

无线并行放大转发中继传输中基于信噪比的功率分配研究

王俊波^{1,2}, 曹 哲¹, 陈 明², 焦 媛¹

(1. 南京航空航天大学电子信息工程学院, 江苏南京 210016; 2. 东南大学移动通信国家重点实验室, 江苏南京 210096)

摘 要: 在无线通信网中, 高效的功率分配可显著降低资源消耗、获得更好的服务质量、并减少网络内干扰。本文以无线并行中继协作通信系统为背景, 在目的节点目标信噪比的约束条件下, 对如何最小化中继链路中各通信节点的发射功率进行了研究。文章首先建立了无线中继协作通信系统模型, 推导出了无线中继协作通信系统中信噪比的表达式。接着, 文章将功率分配问题建模为一个组合优化问题。运用凸优化理论, 文章进一步提出一种计算时间复杂度较低的次最优功率分配算法。仿真结果表明, 本文提出的算法计算复杂度低而且性能稳定, 能够很好地解决无线中继通信系统中的功率分配问题。

关键词: 无线通信; 中继; 功率分配; 放大转发; 信噪比

中图分类号: TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2011) 07-1663-05

SNR-Based Power Allocation in Wireless Parallel Amplify-and-Forward Relay Transmissions

WANG Jun-bo^{1,2}, CAO Zhe¹, CHEN Ming², JIAO Yuan¹

(1. College of Electronic and Information Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing, Jiangsu 210016, China;

2. National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing, Jiangsu 210096, China)

Abstract: In wireless communications, efficient power allocation has the advantage of reducing resource consumption, achieving better quality-of-service (QoS), and reducing network interference. This paper is focus on the power allocation problem in wireless parallel amplify-and-forward relay transmissions. Particularly, the objective is set to minimize the transmit power of the communication nodes while guaranteeing the signal-to-noise ratio (SNR) requirement at the destination node. Firstly, based on the established channel model of wireless relay cooperative communication system, the expression of SNR is derived. Following that, the power allocation problem is modeled as a combinatorial optimization problem. Moreover, using convex optimization theory, this paper proposes a suboptimal power allocation algorithm with low complexity. The simulation results show that the method proposed in this paper is capable of resolving the power allocation problem in wireless relay communication systems with low computational complexity as well as stable performance.

Key words: wireless communications; relay; power allocation; amplify-and-forward; signal-to-noise ratio

1 引言

在无线通信系统中, 由于信号在传输过程中存在路径传播损耗、慢衰落损耗、阴影效应等因素的影响, 源节点发射的信号到达目的节点时, 信号都会有不同程度的衰减和畸变, 使得信息传输的可靠性下降。为了解决上述问题, 无线中继传输技术应运而生。由于这种传输方式可显著降低信号点到点的传输距离, 避开在传输过程中遇到的障碍物, 能够有效降低传输损耗的影响, 受到

了人们的广泛关注。

到目前为止, 无线中继技术已经在信道容量^[1-5]、分集技术^[6]、中断概率^[7,8]、网络编码^[9]等方面得到了深入的研究。然而需要注意的是, 功率分配问题同样是无线中继传输中需要解决的重要问题之一。通过合理地分配源节点、中继节点的发射功率, 可显著提高信号传输质量, 并能降低信号传输的资源消耗。因此, 有关无线中继传输的功率分配问题逐渐成为近年来的研究热点。文献^[10]提出了一种降低传输功率的中继选择方法, 但该

收稿日期: 2010-09-08; 修回日期: 2010-11-29

基金项目: 国家自然科学基金(No. 60972023); 国家科技重大专项(No. 2010ZX03003-002, No. 2010ZX03003-004); “区域光纤通信网与新型光通信系统”国家重点实验室开放课题(No. 2008SH06); 东南大学移动通信国家重点实验室开放研究基金(No. 2010D01); 东南大学移动通信国家重点实验室研究基金(No. 2010A06); 南京航空航天大学新教师启动基金; 南京航空航天大学基本科研业务费专项科研项目(No. NS2010091); 研究生创新基地(实验室)开放基金

方法只是选择其中比较好的一个中继节点进行协作通信,未充分利用多个中继所能提供的最大性能;文献[11]进一步基于多中继节点协作通信,提出了一种功率分配算法.但该文章假设源节点和目的节点的功率之和是固定不变的.显然,该假设限制了所提算法在实际系统的应用.

针对上述文献中尚未完全解决的功率分配问题,本文将在目标信噪比的约束条件下,研究如何最小化中继链路中各通信节点的发射功率.

2 系统模型

考虑如图1所示的两跳无线中继传输链路,该链路由一个源节点 s , N 个平行的中继节点和一个目的节点 d 构成.假设该链路采用放大转发 (Amplify-and-Forward) 中继方式,则信号的传输包括两个阶段.

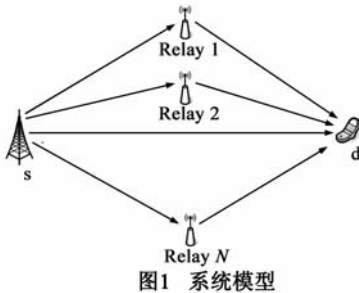


图1 系统模型

在第一个阶段中,源节点 s 向目的节点 d 和 N 个中继节点广播信息.因此,目的节点 d 接收到的信号 $y_{s,d}$ 可描述为

$$y_{s,d} = \sqrt{P_s G_{s,d}} x + z_{s,d} \quad (1)$$

其中, P_s 表示源节点 s 的发射功率, x 表示源节点发送的信号, $G_{s,d}$ 为源节点 s 与目的节点 d 之间的信道增益, $z_{s,d}$ 为目标节点 d 接收机的高斯白噪声,其噪声功率为 σ^2 .类似地,中继节点 n 接收到来自源节点 s 的信号可表示为

$$y_{s,n} = \sqrt{P_s G_{s,n}} x + z_{s,n} \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (2)$$

其中, $G_{s,n}$ 为源节点 s 与中继节点 n 之间的信道增益, $z_{s,n}$ 是中继节点 n 处的高斯白噪声.不失一般性地,我们假设 $z_{s,n}$ 与 $z_{s,d}$ 拥有相同的噪声功率.需要注意的是,在没有中继的协作下,目的节点 d 在第一阶段所接收信号的信噪比 (signal-to-noise ratio) 可以表示为

$$\gamma_{s,d}(P_s) = \frac{P_s G_{s,d}}{\sigma^2} \quad (3)$$

在第二阶段,中继节点 n 将接收到的信号 $y_{s,n}$ 放大后转发给目的节点 d .为描述方便,中继节点 n 接收到的功率归一化信号可表示为

$$x_n = \frac{y_{s,n}}{|y_{s,n}|} \quad (4)$$

则目的节点 d 接收到来自中继节点 n 的信号可以表示为

$$y_{n,d} = \sqrt{P_n G_{n,d}} x_n + z_{n,d} \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (5)$$

其中, P_n 为中继节点 n 的信号发射功率, $G_{n,d}$ 是中继节点 n 到目的节点 d 之间的信道增益, $z_{n,d}$ 是目的节点接收信号 x_n 时的背景噪声.进一步地,由式(2)和式(4),式(5)可改写为

$$y_{n,d} = \frac{\sqrt{P_n G_{n,d}} (\sqrt{P_s G_{s,n}} x + z_{s,n})}{\sqrt{P_s G_{s,n} + \sigma^2}} + z_{n,d} \quad (6)$$

显然,式(6)右面的第一项包含了链路传输的有用信号.对式(6)中的有用信号和噪声信号求取功率的期望值,则信号 $y_{n,d}$ 的信噪比为

$$\gamma_n(P_s, P_n) = \frac{P_n P_s G_{s,n} G_{n,d}}{\sigma^2 (P_s G_{s,n} + P_n G_{n,d} + \sigma^2)} \quad (7)$$

假设目的节点采用最大比合并处理 $y_{s,d}$ 和 $y_{n,d}$,则目的节点接收信号的联合信噪比为

$$\gamma_c(P_s, P_n) = \gamma_{s,d}(P_s) + \sum_{n=1}^N \gamma_n(P_s, P_n) \quad (8)$$

在实际链路中,为了使目的节点能准确的接收到信号,接收信号的实际联合信噪比应不小于一定的目标值.数学上,该联合信噪比需求可以描述为

$$\gamma_c(P_s, P_n) = \gamma_{s,d}(P_s) + \sum_{n=1}^N \gamma_n(P_s, P_n) \geq \Gamma \quad (9)$$

其中 Γ 是确保目的节点能准确接收信号的最小信噪比.进一步地,利用式(3)和式(7),式(9)可推导为

$$\frac{P_s G_{s,d}}{\sigma^2} + \sum_{n=1}^N \frac{P_n P_s G_{s,n} G_{n,d}}{\sigma^2 (P_s G_{s,n} + P_n G_{n,d} + \sigma^2)} \geq \Gamma \quad (10)$$

3 问题描述

在并行放大转发中继传输链路中,基于信噪比的功率分配问题可以描述为

$$\min_{P_s, P_n: \forall n} \left(P_s + \sum_{n=1}^N P_n \right) \quad (11)$$

$$\text{s.t.} \quad \gamma_{s,d}(P_s) + \sum_{n=1}^N \gamma_n(P_s, P_n) = \Gamma \quad (12)$$

$$P_n \in [0, P_n^{\max}] \quad \forall n \in \{1, \dots, N\} \quad (13)$$

$$P_s \in [0, P_s^{\max}] \quad (14)$$

其中, P_n^{\max} 和 P_s^{\max} 分别为中继节点 n 和源节点 s 的最大发射功率.应当注意的是,当链路环境比较差的时候,最优化问题(11)的解不存在.换句话说,链路条件只有在数学上满足

$$\gamma_{s,d}(P_s^{\max}) + \sum_{n=1}^N \gamma_n(P_s^{\max}, P_n^{\max}) \geq \Gamma \quad (15)$$

时,问题(11)才存在解.为了方便下面的讨论,我们假设链路条件总是满足式(15),即最优问题(11)的解空间始终非空.

4 提出算法

不难发现,优化问题(11)是一个复杂的组合优化问题,不便于通过遍历搜索的方法求得其最优解.但是,进一步分析可以知道,当 P_s 固定时,在约束条件(12)和(14)下, $P_s + \sum_{n=1}^N P_n$ 是关于 P_n 在 $[0, P_n^{\max}]$ 上的凸函数;当 $P_n, n \in \{1, 2, \dots, N\}$ 固定时,在约束条件(12)和(13)下, $P_s + \sum_{n=1}^N P_n$ 是关于 P_s 在 $[0, P_s^{\max}]$ 上的凸函数.因此,该问题可以采用拉格朗日乘子法来求得其解,即

$$L(P_s, P_n, \lambda) = P_s + \sum_{n=1}^N P_n - \lambda \left(\frac{P_s G_{s,d}}{\sigma^2} + \sum_{n=1}^N \frac{P_n G_{s,n} G_{n,d} (P_n G_{n,d} + \sigma^2)}{\sigma^2 (P_s G_{s,n} + P_n G_{n,d} + \sigma^2)} - \Gamma \right) \quad (16)$$

从而原问题可以转化为

$$\begin{aligned} \min_{\lambda, P_s, P_n: \forall n} L(P_s, P_n, \lambda) \quad (17) \\ \text{s.t. } P_n \in [0, P_n^{\max}] \quad \forall n \in \{1, \dots, N\} \\ P_s \in [0, P_s^{\max}] \end{aligned}$$

其中 λ 是约束条件 $\gamma_{s,d}(P_s) + \sum_{n=1}^N \gamma_n(P_s, P_n) = \Gamma$ 下的拉格朗日乘子.

根据 Karush-Kuhn-Tucker (KKT) 条件,源节点的发射功率 P_s 和中继节点 n 的发射功率 $P_n, n \in \{1, 2, \dots, N\}$ 可以通过 $\partial L / \partial P_s = 0$ 和 $\partial L / \partial P_n = 0$ 求得,即

$$\frac{\partial L}{\partial P_s} = 1 - \lambda \left[\frac{G_{s,d}}{\sigma^2} + \sum_{n=1}^N \frac{P_n G_{s,n} G_{n,d} (P_n G_{n,d} + \sigma^2)}{\sigma^2 (P_s G_{s,n} + P_n G_{n,d} + \sigma^2)} \right] = 0 \quad (18)$$

$$\frac{\partial L}{\partial P_n} = 1 - \frac{\lambda A_n B_n}{(P_n + B_n)^2} = 0 \quad \forall n \in \{1, 2, \dots, N\} \quad (19)$$

其中 $A_n = \frac{P_s G_{s,n}}{\sigma^2} \quad (20)$

$$B_n = \frac{P_s G_{s,n} + \sigma^2}{G_{n,d}} \quad (21)$$

分析式(18)和式(19)不难发现, P_s 和 $P_n, n \in \{1, 2, \dots, N\}$ 均为关于参数 λ 的函数.理论上,若给定参数 λ ,则 P_s 和 $P_n, n \in \{1, 2, \dots, N\}$ 可由式(18)和式(19)共同求出.

对式(19)进行代数运算,中继节点 n 的发射功率可表示为

$$P_n = \min \left\{ \left[\sqrt{\lambda A_n B_n} - B_n \right]^+, P_n^{\max} \right\} \quad (22)$$

将式(22)代入到式(18)中,可以得到一个关于源节点发射功率 P_s 的方程.不难发现,该方程是一个关于 P_s 的隐式方程,无法推导出 P_s 的解析解.这里,我们采用数值方法进行求解.构造函数

$$f(P_s) = 1 - \lambda \left[\frac{G_{s,d}}{\sigma^2} + \sum_{n=1}^N \frac{P_n G_{s,n} G_{n,d} (P_n G_{n,d} + \sigma^2)}{\sigma^2 (P_s G_{s,n} + P_n G_{n,d} + \sigma^2)} \right] \quad (23)$$

参照弦截法^[12]的思想,我们提出如图 2 所示的算法 1 可求得 $f(P_s) = 0$ 的解,即源节点的发射功率 P_s .进一步地,利用求得的 P_s 和式(22),可以求得中继节点 n 的发射功率 P_n .

算法 1

输入: $\lambda, G_{s,d}, \{G_{s,n}\}_{n=1}^N, \{G_{n,d}\}_{n=1}^N, P_s^{\max}, \{P_n^{\max}\}_{n=1}^N, \sigma^2, \Gamma, \epsilon$

输出: $P_s, \{P_n\}_{n=1}^N$

初始化: $P_s^0 = 0, P_s^1 = \frac{P_s^{\max}}{2}, \{P_n = P_n^{\max}\}_{n=1}^N$

Repeat

Repeat

用式(23)分别计算 $f(P_s^0)$ 和 $f(P_s^1)$

If $f(P_s^0) = f(P_s^1)$

Break;

Else

$$P_s^2 = P_s^1 - \frac{f(P_s^1)}{f(P_s^1) - f(P_s^0)} (P_s^1 - P_s^0)$$

End If

$$P_s^0 = P_s^1, P_s^1 = P_s^2$$

Until $|P_s^0 - P_s^1| < \epsilon$

$$P_s = \max(\min(P_s^1, P_s^{\max}), 0)$$

Until P_s 收敛

图 2 搜索源节点的发射功率和中继节点发射功率的算法

由于参数 λ 是在信噪比约束条件 $\gamma_{s,d}(P_s) + \sum_{n=1}^N \gamma_n(P_s, P_n) = \Gamma$ 下的拉格朗日乘子,在求解 P_s 和 $P_n, n \in \{1, 2, \dots, N\}$ 的过程中,若该约束条件不成立,则需要调整 λ 的值,使得 P_s 和 $P_n, n \in \{1, 2, \dots, N\}$ 满足信噪比的约束条件.由于 λ 的解析解无法通过代数运算确定,这里我们尝试利用数值算法求解.考虑到式(13)和式(14)的约束条件,并且根据式(22),我们可以得到 λ 的一个上下界为

$$\lambda_1^U = \max_{\forall n} \left\{ \frac{(P_n^{\max} + B_n)^2}{A_n B_n} \right\} \quad (24)$$

$$\lambda_1^L = \min_{\forall n} \left\{ \frac{B_n}{A_n} \right\} \quad (25)$$

类似地,由式(13)和式(14)的约束条件,并且根据式(18),我们可以得到 λ 的另一个上下界为

$$\lambda_2^U = \frac{\sigma^2}{G_{s,d}} \Big|_{P_s=0, P_n=0} \quad (26)$$

$$\lambda_2^L = \left(\frac{G_{s,d}}{\sigma^2} + \sum_{n=1}^N \frac{P_n^{\max} G_{s,n} G_{n,d}}{\sigma^2 (P_n^{\max} G_{n,d} + \sigma^2)} \right)^{-1} \Big|_{P_s=0, P_n=P_n^{\max}} \quad (27)$$

综合以上分析,由式(24)和式(26),可以得到 λ 的上界为

$$\lambda^U = \max(\lambda_1^U, \lambda_2^U) \quad (28)$$

由式(25)和式(27),可以得到 λ 的下界为

$$\lambda^L = \min(\lambda_1^L, \lambda_2^L) \quad (29)$$

基于二分法思想, λ 可由如图 3 所示的算法 2 求解. 不难发现, λ 的求解算法是一个计算复杂性有效的算法, 并且其是一个关于算法 1 的迭代算法. 当 λ 迭代收敛时, 则算法 1 的解即为优化问题(11)的解.

算法 2

输入: $G_{s,d}, \{G_{s,n}\}_{n=1}^N, \{G_{n,d}\}_{n=1}^N, P_s^{\max}, \{P_n^{\max}\}_{n=1}^N, \sigma^2, \Gamma$

输出: $P_s, \{P_n\}_{n=1}^N$

初始化: 用式(28)和式(29)计算 λ^U, λ^L , 设置 $\gamma_{s,d}(P_s), \{\gamma_n(P_s, P_n)\}_{n=1}^N$ 为 0;

Repeat

$$\lambda = \frac{(\lambda^U + \lambda^L)}{2};$$

用算法 1 分别计算 P_s 和 $\{P_n\}_{n=1}^N$;

用式(3)和式(7)分别计算 $\gamma_{s,d}(P_s)$ 和 $\{\gamma_n(P_s, P_n)\}_{n=1}^N$;

If $\gamma_{s,d}(P_s) + \sum_{n=1}^N \gamma_n(P_s, P_n) > \Gamma$, then

$$\lambda^L = \lambda;$$

Else

$$\lambda^U = \lambda;$$

End If

Until $\gamma_{s,d}(P_s) + \sum_{n=1}^N \gamma_n(P_s, P_n) > \Gamma$ 收敛

图 3 搜索参数 λ 算法

5 数值结果

本节通过计算机仿真在两个场景下将提出的算法与最优解进行比较. 注意, 这里的最优解是通过遍历搜索求得的. 仿真中, 考虑了路径损耗和阴影衰落对系统性能的影响, 其中阴影衰落服从方差为 $\sigma_s^2 = 10\text{dB}$ 的对数正态分布. 另外, 不失一般性地, 背景噪声功率设为 -104dBm , 源节点和各中继节点的最大发射功率均设为 100mW , 且目标信噪比均为 10dB .

场景一: 源节点 s 和目的节点 d 的位置固定, 分别为 $(600\text{m}, 0\text{m})$ 和 $(0\text{m}, 0\text{m})$, 中继节点 1 的位置为 $(300\text{m},$

$50\text{m})$, 中继节点 2 的位置在从 $(50\text{m}, 50\text{m})$ 到 $(550\text{m}, 50\text{m})$ 的直线上均匀变化. 图 4 和图 5 分别给出了在该场景中中继节点消耗的功率和系统消耗的功率与中继节点位置之间的关系. 由图 4 可以看出, 当中继节点 2 从目的节点 d 逐渐移向源节点 s 时, 由于目的节点 d 与中继节点 2 的路径损耗越来越大, 为了达到目标信噪比, 中继节点 2 消耗的功率逐渐增加; 然而随着中继节点 2 离源节点 s 越来越近, 其接收到的信噪比越来越大, 即转发的噪声逐渐减小, 从而消耗的功率也逐渐减小. 由于中继节点 1 的位置固定, 因而其消耗的功率波动范围不大. 图 5 还显示了系统消耗的总功率与中继节点 2 的位置的变化关系, 从图 5 可以看出, 虽然本文提出的算法比最优解消耗的功率略大, 但均能很好的逼近最优解. 另外表 1 给出了在该场景中搜索参数 λ 迭代次数的均值和标准差, 由表 1 可以看出, 迭代次数少而且波动较小, 进一步说明了该算法计算复杂度低而且稳定性比较好.

表 1 改变中继节点 2 的位置条件下, 提出算法的性能

中继节点 2 的位置	λ 迭代次数的均值	λ 迭代次数的标准差
(50m, 50m)	17.536000	5.999058
(150m, 50m)	12.175000	5.207830
(250m, 50m)	9.708000	4.304098
(350m, 50m)	9.217000	3.856784
(450m, 50m)	9.335000	3.915879
(550m, 50m)	10.197000	4.471933

场景二: 源节点 s 和目的节点 d 的位置固定, 分别为 $(500\text{m}, 0\text{m})$ 和 $(0\text{m}, 0\text{m})$, 中继节点个数为 4, 在源节点和目的节点之间均匀分布. 图 6 给出了在该场景中系统消耗的功率与目标信噪比的关系. 由图 6 可以看出, 随着目标信噪比的增加, 目的节点对信号强度的要求越来越高, 则系统消耗的功率也逐渐增加. 表 2 进一步显示了提出算法的计算复杂度和稳定性. 从表 2 可以发现, 不论目标信噪比是多少, 该算法的计算复杂度都比较低而且性能稳定.

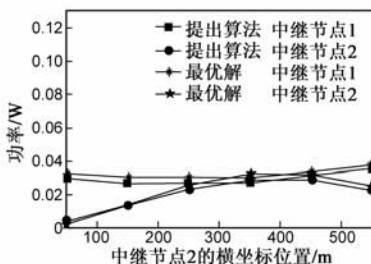


图 4 各中继节点消耗的功率与中继节点 2 的位置之间的关系

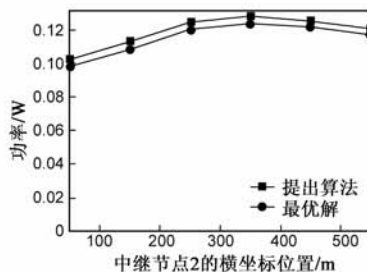


图 5 系统消耗的功率与中继节点 2 位置之间的关系

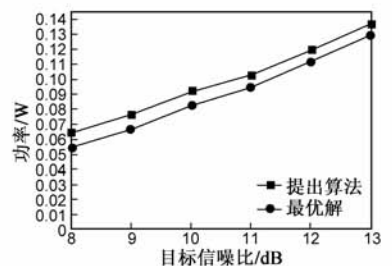


图 6 系统消耗的功率与目标信噪比之间的关系

表 2 改变目标信噪比的条件下,提出算法的性能

目标信噪比(dB)	λ 迭代次数的均值	λ 迭代次数的标准差
8	15.784000	4.119261
9	15.566000	4.163770
10	15.091000	4.415452
11	14.869000	4.556380
12	14.547000	4.737746
13	14.016000	5.055621

6 结论

本文针对无线并行中继协作通信系统中,在目的节点目标信噪比的约束条件下,对如何最小化中继链路中各通信节点的发射功率进行了研究.文章首先建立了无线并行中继协作通信系统中基于放大转发方式的系统模型,推导出了在该系统模型下接收信号的信噪比表达式;接着提出了基于目标信噪比的功率分配问题;然后分析出该问题是一个复杂的组合优化问题,进一步提出了一种时间复杂度较低的次最优算法.数值结果表明,本文提出的功率分配方法计算复杂度低且性能稳定,能够很好的解决无线中继通信系统中的功率分配问题.

参考文献

- [1] Farhadi G, Beaulieu N. On the ergodic capacity of wireless relaying systems over rayleigh fading channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(11): 4462 - 4467.
- [2] 王文益, 吴仁彪, 梁军利. 正交中继信道的信道容量及资源分配[J]. 电子学报, 2010, 38(4): 771 - 775.
WANG Wen-yi, WU Ren-biao, LIANG Jun-li. Capacity of orthogonal relay channel and resource allocation[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(4): 771 - 775. (in Chinese)
- [3] Yanwu Ding, Jian-Kang Zhang, Wong K M. Ergodic channel capacities for the amplify-and-forward half-duplex cooperative systems[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2009, 55(2): 713 - 730.
- [4] 徐峰, 岳殿武. 分布式协作通信网络中一种新的跨层设计方案[J]. 电子学报, 2009, 37(7): 1434 - 1439.
XU Feng, YUE Dian-wu. A novel cross-layer design scheme for distributed cooperative communication networks[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(7): 1434 - 1439. (in Chinese)
- [5] 詹卫许, 王桂娟, 张广驰, 秦家银. 基于马尔可夫流体模型的无线中继网络系统容量分析[J]. 电子学报, 2009, 37(1): 38 - 42.
ZHAN Wei-xu, WANG Gui-juan, ZHANG Guang-chi, QIN Jia-yin. Effective capacity analysis for Markov fluids model in incremental relay system[J]. Acta Electronica Sinica, 2009, 37(1): 38 - 42. (in Chinese)
- [6] J Boyer, D D Falconer, H Yanikomeroğlu. Multihop diversity in

wireless relaying channels[J]. IEEE Trans. Commun, 2004, 52(10): 1820 - 1830.

- [7] J N Laneman, D N C Tse, G W Wornell. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2004, 50(12): 3062 - 3080.
- [8] N Ahmed, M A Khojastepour, A Sabharwal, B Aazhang. Outage minimization with limited feedback for the fading relay channel[J]. IEEE Transactions on Communications, 2006, 54(4): 659 - 669.
- [9] J N Laneman. Network coding gain of cooperative diversity[A]. Proceedings of IEEE Military Communications Conference on Harness the Power for Force Transformation[C]. California: MILICOM, 2004. 106 - 112.
- [10] Madan R, Meht N, Molisch A, Jin Zhang. Energy-efficient cooperative relaying over fading channels with simple relay selection[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(8): 3013 - 3025.
- [11] Yonghui Li, Branka Vucetic, Zhendong Zhou, and Mischa Dohler. Distributed adaptive power allocation for wireless relay networks[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2007, 6(3): 948 - 958.
- [12] W H Press. Numerical recipes in C: The Art of Scientific Computing[M]. Cambridge, England: Cambridge University Press, 1992. 347 - 383.

作者简介



王俊波 男, 1979 年生于安徽合肥. 南京航空航天大学讲师, 硕士生导师. 主要研究方向为移动通信中的无线资源管理算法及无线光通信.
E-mail: jbwang@nuaa.edu.cn



曹哲 男, 1985 年生于山东曲阜. 南京航空航天大学电子信息工程学院硕士研究生. 主要研究方向为无线中继通信系统中的资源管理.
E-mail: caozhe@nuaa.edu.cn

陈明 男, 1968 年生于江苏扬州. 东南大学教授, 博士生导师. 主要研究方向为移动通信系统中的基带信号处理及无线资源管理等. E-mail: chenming@seu.edu.cn

焦媛 女, 1987 年生于安徽宿州. 南京航空航天大学电子信息工程学院硕士研究生. 主要研究方向为移动通信中的无线资源管理及无线光通信. E-mail: jannyuan@yahoo.com.cn