doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.10.016

引用格式:李广平,杨守义. 混合中继转发机制下的资源分配[J]. 电讯技术,2014,54(10):1401-1406. [LI Guang-ping, YANG Shou-yi. Resource Allocation for Hybrid Relay Systems[J]. Telecommunication Engineering,2014,54(10):1401-1406.]

混合中继转发机制下的资源分配*

李广平**,杨守义

(郑州大学信息工程学院,郑州 450001)

摘 要:在基于放大转发(AF)和译码转发(DF)的混合中继转发机制模型下,为了使系统获得最大 和速率,提出了相应的资源分配方案,在子载波对混合中继协议的判断选择和最优功率分配算法的 基础上讨论了等效信道增益模型和非等效信道增益模型。在非等效信道增益模型中,为了降低计算 复杂度提出了一种次优算法。在该机制模型下,系统自适应地选择 AF 或者 DF 转发,既克服了两种 单一转发模式存在的弊端,又能获得更大的和速率,从而提高了资源利用率。仿真结果表明,当系统 功率等因素变化时,该分配方案下的混合中继转发模型与传统的 AF 和 DF 模型相比系统和速率分 别提高了 60% 和 8% 以上,充分说明了该系统的优越性。

关键词:混合中继转发系统;功率分配;等效信道增益模型;非等效信道增益模型;和速率;资源利用率 中图分类号:TN929.5 文献标志码:A 文章编号:1001-893X(2014)10-1401-06

Resource Allocation for Hybrid Relay Systems

LI Guang-ping, YANG Shou-yi

(School of Information Engineering, Zhengzhou University, Zhengzhou 450001, China)

Abstract: In order to maximize the system sum-rate, a corresponding resource allocation scheme is proposed based on the hybrid relay systems which employ the amplify-and-forward(AF) and decode-and-forward(DF) protocols simultaneously. Then based on the selection of subcarriers to the hybrid relays and power allocation, the equivalent channel gain model and non-equivalent channel gain model are proposed. A suboptimal algorithm is presented to trade off performance for computational complexity in the non-equivalent channel gain model. In hybrid relay model, the system can select AF or DF adaptively, which not only overcomes the disadvantages of the single model, but also improves the system sum-rate and the resource utilization rate. Simulation results demonstrate that the proposed scheme has improved more than sixty percent and eight percent in sum-rate compared with the two conventional cooperative schemes, which shows the good performance of the model.

Key words: hybrid relay systems; power allocation; equivalent channel gain model; non-equivalent channel gain model; sum-rate; resource utilization rate

1 引 言

在中继转发系统中,源端和目的端通过中继节

点建立通信链路,并且根据中继节点对接收到源端 信号的不同处理方法,中继通信可以分成不同的种

 ^{*} 收稿日期:2014-04-24;修回日期:2014-06-16 Received date:2014-04-24;Revised date:2014-06-16 基金项目:国家自然科学基金资助项目(61271421)
 Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China(No.61271421)

^{**} 通讯作者:liguangpin1g@126.com Corresponding author:liguangpin1g@126.com

类,其中最常用的几种中继通信协议分别为放大转 发协议(AF)、译码转发协议(DF)和编码协同协议 (CC)等^[1-2]。在传统中继传输系统中,中继通信链 路的建立需要经过两个步骤:第一步,中继端接收源 端信号并根据相应的中继协议处理接收信号;第二 步,中继端把处理后的源信号转发给接收端^[3]。在 AF协作通信中,中继端把接收到的源信号直接放大 后转发给目的端,由于中继端不需要对接收到的信 号进行解码,所以AF中继协议设计比较简单,但是 被中继放大的不仅包含有源信号,接收信号中的噪 声部分也会被放大转发;在DF协作通信中,中继端 对接收到的信号进行解码然后再编码转发给目的 端,此方案要求源端到中继端具有良好的信道质量, 从而保证中继节点可以正确接收源信号^[4]。

混合中继转发机制是一种能够自适应地选择 AF 或者 DF 中继协议的中继选择机制,它能够克服 传统中继转发机制的一些弊端并且获得良好的性 能。文献[5]中,作者提出了一种基于信噪比 (SNR)阈值的混合中继转发机制,根据中继端接收 到信号的 SNR 值与设定的阈值进行比较来判断需 要选择哪种中继处理协议进行信息传输。在文献 [6]中,作者提出了一种基于系统误比特率(BER) 的混合中继转发机制模型。文献[7]中,作者提出 了一种基于中继端译码正确率的中继转发模型,旨 在降低系统的误帧率。

基于上述参考文献,本文提出了一种混合中继 转发机制即采用 AF 和 DF 两种中继转发协议,每条 子载波根据自身的信道质量选择其中一种协议从而 使系统获得最大和速率。首先考虑在等效增益信道 模型下利用注水算法对各个子载波进行功率分配, 然后在非等效增益信道模型下提出了一种最优功率 分配算法使系统和速率最大,最后又提出了一种次 优算法从而降低了计算的复杂度。

2 系统模型

本文考虑的系统模型是由一个源端、一个目的 端和两个中继端组成的两跳多中继模型。当源端到 目的端直达链路的信道衰落较大时,中继链路在整 个系统信号传输中具有非常重要的作用,所以本文 暂不考虑直达链路对信号传输的影响。我们假设源 端与目的端之间只通过两个中继端进行信息传输。 在一个基于 OFDM 的中继传输系统中,假设有 N 条 子载波,则该混合中继转发系统模型如图 1 所示。 定义 $h_{sr,n}^1$ 和 $h_{rd,n}^1$ 分别为信号通过 AF 中继传输时第 n条子载波上源端到中继端和中继端到目的端的信 道增益;同样, $h_{sr,n}^2$ 和 $h_{rd,n}^2$ 分别为信号通过 DF 中继 传输时第 n条子载波上源端到中继端和中继端到目 的端的信道增益。



在中继通信过程中,源端首先通过单个子载波 向两个中继端同时发送信息,然后比较子载波通过 AF 中继和 DF 中继的速率,选择能提供较大速率的 中继端作为该子载波的中继传输节点,重复上述步 骤,直到所有子载波被分配完毕。最后,在总功率约 束条件下,合理地进行功率分配使得系统获得最大 的和速率。

3 数学模型及功率分配算法

本节我们主要讨论在已知信道增益条件下系统的最大和速率问题,根据已知的信道状态信息和子载波上分配的功率就可以计算出系统的和速率。当第 n 条子载波通过 AF 中继进行信息传输时,由文献[8]可知,第 n 条子载波上的信噪比(SNR)表达式可以表述为

$$\gamma_{n} = \frac{p_{s,n}h_{sr,n}^{1} \cdot p_{r,n}^{1}h_{rd,n}^{1}}{1 + p_{s,n}h_{sr,n}^{1} + p_{r,n}^{1}h_{rd,n}^{1}}$$
(1)

其中,*p*_{s,n}和 *p*¹_{r,n}分别代表第 *n* 条子载波在源节点和 中继节点分配的功率大小。所以,第 *n* 条子载波上 的速率表达式为

$$R_{n} = \frac{1}{2} \cdot \ln \left(1 + \frac{p_{s,n}h_{sr,n}^{1} \cdot p_{r,n}^{1}h_{rd,n}^{1}}{1 + p_{s,n}h_{sr,n}^{1} + p_{r,n}^{1}h_{rd,n}^{1}} \right)$$
(2)

其中,系数1/2表示每帧传输需要两个时隙。

当第 n 条子载波通过 DF 中继进行信息传输时,

· 1402 ·

由文献[9]可知,第n条子载波上的速率表达式为

$$R_{n} = \frac{1}{2} \cdot \ln(1 + \min(p_{s,n}h_{sr,n}^{2}, p_{r,n}^{2}h_{rd,n}^{2})) \quad (3)$$

其中,*p*_{s,n}和 *p*²_{r,n}分别代表第 n 条子载波在源节点和 中继节点分配的功率大小,因此,自适应混合中继转 发系统的和速率表达式可以写为

$$R = \sum_{n=1}^{N} \left\{ \rho_{n,1} \cdot \frac{1}{2} \cdot \ln \left(1 + \frac{p_{s,n}h_{sr,n}^{1} \cdot p_{r,n}^{1}h_{rd,n}^{1}}{1 + p_{s,n}h_{sr,n}^{1} + p_{r,n}^{1}h_{rd,n}^{1}} \right) + \rho_{n,2} \cdot \frac{1}{2} \cdot \ln \left(1 + \min \left(p_{s,n}h_{sr,n}^{2}, p_{r,n}^{2}h_{rd,n}^{2} \right) \right) \right\}$$
(4)

表达式(4) 中定义 $\rho_{n,i}(i=1,2)$ 为中继选择因 子,当 $\rho_{n,1}=1$ 且 $\rho_{n,2}=0$ 时,表示第n条子载波上的 信号通过AF中继节点进行传输;反之,当 $\rho_{n,2}=1$ 且 $\rho_{n,1}=0$ 时,表示第n条子载波上的信号通过DF中 继节点进行传输。

在系统总传输功率有限条件下,我们假设源端和中继端所分配的功率和不大于 P_i,则系统的优化问题可以描述为

 $\max_{\rho_{n,i}, p_{s,n}, p_{r,n}^{1}, p_{r,n}^{2}} R(\{\rho_{n,i}\}, \{p_{s,n}\}, \{p_{r,n}^{1}\}, \{p_{r,n}^{2}\})$ (5) subject to c1: $\rho_{n,1} + \rho_{n,2} = 1$;

 $c2:\rho_{n,1} \in \{0,1\};$ $c3:\rho_{n,2} \in \{0,1\};$

c4:
$$\sum_{n=1}^{\infty} (p_{s,n} + \rho_{n,1} \cdot p_{r,n}^1 + \rho_{n,2} \cdot p_{r,n}^2) \leq P_t;$$

其中,约束条件 c1、c2、c3 表示每条子载波能且只能 选择一种中继传输方式进行信息传输,约束条件 c4 表示系统消耗总功率不大于 P_t。

3.1 等效信道增益模型下功率分配问题

首先我们要讨论在满足条件 $p_{s,n} + \rho_{n,1} \cdot p_{r,n}^{1} + \rho_{n,2} \cdot p_{r,n}^{2} = p_{n}$ 下的等增益信道模型的相关性质,其 中 $\rho_{n,i}(i=1,2)$ 满足表达式(5)中的约束条件。定义 p_{n} 为第 n 条子载波上分配的功率,由文献[10]可知, AF 中继和 DF 中继的等效信道增益表达式可以分 别表述为

$$h_{\rm eq,n}^{1} = \frac{h_{sr,n}^{1} \cdot h_{rd,n}^{1}}{\left(\sqrt{h_{sr,n}^{1}} + \sqrt{h_{rd,n}^{1}}\right)^{2}}$$
(6)

$$h_{\rm eq,n}^{2} = \frac{h_{sr,n}^{2} \cdot h_{rd,n}^{2}}{h_{sr,n}^{2} + h_{rd,n}^{2}}$$
(7)

因此,表达式(4)可以重新描述为

$$R = \sum_{n=1}^{N} \left\{ \rho_{n,1} \cdot \frac{1}{2} \cdot \ln \left(1 + \frac{h_{sr,n}^{1} \cdot h_{rd,n}^{1}}{\left(\sqrt{h_{sr,n}^{1}} + \sqrt{h_{rd,n}^{1}} \right)^{2}} \cdot p_{n} \right) + \frac{h_{sr,n}^{1} \cdot h_{rd,n}^{1}}{\left(\sqrt{h_{sr,n}^{1}} + \sqrt{h_{rd,n}^{1}} \right)^{2}} \cdot p_{n} \right\}$$

$$\rho_{n,2} \cdot \frac{1}{2} \cdot \operatorname{lb} \left(1 + \frac{h_{sr,n}^2 \cdot h_{rd,n}^2}{h_{sr,n}^2 + h_{rd,n}^2} \cdot p_n \right) \right\}$$
(8)

所以,优化问题可以描述为

$$\max_{\rho_{n,i},\rho_{n}} R(\{\rho_{n,i}\},\{p_{n}\})$$
(9)
subject to c1: $\rho_{n,1}+\rho_{n,2}=1$;
c2: $\rho_{n,1} \in \{0,1\}$;
c3: $\rho_{n,2} \in \{0,1\}$;
c4: $\sum_{i=1}^{N} p_{n} \leq P_{i}$;

利用拉格朗日算法求解上式可得

$$L(\rho, p, \lambda) = \max \sum_{n=1}^{N} \max \left\{ \frac{1}{2} \cdot \ln \left(1 + \frac{h_{sr,n}^{1} \cdot h_{rd,n}^{1}}{\left(\sqrt{h_{sr,n}^{1}} + \sqrt{h_{rd,n}^{1}} \right)^{2}} \cdot p_{n} \right), \\ \frac{1}{2} \cdot \ln \left(1 + \frac{h_{sr,n}^{2} \cdot h_{rd,n}^{2}}{h_{sr,n}^{2} + h_{rd,n}^{2}} \cdot p_{n} \right) \right\} + \lambda \left(Pt - \sum_{n=1}^{N} p_{n} \right)$$
(10)

所以最终得到等效增益信道模型下的最优功率分配 表达式为

$$p_{n} = \max \begin{cases} \frac{\rho_{n,1} \cdot \text{lbe}}{2\lambda} - \frac{\left(\sqrt{h_{sr,n}^{1}} + \sqrt{h_{rd,n}^{1}}\right)^{2}}{h_{sr,n}^{1} \cdot h_{rd,n}^{1}}, \\ \frac{\rho_{n,2} \cdot \text{lbe}}{2\lambda} - \frac{h_{sr,n}^{2} + h_{rd,n}^{2}}{h_{sr,n}^{2} \cdot h_{rd,n}^{2}}, \\ \frac{N}{2} \cdot \text{lbe} \end{cases}$$

$$\lambda = \frac{\frac{N}{2} \cdot \text{lbe}}{\sum_{\substack{n \in N_{1}}} \frac{\left(\sqrt{h_{sr,n}^{1}} + \sqrt{h_{rd,n}^{1}}\right)^{2}}{h_{sr,n}^{1} \cdot h_{rd,n}^{1}} + \sum_{\substack{n \in N_{2}}} \frac{h_{sr,n}^{2} + h_{rd,n}^{2}}{h_{sr,n}^{2} \cdot h_{rd,n}^{2}} + P_{t}}$$
(11)

表达式(11)中,我们假设 N 条子载波中有 N₁ 条子载波通过 AF 中继进行信息传输,其余 N₂条子 载波则通过 DF 中继进行信息传输。根据表达式 (11),利用注水迭代算法对系统中的每条子载波进 行功率求解,最后把功率分配结果代入表达式(8) 中即可求得系统的和速率。

3.2 非等效信道增益模型下功率分配问题

由文献[10]可知,在等增益信道模型下,系统 的源端功率和中继端功率必须满足相应的功率限制 条件,但在实际应用中,系统各节点并不总是满足这 样的功率限制条件,因此,在非等增益信道模型下考 虑混合中继转发机制是非常必要的。利用文献 [11]中提到的KKT条件和文献[12]中提到的控制 变量法对表达式(5)进行功率求解,即先分别把源 端和中继端功率设置为常数,然后再相应地对另一 变量进行求解,最终我们可以得到最优的功率分配 表达式为

$$\boldsymbol{p}_{s,n} = \max\left\{\frac{|\frac{\mathrm{lbe}}{2\lambda} \cdot h_{sr,n}^{1} \cdot h_{rd,n}^{1} - (\sqrt{h_{sr,n}^{1}} + \sqrt{h_{rd,n}^{1}})^{2}}{h_{sr,n}^{1} \cdot \sqrt{h_{sr,n}^{1}} \cdot h_{rd,n}^{1} + h_{sr,n}^{1} \cdot h_{rd,n}^{1}}, \\ \min\left\{\max\left\{\frac{|\mathrm{lbe}}{2\lambda} - \frac{1}{h_{sr,n}^{2}}, 0\right\}, \frac{p_{r,n}^{2} \cdot h_{rd,n}^{2}}{h_{sr,n}^{2}}\right\}\right\}$$
$$\boldsymbol{p}_{r,n}^{1} = \rho_{n,1} \cdot \boldsymbol{p}_{s,n} \cdot \sqrt{\frac{h_{sr,n}^{1}}{h_{rd,n}^{1}}} \\ \boldsymbol{p}_{r,n}^{2} = \rho_{n,2} \cdot \min\left\{\max\left\{\frac{|\mathrm{lbe}}{2\lambda} - \frac{1}{h_{rd,n}^{2}}, 0\right\}, \frac{\boldsymbol{p}_{s,n} \cdot h_{sr,n}^{2}}{h_{rd,n}^{2}}\right\}$$
(12) subject to c1: $\rho_{n,1} + \rho_{n,2} = 1$;

 $c2: \rho_{n,1} \in \{0,1\};$ $c3: \rho_{n,2} \in \{0,1\};$ $c4: \sum_{n=1}^{N} (p_{s,n} + \rho_{n,1} \cdot p_{r,n}^{1} + \rho_{n,2} \cdot p_{r,n}^{2}) \leq P_{t}$

对于表达式(12),我们首先给定一个固定的初 始值 $p_{r,n}^2$ 和初始值 $\lambda_{\min}, \lambda_{\max}, 然后利用文献[13] 中$ 介绍的二分法进行迭代求解,然后得到一组更新后 $的变量 <math>p_{s,n}, p_{r,n}^1, p_{r,n}^2$ 。检查得到的数据是否满足式 (12)中的约束条件,若满足,则即为所求的最优功 率分配;若不满足条件,则改变原来设定的初始值, 再次利用二分法进行迭代求解,直到求出满足条件 的解即为最优功率分配。

3.3 非等效信道增益模型下次优功率分配问题

考虑到最优功率分配算法运算量太大,实际中 并不实用,因此本节提出了一种次优功率分配算法。 次优功率分配算法的思想是,所有子载波首先在等 功率条件下被分成通过 AF 中继进行信息传输和通 过 DF 中继进行信息传输的两组,然后根据两组中 子载波个数的比值分配总功率,最后分别对两组中 各自的子载波进行功率分配。

首先,假设同一个子载波在各传输节点具有相 同功率的条件下分别进行 AF 中继传输和 DF 中继 传输,然后比较两种中继方式所得到的速率大小并 选择性能较好的作为该子载波的中继传输方式,重 复上述过程直到所有子载波都被分组,假设得到的 AF 和 DF 两组中子载波个数 N₁和 N₂的比值为常数 κ;然后按照比值 κ 把总功率 P_i 分成两部分,再利用 注水迭代算法分别对两组中的子载波进行功率分配 求解,最终得到两组子载波功率分配表达式分别 如下:

$$\boldsymbol{p}_{s,n}^{1} = \frac{\frac{1}{2\lambda} \cdot h_{n,1}^{1} \cdot h_{n,2}^{1} - \left(\sqrt{h_{n,1}^{1}} + \sqrt{h_{n,2}^{1}}\right)^{2}}{h_{n,1}^{1} \cdot \sqrt{h_{n,1}^{1}} \cdot h_{n,2}^{1}} + h_{n,1}^{1} \cdot h_{n,2}^{1}}$$

$$\cdot 1404 \cdot$$

$$p_{r,n}^{1} = p_{s,n}^{1} \cdot \sqrt{\frac{h_{n,1}^{1}}{h_{n,2}^{1}}}$$

$$\lambda = \frac{\frac{N_{1} \cdot \text{lbe}}{2}}{Pa + \sum_{n=1}^{N_{1}} \frac{\left(\sqrt{h_{n,1}^{1}} + \sqrt{h_{n,2}^{1}}\right)^{2} + \left(\sqrt{h_{n,1}^{1}} + \sqrt{h_{n,2}^{1}}\right)^{2} \cdot \sqrt{\frac{h_{n,1}^{1}}{h_{n,2}^{1}}}}{h_{n,1}^{1} \cdot \sqrt{h_{n,1}^{1} \cdot h_{n,2}^{1}} + h_{n,1}^{1} \cdot h_{n,2}^{1}}$$

$$Pa + \sum_{n=1}^{N_{1}} \frac{\left(\sqrt{h_{n,1}^{1}} + \sqrt{h_{n,2}^{1}}\right)^{2} + \left(\sqrt{h_{n,1}^{1}} + \sqrt{h_{n,2}^{1}}\right)^{2} \cdot \sqrt{\frac{h_{n,1}^{1}}{h_{n,2}^{1}}}}{h_{n,1}^{1} \cdot \sqrt{h_{n,1}^{1} \cdot h_{n,2}^{1}} + h_{n,1}^{1} \cdot h_{n,2}^{1}}$$

$$\sum_{n=1}^{N_{1}} \left(p_{s,n}^{1} + p_{r,n}^{1}\right) \leq P_{a}$$

$$n \in \{N_{1}\}$$

$$p_{s,n}^{2} = \min\left\{\max\left\{\frac{\text{lbe}}{2\lambda} - \frac{1}{h_{n,2}^{2}}, 0\right\}, \frac{p_{s,n}^{2} \cdot h_{n,1}^{2}}{h_{n,2}^{2}}\right\}$$

$$p_{r,n}^{2} = \min\left\{\max\left\{\frac{\text{lbe}}{2\lambda} - \frac{1}{h_{n,2}^{2}}, 0\right\}, \frac{p_{s,n}^{2} \cdot h_{n,1}^{2}}{h_{n,2}^{2}}\right\}$$

$$(14)$$

$$\sum_{n=1}^{N_{2}} \left(p_{s,n}^{2} + p_{r,n}^{2}\right) \leq P_{d}$$

$$n \in \{N_{2}\}$$

其中, $N_1+N_2=N$, $P_a/P_d=\kappa$, $P_a+P_d=P_t$, N_1 为 AF 组 中子载波的个数, N_2 为 DF 组中子载波的个数。

由表达式(13)、(14)可知,在求解功率过程中, 只需对 DF 中这一组子载波进行迭代求解,因而该 算法的运算量被大大简化。

最后分别求解两组中继的和速率,把得到的两 组和速率相加即得到系统总的和速率为

$$R_{sum} = \sum_{n=1}^{N_1} \frac{1}{2} \cdot lb \left(1 + \frac{p_{s,n}^1 h_{n,1}^1 \cdot p_{r,n}^1 h_{n,2}^1}{1 + p_{s,n}^1 h_{n,1}^1 + p_{r,n}^1 h_{n,2}^1} \right) + \sum_{n=1}^{N_2} \frac{1}{2} \cdot lb \left(1 + min \left(p_{s,n}^2 h_{n,1}^2 , p_{r,n}^2 h_{n,2}^2 \right) \right) \quad (15)$$

4 性能分析与仿真

本节给出混合中继转发系统的数值仿真结果和 分析。仿真参数设置如下:系统子载波个数 N 为 32,每个子载波的带宽为15 kHz,用户到中继及中 继到目的的信道衰落为独立同分布且均值为1 的瑞 利衰落信道,加性高斯高斯白噪声(AWGN)的功率 谱密度设置为10⁻⁸ W/Hz。

首先讨论系统在等效信道增益模型下的性能,分 别以系统的总功率 P_i 和源端到中继端的信噪比为变 量进行数值仿真,仿真结果如图 2 所示。从图 2 可以 看出,无论是随着系统总功率的增加还是信道增益的 增加,本文所提出的混合中继转发机制与传统的单一 中继转发机制相比都能获得更大的和速率。



图 2 等效信道增益下不同中继转发机制的和速率 Fig. 2 The sum-rate of different relay models in the equivalent channel gain

图 3 表示在非等增益信道模型下,当系统功率 从 1~10 W变化时,混合转发机制的和速率比 AF 和 DF 分别提高了 60% 和 8% 以上,当系统源端到 中继端信道增益变化时,其和速率也相对分别提高 了 40% 和 10% 以上。



图 3 非等效信道增益下不同中继转发机制的和速率 Fig. 3 The sum-rate of different relay models in the non-equivalent channel gain

同时,从图 3 中可以看出当系统总功率和信道 增益变化时,次优算法所得到的系统和速率与最优 算法相比相差小于 3%,但其运算复杂度却大大低 于最优算法。

图 4 表示在固定中继端到目的端的信噪比并不 断增大源端到中继端的信噪比条件下,系统中选择 AF 中继和 DF 中继子载波个数的变化。从图中可 以看出,随着源端到中继端和中继端到目的端信噪 比差距的不断增大,选择 AF 中继进行信息传输的 子载波个数逐渐增多,而选择 DF 中继进行信息传 输的子载波个数却逐渐减少。从表达式(3)中可以 得出 DF 中继转发机制下的速率大小取决于源端到 中继端链路信噪比和中继端到目的端链路信噪比两 者中较小的一个,所以当两者信噪比差距逐渐增大 时,AF 中继对系统和速率的贡献逐渐增大,因此选 择 AF 中继进行信息传输的子载波个数也逐渐 增加。



图 4 不同中继节点选择子载波的个数 Fig. 4 The subcarrier number of different relay nodes

5 结束语

本文分别讨论了在等效信道增益模型下和非等 效信道增益模型下自适应混合中继转发系统的和速 率最大化问题。在自适应中继选择和功率分配算法 的基础上,通过数值仿真可以得出在两种模型下,混 合中继转发机制系统能够克服两种单一转发模式存 在的弊端,并且均能够获得更大的和速率,从而提高 了资源利用率。后续工作中将会针对多用户环境以 及该模型下系统是否具有较好的能效等问题进行深 入的研究。

参考文献:

[1] Sendonaris A, Erkip E, Aazhang B. User cooperation diversity-part II: Implementation aspects and performance analysis [J]. IEEE Transactions on Communications, 2003.51(11):1939-1948.

- [2] 嵇建波,葛仁华,孙山林. 认知无线电选择中继放大转发 协议性能分析[J]. 电讯技术,2013,53(3):279-283.
 JI Jian-bo, GE Ren-hua, SUN Shan-lin. Performance analysis of cognitive radio networks with relay amplify-and -forward selection [J]. Telecommunication Engineering, 2013,53(3):279-283. (in Chinese).
- [3] Havary-Nassab V, Shahbazpanahi S, Grami A. Optimal Distributed Beamforming for Two-Way Relay Networks
 [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58 (3):1238-1250.
- [4] Bouanen S, Boujemaa H, Ajib W. Threshold-based Adaptive Decode-Amplify-Forward Relaying Protocol for Cooperative Systems [C]//Proceedings of 2011 7th International Conference on Wireless Communications and Mobile Computing Conference. Istanbul:IEEE,2011:725-730.
- [5] Chen H, Liu J, Zhai C. Performance Analysis of SNRbased hybrid decode – Amplify – Forward Cooperative diversity Networks over Rayleigh Fading Channels [C]// Proceedings of 2010 IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Sydney: IEEE, 2010:1–6.
- [6] Can B, Yomo H, De Carvalho E. Hybrid forwarding scheme for cooperative relaying in OFDM based networks [C]// Proceedings of 2006 IEEE International Conference on Communications. Istanbul:IEEE,2006;4520–4525.
- [7] Li Y, Vucetic B, Chen Z, et al. An improved relay selection scheme with hybrid relaying protocols [C]// Proceedings of 2007 IEEE Global Telecommunications Conference. Washington DC; IEEE, 2007; 3704–3708.
- [8] Rao A, Nisar M D, Alouini M S. Robust Power Allocation for Multicarrier Amplify-and-Forward Relaying Systems
 [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2013, 62(7):3475-3481.
- [9] Alam M S, Mark J W, Shen X S. Relay Selection and Resource Allocation for Multi-User Cooperative OFDMA

Networks [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2013, 12(5):2193–2204.

- [10] Li Yong, Wang Wenbo, Kong Jia, et al. Power Allocation and Subcarrier Pairing in OFDM-Based Relaying Networks [C]// Proceedings of 2008 IEEE International Conference on Communications. Beijing: IEEE, 2008: 2602-2606.
- [11] Boyd S, Vandenberghe L. Convex optimization [M]. Cambridge:Cambridge University Press, 2004.
- [12] Hamidreza B, Bhargava V K. Selective Subcarrier Pairing and Power Allocation for DF OFDM Relay Systems with Perfect and Partial CSI [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(12):4057-4067.
- Ma Y, Xu Y, Zhang G D. Power allocation for orthogonal frequency division multiplexing-based cognitive radio systems with and without integral bit rate consideration [J]. IET Communications, 2011, 5(5):575-586.

作者简介:



李广平(1990—),男,河南驻马店人, 2012年获学士学位,现为硕士研究生,主要研 究方向为宽带无线通信;

LI Guang – ping was born in Zhumadian, Henan Province, in 1990. He received the B. S. degree in 2012. He is now a graduate student. His research concerns broadband wireless com-

munication.

Email:liguangpin1g@126.com

杨守义(1965—),男,河南民权人,教授、博士生导师, 主要研究方向为信源编码、宽带无线通信(OFDM、MIMO)、 认知无线电技术。

YANG Shou-yi was born in Minquan, Henan Province, in 1965. He is now a professor and also the Ph. D. supervisor. His research concerns source code, broadband wireless communication(OFDM, MIMO) and cognitive radio technology.