi_1)}{g_t^2 \frac{2^{c_3 \theta^*(\phi_1)} - c_4 \ln \frac{c_1}{p_e^1} + 4\epsilon(P_{c_0} + k\theta^*(\phi_1)B) + \epsilon BE_0 2^{\theta^*(\phi_1)}}} =$$

$$\eta^*(\phi_1)$$

上式中第一个大于号是因为 $p_e^2 > p_e^1$ 且 $\theta^*(\phi_2) > 0$ ，第二个大于号是因为 $\theta^*(\phi_2)$ 是一个可行解，同时 $\theta^*(\phi_1)$ 是能效函数的最优解。由此可以证明当目标误码率 p_e^{ar} 递增时，最优能效 $\eta^*(\phi)$ 严格递增。

$$\Gamma_{\phi_2}(\theta^*(\phi_1)) = \frac{g_t^2}{c_2 \epsilon} \ln \frac{c_1}{p_e^2} g(\theta^*(\phi_1)) + h(\theta^*(\phi_1)) + 4P_{c_0} <$$

$\frac{g_r^2}{c_2 \epsilon} \ln \frac{c_1}{p_e} g(\theta^*(\phi_1)) + h(\theta^*(\phi_1)) + 4P_{c0} = \Gamma_{\phi_1}(\theta^*(\phi_1)) = 0$ 由引理知, $\theta^*(\phi_1) > \theta^*(\phi_2)$, 由此可以证明当目标误码率 p_e^{var} 递增时, 最优调制速率 $\theta^*(\phi)$ 严格递减。

D、定理二的证明

假如电路功率 P_{cir} 由 P_1 递增到 P_2 , 其他参数固定不变。

$$\eta^*(\phi_2) = \frac{\epsilon B \theta^*(\phi_2)}{g_r^2 \frac{2^{c_1 \theta^*(\phi_2)} - c_4}{c_2} \ln \frac{c_1}{p_e^{var}} + 4\epsilon(P_2 + k\theta^*(\phi_2)B) + \epsilon B E_0 2^{\theta^*(\phi_2)}} <$$

$$\frac{\epsilon B \theta^*(\phi_2)}{g_r^2 \frac{2^{c_1 \theta^*(\phi_2)} - c_4}{c_2} \ln \frac{c_1}{p_e^{var}} + 4\epsilon(P_1 + k\theta^*(\phi_2)B) + \epsilon B E_0 2^{\theta^*(\phi_2)}} >$$

$$\frac{\epsilon B \theta^*(\phi_1)}{g_r^2 \frac{2^{c_1 \theta^*(\phi_1)} - c_4}{c_2} \ln \frac{c_1}{p_e^{var}} + 4\epsilon(P_1 + k\theta^*(\phi_1)B) + \epsilon B E_0 2^{\theta^*(\phi_1)}} =$$

$$\eta^*(\phi_1)$$

上式中第一个小于号是因为 $P_2 > P_1$ 且 $\theta^*(\phi_2) > 0$, 第二个大于号是因为 $\theta^*(\phi_2)$ 是一个可行解, 同时 $\theta^*(\phi_1)$ 是能效函数的最优解。由此可以证明当电路功率 P_{cir} 递增时, 最优能效 $\eta^*(\phi)$ 严格递减。

$$\Gamma_{\phi_2}(\theta^*(\phi_1)) = \frac{g_r^2}{c_2 \epsilon} \ln \frac{c_1}{p_e^{var}} g(\theta^*(\phi_1)) + h(\theta^*(\phi_1)) + 4P_2 >$$

$\frac{g_r^2}{c_2 \epsilon} \ln \frac{c_1}{p_e^{var}} g(\theta^*(\phi_1)) + h(\theta^*(\phi_1)) + 4P_1 = \Gamma_{\phi_1}(\theta^*(\phi_1)) = 0$ 由引理知, $\theta^*(\phi_1) < \theta^*(\phi_2)$, 由此可以证明当电路功率 P_{cir} 递增时, 最优调制速率 $\theta^*(\phi)$ 严格递增。

定理三证明如上, 省略。

参考文献

- [1] TSE D, VISWANATH P. Fundamentals of wireless communication[M]. Cambridge University Press, 2005.
- [2] NABAR R U, B Ö LCSKEI H, KNEUBÜHLER F W. Fading relay channels; performance limits and space-time signal design[J]. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 2004, 22(6): 1099-1109.
- [3] RIBEIRO A, CAI X, GIANNAKIS G B. Symbol error

probabilities for general cooperative links [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(3): 1264-1273.

- [4] 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.
- [5] LI G Y, XU Z, XIONG C, et al. Energy-efficient wireless communications: tutorial, survey, and open issues[J]. Wireless Communications, IEEE, 2011, 18(6): 28-35.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] CUI S, GOLDSMITH A J, BAHAI A. Energy-constrained modulation optimization [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2005, 4(5): 2349-2360.
- [9] ARNOLD O, RICHTER F, FETTWEIS G, et al. Power consumption modeling of different base station types in heterogeneous cellular networks[C]//Future Network and Mobile Summit, 2010. IEEE, 2010: 1-8.
- [10] BOYD S, VANDENBERGHE L. Convex optimization [M]. Cambridge university press, 2004.

作者简介

陈芳芳(通讯作者), 硕士, 研究方向针对基于放大转发协议的中继链路, 研究其能效性能等。

E-mail: cffshdx@163.com

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