

一种基于混合双工模式下中继选择策略

尚千卜 孙文胜

(杭州电子科技大学通信工程学院 浙江 杭州 310018)

摘要 为提高协作系统的中断性能,提出一种基于混合双工的新的中继选择方案。系统选用工作在全双工以及半双工的中继各一个共同进行协作通信。中继采用译码转发(DF)协议工作。综合两跳信道状态,采用最大化最小信噪比以及信干噪比的中继选择方案,并推导出系统中断概率。通过仿真表明,该中继选择方案与只考虑第一跳的最大化信干噪比的中继选择方案相比,系统中断性能得到了明显的提升。在潜在中继个数为 4,最低传输速率为 0.5 bit/s/Hz 情况下,该方案能在相同中断概率情况下节省约 3 dB 输入信噪比。

关键词 协作通信 混合双工 中继选择 中断概率 信干噪比

中图分类号 TP393 **文献标识码** A **DOI**:10.3969/j.issn.1000-386x.2018.07.034

A RELAY SELECTION STRATEGY BASED ON HYBRID DUPLEX MODE

Shang Qianbo Sun Wensheng

(College of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, Zhejiang, China)

Abstract In order to improve the interruption performance of the collaboration system, a new relay selection scheme based on hybrid duplex was proposed. In order to improve the interruption performance of the collaboration system, a new relay selection scheme based on hybrid duplex was proposed. System selection work is in full duplex as well as half duplex in the relay of each of the cooperating communication. The relay operated using the DF (Decode Transmit) protocol. By synthesizing the two-hop channel state, the system adopted a relay selection scheme that maximized the minimum signal-to-noise ratio and signal-to-interference-plus-noise ratio, and derived the system outage probability. Simulations showed that compared with the relay selection scheme that only considered the maximum SINR of the first hop, the relay selection scheme had significantly improved the system interrupt performance. Under the condition that the number of potential relays was 4, and the minimum transmission rate was 0.5 bit/s/Hz, the proposed scheme saved about 3 dB input SNR with the same outage probability.

Keywords Cooperating communication Hybrid duplex Relay selection Outage probability Signal-to-interference-plus-noise ratio

0 引言

无线通信应用极为广泛,但其存在的多径衰落严重阻碍了进一步发展。协作通信能够有效对抗多径衰落,同时具有增大网络覆盖范围、提高信息传输准确性以及产生分集增益^[1]等优点,成为无线通信研究热点之一^[2]。协作通信中,中继的信道状态对系统服务质量有重要影响,因此中继选择成为协作通信的重要研究方向^[3]。

在半双工系统,如时分双工两跳协作模型中,通过中继完成端到端通信至少需要两个时隙,在提高系统分集增益同时牺牲了时隙资源,对有限的资源造成很大的浪费。为此,学者们提出了能够实现同频同时数据转发的全双工中继协作模式^[4-6]。理想条件时,一般认为全双工信息传输速率是同等条件下半双工的两倍。但因为实际中节点难以将收发天线做到完全隔离,在同时收发数据时,出现信号泄露现象,造成中继在接收信号时收到自身发射端信号,使系统性能下降,所以实际全双工通信难以达到理论上半双工通信的两

倍性能。对此,文献[7]将两种双工系统进行了分析,分别推导出全双工以及半双工的中断概率以及吞吐量公式,得出当自干扰影响较小时,全双工系统优于半双工;反之,若自干扰系数大于一定值时,则半双工更优。文献[8]提出一种基于瞬时信道状态对全双工与半双工进行切换的中继策略,通过推导系统容量积分公式并仿真得出混合双工方案优于任何一种纯双工方案。为避免中继进行双工切换带来较大延时,文献[9]提出了一种混合双工中继策略,分别选取两种双工模式下的一个中继共同协作,并推导出系统的中断概率公式,仿真证明了该模型下的中断概率优于纯双工下选取中继进行协作的系统。但是该策略中对于端到端信道容量的计算并没有考虑第二跳信道容量的大小,实际上,信道容量受到 S-R 以及 R-D 链路上最小容量限制。

为使方案更为接近实际情况,同时提高系统性能,本文考虑两跳信道容量情况下选择最优中继。结合文献[9]提出的混合双工模型,分别分析并给出本文最优中继选择方案下的存在 S-D 链路以及没有 S-D 链路的系统的中断概率表达式,并与对比方案进行比较。仿真结果表明,综合两跳信息选取最优中继的混合双工方案中断性能明显好于仅考虑第一跳的混合双工方案,降低了系统中断概率,且实现较为容易,有一定的应用价值。

1 基本模型

本文研究的混合双工协作通信模型如图 1 所示,系统由一个源节点 S、一个目的节点 D 和 2n 个中继节点组成。其中 n 个中继安装两副天线,采用全双工模式进行传输,源节点、目的节点以及剩余的 n 个中继节点分别安装一副天线,采用半双工模式进行通信。

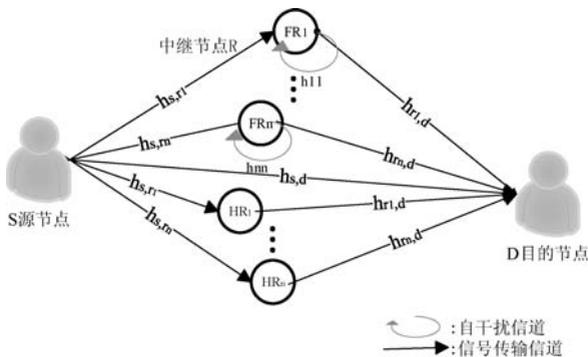


图 1 混合双工协作通信系统模型

图 1 模型中,源节点与中继节点的发射功率分别记为 P_s 和 P_R ,并假设所有节点等功率工作。系统中的信道系数为 h_{s,r_i} 、 $h_{r_i,d}$ 以及 $h_{s,d}$,分别代表了源到中

继和中继到目的端的中继链路以及源到目的端的直传链路上的信道系数。全双工中继节点自干扰信道的信道系数为 h_{ii} ,且所有信道假设均是平坦的瑞利快衰落信道,各节点间传输信号的瞬时信噪比分别记作 γ_{sr_i} 、 γ_{sd} 、 $\gamma_{r_i,d}$,自干扰信道上瞬时信噪比为 γ_{rr} ,上述瞬时信噪比均服从指数分布,各自 PDF 分别为: $f_{\gamma_{sr_i}}(\gamma) = \mu e^{-\mu\gamma}$, $f_{\gamma_{sd}}(\gamma) = \nu e^{-\nu\gamma}$, $f_{\gamma_{r_i,d}}(\gamma) = \nu e^{-\nu\gamma}$, $f_{\gamma_{r_i,r_i}}(\gamma) = \omega e^{-\omega\gamma}$,其中 $\mu = \frac{1}{\gamma\Psi_{sr_i}}$, $\nu = \frac{1}{\gamma\Psi_{sd}}$, $\nu = \frac{1}{\gamma\Psi_{r_i,d}}$, $\omega = \frac{1}{\gamma\Psi_{ii}}$,分别代表各信道的信道参数, Ψ_{ab} 代表各信道的衰落系数,其中 $ab = \{sr_i, sd, r_i,d, r_i,r_i\}$,即有 h_{ab} 为服从 $CN(0, \Psi_{ab})$ 分布。 $\bar{\gamma}$ 表示系统的平均信噪比,且有 $\gamma_{sr_i} = \bar{\gamma} |h_{s,r_i}|^2$, $\gamma_{sd} = \bar{\gamma} |h_{s,d}|^2$, $\gamma_{r_i,d} = \bar{\gamma} |h_{r_i,d}|^2$, $\gamma_{r_i,r_i} = \bar{\gamma} |h_{ii}|^2$ 。各个信道中存在服从 $(0, N_0)$ 正态分布的高斯白信号噪声。

系统中,中继采用 DF 协议进行协作,源到目的端的通信过程分为两个阶段:第一阶段,源端 S 发出广播信号,网络中其余节点对该信号监听以及接收,从两种模式的中继中各自选取一个最优中继。该阶段中,全双工中继在接收来自源节点的信号的同时接收到自身发送端的干扰信号,导致自干扰的产生。第二阶段,被选中的两个中继将接收信息进行译码转发给目的端 D,同时全双工中继接收来自源端广播信息。目的节点对接收信息采用 MRC 方式合并,得到相应的分集增益。

端到端信号通过全双工中继传输过程如下:

在 t 时刻,源端发送信号为 $x(t)$,被选中的全双工中继 $R_i (i = 1, 2, \dots, n)$ 接收到的信息以及目的端收到 R_i 发出的信号分别为:

$$y_{sr_i}(t) = h_{s,r_i}x(t) + h_{ii}x_{R_i}(t) + n_{s,i}(t) \quad (1)$$

式中: $x_{R_i}(t) = y_{sr_i}(t - \tau)$, τ 为时间延迟。式(1)中第二项表示接收信号受到发送信号干扰。

$$y_{R_i,d}(t) = h_{r_i,d}x_i(t) + n_{i,d}(t) \quad (2)$$

式中: $n_{i,d}(t)$ 为各信道在 t 时刻的噪声信号,且有 $E[|x(t)|^2] = P_s, E[|x_{R_i}(t)|^2] = P_R$ 。

半双工模型下,被选中中继 R_j 在第一时隙收到的信号可以表示为:

$$y_{sr_j}(t) = h_{s,r_j}x(t) + n_{s,j}(t) \quad (3)$$

第二时隙中,目的端收到经过中继 R_j 译码转发后的信号可描述为:

$$y_{R_j,d}(t) = h_{r_j,d}\sqrt{P_R}\hat{y}_{sr_j}(t) + n_{j,d}(t) \quad (4)$$

式中: \hat{y} 表示译码之后的信号, $n_{j,d}(t)$ 为信道在 t 时刻的噪声信号,若译码正确应该有 $\hat{y}_{sr_j}(t) = x(t - 1)$ 。

若存在 S-D 链路,则目的端接收到来自源端发送信号可以描述为:

$$y_{sd}(t) = h_{s,d} \sqrt{P_S} x(t) + n_{s,d}(t) \quad (5)$$

式中: $n_{s,d}(t)$ 为信道在 t 时刻的噪声信号。

综上,目的端对接收信号进行 MRC 之后的信号为:

$$y_d(t) = a_1 y_{R_i d}(t) + a_2 y_{R_j d}(t) + a_0 y_{sd}(t) \quad (6)$$

式中: a_1 、 a_2 、 a_0 分别为 MRC 合并各个链路的加权系数,当不存在直传链路时, a_0 取值为 0。

从节点接收信号分析可得中继 R_i 接收信噪比以及 R_j 接收信噪比分别可表示为:

$$\Gamma_{sr_i} = \frac{P_S |h_{s,r_i}|^2}{P_{R_i} |h_{ii}|^2 + N_0} \quad (7)$$

$$\gamma_{sr_j} = \frac{P_S |h_{s,r_j}|^2}{N_0} \quad (8)$$

目的端收到来自中继 R_i 以及 R_j 的信号的信噪比分别表示为^[10]:

$$\gamma_{r_i d} = \frac{P_{R_i} |h_{r_i d}|^2}{N_0} \quad (9)$$

$$\gamma_{r_j d} = \frac{P_{R_j} |h_{r_j d}|^2}{N_0} \quad (10)$$

2 混合双工下自适应中继选择

在图 1 模型下,从工作在全双工以及半双工中继中各选择一个中继节点进行协作,目的是在提高系统性能的同时,尽量降低实现的复杂度,使其能用较为简单的硬件来实现。

2.1 半双工中继选择

在半双工通信中,为减小系统设计复杂度,节省开销,不同于对比方案中只考虑前一跳的信噪比最大的情况。本文方案综合两跳信道状态,找到最优的中继节点,采用最大化最小接收信噪比的方法进行最优中继的选取。该方案中, n 个半双工状态的中继能够对源端以及目的端发送的消息进行侦听与回复,且中继可以通过获取的消息估算出相应的两跳链路的信道参数 Ψ_{sr_j} 、 $\Psi_{r_j d}$ ^[11]。因为中继协作其端到端容量受到 S-R 以及 R-D 链路中最小的信道容量的影响,所以此处把每个中继所在链路信道参数 Ψ_{sr_j} 和 $\Psi_{r_j d}$ 取出两者最小值并排序,即有:

$$\psi_{r_{j\min}} = \min(\psi_{sr_j}, \psi_{r_j d}) \quad j=1, 2, \dots, n \quad (11)$$

之后从所有的 $\psi_{r_{j\min}}$ 找出最大值,此时该 $\psi_{r_{j\min}}$ 应当保证具有所有中继链路上信道互信息量最大值的特性。此时该中继选择可以表示为:

$$R_j = \arg \max \psi_{r_{j\min}} \quad (12)$$

式中: $\psi_{r_{j\min}}^{\max} = \max(\psi_{r_{1\min}}, \psi_{r_{2\min}}, \dots, \psi_{r_{n\min}})$, 它表示选

中按照最小系统互信息量排序中具有最大互信息量的节点的信道参数。

半双工中继选择中选用的是中继主动选择机制,即中继根据自身 S-R 及其 R-D 链路状态决定其是否进行通信协作,因此该中继需要通知系统其是否为最佳中继。对此我们为每一个中继节点设置计时器,其初始值为各个节点 S-R 链路以及 R-D 链路信道参数的最小值的倒数。此时拥有最大互信息量的中继计时器会首先归零,并通知系统中的其余节点声明自己为最优中继,中继选择结束。

2.2 全双工中继选择

对于大部分全双工系统,由于输入功率越大,中继产生的自干扰信号越强,通过上述接收信号的分析可得,在全双工中继进行传输时,随着 $x_i(t)$ 的增大,即输入功率变大,中继 R_i 的接收信噪比随之变大。但与此同时,中继自干扰也随之变大,由此可知当中继的接收信噪比较大时,该中继信噪比并不一定是最大的,即获得的系统性能此时不一定是最好的。并且考虑到两跳链路中端到端的信道容量受到最小的信道容量影响,综合两跳链路进行最优选择,同样采用最大最小算法进行中继选择。

与半双工中继选择类似,选中节点则可以表示为:

$$R_i = \arg \max [\min(\Gamma_{sr_i}, \gamma_{r_i d})] \quad (13)$$

即被选中的中继节点应该具有所有节点中在两跳信道中最小信噪比(信干噪)最大的特征。

3 混合双工下自适应中断概率

根据中断事件定义,有: $P_{\text{out}} = P\{I \leq C\}$, 本文所提方案的中断概率可以表示为^[9]:

带有直传链路时:

$$\begin{aligned} P_{\text{out}}^{\text{withsd}} &= P\{I \leq C\} = \\ &P\{\max\{I_{sr_d}, I_{sr_d}, I_{sd}\} \leq C\} = \\ &P\{I_{sr_d} \leq C\} \cdot P\{I_{sr_d} \leq C\} \cdot P\{I_{sd} \leq C\} = \\ &P_{\text{out}}^h \cdot P_{\text{out}}^f \cdot P_{\text{out}}^{\text{dire}} \end{aligned} \quad (14)$$

同理,不存在直传链路时:

$$\begin{aligned} P_{\text{out}}^{\text{nonsd}} &= P\{I \leq C\} = \\ &P\{\max\{I_{sr_d}, I_{sr_d}\} \leq C\} = \\ &P\{I_{sr_d} \leq C\} \cdot P\{I_{sr_d} \leq C\} = \\ &P_{\text{out}}^h \cdot P_{\text{out}}^f \end{aligned} \quad (15)$$

式中: I_{sr_d} 代表源端 S 通过半双工中继链路到达目的端 D 的互信息量,同理 I_{sr_d} 表示 S 源端通过全双工中继链

路到目的端 D 的互信息量, I_{sd} 表示 S - D 链路端到端互信息量。

3.1 半双工中断概率

对于工作在半双工的 n 个中继, 其互信息量可以根据香农公式 $C = B \log(1 + SNR)$ [1] 计算得出。半双工时, 中继链路上端到端信息的传输需要经过两个时隙才可以完成, 因此其频谱利用率损失了传统直传链路中的一半, 根据文献 [12], 可得到半双工信道容量为:

$$I_{sr,d} = \frac{1}{2} \log(1 + \gamma_{R_j}) \quad (16)$$

式中: γ_{R_j} 表示被选中中继的链路信噪比, 考虑噪声中继链路中传输信道容量受到两跳链路中最小信道容量的限制, 因此有 $\gamma_{R_j} = \min(\gamma_{sr_j}, \gamma_{r,d})$, γ_{sr_j} 、 $\gamma_{r,d}$ 表示第一跳以及第二跳接收信噪比, 其分布均为指数分布。所以上述三个信噪比的各自 CDF 可表示为 $F_{sr_j}(\gamma) = 1 - \exp(-\Psi_{sr_j}\gamma)$, $F_{r,d}(\gamma) = 1 - \exp(-\Psi_{r,d}\gamma)$ 。

式(11)中的变量 $\psi_{r,\min}$ 服从参数为 $\frac{1}{\Psi_{sr_j}} + \frac{1}{\Psi_{r,d}}$ 的指数分布 [13], 有:

$$f_{\psi_{r,\min}}(\psi) = \exp\left(-\left(\frac{1}{\Psi_{sr_j}} + \frac{1}{\Psi_{r,d}}\right)\psi\right) \quad (17)$$

综上半双工模式下中继选择中断概率可以表示为:

$$\begin{aligned} P_{\text{out}}^h &= P\{I_{sr,d} \leq C\} = P\{\gamma \leq (2^{2C} - 1)\} = \\ &P\{\max(\psi_{r,\min})\bar{\gamma} \leq (2^{2C} - 1)\} = \\ &P\{\max(\psi_{r,\min}) \leq \frac{(2^{2C} - 1)}{\bar{\gamma}}\} = \\ &\prod_{j=1}^n \left\{1 - \exp\left[-\frac{(2^{2C} - 1)}{\bar{\gamma}} \left(\frac{1}{\Psi_{sr_j}} + \frac{1}{\Psi_{r,d}}\right)\right]\right\} \quad (18) \end{aligned}$$

3.2 全双工中断概率

剩余 n 个中继采用全双工进行协作时, 中继节点可以同时进行数据的接收和发送, 有: $I_{sr,d} = \log(1 + \gamma_{R_i})$, γ_{R_i} 为被选中的全双工中继节点 R_i 的协作链路的接收信噪比。同理, 有 $\gamma_{R_i} = \min(\Gamma_{sr_i}, \gamma_{r,d})$ 。

R_i 接收信干噪比 Γ_{sr_i} 的表达式如式(7), 将分子分母同时除以 N_0 , 可得 $\Gamma_{sr_i} = \frac{\gamma_{sr_i}}{(\gamma_{r,i} + 1)}$ 。

对信干噪比的 PDF 进行计算推导。根据模型, 信道衰落因子 h_{ab} , $ab = \{sr_i, sd, r_i, d, r_i, r_i\}$ 服从指数分布。根据文献 [14] 我们可以求得 Γ_{sr_i} 的 PDF 以及累积分布函数。过程如下:

$$\begin{cases} f_{|h_{sr_i}|^2}(x_1) = \frac{1}{\psi_{sr_i}} \exp\left(-\frac{x_1}{\psi_{sr_i}}\right) & x_1 \geq 0 \\ f_{|h_{sd}|^2}(x_2) = \frac{1}{\psi_{sd}} \exp\left(-\frac{x_2}{\psi_{sd}}\right) & x_2 \geq 0 \\ f_{|h_{r,d}|^2}(x_3) = \frac{1}{\psi_{r,d}} \exp\left(-\frac{x_3}{\psi_{r,d}}\right) & x_3 \geq 0 \\ f_{|h_{ii}|^2}(x_4) = \frac{1}{\psi_{ii}} \exp\left(-\frac{x_4}{\psi_{ii}}\right) & x_4 \geq 0 \end{cases} \quad (19)$$

设 $X = |h_{sr_i}|^2$ 、 $Y = |h_{ii}|^2$, 随机变量 X 、 Y 服从指数分布, 根据二重积分定理 [15]: $F(z) = \iint_D f_x(x)f_y(y) dx dy$, 其中 $D = \{0 \leq x < +\infty\} \cap \{0 \leq y < +\infty\} \cap \{y \geq \frac{x}{z} - \frac{1}{\gamma}\}$, 因此可令 Z 表示 Γ_{sr_i} , 则有 Γ_{sr_i} 的累积分布函数 $F_{\Gamma_{sr_i}}(z)$:

$$\begin{aligned} F_{\Gamma_{sr_i}}(\gamma) &= \Pr(\Gamma_{sr_i} \leq \gamma) = \Pr\left(\frac{\gamma_{sr_i}}{\gamma_{r,i} + 1} \leq \gamma\right) = \\ &\Pr\left(\frac{|h_{sr_i}|^2 \bar{\gamma}}{|h_{ii}|^2 \bar{\gamma} + 1} \leq \gamma\right) = \\ &\int_0^{\bar{\gamma}} \int_0^{\infty} f_{|h_{ii}|^2}(x_4) f_{|h_{sr_i}|^2}(x_1) dx_4 dx_1 + \\ &\int_{\frac{\bar{\gamma}}{\gamma}}^{\infty} \int_{\frac{\bar{\gamma}}{\gamma} - \frac{1}{\gamma}}^{\frac{1}{\gamma}} f_{|h_{ii}|^2}(x_4) f_{|h_{sr_i}|^2}(x_1) dx_4 dx_1 = \\ &1 - \exp\left(-\frac{\bar{\gamma}}{\psi_{sr_i}\gamma}\right) + \frac{1}{1 + \frac{\psi_{sr_i}}{\psi_{ii}\gamma}} \exp\left(-\frac{\bar{\gamma}}{\psi_{sr_i}\gamma}\right) = \\ &1 - \frac{\psi_{sr_i}}{\psi_{sr_i} + \psi_{ii}\gamma} \exp\left(-\frac{\bar{\gamma}}{\psi_{sr_i}\gamma}\right) \quad (20) \end{aligned}$$

对变量 γ 进行求导后得出 Γ_{sr_i} 的 PDF 为:

$$f_{\Gamma_{sr_i}}(\gamma) = \frac{\psi_{sr_i}\psi_{ii}\bar{\gamma} + \psi_{sr_i} + \psi_{ii}\gamma}{(\psi_{sr_i} + \psi_{ii}\gamma)^2 \bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{\bar{\gamma}}{\psi_{sr_i}\gamma}\right) \quad (21)$$

$\gamma_{r,d}$ 服从指数分布, 其累积分布函数:

$$F_{\gamma_{r,d}}(\gamma) = 1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\psi_{r,d}}\right) \quad (22)$$

因此中继 R_i 的 CDF 可以表示为:

$$\begin{aligned} F_{\min\gamma}(\gamma) &= P(\min(\Gamma_{sr_i}, \gamma_{r,d}) \leq \gamma) = \\ &1 - P(\min(\Gamma_{sr_i}, \gamma_{r,d}) > \gamma) = \\ &1 - [1 - F_{\Gamma_{sr_i}}(\gamma)][1 - F_{\gamma_{r,d}}(\gamma)] = \\ &1 - \left[1 - \frac{\psi_{sr_i}}{\psi_{sr_i} + \psi_{ii}\gamma} \exp\left(-\frac{\bar{\gamma}}{\psi_{sr_i}\gamma}\right)\right] \left[1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\psi_{r,d}}\right)\right] \quad (23) \end{aligned}$$

同样, 若最小传输速率记为 C , 则可得全双工模式下中断概率:

$$\begin{aligned} P_{\text{out}}^f &= P\{I_{sr,d} \leq C\} = P\{\gamma \leq (2^C - 1)\} = \\ &\Pr\{\max[\min(\Gamma_{sr_i}, \Gamma_{r,d})] \leq (2^C - 1)\} = \\ &\prod_{i=1}^n \left\{1 - \left[1 - \frac{\psi_{sr_i}}{\psi_{sr_i} + \psi_{ii}(2^C - 1)} \exp\left(-\frac{(2^C - 1)}{\psi_{sr_i}\bar{\gamma}}\right)\right]\right\} \end{aligned}$$

$$\left[1 - \exp\left(-\frac{(2^C - 1)}{\psi_{rd}\gamma}\right)\right] \quad (24)$$

3.3 直传链路中断概率

对于 S-D 直传链路,我们采用 ARQ (Auto Repeat Request) 重传机制,即当目的端不能成功译码源端发送来的信息时,向源节点发送 NAK (Negative Acknowledgment) 消息(假设 NAK 帧在端到端传输中不会出现错误),因此其互信息量也做减半处理,可以得出直传链路的互信息表达式:

$$I_{sd} = \frac{\log(1 + \gamma_{sd})}{2} \quad (25)$$

由于其信噪比 γ_{sd} 同样符合指数分布,所以直传链路中断概率可以表示成:

$$P_{out}^{dire} = \Pr(I_{sd} \leq C) = P(\gamma_{sd} \leq (2^{2C} - 1)) = 1 - \exp[-\nu(2^{2C} - 1)] \quad (26)$$

3.4 系统中断概率

将式(18)、式(24)和式(26)代入式(14)以及式(15),即可得到该混合双工模型的系统中断概率。

当带有直传链路时:

$$\begin{aligned} P_{out}^{withsd} &= P\{I \leq C\} = P_{out}^h \cdot P_{out}^f \cdot P_{out}^{dire} = \\ &\left\{ \prod_{j=1}^n \left\{ 1 - \exp\left[-\frac{(2^{2C} - 1)}{\gamma} \left(\frac{1}{\psi_{srj}} + \frac{1}{\psi_{rjd}}\right)\right] \right\} \right\} \times \\ &\prod_{i=1}^n \left\{ 1 - \left[1 - \frac{\psi_{sr_i}}{\psi_{sr_i} + \psi_{ii}(2^C - 1)} \exp\left(-\frac{(2^C - 1)}{\psi_{sr_i}\gamma}\right) \right] \right\} \times \\ &\left[1 - \exp\left(-\frac{(2^C - 1)}{\psi_{rd}\gamma}\right) \right] \times \\ &\left\{ 1 - \exp[-\nu(2^{2C} - 1)] \right\} = \\ &\prod_{j=1}^n \left\{ 1 - \exp\left[-\frac{(2^{2C} - 1)}{\gamma} \left(\frac{1}{\psi_{srj}} + \frac{1}{\psi_{rjd}}\right)\right] \right\} \times \\ &\prod_{i=1}^n \left\{ 1 - \left[1 - \frac{\psi_{sr_i}}{\psi_{sr_i} + \psi_{ii}(2^C - 1)} \exp\left(-\frac{(2^C - 1)}{\psi_{sr_i}\gamma}\right) \right] \right\} \times \\ &\left[1 - \exp\left(-\frac{(2^C - 1)}{\psi_{rd}\gamma}\right) \right] \times \\ &\left[1 - \exp\left(-\frac{2^{2C} - 1}{\psi_{sd}\gamma}\right) \right] \quad (27) \end{aligned}$$

同理当传输过程没有 S-D 链路时,本文方案的中断概率可以表示为:

$$\begin{aligned} P_{out}^{nonsd} &= P\{I \leq C\} = P_{out}^h \cdot P_{out}^f = \\ &\prod_{j=1}^n \left\{ 1 - \exp\left[-\frac{(2^{2C} - 1)}{\gamma} \left(\frac{1}{\psi_{srj}} + \frac{1}{\psi_{rjd}}\right)\right] \right\} \times \\ &\prod_{i=1}^n \left\{ 1 - \left[1 - \frac{\psi_{sr_i}}{\psi_{sr_i} + \psi_{ii}(2^C - 1)} \exp\left(-\frac{(2^C - 1)}{\psi_{sr_i}\gamma}\right) \right] \right\} \times \\ &\left[1 - \exp\left(-\frac{(2^C - 1)}{\psi_{rd}\gamma}\right) \right] = \\ &\prod_{j=1}^n \left\{ 1 - \exp\left[-\frac{(2^{2C} - 1)}{\gamma} \left(\frac{1}{\psi_{srj}} + \frac{1}{\psi_{rjd}}\right)\right] \right\} \times \\ &\prod_{i=1}^n \left\{ 1 - \left[1 - \frac{\psi_{sr_i}}{\psi_{sr_i} + \psi_{ii}(2^C - 1)} \exp\left(-\frac{(2^C - 1)}{\psi_{sr_i}\gamma}\right) \right] \right\} \times \end{aligned}$$

$$\left[1 - \exp\left(-\frac{(2^C - 1)}{\psi_{rd}\gamma}\right) \right] \quad (28)$$

4 仿真分析

本节对本文所提方案以及文献[9]混合双工中继选择算法在 MATLABR 2008b 软件上进行了仿真比较。仿真结果清晰地显示出本文方案与对比方案的系统性能优劣。为使结果具有对比性,仿真参数参照对比文献进行了设置。仿真中设置源端与中继的发射功率都为 P ,各信道存在的噪声方差设置为 $N_0 = \sigma^2 = 1$ 。

图2是对本文提出的中继选择方案与文献[9]提出的混合中继选择方案带有直传链路以及不带直传链路时中断概率随输入信噪比变化的对比图。仿真中,设定潜在中继个数 $2n = 4$,其中 n 个节点工作在全双工, n 个节点工作在半双工状态。系统中存在的所有信道(包括自干扰信道)均为瑞利衰落信道,调制方式为 BPSK,各节点的发送功率相等($P_s = P_r = P$),中继节点采用 DF 模式进行协作。各个接收点的噪声功率 N_0 均为 1,系统不中断进行传输的信息传输速率 C 最低为 0.5 bit/s/Hz。源端到目的端的信道参数 Ψ_{sd} 设置为 -3 dB,各中继信道参数设置如下: $\Psi_{sr} = -3$ dB, $\Psi_{rd} = -1$ dB,全双工中继节点的自干扰系数 $\Psi_{rr} = -1$ dB。

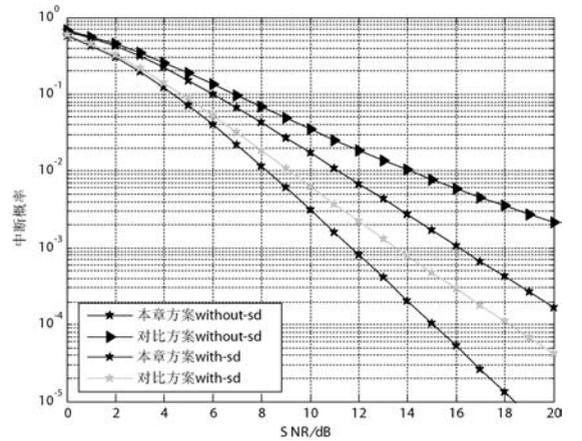


图2 混合双工中继选择方案对比图

从图2可直观观察到,本文方案在带有直传链路以及不带直传链路时其中断性能都优于对比方案。当输入信噪比提高时,两种方案中断概率都呈现下降趋势,主要因为输入 SNR 变大时,中继提供的端到端信噪比也随之变大,从而信道互信息量也增大,减小了中断发生概率。但是显然本文所给出的中继选择方案随着信噪比输入的增加,中断概率更低,因为本方案中综合了两跳信道信息考虑,保证所选中继能够提供端到端最大互信息量。随着输入信噪比增大,所提供的信

息量大于对比方案的概率也增大,因此中断性能得到了提升。系统没有直传链路情况中,当中断概率为 10^{-2} , 本文方案与对比方案所需输入信噪比分别为: 11.2 dB 与 14.1 dB, 本方案对比方案节省了约 2 dB 信噪比。在系统直传链路存在的情况下, 中断概率为 10^{-4} , 本方案与对比方案所需输入信噪比分别为: 15 dB 与 18.2 dB, 本方案对比方案节省了约 3 dB 信噪比。同时可以得出, 当系统中带有直传链路时, 中断性能更优。

考虑不同最低速率 C 的情形下, 本文方案与对比方案中断概率的对比。仿真参数设置如下: 输入 SNR 固定在 10 dB, 中继数量 $2n = 4$, 各中继节点采用相同信道参数: $\Psi_{sr} = -3$ dB, $\Psi_{rd} = -1$ dB, $\Psi_{rr} = -1$ dB。仿真结果如图 3 所示。

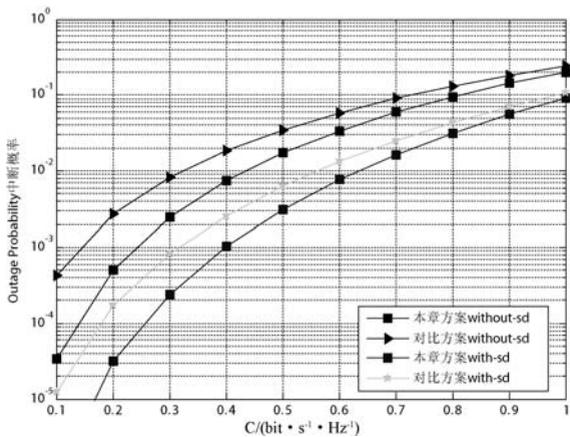


图3 不同传输速率时中断概率对比图

从图3分析得, 当 C 增大时, 不论两种方案中系统是否带有直传链路, 其中断概率都越来越高。原因是系统最低要求传输速率增大, 但系统输入信噪比却保持不变, 即端到端互信息量保持不变, 因此越来越难达到系统要求, 中断发生次数增多。图中可以直观地比较出, 本文方案在系统中断性能上随着最低传输速率的升高依旧优于对比方案。考虑存在直传链路的情况下, 在中断概率为 10^{-3} 时, 本文方案可达传输速率为 0.399 bit/s/Hz, 对比方案为 0.316 bit/s/Hz。表明本方案在满足更高的传输速率上更优于对比方案。

图4是在不同中继节点个数 $n = [1, 2, 3, 4]$ 下将两种方案进行仿真的结果。仿真参数与图3中带直传链路参数设置相同。从图直观地分析出, 本方案中当中继个数逐渐增多时, 中断性能提高优势更大, 当 $n = 3$ 时, 中断概率为 10^{-3} , 本文方案对比方案节省 SNR 约 3 dB。随着潜在中继个数的增多, 两种方案的中断性能都有所提高, 且随着输入信噪比的增大, 具有较多潜在中继个数的系统性能更好。这是因为在系统中, 存在的潜在中继个数越多, 从中选取的最佳中继的性

能更好的概率越大, 因此中断概率也下降, 从可靠性上来讲, 协作系统的性能也更佳。

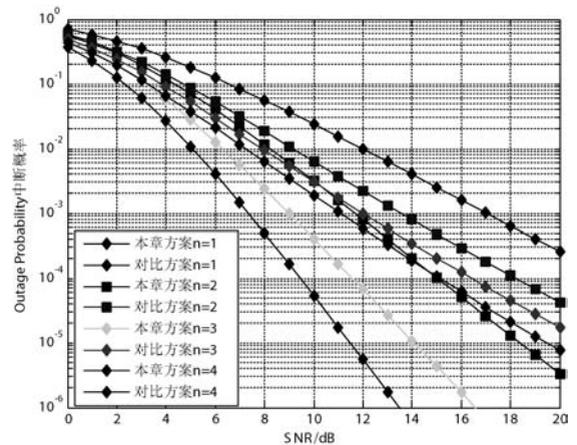


图4 不同中继个数中断概率对比图

5 结语

本文对提出的基于混合双工协作系统采用 DF 协议进行了最优中继选择。通过系统模型的分析, 对在两个不同模式下(全双工、半双工)的中继选择方案进行优化选择, 在目的端通过 MRC 合并, 推导出该方案在带有直传链路以及只有中继协作系统的中断概率表达式。最后通过 MATLAB R2008b 软件进行了仿真。仿真结果可得(通过与文献[9]方案比较)本文方案能一定程度上提高混合中继系统的中断性能。在中继个数固定, 最低传输速率固定情况下, 本文方案能在相同中断概率情况下节省约 3 dB 输入信噪比。随着最低传输速率的增长, 本文方案仍能够有较好中断性能。当中继个数不固定, 其他条件相同时, 本文方案随着中继个数的增多, 性能优势的增长也优于对比方案。分析得出方案能大大提高系统的稳定性, 且较易实现, 不需要中继在全双工以及半双工之间进行切换, 有利于减小延时, 为协作通信系统中继选择方面提供了一定的参考价值。

参考文献

- [1] Tse D, Viswanath P. Fundamentals of wireless communication[M]. New York: Cambridge University Press, 2005: 44-70, 291.
- [2] Laneman J N, Tse D N C, Wornell G W. Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior[J]. IEEE Transactions on Information theory, 2004, 50(12): 3062-3080.
- [3] Priyanka P, Pal U, Kumar N. Overview of Relay Selection and dynamic resource Allocation for Cooperative Wireless

- Network [J]. International Journal of Computer Applications, 2015, 109(13):31-34.
- [4] Bliss D W, Parker P A, Margetts A R. Simultaneous Transmission and Reception for Improved Wireless Network Performance[C]//2007 IEEE/SP 14th Workshop on Statistical Signal Processing. IEEE Computer Society. 2007: 478-482.
- [5] Ju H, Oh E, Hong D. Improving efficiency of resource usage in two-hop full duplex relay systems based on resource sharing and interference cancellation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(8):3933-3938.
- [6] Bharadia D, McMilin E, Katti S. Full duplex radios[J]. Computer Communication Review, 2013, 43(4):375-386.
- [7] Huu K N N, Kieu T N, Duy H H, et al. A DF Performance Analysis in Half-Duplex and Full-Duplex Relaying Network [M]// AETA 2016: Recent Advances in Electrical Engineering and Related Sciences. Springer International Publishing, 2016.
- [8] Yao C, Yang K, Song L, et al. X-Duplex: Adapting of Full-Duplex and Half-Duplex [C]//Computer Communications Workshops. IEEE, 2015:55-56.
- [9] 徐盼, 芮贤义. 协作通信中混合双工方案下的中断概率分析[J]. 计算机工程与应用, 2015, 51(21):102-105.
- [10] Nguyen B V, Kim K. Single relay selection for secure communication in a cooperative system with multiple full-duplex decode-and-forward relays [C]// IEEE International Workshop on Information Forensics and Security. IEEE, 2016:1-6.
- [11] 康虹. DF 协同通信网络两种机会中继选择策略研究 [J]. 无线互联科技, 2013(9):120-121.
- [12] Laneman J N, Wornell G W, Tse D N C. An efficient protocol for realizing cooperative diversity in wireless networks [C]// IEEE International Symposium on Information Theory, 2001. Proceedings. IEEE, 2002:294.
- [13] 李迎春. 移动衰落信道的模型与模拟[D]. 上海:上海大学, 2008.
- [14] 王均. 基于全双工的无线网络性能研究[D]. 北京:北京邮电大学, 2015.
- [15] Jeffrey A, Zwillinger D. Table of integrals, series, and products[J]. Mathematics of Computation, 2014, 20(96): 1157-1160.
- [5] Ma W K, Hsieh T H, Chi C Y. DOA Estimation of Quasi-Stationary Signals With Less Sensors Than Sources and Unknown Spatial Noise Covariance: A Khatri - Rao Subspace Approach [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(4):2168-2180.
- [6] Pal P, Vaidyanathan P P. Nested Arrays: A Novel Approach to Array Processing With Enhanced Degrees of Freedom[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(8):4167-4181.
- [7] Pal P, Vaidyanathan P P. Multiple Level Nested Array: An Efficient Geometry for, th Order Cumulant Based Array Processing[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2012, 60(3): 1253-1269.
- [8] Vaidyanathan P P, Pal P. Sparse Sensing With Co-Prime Samplers and Arrays[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2011, 59(2): 573-586.
- [9] Boudaher E, Ahmad F, Amin M, et al. DOA estimation with co-prime arrays in the presence of mutual coupling [C]// Signal Processing Conference. IEEE, 2015:2830-2834.
- [10] Shan T J, Wax M, Kailath T. On spatial smoothing for direction-of-arrival estimation of coherent signals [J]. IEEE Transactions on Acoustics Speech & Signal Processing, 1985, 33(4): 806-811.
- [11] Williams R T, Prasad S, Mahalanabis A K, et al. An improved spatial smoothing technique for bearing estimation in a multipath environment [J]. IEEE Transactions on Acoustics Speech & Signal Processing, 1988, 36(4): 425-432.
- [12] Choi Y H. On conditions for the rank restoration in forward/backward spatial smoothing [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2002, 50(11): 2900-2901.
- [13] Han F M, Zhang X D. An ESPRIT-like algorithm for coherent DOA estimation [J]. IEEE Antennas & Wireless Propagation Letters, 2005, 4(1): 443-446.
- [14] Ye Z, Xu X. DOA Estimation by Exploiting the Symmetric Configuration of Uniform Linear Array [J]. IEEE Transactions on Antennas & Propagation, 2007, 55(12): 3716-3720.
- [15] Choi Y H. ESPRIT-based coherent source localization with forward and backward vectors [J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2010, 58(12): 6416-6420.
- [16] Doron M A, Weiss A J. On focusing matrices for wide-band array processing [J]. Signal Processing IEEE Transactions on, 1992, 40(6): 1295-1302.
- [17] 张进, 叶中付, 毛云祥. 一种有效的相关噪声背景下宽带相干信号 DOA 估计算法 [J]. 电子学报, 2013, 41(7): 1278-1283.

(上接第 80 页)