

同信道干扰条件下的多天线放大转发中继中断概率分析

李敏^{*①②} 林敏^{①③}

^①(解放军理工大学通信工程学院 南京 210007)

^②(中国电子设备工程公司研究所 北京 100141)

^③(东南大学移动通信国家重点实验室 南京 210096)

摘要: 该文研究了基于波束形成技术的双跳多输入多输出(MIMO)放大转发(AF)中继系统的中断概率,该系统在发射端、中继端和接收端都配置了多根天线。假设每条链路的发射端采用最大比传输(MRT)技术,接收端采用最大合并比(MRC)技术,该文得出了中继端受到同信道干扰时的信干噪比(SINR),推导了基于固定增益中继方案的中断概率(OP)闭合表达式。计算机仿真结果不仅验证了性能分析的有效性,而且还分析了关键参数对系统性能的影响以及配置多天线带来的好处。

关键词: 无线通信; 放大转发中继; 多输入多输出; 同信道干扰; 中断概率

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2015)01-0163-06

DOI: 10.11999/JEIT140141

Outage Probability Analysis of Dual-hop MIMO Amplify-and-forward Relaying with Multiple Co-channel Interferences

Li Min^{①②} Lin Min^{①③}

^①(Institute of Communication Engineering, PLA University of Science and Technology, Nanjing 210007, China)

^②(The Institute of China Electronic System Engineering Corporation, Beijing 100141, China)

^③(National Mobile Communications Research Laboratory, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: The outage probability of a dual-hop MIMO Amplify-and-Forward (AF) relay network with beamforming technique is investigated, where the source, relay and destination are all equipped with multiple antennas. By supposing that the Maximal-Ratio-Transmission (MRT) and Maximal-Ratio-Combining (MRC) are applied at the transmitter and receiver of each hop, the output Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio (SINR) of the dual-hop AF relay system with multiple Co-Channel Interferences (CCIs) and noise at the relay is obtained, and the new closed-form expression of Outage Probability (OP) is derived for the fixed-gain relaying system. The computer simulation results show the effectiveness of the performance analysis; meanwhile, the results are able to provide valuable insights on the effects of key parameters on the performance of the dual-hop AF relaying system, as well as the benefit of implementing multiple antennas.

Key words: Wireless communication; Amplify-and-Forward (AF) relaying; MIMO; Co-channel interferences; Outage Probability (OP)

1 引言

众所周知,应用多输入多输出(MIMO)技术可以提高无线通信系统的频谱效率和可靠性^[1],与此同时,无线中继技术能够用来改善无线网络的性能以及扩大覆盖范围^[2]。因此,将MIMO和无线中继相结合构成的MIMO中继技术成为未来无线通信系

统标准中的核心技术^[3]。在不同的中继协议中,放大转发(Amplify-and-Forward, AF)由于实现复杂度低而受到了广泛的重视。放大转发协议有两种实现方案:固定增益和可变增益^[4]。假设信道状态信息(Channel State Information, CSI)已知,波束形成技术,尤其是发射端采用最大比传输(Maximal-Ratio-Transmission, MRT)同时在接收端采用最大合并比(Maximal-Ratio-Combining, MRC),作为MIMO中一种重要的实现手段被广泛应用于多天线无线通信系统中^[5,6]。文献[6]研究了在发射端、中继端和接收端都配置多根天线的前提下,如何设计最

2014-01-21 收到, 2014-07-25 改回

国家自然科学基金(61231011, 61271255), 江苏省自然科学基金(BK20131068)和东南大学移动通信国家重点实验室开放研究基金(2012D15)资助课题

*通信作者: 李敏 limin_sclssw@163.com

优的波束形成方案来最大化接收端的信噪比(SNR)。文献[7]假设每条链路都采用发射天线选择/最大合并比接收(Transmit-Antenna-Selection/Maximal-Ratio-Combining, TAS/MRC)技术,推导了接收端信噪比的概率分布函数(Cumulative Distribution Function, CDF)和系统的平均误符号率(Average Symbol Error Rate, ASER)。文献[8]研究了 MIMO AF 中继系统在每条链路都采用波束形成技术的前提下,分析了反馈时延、信道估计误差和信道相关性对系统性能的影响。

在蜂窝通信系统中,由于采用频率复用技术,来自临近小区的同信道干扰(Co-Channel Interference, CCI)会严重降低系统的性能。因此,同信道干扰对中继系统的影响成为了近年来的研究热点。文献[9]推导了接收端受到同信道干扰条件下采用固定增益方案的中继系统的中断概率(Outage Probability, OP),文献[10]研究了中继端受到同信道干扰时采用可变增益方案的性能。假设只存在一个干扰且服从莱斯(Rice)分布,文献[11]推导了采用固定增益方案的系统性能。假设中继系统的信道服从 Nakagami- m 分布且中继端受到多个同信道干扰的影响,文献[12]分析了采用可变增益方案的系统性能。文献[13]推导了同信道干扰对中继系统容量的影响。虽然上述文献考虑了同信道干扰对中继系统的影响,但它们局限于发射端、中继端和接收端都采用单根天线的场景,而配置多根天线是未来无线通信系统的一个必然趋势,因此,研究多天线场景下同信道干扰对中继系统的影响具有更加重要的现实意义。其中文献[14-16]都研究了同信道干扰对采用波束形成技术的多天线中继系统的影响。假设中继端只受到一个同信道干扰和噪声的影响而接收端只有噪声时,文献[17]推导了固定增益中继系统的中断概率。文献[18]在文献[17]的基础上,还考虑了可变增益方案。但需要指出的是文献[17]和文献[18]只研究了中继系统的一个终端配置多根天线且只有一个干扰的情况,而当发射端、中继端和接收端同时配置多天线时,同信道干扰对双跳中继系统的影响是迄今为止仍未得到解决的技术难题。

本文的主要贡献是分析了存在多个 CCI 和噪声情况下的 MIMO AF 固定增益中继系统的中断概率。首先在中继系统的发射端、中继端和接收端都配置多天线,而每条链路的发射端和接收端分别采用 MRT 和 MRC 技术,并且中继端受到多个同信道干扰的条件下,得到了接收端信干噪比(SINR)的表达式。接着同时考虑中继端和接收端噪声的影响,推导出中继系统的中断概率闭合表达式。最后计算

机仿真验证了性能分析的正确性,并分析了天线数和干扰对中继系统的影响。文献[18]虽然考虑了干扰,但中继系统中只有一个节点配置多天线,而且只存在一个干扰。尤其需要指出的是,为了在数学上能够得到闭合表达式,文献[18]将多天线中继系统分成 3 种情况,而本文用一个更加通用的 MIMO AF 中继模型包含了这 3 种特殊的情况,因此不仅是文献[18]的简单推广,而且是多天线中继性能分析领域更深层次的研究。

2 系统模型

假设 MIMO AF 双跳中继网络的发射端有 N_s 根天线,中继端有 N_r 根天线,接收端有 N_d 根天线。不失一般性,我们只考虑发射端和接收端存在严重衰落的情况,因此认为它们之间无法建立起可靠的通信链路。从发射端到接收端的通信过程需要两个时隙,在第 1 个时隙,发射端采用权矢量为 \mathbf{w}_s 的波束形成后,将满足 $E[|x_s(t)|^2] = 1$ 的信号 $x_s(t)$ 发射出去。假设发射端到中继端的信道服从瑞利分布,即信道矩阵 \mathbf{H}_{rs} ($N_r \times N_s$) 的每个元素 $[\mathbf{H}_{rs}]_{ij}$ 为独立同分布的复高斯随机变量且满足 $\mathcal{N}_C(0,1)$ (高斯分布)。与此同时,中继受到 N 个信号源发射的干扰,第 i 个干扰信号 $x_i(t)$ 满足 $E[|x_i(t)|^2] = 1$ 。在中继端采用波束形成矢量 \mathbf{w}_{rs} 对多天线信号进行接收,中继端的输出信号可以表示为

$$y_r(t) = \mathbf{w}_{rs}^H \left(\mathbf{H}_{rs} \mathbf{w}_s \sqrt{P_s} x_s(t) + \sum_{i=1}^N \mathbf{h}_i \sqrt{P_i} x_i(t) + \mathbf{n}_r(t) \right) \quad (1)$$

其中 P_s 是发射信号的功率, P_i 是第 i 个干扰发射的功率, \mathbf{h}_i ($N_r \times 1$) 是从第 i 个干扰源到中继的瑞利信道矢量,其每个元素为独立同分布的复高斯随机变量且满足 $\mathcal{N}_C(0,1)$ 。 $\mathbf{n}_r(t)$ ($N_r \times 1$) 是中继端的噪声矢量,其每个元素为独立同分布的复高斯随机变量且满足 $\mathcal{N}_C(0, \sigma_r^2)$ 。在第 2 个时隙,中继端以增益 G 对信号 $y_r(t)$ 进行放大后传输到接收端。中继端到接收端的信道矩阵 \mathbf{H}_{dr} ($N_d \times N_r$) 的每个元素为独立同分布的复高斯随机变量且满足 $\mathcal{N}_C(0,1)$ 。在中继端和接收端采用波束形成技术后,输出信号可以表示为

$$\begin{aligned} y_d(t) &= \mathbf{w}_d^H \left(\mathbf{H}_{dr} \mathbf{w}_{dr} G y_r(t) + \mathbf{n}_d(t) \right) \\ &= G \mathbf{w}_d^H \mathbf{H}_{dr} \mathbf{w}_{dr} \mathbf{w}_{rs}^H \mathbf{H}_{rs} \mathbf{w}_s \sqrt{P_s} x_s(t) \\ &\quad + G \mathbf{w}_d^H \mathbf{H}_{dr} \mathbf{w}_{dr} \sum_{i=1}^N \mathbf{w}_{rs}^H \mathbf{h}_i \sqrt{P_i} x_i(t) \\ &\quad + G \mathbf{w}_d^H \mathbf{H}_{dr} \mathbf{w}_{dr} \mathbf{w}_{rs}^H \mathbf{n}_r(t) + \mathbf{w}_d^H \mathbf{n}_d(t) \end{aligned} \quad (2)$$

其中 \mathbf{w}_{dr} 和 \mathbf{w}_d 分别是中继端和接收端的波束形成权矢量。 $\mathbf{n}_d(t)$ ($N_d \times 1$) 是接收端的噪声矢量,其每个元素为独立同分布的复高斯随机变量且满足

$\aleph_c(0, \sigma_d^2)$ 。将式(2)代入式(1)，输出的信干噪比可以表示为

$$\gamma = \left(G^2 P_s \left| \mathbf{w}_d^H \mathbf{H}_{dr} \mathbf{w}_{dr} \right|^2 \left| \mathbf{w}_{rs}^H \mathbf{H}_{rs} \mathbf{w}_s \right|^2 \right) / \left(G^2 \left| \mathbf{w}_d^H \mathbf{H}_{dr} \mathbf{w}_{dr} \right|^2 \sum_{i=1}^N P_i \left| \mathbf{w}_{rs}^H \mathbf{h}_i \right|^2 + G^2 \left| \mathbf{w}_d^H \mathbf{H}_{dr} \mathbf{w}_{dr} \right|^2 \sigma_r^2 + \sigma_d^2 \right) \quad (3)$$

需要指出的是，文献[18]在只有一个终端配置多天线的情况下也推导出了类似的结果。因此，本文将文献[18]的工作推广到了一般的情况。

在准确已知信道状态信息的情况下，每跳链路可以采用与文献[6]和文献[8]相同的波束形成技术，即在每跳的发射端和接收端分别采用 MRT 和 MRC 技术。为了确定所采用的波束形成权矢量，本文先对信道矩阵 \mathbf{H}_{rs} 和 \mathbf{H}_{dr} 进行奇异值分解^[19]， $\mathbf{H}_{rs} = \mathbf{U}_{rs} \mathbf{D}_{rs} \mathbf{V}_{rs}^H$ ， $\mathbf{H}_{dr} = \mathbf{U}_{dr} \mathbf{D}_{dr} \mathbf{V}_{dr}^H$ 。其中，酉矩阵 $\mathbf{U}_{rs} = [\mathbf{u}_{rs,1} \ \mathbf{u}_{rs,2} \ \cdots \ \mathbf{u}_{rs,N_r}]$ 和 $\mathbf{V}_{rs} = [\mathbf{v}_{rs,1} \ \mathbf{v}_{rs,2} \ \cdots \ \mathbf{v}_{rs,N_s}]$ 分别是 \mathbf{H}_{rs} 的左奇异矩阵和右奇异矩阵。 \mathbf{D}_{rs} 是 $N_r \times N_s$ 的矩阵，除了对角线以外其他元素都是零，其对角线元素是 $\mathbf{H}_{rs}^H \mathbf{H}_{rs}$ 的特征值的平方根并以从大到小的顺序排列，表示为 $\text{diag}(\sqrt{\lambda_{rs,1}}, \sqrt{\lambda_{rs,2}}, \cdots, \sqrt{\lambda_{rs,N_s}})$ 。同样，酉矩阵 $\mathbf{U}_{dr} = [\mathbf{u}_{dr,1} \ \mathbf{u}_{dr,2} \ \cdots \ \mathbf{u}_{dr,N_d}]$ 和 $\mathbf{V}_{dr} = [\mathbf{v}_{dr,1} \ \mathbf{v}_{dr,2} \ \cdots \ \mathbf{v}_{dr,N_r}]$ 分别是 \mathbf{H}_{dr} 的左奇异矩阵和右奇异矩阵。 \mathbf{D}_{dr} 是除了对角线以外其他元素都是零的 $N_d \times N_r$ 的矩阵，其对角线元素是 $\mathbf{H}_{dr}^H \mathbf{H}_{dr}$ 的特征值的平方根并以从大到小的顺序排列，表示为 $\text{diag}(\sqrt{\lambda_{dr,1}}, \sqrt{\lambda_{dr,2}}, \cdots, \sqrt{\lambda_{dr,N_r}})$ 。因此，每个终端的波束形成矢量可以表示为 $\mathbf{w}_s = \mathbf{v}_{rs,1}$ ， $\mathbf{w}_{rs} = \mathbf{u}_{rs,1}$ ， $\mathbf{w}_{dr} = \mathbf{v}_{dr,1}$ ， $\mathbf{w}_d = \mathbf{u}_{dr,1}$ 。将它们代入式(3)，接收端的信干噪比可以表示为

$$\gamma = \frac{G^2 \lambda_{dr,1} \lambda_{rs,1} P_s}{G^2 \lambda_{dr,1} \left(\sum_{i=1}^N P_i \left| \mathbf{u}_{rs,1}^H \mathbf{h}_i \right|^2 + \sigma_r^2 \right) + \sigma_d^2} \quad (4)$$

3 中断概率性能分析

本文采用固定增益方案，其增益 G 可以表示为

$$G^2 = P_r / \left(P_s E[\lambda_{rs,1}] + \sum_{i=1}^N P_i E \left[\left| \mathbf{u}_{rs,1}^H \mathbf{h}_i \right|^2 \right] + \sigma_r^2 \right) \quad (5)$$

其中， P_r 是中继端的发射功率。由于 $\mathbf{u}_{rs,1}^H \mathbf{h}_i$ 满足 $\aleph_c(0, 1)$ ，本文不难得到 $E \left[\left| \mathbf{u}_{rs,1}^H \mathbf{h}_i \right|^2 \right] = 1$ 。为了推导 $\mathbf{H}_{rs}^H \mathbf{H}_{rs}$ 的最大特征值 $\lambda_{rs,1}$ 的均值 $E[\lambda_{rs,1}]$ ，首先根据文献[20]得到 $\lambda_{rs,1}$ 的概率密度函数 (Probability Density Function, PDF):

$$f_{\lambda_{rs,1}}(x) = \sum_{p=1}^{N_{rs}} \sum_{q=|N_r-N_s|}^{(N_r+N_s)p-2p^2} d_{p,q} \frac{p^{q+1}}{q!} x^q \exp(-px) \quad (6)$$

其中 $N_{rs} = \min \{N_r, N_s\}$ ，系数 $d_{p,q}$ 与发射端和接收端的的天线配置相关。根据式(6)，本文可以得出

$$\begin{aligned} E[\lambda_{rs,1}] &= \sum_{p=1}^{N_{rs}} \sum_{q=|N_r-N_s|}^{(N_r+N_s)p-2p^2} d_{p,q} \frac{p^{q+1}}{q!} \int_0^\infty x^{q+1} \exp(-px) dx \\ &= \sum_{p=1}^{N_{rs}} \sum_{q=|N_r-N_s|}^{(N_r+N_s)p-2p^2} d_{p,q} \frac{q+1}{p} = \varepsilon_{rs} \end{aligned} \quad (7)$$

利用上面的式子，并令 $\varsigma_i = \left| \mathbf{u}_{rs,1}^H \mathbf{h}_i \right|^2$ ，式(4)可以表示为

$$\begin{aligned} \gamma &= \frac{P_s}{\sigma_r^2} \lambda_{rs,1} \frac{P_r}{\sigma_d^2} \lambda_{dr,1} / \left(\frac{P_r}{\sigma_d^2} \lambda_{dr,1} \left(1 + \sum_{i=1}^N \frac{P_i}{\sigma_r^2} \varsigma_i \right) \right) + C \\ &= \alpha \beta / \beta (1 + \tau) + C \end{aligned} \quad (8)$$

其中 $\alpha = \gamma_s \lambda_{rs,1}$ ， $\beta = \gamma_r \lambda_{dr,1}$ ， $\tau = \sum_{i=1}^N \gamma_i \varsigma_i$ 和 $C = \gamma_s \varepsilon_{rs} + \sum_{i=1}^N \gamma_i + 1$ 。 $\gamma_s = P_s / \sigma_r^2$ ， $\gamma_r = P_r / \sigma_d^2$ ， $\gamma_i = P_i / \sigma_r^2$ 分别表示发射端，中继端的信噪比和第 i 个干扰的干噪比。

中断概率作为无线通信中衡量服务质量的一个重要指标，它定义为信噪比 γ 低于某一门限 γ_{th} 的概率

$$P_{out} = \Pr(\gamma \leq \gamma_{th}) = F_\gamma(\gamma_{th}) \quad (9)$$

其中， $F_\gamma(z)$ 是 γ 的概率分布函数，可以表示为

$$\begin{aligned} F_\gamma(z) &= \Pr \left\{ \frac{\alpha \beta}{\beta (1 + \tau) + C} \leq z \right\} \\ &= \int_0^\infty \underbrace{\int_0^\infty F_\alpha \left[z \left(1 + \frac{C}{x} + y \right) \right] f_\tau(y) dy}_{I_1} f_\beta(x) dx \end{aligned} \quad (10)$$

显然，推导出式(10)的关键是如何获得 α 的概率分布函数 $F_\alpha(x)$ ， β 和 τ 的概率密度函数 $f_\beta(x)$ 和 $f_\tau(x)$ 。为了达到这个目的，首先利用式(6)得到

$$\begin{aligned} F_\alpha(x) &= \int_0^x \frac{1}{\gamma_s} f_{\lambda_{rs,1}} \left(\frac{t}{\gamma_s} \right) dt = 1 - \sum_{p=1}^{N_{rs}} \sum_{q=|N_r-N_s|}^{(N_r+N_s)p-2p^2} d_{p,q} \\ &\quad \cdot \exp \left(-\frac{px}{\gamma_s} \right) \left(\sum_{t=0}^q \frac{p^t}{t!} \left(\frac{x}{\gamma_s} \right)^t \right) \end{aligned} \quad (11)$$

由文献[20]可知 $f_\beta(x)$ 可以表示为

$$\begin{aligned} f_\beta(x) &= \frac{1}{\gamma_r} f_{\lambda_{dr,1}} \left(\frac{x}{\gamma_r} \right) \\ &= \sum_{u=1}^{N_{dr}} \sum_{v=|N_d-N_r|}^{(N_d+N_r)u-2u^2} \frac{d_{u,v}}{v!} \left(\frac{u}{\gamma_r} \right)^{v+1} x^v \exp \left(-\frac{u}{\gamma_r} x \right) \end{aligned} \quad (12)$$

其中 $N_{dr} = \min \{N_d, N_r\}$ 。此外， $\varsigma_i = \left| \mathbf{u}_{rs,1}^H \mathbf{h}_i \right|^2$ 是自

由度等于 2 的 χ^2 分布随机变量, 每个自由度的方差是 1/2, 因此 c_i 的概率密度函数可以表示为 $f_{c_i}(x) = \exp(-x)$ 。为了计算 τ 的概率密度函数 $f_\tau(x)$, 本文首先计算它的矩产生函数(Moment Generating Function, MGF):

$$\begin{aligned} \Psi_\tau(\xi) &= E_\tau[\exp(-\tau\xi)] = \prod_{i=1}^N E_{c_i}[\exp(-\gamma_i \xi c_i)] \\ &= \prod_{i=1}^N \int_0^\infty \exp(-\gamma_i \xi x) f_{c_i}(x) dx = \prod_{i=1}^N \frac{1}{1 + \gamma_i \xi} \end{aligned} \quad (13)$$

假设 $\gamma_1 \sim \gamma_N$ 中有 w 个不同的值为 $\Omega_1, \Omega_2, \dots, \Omega_w$, 它们对应的重数分别为 m_1, m_2, \dots, m_w , 且满足 $\sum_{r=1}^w m_r = N$, 那么式(13)可以用部分分式展开为

$$\Psi_\tau(\xi) = \sum_{r=1}^w \sum_{s=1}^{m_r} \frac{\delta_{rs}}{(1 + \Omega_r \xi)^s} \quad (14)$$

$$I_1 = 1 - \sum_{p=1}^{N_{rs}} \sum_{q=|N_r-N_s|}^{(N_r+N_s)p-2p^2} \sum_{t=0}^q \sum_{w=0}^t \sum_{r=1}^w \sum_{s=1}^{m_r} \frac{\delta_{rs} C_t^w}{(s-1)! \Omega_r^s} \frac{d_{p,q}}{t!} \left(\frac{p}{\gamma_s}\right)^t z^t \left(1 + \frac{C}{x}\right)^{t-w} \exp\left[-\frac{pz}{\gamma_s} \left(1 + \frac{C}{x}\right)\right] \frac{(w+s-1)!}{\left(\frac{pz}{\gamma_s} + \frac{1}{\Omega_r}\right)^{w+s}} \quad (17)$$

将式(12)和式(17)代入式(10), 可以进一步得到

$$\begin{aligned} F_\gamma(z) &= 1 - \sum_{p=1}^{N_{rs}} \sum_{q=|N_r-N_s|}^{(N_r+N_s)p-2p^2} \sum_{t=0}^q \sum_{w=0}^t \sum_{r=1}^w \sum_{s=1}^{m_r} \sum_{u=1}^{N_{dr}} \sum_{v=|N_d-N_r|}^{(N_d+N_r)u-2u^2} \frac{d_{u,v}}{v!} \left(\frac{u}{\gamma_r}\right)^{v+1} \frac{\delta_{rs} C_t^w}{(s-1)! \Omega_r^s} \frac{d_{p,q}}{t!} \left(\frac{p}{\gamma_s}\right)^t \\ &\quad \times \frac{(w+s-1)! z^t}{\left(\frac{pz}{\gamma_s} + \frac{1}{\Omega_r}\right)^{w+s}} \exp\left[-\frac{pz}{\gamma_s} \left(1 + \frac{C}{x}\right)^{t-w} x^v \exp\left(-\frac{pCz}{\gamma_s x}\right) \exp\left(-\frac{u}{\gamma_r} x\right)\right] \\ &= 1 - 2 \sum_{p=1}^{N_{rs}} \sum_{q=|N_r-N_s|}^{(N_r+N_s)p-2p^2} \sum_{t=0}^q \sum_{w=0}^t \sum_{r=1}^w \sum_{s=1}^{m_r} \sum_{u=1}^{N_{dr}} \sum_{v=|N_d-N_r|}^{(N_d+N_r)u-2u^2} \sum_{j=0}^{t-w} C_{t-w}^j \frac{d_{u,v}}{v!} \left(\frac{u}{\gamma_r}\right)^{v+1} \frac{\delta_{rs} C_t^w}{(s-1)! \Omega_r^s} \frac{d_{p,q}}{t!} \left(\frac{p}{\gamma_s}\right)^t \\ &\quad \times (w+s-1)! \frac{z^t}{\left(\frac{pz}{\gamma_s} + \frac{1}{\Omega_r}\right)^{w+s}} \exp\left[-\frac{pz}{\gamma_s} \left(\frac{pC}{u} \frac{\gamma_r}{\gamma_s} z\right)^{\frac{v-j+1}{2}} K_{v-j+1}\left(2\sqrt{\frac{pCu}{\gamma_s \gamma_r}} z\right)\right] \end{aligned} \quad (18)$$

其中, 对 I_2 的计算首先进行二项式展开后并利用等式(文献[21], Eq. (3.471.9))得出。用 γ_{th} 代替式(18)中的 z 就可以计算出采用固定增益的 MIMO AF 中继系统的中断概率。当中继系统的 3 个终端都采用单根天线且只有 1 个干扰时, 式(18)就简化成文献[11]中的式(12)。与此同时, 当 3 个终端中的 1 个配置多天线且只有 1 个干扰时, 按照不同的天线配置, 例如: 当发射端配置多天线时, 发射端的波束形成方案采用 MRT 技术, 式(18)可以简化成文献[18]中的式(5); 当接收端配置多天线时, 接收端的波束形成方案采用 MRC 技术, 式(18)可以简化成文献[18]中的式(13)。需要指出的是当中继端配置多天线时, 由于文献[18]的中继波束形成方案采用的是一个量化的单位阵, 没有采用本文的 MRT 和 MRC 技术, 因此式(18)无法简化成文献[18]中的式(23)。

其中系数 δ_{rs} 可以表示为

$$\delta_{rs} = \frac{1}{(m_r - s)! \Omega_r^{m_r - s}} \frac{\partial^{m_r - s}}{\partial \xi^{m_r - s}} \left[(1 + \Omega_r \xi)^{m_r} \Psi_\tau(\xi) \right] \Big|_{\xi = -1/\Omega_r} \quad (15)$$

因此, 对式(14)进行逆变换, 可以得出 $f_\tau(x)$ 的表达式:

$$\begin{aligned} f_\tau(x) &= \int_0^\infty \Psi_\tau(\xi) \exp(\xi x) d\xi \\ &= \sum_{r=1}^w \sum_{s=1}^{m_r} \delta_{rs} \int_0^\infty \frac{\exp(\xi x) d\xi}{(1 + \Omega_r \xi)^s} \\ &= \sum_{r=1}^w \sum_{s=1}^{m_r} \frac{\delta_{rs}}{(s-1)! \Omega_r^s} x^{s-1} \exp\left(-\frac{x}{\Omega_r}\right) \end{aligned} \quad (16)$$

将式(11)和式(16)代入式(10)中的 I_1 , 经过相应的数学推导, 可以得到

4 仿真结果

本小节通过计算机仿真来验证性能分析的有效性, 分析天线配置、共信道干扰和功率分配对 MIMO AF 中继系统性能的影响。在所有的图中, 标注 (N_s, N_r, N_d) 分别表示发射端、中继端和接收端天线的数量, $\gamma_I = \sum_{i=1}^N \gamma_i$ 代表共信道干扰的总干噪比。仿真中, 信干噪比的门限设定为 $\gamma_{th} = 0$ dB, 图 1~图 4 中发射端和中继端的信噪比相等, 即 $\gamma_s = \gamma_r = \gamma$ 。

首先, 本文研究天线配置对系统性能的影响。假设存在 3 个干扰, 它们的干噪比分别是 $5/8\gamma_I$, $1/4\gamma_I$ 和 $1/8\gamma_I$, 而总的干噪比为 $\gamma_I = 10$ dB。在天线总数量为 8 的情况下, 考虑 6 种天线配置, 分别是 (6,1,1), (1,6,1), (1,1,6), (4,2,2), (2,4,2) 和 (2,2,4)。其中, 前 3 种天线配置由文献[18]提出, 后

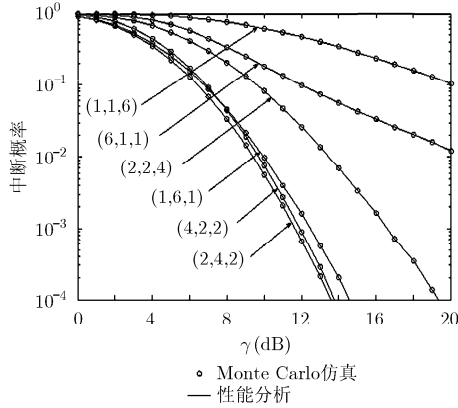


图 1 不同天线配置下的 MIMO AF 中继系统的中断概率

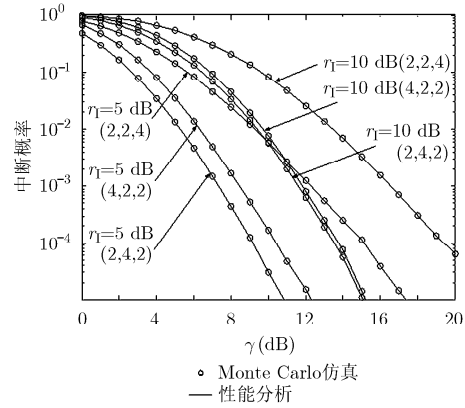


图 2 不同干扰功率下的 MIMO AF 中继系统的中断概率

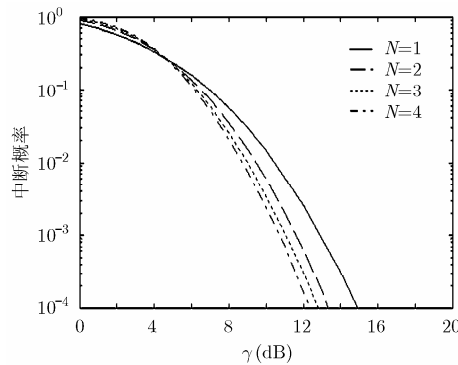


图 3 不同干扰源数量下的 MIMO AF 中继系统的中断概率

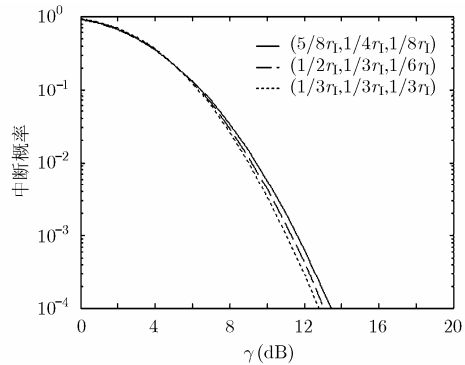


图 4 不同干扰源功率分配下的 MIMO AF 中继系统的中断概率

3 种天线配置是本文研究的对象。可以看出，Monte Carlo 仿真结果与性能分析结果完全一致，证明了本文提出的性能分析方法的有效性。从图 1 中可以看出，(1,6,1) 的性能好于 (6,1,1) 和 (1,1,6)，这是因为 (1,6,1) 的每条链路都有 6 个信道，而 (6,1,1) 的第 2 条链路和 (1,1,6) 的第 1 条链路只有 1 个信道，因此 (1,6,1) 能提供更多的分集增益。同理，(2,4,2) 的性能好于 (4,2,2) 和 (2,2,4)。另外，本文可以看出 (6,1,1) 的性能要优于 (1,1,6)，(4,2,2) 的性能也要优于 (2,2,4)，这是由于同信道干扰存在于第 1 条链路的接收端，因此第 1 条链路应该提供更多的分集增益来对抗干扰。最后，本文 (2,4,2) 的性能要优于 (1,6,1)，说明了天线数量受限的条件下在终端配置多天线能够带来性能的改善。

接下来，本文研究干扰对系统性能的影响。此处考虑 3 组天线配置：(4,2,2)，(2,4,2) 和 (2,2,4)，2 组不同功率的干扰： $\gamma_I = 5$ dB 和 $\gamma_I = 10$ dB。在每组干扰条件下，干扰源数量和干扰源的功率分配都和图 1 一致。仿真结果如图 2 所示。与图 1 类似，Monte Carlo 仿真与性能分析结果一致性证明了性能分析的有效性。在同一天线配置下， $\gamma_I = 5$ dB 的性能要优于 $\gamma_I = 10$ dB 的性能，说明了干扰功率对

系统性能的影响很大。更进一步，图 3 中还给出了干扰源数量对系统性能的影响。其中干扰的总干噪比为 $\gamma_I = 10$ dB，干扰源的数量 N 为 1~4，且每个干扰源均分干扰功率，天线配置为 (2,4,2)。可以看出，只有一个干扰时系统性能最差，随着干扰源数量的增加，系统性能好转。这说明，从如何干扰 MIMO AF 中继系统的角度出发，干扰源数量越少，干扰效果越好。最后，天线配置是 (2,4,2)，存在 3 个干扰，且总的干噪比为 $\gamma_I = 10$ dB 的情况下，图 4 给出了干扰源功率分配对系统性能的影响。可以看出，等功率分配对应最好的性能。

5 结束语

本文研究了基于波束形成技术的双跳多输入多输出放大转发中继系统的中断概率，该系统在发射端、中继端和接收端都配置了多根天线。在每跳链路的发射端采用最大比传输技术，接收端采用最大合并比技术的条件下，我们得到中继端受到多个同信道干扰时的信干噪比，并进一步推导出基于固定增益中继方案的中断概率闭合表达式。最后，计算机仿真不仅验证了性能分析方法的有效性，而且还分析了天线配置、共信道干扰和功率分配对系统性能的影响以及配置多天线带来的好处。

参考文献

- [1] Hanzo L, El-Hajjar M, and Alamri O. Near-capacity wireless transceivers and cooperative communications in the MIMO era: evolution of standards, waveform design, and future perspectives[J]. *Proceedings of the IEEE*, 2011, 99(8): 1343–1385.
- [2] Chen L, Huang Y, Xie F, *et al.* Mobile relay in LTE-advanced systems[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2013, 51(11): 144–151.
- [3] Hoymann C, Chen W, Montojo J, *et al.* Relaying operation in 3GPP LTE: challenges and solutions[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2012, 50(2): 156–162.
- [4] Berger S, Kuhn M, Wittneben A, *et al.* Recent advances in amplify-and-forward two-hop relaying[J]. *IEEE Communications Magazine*, 2009, 47(7): 50–56.
- [5] Kim J B and Kim D. Performance of dual-hop amplify-and-forward beamforming and its equivalent systems in Rayleigh fading channels[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2010, 58(3): 729–732.
- [6] Li M, Lin M, Yu Q, *et al.* Optimal beamformer design for dual-hop MIMO AF relay networks over Rayleigh fading channels[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2012, 30(8): 1402–1414.
- [7] Yeoh P L, Elkashlan M, and Collings I B. Exact and asymptotic SER of distributed TAS/MRC in MIMO relaying networks[J]. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2011, 10(3): 751–756.
- [8] Amarasuriya G, Tellambura C, and Ardakani M. Performance analysis of hop-by-hop beamforming for dual-hop MIMO AF relay networks[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2012, 60(7): 1823–1837.
- [9] Zhong C, Jin S, and Wong K K. Dual-hop system with noisy relay and interference-limited destination[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2010, 58(3): 764–768.
- [10] Suraweera H A, Garg H K, and Nallanathan A. Performance analysis of two hop amplify-and-forward systems with interference at the relay[J]. *IEEE Communications Letters*, 2010, 14(8): 692–694.
- [11] Suraweera H A, Michalopoulos D S, Schober R S, *et al.* Fixed gain amplify-and-forward relaying with co-channel interference[C]. Proceedings of the IEEE International conference on communications, Kyoto, Japan, 2011: 1–6.
- [12] Al-Qahtani F, Duong T, Zhong C, *et al.* Performance analysis of dual-hop AF systems with interference in Nakagami-m fading channels[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2011, 18(8): 454–457.
- [13] Trigui I, Affes S, and Stephenne A. On the ergodic capacity of amplify-and-forward relay channels with interference in Nakagami-m fading[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(8): 3136–3145.
- [14] Ding H, He C, and Jiang L-G. Performance analysis of fixed gain MIMO relay systems in the presence of co-channel interference[J]. *IEEE Communications Letters*, 2012, 16(7): 1133–1136.
- [15] Phan H, Duong T Q, Elkashlan M, *et al.* Beamforming amplify-and-forward relay networks with feedback delay and interference[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2012, 19(1): 16–19.
- [16] Yang W, Cai Y, and Xu X. Interference-limited MIMO relaying systems over Nakagami-m fading channels[J]. *Electronics Letters*, 2012, 48(11): 660–662.
- [17] Zhong C, Suraweera H A, and Yuen C. Outage probability analysis of dual-hop multiple antenna fixed-gain AF relay systems with interference[C]. Proceedings of the IEEE Wireless Communications and Networking Conference, Shanghai, China, 2012: 59–64.
- [18] Zhong C, Suraweera H A, Huang A, *et al.* Outage probability of dual-hop multiple antenna AF relaying systems with interference[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(1): 108–119.
- [19] Andersen J B. Array gain and capacity for known random channels with multiple element arrays at both ends[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2000, 18(11): 2172–2178.
- [20] Dighe P A, Mallik R K, and Jamuar S S. Analysis of transmit-receive diversity in Rayleigh fading[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2003, 51(4): 694–703.
- [21] Gradshteyn I S, Ryzhik I M, and Jeffrey A. Table of Integrals, Series, and Products[M]. San Diego, CA: Academic Press, 6th Ed, 2000: 363.
- 李 敏: 男, 1982 年生, 博士生, 研究方向为移动通信。
林 敏: 男, 1972 年生, 博士, 高级工程师, 硕士生导师, 研究方向为通信信号处理。