

能效最优的解码转发 OFDM 中继链路功率分配*

周广丽 孙彦赞 吴雅婷 王涛

(上海大学特种光纤与光接入网重点实验室 上海 200072)

摘要: 针对解码转发 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)两跳中继链路,研究了以系统能效最优为目标的链路功率分配优化算法。首先考虑系统的电路功耗,将其建模为速率的线性增函数;然后在满足链路速率和误码率的限制条件下,建立了链路能效优化目标函数;最后,基于凸优化理论,求得使链路能效最优的调制方式和功率分配。仿真结果表明,所提功率分配算法,能够使解码转发 OFDM 两跳中继链路的能效达到最优。

关键词: 中继;OFDM;解码转发;能效;功率分配

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

Power allocation for optimal energy efficiency in
decode-and-forward OFDM relay Links

Zhou Guangli Sun Yanzan Wu Yating Wang Tao

(Key Laboratory of Specialty Fiber Optics and Optical Access Networks, Shanghai University, Shanghai 200072, China)

Abstract: This paper studies the optimization algorithm of power allocation in decode-and-forward OFDM two-hop relay links aiming to maximize the energy efficiency of the system. First, the circuit power consumption of the system is taken into account and modeled as a linear increasing function of the rate. Then, under the condition of satisfying the rate and bit error rate, the energy efficiency optimization objective function is established. Finally, based on convex optimization theory, the optimal modulation and power allocation of optimal energy efficiency are obtained. The simulation results show that the proposed power allocation algorithm can lead to the optimum energy efficiency.

Keywords: relay; OFDM; decode-and-forward; energy efficiency; power allocation

0 引言

近年来,随着通信行业的迅猛发展,使得网络的吞吐量需求增大。网络运营商为了解决此问题,不断加大基站设备的投入。但是,这样会导致基站端能耗的增加,并且也增加了网络的运营成本。另外,移动终端的电池技术发展过慢,而吞吐量提高所带来的高能源消耗不能得到有效解决。因此,高能效的理念逐渐引起了人们的重视。能效(energy efficiency, EE)可由单位功耗所传输的比特数(number of bits per-Joule energy, NBPE)或传输单位比特所消耗的能量(total energy per bit, TEPB)来衡量^[1-2]。高能效设计旨在使 NBPE 越大越好,或者 TEPB 越小越好。由于高能效设计符合“绿色通信”的主旋律,于是自从 2007 年被提出以来,高能效的设计就成为一大研究热点^[3-6]。

具有放大转发(amplify-and-forward, AF)或解码转发(decode-and-forward, DF)功能的协作中继已经被广泛认为

是减轻信道衰落的有效方法。通过在通信链路中布置中继设备,可扩大网络的覆盖范围,减小阴影效应,从而提高网络的吞吐量,增强系统的可靠性。将中继技术与 OFDM 技术相结合,合理分配子载波和功率,可以使系统的性能达到最优^[7-11]。

虽然很多学者对中继 OFDM 系统的能效进行了大量的研究,但大多数没有将电路功耗考虑在内。例如,文献[8]、[10]和[12]在系统建模时没有考虑电路功率,文献[7]、[11]、[13-17]虽然考虑到了电路功率,但仅仅将其看作常数来处理。但大量实地测量表明,基站和多个中继站的电路设备会消耗与发射功率可以比拟的高额功率,导致网络能效性能显著降低。因此,为了保证在所需通信速率条件下提高系统能效,必须综合考虑电路本身能耗和系统传输能耗。另外,在实际的通信系统中,不可避免地会产生误码率。但是,现存文献很多都是利用香农定理来评估系统的容量以及对应的能效性能,并没有在考虑实际调制和

收稿日期:2017-03

* 基金项目:国家自然科学基金(61401266,61671011,61501289,61571282,61420106011)、上海科委扬帆计划项目(14YF1408900)资助

误码率的条件下评估能效性能^[9,11,18]。

本文在传统能效分析的基础上,将电路功耗考虑在内,将其建模为速率的线性增函数,并采用 TEPB 来衡量能效性能。对整个系统的能效建立数学模型,在分别满足误码率和速率的限制条件下利用凸优化知识对系统能效问题进行求解,并最终找到最佳的调制方式与功率分配情况。在仿真部分,本文采用符合 3GPP 标准的空间信道模型进行实验,以求真实地模拟信号的实际传输过程。

1 系统模型

本文研究简单的 OFDM 两跳中继通信链路,每跳信道都划分为 K 个正交子载波,如图 1 所示。每个子载波上的衰落近似为平坦衰落,信道为准静态稳定信道。在这段稳定信道中,多径信道被 OFDM 技术转换为多个并行的子信道,每个子信道的增益由当前多径信道抽头值决定。并且,每帧内各链路信道增益保持不变。另外,假设信源 S 和信宿 D 之间的距离相当大,以至于不能正常通信,必须借助中继 R 来传输信号。由于中继站之间点对点传输的距离较短,并且采用定向天线设备。因此,中继系统的传输性能比较稳定,通信信道可以看做是稳态信道。在整个稳态时段内,信号的传输速率保持恒定。所有的节点都工作在半双工模式下,数据的传输在两个连续的时隙内采用 DF 协议完成。首先,源节点向中继节点传输数据。然后,中继节点将接收到的数据进行解码,重新编码后再转发给目的节点。实际的 DF 中继系统框图如图 2 所示。

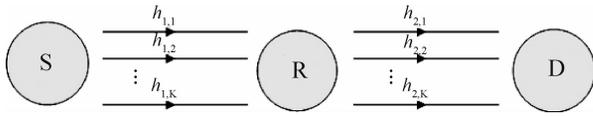


图 1 OFDM 两跳中继链路

令第 k 个子载波在两条链路中的信道系数分别记为 $h_{1,k}$ 和 $h_{2,k}$, 分配到的功率分别为 $P_{s,k}$ 和 $P_{r,k}$ 。那么,在两个时隙中,中继节点 R 和目的节点 D 接收到的信号分别为:

$$y_r = \sum_{k=1}^K \sqrt{P_{s,k}} h_{1,k} x_s + n_{sr} \quad (1)$$

$$y_d = \sum_{k=1}^K \sqrt{P_{r,k}} h_{2,k} x_r + n_{rd} \quad (2)$$

式中: x_s 和 x_r 分别为源节点 S 和中继节点 R 发射的经过功率归一化后的码元,即 $E[|x_s|^2] = 1, E[|x_r|^2] = 1$ 。 n_{sr} 和 n_{rd} 表示链路 S-R 和 R-D 上均值为 0、方差为 σ^2 的加性高斯白噪声。第 k 个子载波在每条链路中的信噪比(SNR)分别为 $\Gamma_{1,k} = P_{s,k} g_{1,k}$ 和 $\Gamma_{2,k} = P_{r,k} g_{2,k}$, 其中 $g_{1,k} = \frac{|h_{1,k}|^2}{\sigma^2}$, $g_{2,k} = \frac{|h_{2,k}|^2}{\sigma^2}$ 。

在以前的工作中,仅仅利用香农公式围绕系统容量进

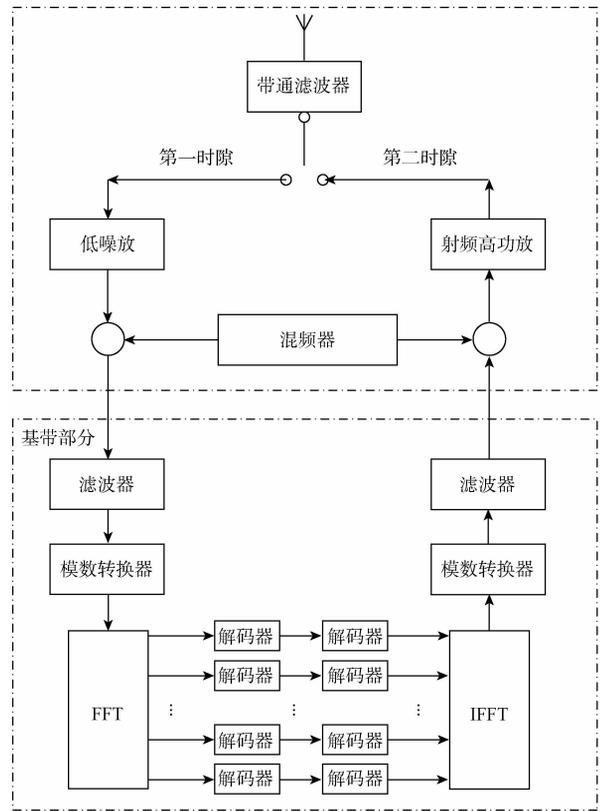


图 2 DF 中继系统框图

行分析^[2]。但在数据传输的过程中存在很多不可控的非人为因素,这必将会引入一定的误码率(bit error rate, BER)。此时,理想情况下的香农公式不再适用,必须考虑受误码率影响的系统性能。本文着重研究在误码率和速率受限的情况下,解决中继链路的高能效功率分配问题。采用满足 $M = 2^m$ 的 MQAM 调制方式,其中 m 为每个符号所携带的比特数,链路的误码率可近似为:

$$BER(\Gamma) = a_1 \exp\left(\frac{-a_2 \Gamma}{2^{a_1 m} - a_4}\right) \quad (3)$$

对于高斯信道的 MQAM 调制来说,为了使式(3)的误码率与实际误码率高度近似,一般取值为: $a_1 = 0.2, a_2 = 1.6, a_3 = 1, a_4 = 1$ 。因此,两跳链路的误码率分别为:

$$B_{SR,k} = a_1 \exp\left(\frac{-a_2 \Gamma_{1,k}}{2^{a_1 m} - a_4}\right) \quad (4)$$

$$B_{RD,k} = a_1 \exp\left(\frac{-a_2 \Gamma_{2,k}}{2^{a_1 m} - a_4}\right) \quad (5)$$

则相应的源节点和中继节点的传输功率为:

$$P_{s,k} = \frac{\Gamma_{1,k}}{g_{1,k}} = \frac{a_4 - 2^{a_1 m}}{a_2 g_{1,k}} \ln\left(\frac{B_{SR,k}}{a_1}\right) \quad (6)$$

$$P_{r,k} = \frac{\Gamma_{2,k}}{g_{2,k}} = \frac{a_4 - 2^{a_1 m}}{a_2 g_{2,k}} \ln\left(\frac{B_{RD,k}}{a_1}\right) \quad (7)$$

2 链路最优能效目标函数建模

在已知每条链路功率的前提下,可以求出系统的总功

率消耗:

$$P_{\text{total}} = \sum_{k=1}^K (P_{s,k} + P_{r,k}) + P_c = \sum_{k=1}^K (P_{s,k} + P_{r,k}) + \beta R + \alpha \quad (8)$$

式中: P_c 是电路功率,包括中继和基站的功率消耗。 P_c 不是单纯的常数,而是关于速率的线性函数^[1],即 $P_c = \beta R + \alpha$ 。其中 α, β 是由电路本身决定的常数。

本文以 TEPB 衡量能效,TEPB 越低代表能效越高。假设系统的符号率为 L 符号/s,在 1 个符号周期内系统的 TEPB 可写为:

$$\eta = \frac{E}{N} = \frac{P_{\text{total}} \cdot \frac{1}{L}}{Lm \cdot \frac{1}{L}} = \frac{P_{\text{total}}}{Lm} = \frac{\sum_{k=1}^K (P_{s,k} + P_{r,k}) + \beta R + \alpha}{R} \quad (9)$$

其中, $R = Lm$ 是系统速率,它与符号率及调制方式有关。

结合式(9),在保证一定速率和误码率的前提下,链路最优能效目标函数为:

$$(P1) \quad \min \frac{\sum_{k=1}^K (P_{s,k} + P_{r,k}) + \beta R + \alpha}{R} \quad (10)$$

s. t.

$$R \geq r, \\ B_k \leq b \quad k \in [1, K]$$

其中, $B_k = B_{SR,k} + B_{RD,k}$ 是第 k 条子载波的误码率。 $R \geq r$ 表示系统速率要高于预定值才能满足正常通信需求。 $B_k \leq b$ 表示为了保证通信质量,每条子载波的误码率不可以超过规定的数值。另外, r 和 b 分别代表系统正常运行所能容忍的最小速率和最大误码率。

3 高能效的资源分配

3.1 误码率约束下的最佳能效

为了简化问题分析,可将式(7)中的速率 R 看成是固定参量,首先找出满足误码率约束的最小总功率,则问题可转化为:

$$(P2) \quad \min \frac{a_1 - 2^{a_1 m}}{a_2} \sum_{k=1}^K \left(\frac{1}{g_{1,k}} \ln \frac{B_{SR,k}}{a_1} + \frac{1}{g_{2,k}} \ln \frac{B_{RD,k}}{a_1} \right) + \beta R + \alpha$$

s. t.

$$B_{SR,k} + B_{RD,k} \leq b, \\ B_{SR,k}, B_{RD,k} \geq 0 \quad (k=1, 2, \dots, K) \quad (11)$$

利用 KKT 条件对上述问题(P2)进行求解,此时得到使系统性能最优的误码率分别为:

$$B_{SR,k}^* = \frac{bg_{2,k}}{g_{1,k} + g_{2,k}}, \quad B_{RD,k}^* = \frac{bg_{1,k}}{g_{1,k} + g_{2,k}} \quad (12)$$

具体推导过程详见附录。那么,在满足误码率约束下的对应最佳功率分配为:

$$P_{s,k}^* = \frac{a_1 - 2^{a_1 m}}{a_2 g_{1,k}} \ln \frac{bg_{2,k}}{a_1 (g_{1,k} + g_{2,k})} \quad (13)$$

$$P_{r,k}^* = \frac{a_1 - 2^{a_1 m}}{a_2 g_{2,k}} \ln \frac{bg_{1,k}}{a_1 (g_{1,k} + g_{2,k})} \quad (14)$$

因此,在给定的速率并且满足误码率约束的条件下,系统的最小功率消耗为:

$$P_{t,\min} = \sum_{k=1}^K (P_{s,k}^* + P_{r,k}^*) + \beta R + \alpha \quad (15)$$

则对应的最优能效为:

$$\text{令 } A(b) = \sum_{k=1}^K \left(\frac{1}{g_{1,k}} \ln \frac{bg_{2,k}}{a_1 (g_{1,k} + g_{2,k})} + \frac{1}{g_{2,k}} \ln \frac{bg_{1,k}}{a_1 (g_{1,k} + g_{2,k})} \right), \text{ 则上式可简记为:}$$

$$\eta^* = \frac{\frac{a_1 - 2^{a_1 m}}{a_2} \cdot A(b) + \beta Lm + \alpha}{Lm} \quad (16)$$

由式(16)可看出,仅满足误码率约束的 TEPB 随着符号率的增大而逐渐减小。但是系统整体的速率不仅和符号率有关,还受到调制方式的影响。下面将对与调制方式有关的 m 进行分析,从而最终求出满足所有约束条件的最优能效。

3.2 满足所有约束条件的最佳能效

前面已经求出误码率限制下的最佳能效 η^* ,在此基础上继续求出满足速率要求的最佳能效 η_{\min}^* ,即为系统的最佳能效。同样可将问题转化为求解速率受限时的最小功率,即:

$$(P3) \quad \min \frac{a_1 - 2^{a_1 m}}{a_2} \cdot A(b) + \beta Lm + \alpha \quad (17)$$

s. t. $Lm \geq r$ (m 为正整数)

由于功率是关于 m 的函数,因此记 $P_{t,\min}(m) = \frac{a_1 - 2^{a_1 m}}{a_2} \cdot A(b) + \beta Lm + \alpha$ 。又因为功率关于 m 的二阶导数 $P_{t,\min}'' = -\frac{(a_3 \ln 2)^2}{a_2} A(b) \cdot 2^{a_1 m} > 0$,则功率 $P_{t,\min}$ 是关于 m 的凸函数。

下面对能效 η^* 关于 m 的性质进行分析:

性质 1:能效 η^* 为关于 m 的拟凸函数。

证明:若 η^* 是 m 的严格拟凸函数,则需要证明其定义域和下水平集为凸集合,即:证 $S_\epsilon = \{m \in \text{dom} \eta^*(m) \mid \eta^*(m) \leq \epsilon\}$ 对于 $\forall \epsilon$ 为凸集合。

由已知可得, $\eta^*(m) \geq 0$ 。那么,当 $\epsilon \leq 0$ 时,无任何点落在 S_ϵ 集合内。此时, S_ϵ 为空集,即 S_ϵ 在 $\epsilon \leq 0$ 时为凸集。

当 $\epsilon > 0$ 时, S_ϵ 可写为 $S_\epsilon = \{m > 0 \mid f(m, \epsilon) = P_{t,\min}(m) - \epsilon Lm \leq 0\}$ 。可看出 $f(m, \epsilon)$ 为关于 m 的严格凸函数。设 m_1 和 m_2 为 S_ϵ 集合上的任意两点,并且满足 $m_1 < m_2$ 。则由 $f(m, \epsilon)$ 的严格凸性得,对于 $[m_1, m_2]$ 范围内的任意 m 有 $f(m, \epsilon) \leq \max\{f(m_1, \epsilon), f(m_2, \epsilon)\} \leq 0$ 。所以,在集合 S_ϵ 上的任意两点间的任意 m 都位于集合 S_ϵ 内部,即 S_ϵ 在 $\epsilon > 0$ 时为凸集。

综上所述:对于任意 ϵ, S_ϵ 都为凸集合。因此,能效 η^* 是关于 m 的严格拟凸函数。

令最优能效记为 $\eta^{*} = \min_{m>0} \eta^*(m)$, 对应的 m 记为 $m^* = \arg \min_{m>0} \eta^*(m)$ 。根据严格拟凸特性,可得到以下性质:

性质 2: 1) 必定存在唯一的 m^* , 使得 $\frac{\partial \eta^*(m^*)}{\partial m} = 0$ 成立;

2) 对于 $\forall m \in (0, m^*)$, $\frac{\partial \eta^*(m)}{\partial m} < 0$ 成立, 即 $\eta^*(m)$ 在 $m \in (0, m^*)$ 时是关于 m 的严格递减函数;

3) 对于 $\forall m \in (m^*, +\infty)$, $\frac{\partial \eta^*(m)}{\partial m} > 0$ 成立, 即 $\eta^*(m)$ 在 $m \in (m^*, +\infty)$ 时是关于 m 的严格递增函数。

证明: 假设存在 m_1 和 m_2 满足 $m_1 < m_2$, 并且 $\eta^*(m_1) = \eta^*(m_2) = \eta^{*}$ 。因为 $\eta^*(m)$ 是关于 m 的严格拟凸函数, 则对于 $\forall m \in (m_1, m_2)$, $\eta^*(m) \leq \max\{\eta^*(m_1), \eta^*(m_2)\} = \eta^{*}$, 这与 $\eta^{*} = \min_{m>0} \eta^*(m)$ 相矛盾。因此, 必定存在唯一的 m^* 使 $\eta^*(m^*) = \eta^{*}$ 。而且, m^* 必须满足 $\forall m > 0, \frac{\partial \eta^*(m^*)}{\partial m} (m - m^*) \geq 0$ 。又因为 $m^* > 0$, 因此 $\frac{\partial \eta^*(m^*)}{\partial m} = 0$ 成立。

对于满足 $0 < m_1 < m_2 < m^*$ 的任意 m_1 和 m_2 , 由 $\eta^*(m)$ 的严格拟凸特性得 $\eta^*(m_2) < \max\{\eta^*(m_1), \eta^*(m^*)\} = \eta^*(m_1)$ 。这表示 $\eta^*(m)$ 在 $m \in (0, m^*]$ 范围内是关于 m 的严格递减函数。因此, 对于 $\forall m \in (0, m^*]$, $\frac{\partial \eta^*(m)}{\partial m} < 0$ 成立。

同样地, 对于满足 $m^* < m_1 < m_2$ 的任意 m_1 和 m_2 , 由 $\eta^*(m)$ 的严格拟凸特性得 $\eta^*(m_1) < \max\{\eta^*(m^*), \eta^*(m_2)\} = \eta^*(m_2)$ 。这表示 $\eta^*(m)$ 在 $m \in [m^*, +\infty)$ 时是关于 m 的严格递增函数。因此, 对于 $\forall m \in [m^*, +\infty)$, $\frac{\partial \eta^*(m)}{\partial m} > 0$ 成立。

通过以上性质可看出, 对于 η^* 来说, 存在唯一的 m^* 使其取到最优值。可运用穷举法遍历所有的正整数 m , 从而求出最小的 TEPB。或者运用仿真绘图的方法, 选取曲线的最低点。此时采用就近原则, 最低点两侧的正整数 m 对应的最小 TEPB 即为所求的最优能效 η_{\min}^* 。其中的 m^* 即为最佳的调制方式, 进而通过式(13)和(14)可求出系统的功率分配情况。

4 仿真结果及分析

4.1 仿真实验平台搭建

仿真场景如图 3 所示, 信道模型采用符合 3GPP 标准的空间信道模型 (spatial channel model, SCM), 并假设每个子载波在通信时段所经历的信道参数维持稳定。基站-中继及中继-终端的距离都固定为 500 m, 电路功率的参数

设为 $\alpha = 1, \beta = 1$, 系统的最小速率及最大误码率设为 $r = 1$ kb 及 $b = 10^{-3}$, 其他主要仿真参数如表 1 所示。

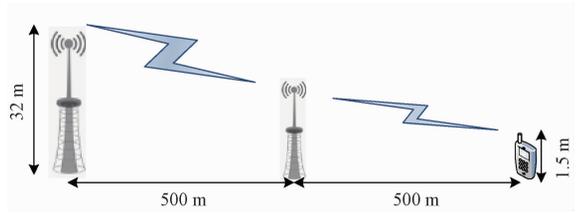


图 3 仿真模拟场景

表 1 主要仿真参数

参数	设置值
子载波数目	128 个
噪声功率 σ^2	10^{-10}
载波频率	2 GHz
基站高度	32 m
中继高度	32 m
终端高度	1.5 m
SCM 场景	城市宏小区

4.2 调制方式对能效的影响

为了使系统整体的约束条件在任何情况下都得到满足, 令符号率 $L = 1\ 000$ symb/s。图 4 描述了不同信道状态下系统能效与调制方式的关系。由图可看出, 无论信道状态信息如何, 能效都是关于 m 的拟凸函数。并且每给定一组信道状态信息, 总会存在唯一的 m 使 TEPB 最小。由此, 验证了性质 1 和性质 2 的正确性。

根据图中曲线可以得到满足系统约束条件的最优能效及最佳调制方式。以图中 CSI-2 的曲线为例, 当 $m = 6$ 时, 达到最优能效。因此可得出结论, 当信道状态信息为 CSI-2 时, 采用 64QAM 调制方式可使系统整体性能最优。

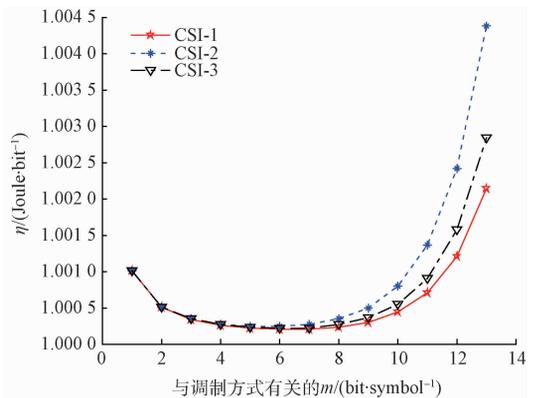


图 4 系统能效与调制方式的关系

4.3 功率分配

通过前面仿真可求出最佳的调制方式, 那么功率在每

个子载波上的分配情况也就可以很容易获得。同样以 CSI-2 为例,此时采用 $m = 6$ 的 64QAM 调制方式,由公式(13)和(14)可分别得到源端和中继端的功率分配,如图 5 及图 6 所示。由于每条子载波所处的信道状况不同,其分配到的功率也各不相同。

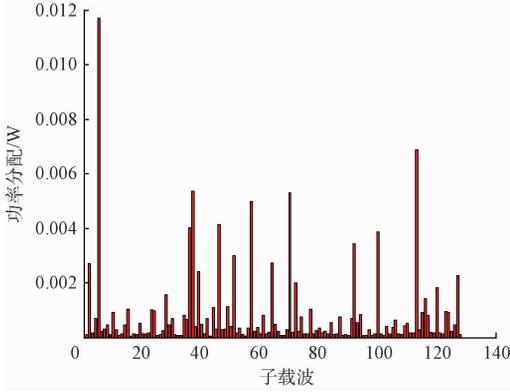


图 5 发射端的功率分配情况

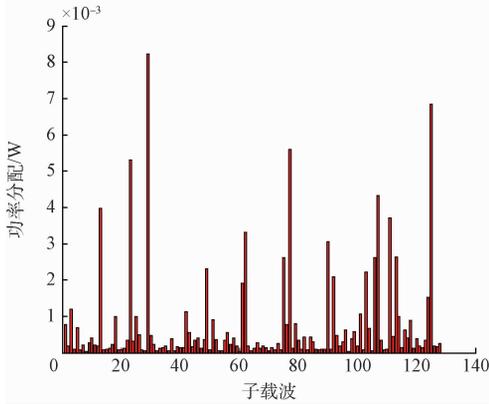


图 6 中继端的功率分配情况

4.4 考虑电路功率与否的系统能效对比

在本文中,能效不仅将电路功耗考虑在内,并且还将其建模为速率的线性增函数,这与传统的能效分析方式有着根本的不同之处。为了研究两者的区别,本文对是否考虑电路功率的系统能效进行对比,结果如图 7 所示。文中提出的能效模型是关于调制方式 m 的拟凸函数,根据不同信道状态信息可以找到使能效最优的相应调制方式。但传统不考虑电路功率的能效模型在 m 为正整数的范围内为增函数,只有在 m 取最小值时才会使能效最优。因此对于传统的能效模型来说,只有 4QAM 这一种调制方式可使系统性能最优,没有必要再对其调制方式进行研究。然而,如图 4 所示,当考虑电路功率时,需要根据信道 CSI 运行本文设计的算法获得使能效最优的调制方式。

5 结 论

本文针对解码转发 OFDM 两跳中继链路重点研究了

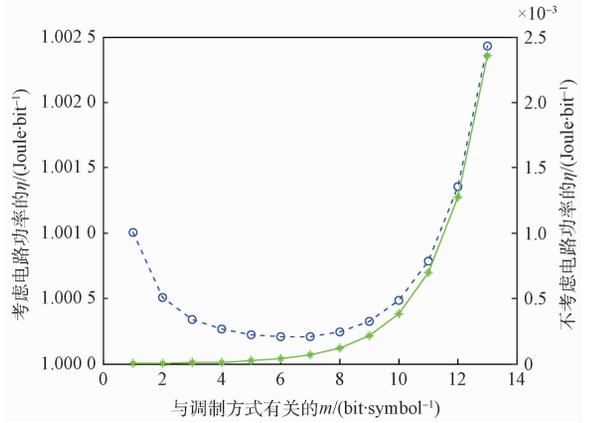


图 7 能效值对比

能效最优的功率分配。将系统的电路功耗考虑在内,并建模为速率的线性增函数。在满足速率和误码率的条件下,建立了系统的能效优化问题模型。通过问题分解的方式,分步得出使能效最优的调制方式与功率分配情况。利用 3GPP 标准的空间信道模型进行仿真,验证了能效性质的正确性。并且,将是否考虑电路功率的能效进行了对比,对以后的系统建模和实验有一定的指导意义。文中使用的电路功耗模型是基于一些理论基础而得出的,实际应用中的具体模型有待于进一步考究,后续的工作将围绕实际电路功耗建模来展开。

附录:利用 KKT 条件求解问题 P2

引入拉格朗日乘子 λ_k, μ_k 和 $\omega_k (k = 1, 2, \dots, K)$, 则原问题的拉格朗日函数为:

$$L(\{B_{SR,k}, B_{RD,k}\}, \{\lambda_k\}, \{\mu_k\}, \{\omega_k\}) = \frac{a_4 - 2^{a_1 m}}{a_2}$$

$$\sum_{k=1}^K \left(\frac{1}{g_{1,k}} \ln \frac{B_{SR,k}}{a_1} + \frac{1}{g_{2,k}} \ln \frac{B_{RD,k}}{a_1} \right) + \beta R + \alpha + \sum_{k=1}^K \lambda_k (B_{SR,k} + B_{RD,k} - b) - \sum_{k=1}^K \mu_k B_{SR,k} - \sum_{k=1}^K \omega_k B_{RD,k}$$

利用 KKT 条件得:

$$\forall k, \frac{\partial L}{\partial B_{SR,k}} = 0 \quad (a)$$

$$\forall k, \frac{\partial L}{\partial B_{RD,k}} = 0 \quad (b)$$

$$\forall k, \mu_k B_{SR,k} = 0, \mu_k \geq 0 \quad (c)$$

$$\forall k, \omega_k B_{RD,k} = 0, \omega_k \geq 0 \quad (d)$$

$$\forall k, \lambda_k (B_{SR,k} + B_{RD,k} - b) = 0, \lambda_k \geq 0 \quad (e)$$

由(a)和(b)得:

$$\left\{ \begin{array}{l} \forall k, \frac{a_4 - 2^{a_1 m}}{a_2 g_{1,k} B_{SR,k}} + \lambda_k - \mu_k = 0 \\ \forall k, \frac{a_4 - 2^{a_1 m}}{a_2 g_{2,k} B_{RD,k}} + \lambda_k - \omega_k = 0 \end{array} \right.$$

因此,

$$\begin{cases} B_{SR,k}(\lambda_k, \mu_k) = \frac{a_4 - 2^{a_1 m}}{a_2 g_{1,k}(\mu_k - \lambda_k)} & (f) \\ B_{RD,k}(\lambda_k, \omega_k) = \frac{a_4 - 2^{a_1 m}}{a_2 g_{2,k}(\omega_k - \lambda_k)} & (g) \end{cases}$$

将(f)代入(c),将(g)代入(d)得:

$$\begin{cases} \forall k, \mu_k \frac{a_4 - 2^{a_1 m}}{a_2 g_{1,k}(\mu_k - \lambda_k)} = 0 \\ \forall k, \omega_k \frac{a_4 - 2^{a_1 m}}{a_2 g_{2,k}(\omega_k - \lambda_k)} = 0 \end{cases}$$

因为 $a_4 - 2^{a_1 m} \neq 0$, 所以 $\mu_k = 0, \omega_k = 0$ 。将其重新代入(f)和(g)得:

$$\begin{cases} B_{SR,k}(\lambda_k) = \frac{2^{a_1 m} - a_4}{\lambda_k a_2 g_{1,k}} & (h) \\ B_{RD,k}(\lambda_k) = \frac{2^{a_1 m} - a_4}{\lambda_k a_2 g_{2,k}} & (i) \end{cases}$$

将(h)和(i)代入到(e)可得: $\frac{2^{a_1 m} - a_4}{a_2 g_{1,k}} + \frac{2^{a_1 m} - a_4}{a_2 g_{2,k}} = \lambda_k b$ 。若 $\lambda_k = 0$, 则等式左边恒为0, 与实际不符。当 $\lambda_k \neq 0$ 时, 此时可求出最佳的 λ_k^* 为 $\lambda_k^* = \frac{2^{a_1 m} - a_4}{ba_2} \left(\frac{1}{g_{1,k}} + \frac{1}{g_{2,k}} \right)$ 。由此可求出使总功率最小的误码率分别为:

$$\begin{cases} B_{SR,k}^* = \frac{bg_{2,k}}{g_{1,k} + g_{2,k}} \\ B_{RD,k}^* = \frac{bg_{1,k}}{g_{1,k} + g_{2,k}} \end{cases}, k \in [1, K] \quad (j)$$

参考文献

- [1] ZHAO M, ZHAO J, ZHOU W, et al. Energy efficiency optimization in relay-assisted networks with energy harvesting relay constraints [J]. *China Communications*, 2015, 12(2):84-94.
- [2] ZHOU G, WANG T, WU Y, et al. Energy-efficient power allocation for decode-and-forward cFDM relay links[M]. Springer Singapore: *Mobile and Wireless Technologies*, 2016.
- [3] 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, 2010: 1-6.
- [4] LI G Y, XU Z, XIONG C, et al. Energy-efficient wireless communications: tutorial, survey, and open issues[J]. *IEEE Wireless Communications*, 2011, 18(6):28-35.
- [5] WANG T. On the optimum energy efficiency for flat-fading channels with rate-dependent circuit power: Time invariant case [C]. *2013 International Conference on Wireless Communications & Signal Processing (WCSP)*, IEEE, 2013:1-7.

- [6] 李云, 段海霞, 苏开荣, 等. OFDM 中继系统中能效优化的资源联合分配算法[J]. *通信学报*, 2015(3): 12-19.
- [7] 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.
- [8] WANG T, FANG Y, VANDENDORPE L. Power minimization for ofdm transmission with subcarrier-pair based opportunistic DF relaying [J]. *IEEE Communications Letters*, 2013, 17(3):471-474.
- [9] ANUNCHITHA. Realizing cooperative beamforming scenario with MIMO-OFDM DF relay channels and performance comparison based on modulation scheme and energy efficiency[C]. *International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics*, IEEE, 2015:1762-1765.
- [10] ZHANG Y, PANG L, REN G, et al. Spectrum and energy efficient relaying algorithms for selective AF-OFDM systems [C]. *Vehicular Technology Conference*, IEEE, 2016:1-5.
- [11] SONG Z, NI Q, NAVAIE K, et al. On the spectral-energy efficiency and rate fairness tradeoff in relay-aided cooperative OFDMA systems [J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2016, 15(9):1-1.
- [12] YU H, QIN H H, LI Y Z, et al. Energy-efficient power allocation for non-regenerative OFDM relay links[J]. *Science China Information Sciences*, 2013, 56(2):1-8.
- [13] MIAO G, HIMAYAT N, LI G Y. Energy-efficient link adaptation in frequency-selective channels [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2010, 58(2):545-554.
- [14] XIONG C, LI G Y, ZHANG S, et al. Energy-efficient resource allocation in OFDMA networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2012, 60(12):3767-3778.
- [15] SUN C, CEN Y, YANG C. Energy efficient OFDM relay systems [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(5):1797-1809.
- [16] CHINAEI M H, OMIDI M J, KAZEMI J. Circuit power considered energy efficiency in decode-and-forward relaying[C]. *2013 21st Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE)*, IEEE, 2013:1-5.
- [17] WU Y, WANG T. Energy-efficient resource allocation for OFDM transmission with opportunistic DF relaying [C]. *2014 IEEE/CIC International Conference on Communications in China (ICCC)*, IEEE, 2014:570-575.

- [18] CHANG Z, ZHANG Q, GUO X, et al. Energy efficient resource allocation for OFDMA two-way relay networks with channel estimation error [C]. Military Communications Conference, IEEE, 2015.

通信系统的资源分配。

王涛(通讯作者),博士,教授,研究方向为绿色高能效无线通信网络优化设计等。

E-mail:twang@shu.edu.cn

作者简介

周广丽,硕士研究生,研究方向为高能效中继 OFDM