

# 采用最优放大因子的全双工中继选择方案

吴晓龙<sup>1</sup> 赵睿<sup>1</sup> 周林<sup>1</sup> 简贵胄<sup>2</sup>

(1. 华侨大学信息科学与工程学院, 福建, 厦门 361021;

2. 北京微电子技术研究所, 北京市 100076)

**摘要:** 在多中继协作通信系统中, 提出一种基于放大转发协议的全双工中继选择算法并进行了相应的理论分析。由于全双工中继中自干扰的存在, 为保证通信的质量, 首先利用传统的最大化边界信干噪比算法选择一个中继, 然后利用中继的最优功率放大因子来减小自干扰对系统的不利影响。采用最优放大因子的全双工中继选择方案虽然在复杂度和选择时延上都有一定增加, 但是在系统中断概率、中继节点功率消耗、目的节点接收信干噪比方面都优于采用最大化边界信干噪比的系统。最后, 我们利用蒙特卡洛仿真结果验证了该选择算法的优势。

**关键词:** 全双工中继; 中继选择; 自干扰; 系统中断概率; 接收信干噪比

**中图分类号:** TN929.5 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2014)05-0583-08

## Full-Duplex Relay Selection Scheme Applying the Optimal Amplify Factor

WU Xiao-long<sup>1</sup> ZHAO Rui<sup>1</sup> ZHOU Lin<sup>1</sup> JIAN Gui-zhou<sup>2</sup>

(1. School of Information Science and Engineering, Huaqiao University, Xiamen, Fujian 361021, China;

2. Beijing Microelectronics Technology Institute, Beijing 100076)

**Abstract:** We propose a full-duplex relay selection algorithm based on amplify-and-forward protocol and conduct the theoretical analysis in the cooperative communication system with multiple relays. Because of the existence of the loop interference in duplex relay, to guarantee the quality of communications, we select a relay based on maximizing the margin signal to interference and noise ratio first, and then alleviate the impact of loop interference on the system by using the optimal amplify factor of relay. Although the relay selection algorithm applying the optimal amplify factor has a slightly increase in complexity and selecting delay, but this it can provide a better performance than the traditional algorithm maximizing the margin signal to interference and noise ratio in terms of outage probability, power consumption of relay, and received signal to interference and noise ratio at the destination. Finally, we demonstrate the advantages of the proposed algorithm with Monte Carlo simulations.

**Key words:** full-duplex relay; relay selection; loop interference; outage probability; received signal to interference and noise ratio(SINR)

## 1 引言

近年来,无线通信中的协作通信技术获得了广泛的关注。通过利用不同节点之间的相互协作,形成虚拟天线阵列,克服了在小型移动终端上安装多

天线的困难,使得通信系统可以获得更高的可靠性、更好的性能以及更大的分集增益。虽然使用大量的中继进行协作传输会带来极大的优势,但是与此同时会造成系统更多的资源开销和能量消耗,在实际的资源或功率受限的通信系统中使用大量中

收稿日期: 2013-07-03; 修回日期: 2013-12-13

基金项目: 国家自然科学基金(61271383, 61201264, 61302095); 中央高校基本科研业务费专项资金资助(JB-ZR1205); 福建省科技创  
新平台建设项目(2012H2002); 泉州市科技计划项目(2013Z36)

继进行协作传输并不实用。因此需要对中继选择协议进行深入的研究,并对不同的选择策略的性能优劣进行分析。中继选择技术可以使系统的带宽效率进一步提升。现有的中继选择技术大部分都基于两种易于实现的中继转发协议,即:放大转发协议(Amplify-and-Forward Protocol, AF)和译码转发协议(Decode-and-Forward Protocol, DF)。

文献[1]详细列举了多种传统的单中继选择技术和多中继选择技术,并在此基础上进行了改善,使得改进的性能在略次于原技术的基础上获得了复杂度方面极大的降低,同时,该文献最大的贡献在于作者详细分析了各种选择方案的系统分集增益,给出了许多重要的结论。文献[2]详细分析了AF协议下系统利用最大化端到端信噪比(Signal-to-Noise Ratio, SNR)进行中继选择时的性能,给出了在不同的衰落(莱斯衰落、瑞利衰落和 Nakagami-m衰落)下端到端 SNR 的累积分布函数(Cumulative Distribution Function, CDF)以及概率密度函数(Probability Distribution Function, PDF)。文献[3]提出了一种基于最大化两跳信噪比修正调和平均值的最优中继选择方案,在该方案下系统不仅可以保证和传统方案相同的分集增益,同时可以获得更高的带宽效率,还推导了该方案下的系统误码率(Symbol Error Rate, SER)上限和带宽效率的近似表达式以及这两个性能之间的折中。文献[1-3]的中继选择方式都是集中式的中继选择,而文献[4]则提出了一种基于定时器原则的分布式中继选择技术,该文献的主要贡献在于提出了一种在任意无线信道统计下估计系统性能的方法。文献[1-4]的中继选择方案都是基于完全信道状态信息(Channel State Information, CSI)的中继选择方案,而文献[5]则提出了一种基于部分信道状态信息的中继选择技术,该选择技术适用于实际的 ad-hoc 系统,文中还给出了该选择技术下端到端接收信噪比的 PDF 及其近似表达式以进行性能分析。

文献[1-5]都是基于半双工(Half-Duplex, HD)中继的中继选择方案,而近年来随着技术的进步,以前不实用的全双工(Full-Duplex, FD)中继有了广泛的应用前景,因为全双工中继能提供比半双工中继更高的系统容量。但是,全双工中继存在着来自于中继发射端对中继接收端的干扰,称之为自干扰

(Loop Interference, LI),这种自干扰在单天线的半双工中继中是不存在的。自干扰的存在是使用全双工所需付出的代价,是无法避免的,但是可以通过一定的干扰消除技术来降低自干扰的影响,而残余的自干扰仍然会对系统造成一定的影响。文献[6]论述了全双工中继的实用性,研究结果表明即使在较强的自干扰下,系统使用全双工中继仍然可获得较高的系统容量。文献[7]和[8]证明了由于自干扰的存在,目的节点的接收信噪比在容许的中继放大因子区间内有一个单一的最大值,该最大值并不一定会在使用最大发射功率进行中继转发时取得,在能够达到该最优接收信噪比时,系统不仅能获得更好的性能增益,同时还可以极大地降低中继的发射功率。文献[9]分析了全双工中继系统中的系统误码率,并证明全双工中继系统相对于半双工中继系统具有更优的误码率性能,同时给出了不同的信道衰落下的误码率表达式,并提供了一种利用特征函数进行系统性能分析的方法。文献[10]给出了利用全双工 AF 中继时的中继选择技术,提出了多种中继选择策略,这些策略基于不同的瞬时 CSI(完全 CSI、部分 CSI),并且给出不同选择策略下系统中断概率的精确表达式及其近似表达式。

文章结构安排如下:第2章给出系统模型,并进行相关环境参数的设置,第3章给出相关参数定义、中继选择策略的具体表达式及其描述,第4章分析在该选择策略下的系统性能及其精确表达式,第5章对方案所提选择算法进行了复杂度分析和选择时延分析,第6章对选择策略的系统性能进行仿真,并对仿真结果进行分析,最后进行总结,同时对未来的工作做出了展望。

## 2 系统模型

我们假设系统由一个源节点(S), $N$ 个中继节点( $R_i$ )以及一个目的节点(D)组成。源节点和目的节点之间的直接链路受到很强的衰落,因此源节点和目的节点之间的通信只能通过协作中继来建立。这种典型假设对应于当源节点和目的节点之间的信道状况很差时利用中继来保持连接的覆盖范围扩大方案,或者是直接链路由于物理障碍而处于深阴影衰落时利用中继进行盲区覆盖的情况。该中继系统模型在研究协作网络的文献中被广泛应用。

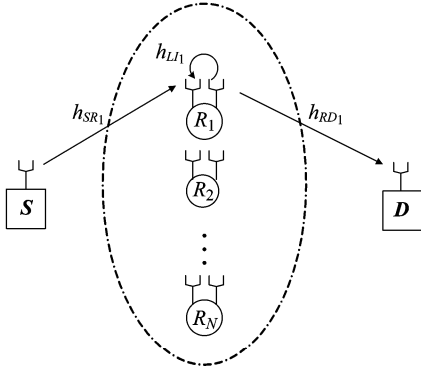


图1 多中继系统结构示意图

Fig. 1 Multiple-relays system model

所有中继均采用放大转发协议,并配备了两根天线(一根发射天线和一根接收天线),使得中继能够运行在全双工模式,从而提高系统的频谱效率。时间被划分为多个时隙,并且每个时隙中只有一个中继被选择出来协助源节点进行信号传输。源节点和中继节点的最大发射功率分别为  $P_S$  和  $P_r$ , 信息速率为  $R_0$  比特每信道使用(BPCU)。图1为多中继系统结构示意图。

网络中所有无线链路均为平稳瑞利块衰落信道,接收端噪声为加性高斯白噪声(AWGN)。为了简化分析,我们假设衰落信道系数为  $h_{AB}$ (从A到B的链路),并且在一个时隙内保持不变,两个时隙之间信道系数的变化相互独立,  $h_{AB}$  服从循环对称的复高斯分布,源节点-中继节点(S-R)链路、自干扰(LI)链路、中继节点-目的节点(R-D)链路的信道系数分布分别为:  $h_{SR} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{SR}^2)$ ,  $h_{LI} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{LI}^2)$ ,  $h_{RD} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{RD}^2)$ , 其中  $\sigma_{SR}^2$ 、 $\sigma_{LI}^2$  和  $\sigma_{RD}^2$  为信道方差。

我们分别定义中继节点在使用最大发射功率下的边界放大因子( $\beta_{mar}^2$ )进行放大转发时,目的节点的接收信干噪比为边界信干噪比(Margin SINR,  $SINR_{mar}$ ),而当中继节点使用最优放大因子( $\beta_{opt}^2$ )进行中继转发时,目的节点的接收信干噪比为最优信干噪比(Optimal SINR,  $SINR_{opt}$ ),这几个参数的详细定义及说明将在第3章中给出。

### 3 选择策略

在本章,我们将详细描述在第2章的系统模型下的采用最优放大因子的全双工中继选择方案。

首先需要定义选择方案中所需参数的具体表达式。

#### 3.1 中继选择策略所需参数

根据文献[7]中的公式(9)可知,全双工中继系统中,目的节点接收信干噪比表达式为:

$$\gamma = \frac{\gamma_{SR}\gamma_{RD}}{(\gamma_{SR}+1)\gamma_{RD}\frac{\gamma_{LI}}{\rho_R/\beta^2 - \gamma_{LI}} + \gamma_{RD} + \rho_R/\beta^2} \quad (1)$$

其中  $\gamma_{SR} = \frac{P_S |h_{SR}|^2}{\sigma_R^2}$ ,  $\gamma_{RD} = \frac{P_R |h_{RD}|^2}{\sigma_D^2}$ ,  $\gamma_{LI} = \frac{P_R |h_{LI}|^2}{\sigma_R^2}$ ,  $P_S$

和  $P_R$  分别为系统中源节点和中继节点的最大发射功率,  $\sigma_R^2$  和  $\sigma_D^2$  分别为中继和目的节点的接收噪声方差,  $\beta^2$  为中继节点的功率放大因子,为满足非振荡中继的要求<sup>[7]</sup>,须满足  $\beta^2 < \frac{1}{|h_{LI}|^2}$ , 因此其取值范

围为  $\left(0, \frac{\rho_R}{\gamma_{LI}}\right)$ , 其中  $\rho_R = P_R/\sigma_R^2$ 。

(1) 边界端到端信干噪比( $SINR_{mar}$ )

根据文献[7]中的公式(11)可得知中继节点使用最大发射功率  $P_r$  进行信号发送时,其所对应的边界中继放大因子  $\beta_{mar}^2 = \frac{\rho_R}{\gamma_{SR} + \gamma_{LI} + 1}$ , 代入公式(1)当中

可得目的节点的边界接收信干噪比为:  $SINR_{mar} = \frac{\gamma_{SR}\gamma_{RD}}{\gamma_{SR} + (\gamma_{RD} + 1)(\gamma_{LI} + 1)}$ 。

(2) 最优端到端信干噪比( $SINR_{opt}$ )

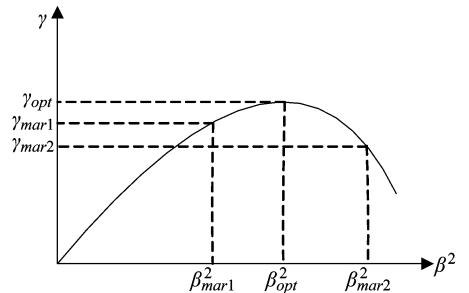


图2 放大因子与目的节点接收信干噪比之间的关系

Fig. 2 The relationship between amplify factor and received SINR

虽然目的节点接收信号功率与中继端发射功率呈线性关系,但是由于自干扰的存在,目的节点的接收干扰和噪声与中继端的发射功率成指数增长的关系,即随着中继节点发射功率的增加,目的节点的接收信干噪比中干扰和噪声的功率成分的增长要比信号的功率成分的增长更快,这会导致接

收端的全局信噪比的下降。因此,中继端使用最大功率进行发射时,不一定能在接收端获得最优的信噪比。显然,公式(1)在放大因子取值范围内有一个单一的最大值点(如图2所示),因此,对公式(1)关于 $\beta^2$ 求偏导数,并令该偏导数为零,则可得中继节点

的最优放大因子为 $\beta_{opt}^2 = \frac{\rho_R}{\gamma_{LI} + \sqrt{(\gamma_{SR} + 1)\gamma_{RD}\gamma_{LI}}}$ ,代入

公式(1)之后可得目的节点的最优接收信噪比为

$SINR_{opt} = \frac{\gamma_{SR}\gamma_{RD}}{\gamma_{RD} + \gamma_{LI} + 2\sqrt{(\gamma_{SR} + 1)\gamma_{RD}\gamma_{LI}}}$ 。但是,由于最

大发射功率受限,所以中继并非总能在允许的发射功率范围内获得最优的信噪比,从图2可知,只有放大因子满足以下条件: $\beta_{opt}^2 < \beta_{mar}^2$ ,目的节点的最优接收信噪比才是可达的,否则当 $\beta_{opt}^2 > \beta_{mar}^2$ 时,在允许的功率范围内只能取得最大发送功率下的边界信噪比 $SINR_{mar}$ 。当最优信噪比可达时,令 $SINR_{opt} =$

$\frac{\gamma_{SR} \cdot P_{opt} \cdot \gamma_{RD}}{\gamma_{SR} + (P_{opt} \cdot \gamma_{RD} + 1)(P_{opt} \cdot \gamma_{LI} + 1)}$ ,则中继端的功率

加权因子为: $P_{opt} = \sqrt{\frac{\gamma_{SR} + 1}{\gamma_{RD}\gamma_{LI}}}$ 。

### 3.2 中继选择方案

由于自干扰的存在,中继节点使用最大的发射功率进行信号转发时无法在目的节点取得最优的接收信噪比,但是由于发射功率受限,最优的中继放大因子不一定可达的,而是依赖于 $\beta_{opt}^2$ 和 $\beta_{mar}^2$ 的大小关系,由于 $SINR_{opt} \geq SINR_{mar}$ 总是成立,从直观上来看,只要 $\beta_{opt}^2 < \beta_{mar}^2$ 的概率大于零,则采用以下选择策略的系统中,目的节点的平均接收信噪比一定会大于中继一直采用最大的发射功率进行信号转发的系统的目的节点接收信噪比。同时,由于目的节点取得最优信噪比时,不需要中继进行全功率转发,因此采用以下选择策略时,一旦最优中继放大因子可达,不仅改善了系统的性能,同时还可以节省中继节点的发射功率,从而提升整个系统的能量效率。中继选择策略表达如下:

$$\begin{cases} i \in \max_{k=1, \dots, N} (SINR_{mar_k}) \\ \beta_i^2 = \min(\beta_{opt_i}^2, \beta_{mar_i}^2) \end{cases} \quad (2)$$

如式(2)所示,中继选择策略分为两步进行:第一步是在所有的候选中继节点中选出拥有最大的边界信噪比的节点,这样可以保证该选择方案的

性能至少不会比最大化边界信噪比(Maximize Margin SINR)的方案差,然后在这个中继节点上进行第二步的放大因子比较,看是否能在该节点上取得最优的放大因子,从而得知能否在目的节点获得该路的最优(即最大)信噪比,一旦能取得这个最优值,则系统不仅可以获得更好的性能,同时还可以为中继节点节省大量的发射功率,这一点对于那些中继节点能量受限且不易于补充的网络来说特别有用。

该选择策略是一种集中式的单中继选择策略,目的节点根据第一步的选择准则选出一个中继节点,并通过反馈信道广播告知所有的备选中继节点所选中的节点,然后被选中的中继节点广播告知源节点该消息,并根据第二步的选择策略选择自己的放大因子,准备进行信号的放大转发。

## 4 性能分析

在本节中,我们将分析采用最优放大因子的全双工中继选择策略的系统性能,主要包括系统中断概率、中继节点的平均功率加权因子和目的节点平均接收信噪比等性能指标。

在分析系统的中断概率之前,首先计算 $\beta_{mar}^2 < \beta_{opt}^2$ 的概率,即 $P_1 = P(\beta_{mar}^2 < \beta_{opt}^2)$ ,则系统的中断概率表达式可以写为: $P_{out} = P_1 \cdot P_{mar}(\gamma_{th}) + (1 - P_1) \cdot P_{opt}(\gamma_{th})$ ,其中 $P_{mar}(\gamma_{th}) = (P(\gamma_{mar} < \gamma_{th}))^N$ 表示当目的节点的接收信噪比为边界信噪比时系统的中断概率,同样的, $P_{opt}(\gamma_{th}) = (P(\gamma_{mar} < \gamma_{th}))^{N-1} \cdot P(\gamma_{opt} < \gamma_{th})$ 表示目的节点的接收信噪比为最优信噪比时系统的中断概率。首先计算 $P_1$ 如下:

$$\begin{aligned} P_1 &= P(\beta_{mar}^2 < \beta_{opt}^2) = P\left(\frac{\rho_R}{\gamma_{SR} + \gamma_{LI} + 1} < \frac{\rho_R}{\gamma_{LI} + \sqrt{(\gamma_{SR} + 1)\gamma_{RD}\gamma_{LI}}}\right) \\ &= P\left(\frac{\gamma_{RD}\gamma_{LI}}{\gamma_{SR} + 1} < 1\right) = F_{X_1}(1) \end{aligned} \quad (3)$$

其中 $F_{X_1}(\cdot)$ 为 $X_1 = \frac{\gamma_{RD}\gamma_{LI}}{\gamma_{SR} + 1}$ 的累计分布函数(Cumulative Distribution Function, CDF),其定义为

$$F_{X_1}(x) = \int_0^{\infty} F_{X_2}((y+1)x)f_{\gamma_{SR}}(y)dy \quad (4)$$

由于 $\gamma_{SR}$ 、 $\gamma_{RD}$ 以及 $\gamma_{LI}$ 均服从指数分布,因此 $f_{\gamma_{SR}}(y) = \lambda_{SR}e^{-\lambda_{SR}y}$ 为 $\gamma_{SR}$ 的概率密度函数(Probability Dis-

tribution Function, PDF), 参数  $\lambda_{SR} = 1/(P_s \sigma_{SR}^2)$ ,  $F_{X_2}(\cdot)$  为  $X_2 = \gamma_{RD} \gamma_{LI}$  的累计分布函数, 其定义为

$$F_{X_2}(x) = \int_0^\infty F_{\gamma_{RD}} \left( \frac{x}{y} \right) f_{\gamma_{LI}}(y) dy \quad (5)$$

其中  $f_{\gamma_{LI}}(y) = \lambda_{LI} e^{-\lambda_{LI} y}$ ,  $F_{\gamma_{RD}}(x) = 1 - e^{-\lambda_{RD} x}$ ,  $\lambda_{RD} = 1/(P_R \sigma_{RD}^2)$ ,  $\lambda_{LI} = 1/(P_R \sigma_{LI}^2)$ , 将其代入(5)式可得

$$F_{X_2}(x) = 1 - \lambda_{LI} \int_0^\infty e^{-\lambda_{RD} \frac{x}{y} - \lambda_{LI} y} dy \quad (6)$$

根据文献[11]中公式(3.324)可得

$$F_{X_2}(x) = 1 - \lambda_{LI} \sqrt{\frac{4\lambda_{RD} x}{\lambda_{LI}}} K_1(\sqrt{4\lambda_{RD} \lambda_{LI} x}) \quad (7)$$

其中  $K_1(\cdot)$  为第二类一阶修正贝塞尔函数。将(7)式代入(4)式可得

$$F_{X_1}(x) = 1 - \lambda_{LI} \lambda_{SR} \int_0^\infty \frac{\sqrt{4\lambda_{RD}(y+1)x}}{\lambda_{LI}} K_1(\sqrt{4\lambda_{RD} \lambda_{LI}(y+1)x}) e^{-\lambda_{SR} y} dy \quad (8)$$

就笔者所知, 难以获得上式闭合表达式, 仅有该积分表达式。

根据文献[10]中公式(12)-(15), 可知  $P_{mar}(\gamma_{th})$  的准确表达式,

$$P_{mar}(\gamma_{th}) = (P(\gamma_{mar} < \gamma_{th}))^N = (F_{\gamma_{mar}}(\gamma_{th}))^N \quad (9)$$

其中

$$F_{\gamma_{mar}}(x) = 1 - \lambda_{RD} e^{-\lambda_{RD} x} \int_0^\infty \frac{e^{-\frac{\lambda_{SR}(x+y+1)x}{y} - \lambda_{RD} y}}{1 + \frac{\lambda_{SR}(x+y+1)x}{\lambda_{LI} y}} dy \quad (10)$$

将式(10)代入式(9)之后可得边界信干噪比中断概率的准确表达式, 同样, 该表达式无闭合解。

接着计算当最优放大因子可达时系统的中断概率,

$$P_{opt}(\gamma_{th}) = (P(\gamma_{mar} < \gamma_{th}))^{N-1} P(\gamma_{opt} < \gamma_{th}) \quad (11)$$

其中,  $P(\gamma_{opt} < \gamma_{th}) = P\left(\frac{\gamma_{SR} \gamma_{RD}}{\gamma_{RD} + \gamma_{LI} + 2\sqrt{(\gamma_{SR} + 1)\gamma_{RD} \gamma_{LI}}} < \gamma_{th}\right)$  难以计算, 只能从理论上对其进行分析, 从图 2 中, 我们可以看出  $\gamma_{opt} \geq \gamma_{mar}$  总是成立的, 根据中断函数的性质可知  $P(\gamma_{opt} < \gamma_{th}) \leq P(\gamma_{mar} < \gamma_{th})$  也是成立的, 因此  $P_{opt}(\gamma_{th}) \leq P_{mar}(\gamma_{th})$  也是成立的。同时, 当  $\gamma_{LI} \neq$

0 时  $P_1 > 0$  成立。由此可知, 采用这种中继选择方案的系统, 其中断概率总不大于最大化边界信干噪比方案的中断概率。在第 5 章中, 将利用 Matlab 来对分析结果进行数值仿真以验证其准确性。对于未得出具体表达式的  $P(\gamma_{opt} < \gamma_{th})$  通过 Monte Carlo 仿真取得其平均值之后代入式(11), 然后将式(8)、(10)和(11)代入中断概率表达式得出理论值曲线, 并将其与 Monte Carlo 仿真曲线进行比较。

## 5 算法复杂度及选择开销分析

在本章中, 我们将对该选择方案的算法进行计算复杂度和选择开销的分析。由于中继选择中不涉及矩阵的运算, 所以我们通过在选择过程中所使用的浮点运算次数以及运算的规模来对算法复杂度进行分析。在候选中继规模为  $N$  的情况下, 进行集中式中继选择时需要每一个  $SINR_{mar}$  进行计算, 需要进行 17 次浮点运算, 算法复杂度为  $17N$ , 同时在选出最大边界信干噪比时进行一轮比较, 使用简单的穷尽搜索, 复杂度为  $N$ , 因此最大化边界信干噪比方案中的总复杂度为  $17N \sim O(N)$ , 第二步的放大因子的选择当中, 需要进行 18 次浮点运算以及 1 次比较, 最后整个方案所需浮点运算次数为  $17N + 19 \sim O(N)$ , 可以看出本方案与最大化边界信干噪比方案相比, 虽然在算法复杂度上略有上升, 但是在量级上并没有改变。

接着, 我们分析本方案所需的选择开销, 第一步的最大化信干噪比选择中, 需要 4 个时隙才能完成整个的选择过程, 第二步的放大因子选择过程需要额外增加 1 个时隙来进行运算和比较, 故本方案与最大化边界信干噪比方案相比, 需要额外增加一个时隙开销。

由以上分析可以看出, 本方案虽然在复杂度和选择开销上都会略微增加, 但是带来的性能增益却是十分明显的, 这个结果可以由以下的仿真结果获得验证, 故以这些代价获得性能上的提升在实时性要求不严格, 同时能量受限的中继节点中是值得的。

## 6 仿真结果与分析

在本节中, 我们分别给出在不同的干扰强度、中断门限、中继发射功率下, 系统在不同中继数量

时,所提方案的节点接收信干噪比、中继节点平均加权因子、系统中断概率的性能,为了使结果更加直观明显,并使其与  $SINR$  获得直接联系,在参数的设置上将发射功率和接收功率都用公式:  $P_{dB} = 10\lg(P_w)$  进行转换。仿真系统遵循以下假设  $\sigma_{SR}^2 = 1$  和  $\sigma_{RD}^2 = 1$ , 并且在仿真中将所提方案与传统的最大化边界信干噪比方案进行比较。图 3 ~ 图 5 分别为系统中断概率、目的节点接收信干噪比、中继功率加权因子与发射功率的关系,其中  $\sigma_{LI}^2 = 1$ , 中断门限  $T = 10\text{dB}$ , 中继数  $N = 3, 7$ 。图 6 ~ 图 8 分别为系统中断、目的节点接收信干噪比、中继功率加权因子与自干扰功率的关系,为了隔离噪声对仿真结果的影响,同时凸显自干扰对系统性能的影响,仿真环境设置在高信噪比的下进行,其中  $P_S = P_R = 30\text{dB}$ , 中断门限  $T = 10\text{dB}$ , 中继数  $N = 1, 2, 4, 7$ 。图 9 给出了系统中断概率与中断门限的关系,其中  $P_S = P_R = 30\text{dB}$ ,  $\sigma_{LI}^2 = 1$ , 中继数  $N = 1, 2, 4, 7$ 。

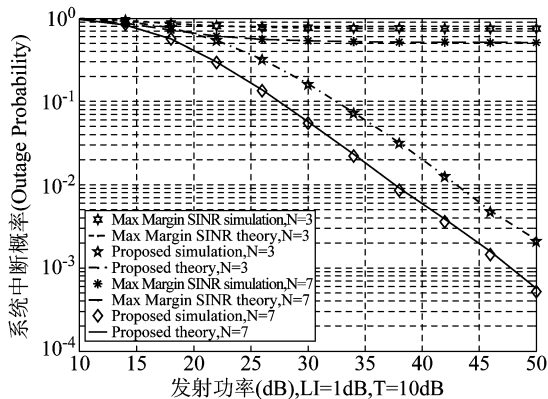


图 3 系统中断概率与发射功率的关系

Fig. 3 The relationship between outage probability and transmit power

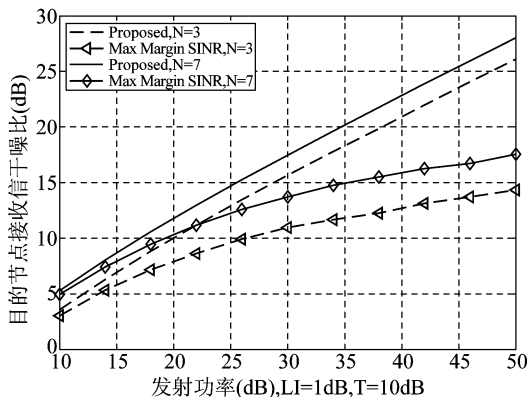


图 4 目的节点接收信干噪比与发射功率的关系

Fig. 4 The relationship between received SINR and transmit power

从图 3 可以看出,所提方案的系统中断概率性能优于最大化边界信干噪比方案。特别是该方案在相当大的发射功率区间内克服了传统方案中系统分集增益为 0 的缺点。同时我们可以看出,通过 Monte Carlo 方法仿真出来的结果与理论分析的结果相吻合,从而验证了理论分析的准确性。

从图 4 可以看到,随着发射功率的增加,目的节点的接收信干噪比也随之增加,且所提方案相比于最大化边界信干噪比方案在较高发射功率下有更为明显的性能优势,在发射功率大于 30dB 时,接收信干噪比的优势会超过 5dB。

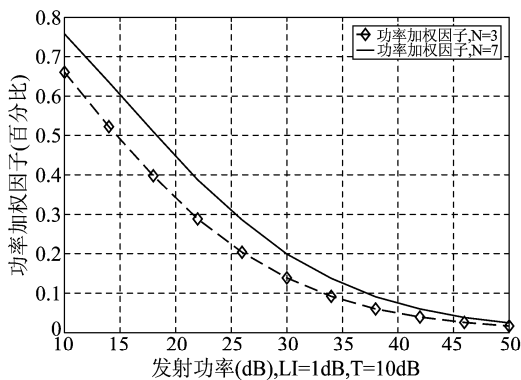


图 5 所提方案功率加权因子与发射功率的关系

Fig. 5 The relationship between the weighting factor of power and transmit power

结合图 3、图 4 和图 5 可以发现,所提方案在中断概率性能和目的节点接收信干噪比性能上都有较大提升,同时中继节点的功率加权因子随着发射功率的增加而降低,节省了系统的功率消耗,这也反映出当发射功率加大时,由于自干扰的影响,中继节点过高的发射功率会影响中继接收端的信号质量,采用较低的功率加权因子反而能获得更好的性能。

下面通过仿真来观察系统性能与自干扰以及中断门限之间的关系。

从图 6 可以看出,在系统中断概率方面,当门限阈值为 10dB 时,所提中继选择方案的系统中断概率性能相对于最大化边界信干噪比方案有非常明显的改善,从较小的自干扰强度开始(在本图的仿真环境下从自干扰 0.2dB 开始)就可以达到一个量级以上的改善,且中继节点数量越多,中断概率的性能越好。

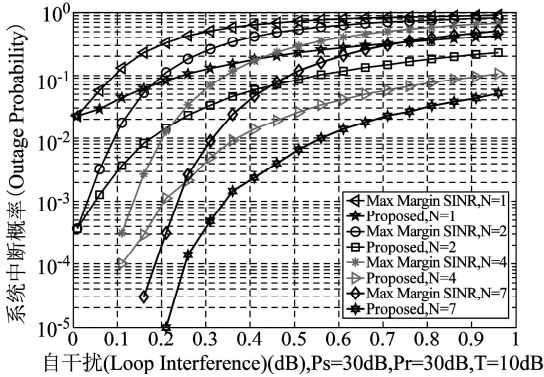


图 6 系统中断概率与自干扰功率的关系

Fig. 6 The relationship between outage probability and loop interference power

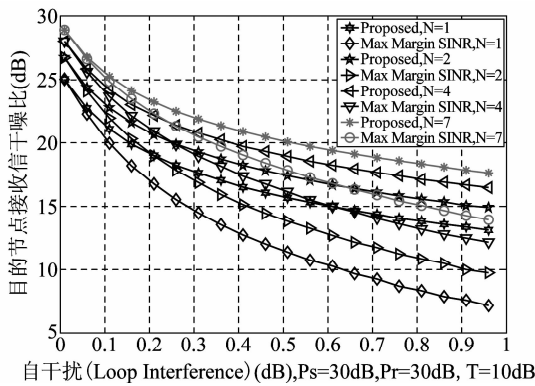


图 7 目的节点接收信干噪比与自干扰功率之间的关系

Fig. 7 The relationship between received SINR and loop interference power

由图 7 可见,在该选择策略下,目的节点的接收信干噪比有一个明显的改善,特别是在干扰较强的情况下,这种性能上的改善更加明显,能达到 5dB 以上,随着中继数量的增多,两个方案之间的差距慢慢缩小。

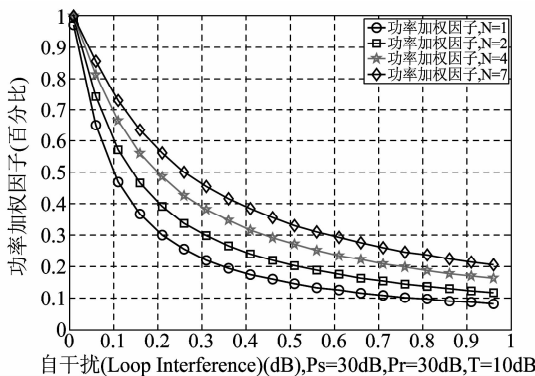


图 8 功率加权因子与自干扰功率的关系

Fig. 8 The relationship between the weighting factor of power and loop interference power

由图 7 与图 8 可见,将功率进行归一化处理,采用所提选择策略,不仅能获得目的节点接收信干噪比性能上的改善,同时还能在功率上获得明显的节省,在干扰较强的情况下(自干扰功率达到 0.6dB 以上时),甚至可以节省 70% 以上的发射功率,这是由于当自干扰过大时,过大的中继节点发射功率反而会影响到中继节点接收端的信号质量,主要体现在加大了中继节点接收到的信号中的自干扰成分的比例,造成信号质量的下降,因此采用一定的功率加权因子不仅能节省中继节点大量的功率,同时还能降低自干扰的影响,提高中继节点接收信号的质量,从而影响到目的节点的接收信干噪比。

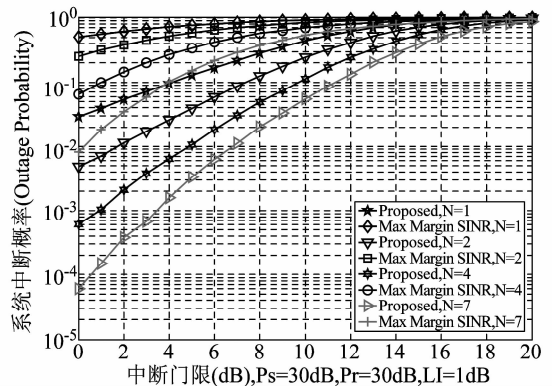


图 9 系统中断概率与中断门限的关系

Fig. 9 The relationship between outage probability and outage threshold

由图 9 可见,只有在门限阈值非常高的情况下,所提方案与最大化边界信干噪比方案的中断概率才比较接近,在门限阈值较低时,两个方案间的性能差异十分明显,可以达到一个量级以上,这是由于信道衰落的存在,发射功率受限时目的节点的接收信干噪比亦会受限,当中断门限过高时,此时系统的性能提升主要依赖于发射功率的提高,而当中断门限远低于发射功率时,系统的性能提升可以依靠更好的选择算法的实现。

## 7 结论

通过以上的分析以及仿真可见,我们所提出的方案相对于最大化边界信干噪比方案在目的节点接收信干噪比、中继消耗功率、系统中断概率方面的性能都有了较大的提升,所提方案以增加一定的复杂度和选择时延为代价换来较大的性能提升,特

别适用于对实时性要求不高且中继节点能量有限的情况。未来将进一步研究如何降低算法的计算复杂度,以提高系统的实时性能,同时分析系统性能的上界。

#### 参考文献

- [1] Yindi Jing, and Hamid Jafarkhani. Single and Multiple Relay Selection Schemes and Their Achievable Diversity Orders [J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2009, 8(3): 1414-1423.
- [2] Samy S. Soliman, and Norman C. Beaulieu. Exact Analysis of Dual-Hop AF Maximum End-to-End SNR Relay Selection[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2012, 60(8): 2135-2145.
- [3] Ahmed S. Ibrahim, Ahmed K. Sadek, Weifeng Su, and K. J. Ray Liu. Cooperative Communications with Relay-Selection: When to Cooperate and Whom to Cooperate with[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2008, 7(7): 2814-2827.
- [4] Aggelos Bletsas, Ashish Khisti, David P. Reed, and Andrew Lippman. A Simple Cooperative Diversity Method Based on Network Path Selection[J]. *IEEE Selected Areas on Communications*, 2008, 24(3): 659-672.
- [5] Ioannis Krikidis, John Thompson, Steve McLaughlin, and Norbert Goertz. Amplify-and-Forward with Partial Relay Selection[J]. *IEEE Trans. on Communications*, 2008, 12(4): 235-237.
- [6] Taneli Riihonen, Stefan Werner, Risto Wichman, and Eduardo Zacarias B.. On The Feasibility of Full-Duplex Relaying in the Presence of Loop Interference [C] // *Signal Processing Advances In Wireless Communications*. Perugia: IEEE, 2009: 275-279.
- [7] Taneli Riihonen, Stefan Werner, and Risto Wichman. Optimized Gain Control for Single-Frequency Relaying with Loop Interference [J]. *IEEE Trans. Wireless Commun*, 2009, 8(6): 2801-2806.
- [8] Ioannis Krikidis, Himal A. Suraweera, and Chau Yuen.

Amplify-and-Forward with Full-Duplex Relay Selection [C] // *International Conference on Communication*. Ottawa: IEEE, 2012: 3532-3537.

- [9] Diomidis S. Michalopoulos, Josh Schlenker, Julian Cheng, and Robert Schober. Error Rate Analysis of Full-Duplex Relaying [C] // *Waveform Diversity and Design Conference*. Niagara Falls: IEEE, 2010: 165-168.
- [10] Ioannis Krikidis, Himal A. Suraweera, Peter J. Smith, and Chau Yuen. Full-Duplex Relay Selection for Amplify-and-Forward Cooperative Networks [J]. *IEEE Trans. Wireless Commun*, 2012, 11(12): 4381-4393.
- [11] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik. *Table of Integrals, Series, and Products* [M], 6th ed. New York: Academic, 2000.

#### 作者简介



**吴晓龙** 男,1989年生,福建泉州人,华侨大学硕士研究生,主要研究方向为新型移动通信网络中的中继协同传输技术。E-mail:277734585@qq.com



**赵睿(通讯作者)** 男,1980年生,江苏扬州人,博士,华侨大学副教授,主要研究方向为无线通信信号处理和协作通信。E-mail:rzhao@hqu.edu.cn



**周林** 男,1982年生于河南南阳,博士,华侨大学讲师,主要研究方向为无线通信系统中的编码调制技术等。

**简贵青** 男,1975年生,高级工程师,主要研究方向为通信系统和集成电路设计。

E-mail: janguizhou@tsinghua.org.cn