

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2015.05.019

引用格式:樊娜,张健,张驭龙,等.快衰落信道条件下无线中继系统波束形成方案[J].电讯技术,2015,55(5):574-579.[FAN Na,ZHANG Jian,ZHANG Yulong,et al.Beamforming of Amplify and Forward Relay Networks over Fast Fading Channels[J].Telecommunication Engineering,2015,55(5):574-579.]

快衰落信道条件下无线中继系统波束形成方案*

樊娜^{1,2,**},张健²,张驭龙³,姚清⁴

(1.解放军理工大学通信工程学院,南京210007;2.中国电子设备系统工程公司研究所,北京100141;
3.北京市应用气象中心研究所,北京100029;4.中国电子设备系统工程公司,北京100079)

摘要:随着设备小型化的发展趋势,天线间距较小,信道具有相关性;且假设发射端处于高速移动状态,无法获得完全信道状态信息,只能根据部分信道状态信息设计发射端波束形成方案。针对发射端和接收端配置多天线的固定增益放大转发无线中继系统,以最大化接收端信噪比为准,设计了基于部分信道状态信息的波束形成方案,推导了系统中断概率和平均误符号率的闭合表达式,通过仿真验证了性能分析的有效性和所设计方案的优越性。在平均误符号率为 10^{-2} 、相关系数为0.8时,所提方案比反馈信道状态信息的方案节约1.6 dB的信噪比。

关键词:无线中继系统;快衰落信道;放大转发;波束形成;部分信道状态信息

中图分类号:TN929.5 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2015)05-0574-06

Beamforming of Amplify and Forward Relay Networks over Fast Fading Channels

FAN Na^{1,2},ZHANG Jian²,ZHANG Yulong³,YAO Qing⁴

(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. Institute of Applied Meteorology, Beijing 100029, China;
4. The Spectrum Division of China Electronic Equipment System Engineering Company, Beijing 100079, China)

Abstract: With the miniaturization trend of equipment, the space between antennas is limited, thus the channels are correlated. Suppose the transmitter is in high speed moving, the full channel state information(CSI) is unavailable, the beamforming(BF) design is based on the partial CSI. For a dual-hop fixed-gain amplify and forward(AF) relay network, where the source and destination are each equipped with multiple antennas, the optimal BF weights are designed to maximize the received signal-to-noise ratio(SNR) based on the partial CSI and then the outage probability(OP) and average symbol error rate(ASER) in a closed-form are derived. Simulations demonstrate the correctness of performance analysis and superiority of the proposed scheme. When ASER= 10^{-2} and correlation coefficient=0.8, 1.6 dB SNR is saved with the proposed scheme.

Key words: wireless relay system; fast fading channel; amplify and forward; beamforming; partial channel state information

1 引言

近年来,中继技术成为了无线通信领域的一个

研究热点,它可以增加系统的吞吐量并扩展系统的覆盖范围^[1-4]。在不同的中继技术中,放大转发

* 收稿日期:2014-08-27;修回日期:2015-01-29 Received date:2014-08-27;Revised date:2015-01-29

** 通讯作者:fannasd@163.com Corresponding author:fannasd@163.com

(Amplify and Forward, AF) 中继由于不需要在中继端进行复杂的信号处理而成为一种主流的技术^[5]。在蜂窝网络的上行链路,发射端(手机)配置多天线可以实现发射波束形成,提高系统性能;采用单天线中继主要是考虑降低系统的运营成本和中继系统的信号处理负担;采用多天线接收端(基站)已在商用系统中得到应用,例如 TD-SCDMA。发射端通过中继与接收端进行通信时,由于无线设备到中继的链路拥有大量的散射,而且由于设备小型化导致发射端配置的多天线之间的间距较窄,无线设备到中继的链路建模为相关 Rayleigh 衰落。同时,由于中继到基站的链路除了存在大量散射分量以外,通常存在直射路径,因此中继到基站的链路建模为相关 Rician 衰落。考虑一些当前典型的应用场景,例如高速铁路,信道快速变化,反馈时延使发射端获得的信道状态信息(Channel State Information, CSI)与真实的 CSI 之间几乎没有相关性,因此直接反馈 CSI 没有意义。在这种条件下,反馈 CSI 的信道互相关矩阵是一种可行的方法^[6],因为信道互相关矩阵是慢变的。因此信道快速变化时,获得的是部分 CSI(信道互相关矩阵)。

文献[7]研究了固定增益方案在 Rayleigh 衰落环境下的性能。文献[8]研究了在发射端和接收端布设多天线,中继端为单天线的条件下,系统在 Rayleigh 衰落条件下的中断概率和平均误符号率(Average Symbol Error Rate, ASER)。文献[9]将文献[8]推广到了相关信道条件下假设获得了完全的 CSI 的性能。文献[10]研究了不同的波束形成方案,推导了最优的波束形成权重和对应的等效信噪比。在文献[11]中,中继系统的两跳分别服从 Rayleigh 和 Rician 分布,作者推导了中断概率和 ASER 的下界。文献[12]研究了两跳分别服从 Nakagami-m 和 Rician 分布的系统的性能。根据等效信噪比的概率分布函数,文献[13]推导了两跳分别服从 Rayleigh 和 Rician 分布的基于波束形成技术的中继系统的中断概率和 ASER 的闭合表达式。

在以上文献中,文献[7-10]考虑了对称信道,文献[11-13]考虑了混合信道。在文献[11-12]中,3 个终端都配置单根天线。虽然在文献[13]中,发射端和接收端都配置多根天线,信道是不相关的且只考虑完全 CSI。

本文不仅考虑了采用波束形成技术的多天线系统,而且还假设信道为相关混合信道。本文以最大化接收端的信噪比为准,波束形成的权重根据部

分 CSI 进行计算。为了评估本文所设计方案的性能,推导了系统中断概率和平均误符号率的闭合表达式。计算机仿真验证了性能分析的有效性和所设计方案的优越性。在平均误符号率为 10^{-2} 、相关系数为 0.8 时,本文方案比反馈信道状态信息的方案节约 1.6 dB 的信噪比。

在本文中,粗体字母表示矢量或者矩阵, $(\cdot)^H$ 表示 Hermitian 转置, $(\cdot)^*$ 表示复共轭, $E[\cdot]$ 表示取期望, $Ei(\cdot)$ 表示指数积分函数, $\exp(\cdot)$ 表示指数函数, $|\cdot|$ 表示绝对值, $\|\cdot\|_F$ 表示 Frobenius 范数, $\mathcal{N}_c(m, \sigma^2)$ 表示均值为 m 、方差为 σ^2 的复高斯分布, $\min\{a, b\}$ 表示 a 和 b 的最小值, $\text{diag}(a_1, a_2, \dots, a_N)$ 表示以 a_1, a_2, \dots, a_N 为对角线元素的 $N \times N$ 的对角矩阵。

2 系统模型

考虑一个发射端 S 有 N_s 根天线,在中继端 R 为单天线,在接收端 D 有 N_d 根天线的模型。假设由于严重的阴影衰落, S 到 D 之间没有直接链路。从 S 到 D 经过 R 的通信过程分为两个时隙:在第一个时隙, S 将信号传递到 R;在第二个时隙,信号从 R 传递到 D。假设在 S 采用波束形成技术, R 接收到的信号可以表示为

$$y_R(t) = \sqrt{P_S} \mathbf{w}_S^H \mathbf{h}_{RS} x_S(t) + n_R(t). \quad (1)$$

式中, $x_S(t)$ 是发射信号且满足 $E[|x_S(t)|^2] = 1$; P_S 是发射端的发射功率, \mathbf{w}_S 是发射端的归一化波束形成矢量,满足 $\|\mathbf{w}_S\|_F = 1$;此外, $\mathbf{h}_{RS}(N_s \times 1)$ 是发射端到中继端的 Rayleigh 衰落信道矩阵,其每个元素 $[\mathbf{h}_{RS}]_i$ 为 $\mathcal{N}_c(0, 1)$ 的复高斯分布,其互相关矩阵可以表示为

$$\mathbf{R}_S = E[\mathbf{h}_{RS} \mathbf{h}_{RS}^H]. \quad (2)$$

式中, $n_R(t)$ 是加性高斯白噪声,满足 $\mathcal{N}_c(0, \sigma_R^2)$ 的复高斯分布。

假设中继到接收端的信道 \mathbf{h}_{DR} 服从 Rician 分布,可以表示为

$$\mathbf{h}_{DR} = \bar{\mathbf{h}}_{DR} + \tilde{\mathbf{h}}_{DR}. \quad (3)$$

式中, $\bar{\mathbf{h}}_{DR}$ 和 $\tilde{\mathbf{h}}_{DR}$ 分别是直射波分量和散射波分量, $\tilde{\mathbf{h}}_{DR}$ 的互相关矩阵可以表示为

$$\mathbf{R}_D = E[\tilde{\mathbf{h}}_{DR} \tilde{\mathbf{h}}_{DR}^H]. \quad (4)$$

在第二个时隙,中继首先以增益 G 对信号进行放大,然后将放大的信号传往接收端。在接收端,采用波束形成技术的输出信号可以表示为

$$y_D = \mathbf{w}_D^H (\mathbf{h}_{DR} \sqrt{P_R} G y_R(t) + \mathbf{n}_D(t)). \quad (5)$$

式中, P_R 是中继的发射功率, \mathbf{w}_D 是接收端的波束形成矢量。噪声矢量 $\mathbf{n}_D(t)$ 的每个元素是独立同分布的高斯随机变量, 且满足 $\mathcal{N}_c(0, \sigma_D^2)$ 。根据式(1)和式(5), 接收端的信噪比可以表示为

$$\gamma = G^2 P_S \mathbf{w}_S^H \mathbf{h}_{RS} \mathbf{h}_{RS}^H \mathbf{w}_S \frac{P_R \mathbf{w}_D^H \mathbf{h}_{DR} \mathbf{h}_{DR}^H \mathbf{w}_D}{G^2 P_R \sigma_R^2 \mathbf{w}_D^H \mathbf{h}_{DR} \mathbf{h}_{DR}^H \mathbf{w}_D + \sigma_D^2} = G^2 P_S \mathbf{w}_S^H \mathbf{h}_{RS} \mathbf{h}_{RS}^H \mathbf{w}_S \frac{P_R \mathbf{w}_D^H \mathbf{h}_{DR} \mathbf{h}_{DR}^H \mathbf{w}_D}{\mathbf{w}_D^H (G^2 P_R \sigma_R^2 \mathbf{h}_{DR} \mathbf{h}_{DR}^H + \sigma_D^2 \mathbf{I}_{N_r}) \mathbf{w}_D} \quad (6)$$

信道快衰落时, 由于只拥有部分 CSI, 即 $\mathbf{R}_S = E[\mathbf{h}_{RS} \mathbf{h}_{RS}^H]$ 。式(6)中的 $\mathbf{h}_{RS} \mathbf{h}_{RS}^H$ 由 \mathbf{R}_S 代替, 因此在部分 CSI 的条件下, 最大化接收端信噪比的波束形成优化问题可以表示为

$$\begin{aligned} \gamma_{\max} = \operatorname{argmax}_{\mathbf{w}_S, \mathbf{w}_D} & G^2 P_S \mathbf{w}_S^H \mathbf{R}_S \mathbf{w}_S \\ & \frac{P_R \mathbf{w}_D^H \mathbf{h}_{DR} \mathbf{h}_{DR}^H \mathbf{w}_D}{\mathbf{w}_D^H (G^2 P_R \sigma_R^2 \mathbf{h}_{DR} \mathbf{h}_{DR}^H + \sigma_D^2 \mathbf{I}_{N_r}) \mathbf{w}_D} \\ \text{s. t. } & \mathbf{w}_S^H \mathbf{w}_S = 1 \quad \mathbf{w}_D^H \mathbf{w}_D = 1. \end{aligned} \quad (7)$$

3 波束形成方案

公式(7)的优化问题可以等效表示为

$$\operatorname{argmax}_{\mathbf{w}_S} \mathbf{w}_S^H \mathbf{R}_S \mathbf{w}_S \quad \text{s. t. } \mathbf{w}_S^H \mathbf{w}_S = 1, \quad (8a)$$

$$\begin{aligned} \operatorname{argmax}_{\mathbf{w}_D} & \frac{\mathbf{w}_D^H \mathbf{h}_{DR} \mathbf{h}_{DR}^H \mathbf{w}_D}{\mathbf{w}_D^H (G^2 P_R \sigma_R^2 \mathbf{h}_{DR} \mathbf{h}_{DR}^H + \sigma_D^2 \mathbf{I}_{N_r}) \mathbf{w}_D} \\ \text{s. t. } & \mathbf{w}_D^H \mathbf{w}_D = 1. \end{aligned} \quad (8b)$$

首先分析公式(8a)的最优 \mathbf{w}_S , 将 \mathbf{R}_S 进行特征值分解, 得到

$$\mathbf{R}_S = \mathbf{U}_S \mathbf{D}_S \mathbf{U}_S^H, \quad (9a)$$

$$\mathbf{U}_S = [\mathbf{u}_{S,1}, \quad \mathbf{u}_{S,2}, \quad \dots \quad \mathbf{u}_{S,N_s}], \quad (9b)$$

$$\mathbf{D}_S = \operatorname{diag}(\lambda_1, \quad \lambda_2, \quad \dots \quad \lambda_{N_s}). \quad (9c)$$

由于存在

$$\mathbf{w}_S^H \mathbf{R}_S \mathbf{w}_S \leq \lambda_1, \quad (10)$$

因此式(8a)中的最优波束形成矢量可以表示为

$$\mathbf{w}_S^{\text{opt}} = \mathbf{u}_{S,1}. \quad (11)$$

然后分析公式(8b)中的 \mathbf{w}_D , 采用以下定理^[14]:

$$\frac{\mathbf{x}^H \mathbf{A} \mathbf{x}}{\mathbf{x}^H \mathbf{B} \mathbf{x}} \leq \lambda_{\max} \quad (12)$$

式中, \mathbf{A} 和 \mathbf{B} 是 Hermitian 正定矩阵, λ_{\max} 和 \mathbf{x} 分别是 $\mathbf{B}^{-1} \mathbf{A}$ 的最大特征值和对应的特征矢量。将式(8b)的参数代入式(12)中, 可以得到

$$\mathbf{A} = \mathbf{h}_{DR} \mathbf{h}_{DR}^H = \mathbf{U}_{DR} \mathbf{D}_{DR} \mathbf{U}_{DR}^H. \quad (13a)$$

式中,

$$\mathbf{U}_{DR} = [\mathbf{u}_{DR,1}, \quad \mathbf{u}_{DR,2}, \quad \dots \quad \mathbf{u}_{DR,N_d}], \quad (13b)$$

$$\mathbf{u}_{DR,1} = \mathbf{h}_{DR} / \|\mathbf{h}_{DR}\|_F, \quad (13c)$$

$$\mathbf{D}_{DR} = \operatorname{diag}(\|\mathbf{h}_{DR}\|_F^2, \quad 0, \quad \dots \quad 0), \quad (13d)$$

还有

$$\begin{aligned} \mathbf{B} &= G^2 P_R \sigma_R^2 \mathbf{h}_{DR} \mathbf{h}_{DR}^H + \sigma_D^2 \mathbf{I}_{N_r} = \\ & \mathbf{U}_{DR} (G^2 P_R \sigma_R^2 \mathbf{D}_{DR} + \sigma_D^2 \mathbf{I}) \mathbf{U}_{DR}^H. \end{aligned} \quad (14)$$

$\mathbf{B}^{-1} \mathbf{A}$ 和 λ_{\max} 分别可以表示为

$$\mathbf{B}^{-1} \mathbf{A} = \mathbf{U}_{DR} (G^2 P_R \sigma_R^2 \mathbf{D}_{DR} + \sigma_D^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{D}_{DR} \mathbf{U}_{DR}^H, \quad (15a)$$

$$\lambda_{\max} = \frac{\|\mathbf{h}_{DR}\|_F^2}{G^2 P_R \sigma_R^2 \|\mathbf{h}_{DR}\|_F^2 + \sigma_D^2}. \quad (15b)$$

因此, 式(8b)中的最优波束形成矢量为式(15b)所对应的特征矢量:

$$\mathbf{w}_D^{\text{opt}} = \mathbf{u}_{DR,1} = \mathbf{h}_{DR} / \|\mathbf{h}_{DR}\|_F. \quad (16)$$

将式(11)和式(16)代入式(7), 最大化的接收端信噪比可以表示为

$$\gamma = \frac{G^2 P_S |\mathbf{u}_{S1}^H \mathbf{h}_{RS}|^2 P_R \|\mathbf{h}_{DR}\|_F^2}{G^2 P_R \sigma_R^2 \|\mathbf{h}_{DR}\|_F^2 + \sigma_D^2}. \quad (17)$$

考虑固定增益方案^[7], G^2 表示为

$$G^2 = E \left[\frac{1}{P_S |\mathbf{u}_{S1}^H \mathbf{h}_{RS}|^2 + \sigma_R^2} \right] = \frac{1}{\sigma_R^2} E \left[\frac{1}{\gamma_S |\mathbf{u}_{S1}^H \mathbf{h}_{RS}|^2 + 1} \right]. \quad (18)$$

式中, $\gamma_S = P_S / \sigma_R^2$ 为发射端信噪比, 由于 $|\mathbf{u}_{S1}^H \mathbf{h}_{RS}|^2$ 是两个自由度的 χ^2 随机变量, 每个自由度的方差为 $\lambda_1/2$, 因此, $|\mathbf{u}_{S1}^H \mathbf{h}_{RS}|^2$ 的概率密度函数可以表示为

$$f_{|\mathbf{u}_{S1}^H \mathbf{h}_{RS}|^2}(x) = \frac{1}{\lambda_1} \exp\left(-\frac{x}{\lambda_1}\right). \quad (19)$$

因此, 可以得出

$$\begin{aligned} G^2 &= \frac{1}{\sigma_R^2} \int_0^\infty \frac{1}{\gamma_S x + 1} f_{|\mathbf{u}_{S1}^H \mathbf{h}_{RS}|^2}(x) dx = \\ & \frac{1}{\lambda_1 \sigma_R^2 \gamma_S} \exp\left(\frac{1}{\lambda_1 \gamma_S}\right) Ei\left(-\frac{1}{\lambda_1 \gamma_S}\right). \end{aligned} \quad (20)$$

因此, 式(17)可以表示为

$$\gamma = \frac{\frac{P_S}{\sigma_R^2} |\mathbf{u}_{S1}^H \mathbf{h}_{RS}|^2 \frac{P_R}{\sigma_D^2} \|\mathbf{h}_{DR}\|_F^2}{\frac{P_S}{\sigma_R^2} |\mathbf{u}_{S1}^H \mathbf{h}_{RS}|^2 + \frac{1}{G^2 \sigma_R^2}} = \frac{\mu \beta}{\beta + C}. \quad (21)$$

式中, $\mu = \gamma_S |\mathbf{u}_{S1}^H \mathbf{h}_{RS}|^2$, $\beta = \gamma_R \|\mathbf{h}_{DR}\|_F^2$, $C = \frac{1}{G^2 \sigma_R^2}$,

$\gamma_R = P_R / \sigma_D^2$ 为中继端信噪比。

4 性能分析

中断概率和平均误符号率是无线通信系统性能研究与分析中非常有用的指标。首先推导中断概

率,其定义为

$$P_{\text{out}} = \Pr(\gamma \leq \gamma_{\text{th}}) = F_{\gamma}(\gamma_{\text{th}}) \quad (22)$$

式中, $F_{\gamma}(z)$ 是 γ 的概率分布函数,表示为

$$F_{\gamma}(z) = \Pr\left\{\frac{\mu\beta}{\beta+C} \leq z\right\} = \Pr\left\{\mu \leq z\left(1 + \frac{C}{\beta}\right)\right\} = \int_0^{\infty} F_{\mu}\left[z\left(1 + \frac{C}{x}\right)\right] f_{\beta}(x) dx = 1 - 2 \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=0}^k \frac{(-1)^l \tilde{c}_k \binom{k}{l}}{(N_d + l - 1)! (2\tau\gamma_R)^{N_d+l}} \times \left(\frac{2C\tau\gamma_R}{\lambda_1\gamma_S}\right)^{\frac{N_d+l}{2}} z^{\frac{N_d+l}{2}} \exp\left(-\frac{z}{\lambda_1\gamma_S}\right) K_{N_d+l}\left(\sqrt{\frac{2C_2}{\tau\lambda_1\gamma_S\gamma_R}} z\right) \quad (23)$$

式中, τ 是收敛参数, \tilde{c}_k 参数采用迭代的方法来计算, $K_q(\cdot)$ 是 q 阶的第二类改进贝塞尔函数。

然后推导系统的平均误符号率。衰落信道中的 ASER 可以表示为

$$P(e) = \int_0^{\infty} aQ(\sqrt{2bz}) f_{\gamma}(z) dz = \frac{a\sqrt{b}}{2\sqrt{\pi_0}} \int_0^{\infty} \frac{\exp(-bu)}{\sqrt{u}} F_{\gamma}(u) du \quad (24)$$

式中, a 和 b 是与调制方式有关的参数,例如, M 进制的幅度调制, $a=2(M-1)/M$, $b=3/(M^2-1)$ 。

将式(23)代入式(24),可以得出

$$P(e) = \frac{a\sqrt{b}}{2\sqrt{\pi_0}} \int_0^{\infty} \frac{\exp(-bu)}{\sqrt{u}} du - a\sqrt{\frac{b}{\pi}} \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=0}^k \frac{(-1)^l \tilde{c}_k \binom{k}{l}}{(N_d + l - 1)! (2\tau\gamma_R)^{N_d+l}} \times \left(\frac{2C\tau\gamma_R}{\lambda_1\gamma_S}\right)^{\frac{N_d+l}{2}} \int_0^{\infty} u^{\frac{N_d+l-1}{2}} \exp\left[-\left(b + \frac{1}{\lambda_1\gamma_S}\right)u\right] K_{N_d+l}\left(\sqrt{\frac{2C}{\tau\lambda_1\gamma_S\gamma_R}} u\right) du = \frac{a}{2} - a\sqrt{\frac{b}{\pi}} \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{l=0}^k \frac{(-1)^l \tilde{c}_k \binom{k}{l}}{(N_d + l - 1)! (2\tau\gamma_R)^{N_d+l}} \left(\frac{2C\tau\gamma_R}{\lambda_1\gamma_S}\right)^{\frac{N_d+l}{2}} \left(b + \frac{1}{\lambda_1\gamma_S}\right)^{-\frac{N_d+l-1}{2}} \sqrt{\frac{\tau\lambda_1\gamma_S\gamma_R}{2C}} \Gamma(N_d + D) \times \exp\left[\frac{C}{4\tau\lambda_1\gamma_S\gamma_R\left(b + \frac{1}{\lambda_1\gamma_S}\right)}\right] W_{-\frac{N_d+l-1}{2}, \frac{N_d+l}{2}}$$

$$\left[\frac{C}{2\tau\lambda_1\gamma_S\gamma_R\left(b + \frac{1}{\lambda_1\gamma_S}\right)}\right] \quad (25)$$

式中, $W_{\lambda,\mu}(z)$ 是 Whittaker 函数。

尽管式(23)和式(25)中含有大量的函数计算,但由于累加项都是由基本初等函数所表示的,因此对于数值计算,它们的效率是可以保证的。

5 数值仿真

本节采用基于 Matlab 的 Monte Carlo 仿真和基于 Mathematic 的性能计算来验证所设计方案的有效性和性能分析的正确性,其中, Monte Carlo 仿真的次数是 10^6 。在试验中,假设两跳具有相同的信噪比,即 $\gamma_S = \gamma_R = \gamma$ 。收敛参数设置为 $\tau=2$,式(23)和式(25)中的 k 累加到 $k=100$, \mathbf{h}_{RS} 的互相关矩阵可以表示为

$$\mathbf{R}_S = \begin{bmatrix} 1 & \rho_1 & \cdots & \rho_1^{N_s-1} \\ \rho_1 & 1 & \cdots & \rho_1^{N_s-2} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \rho_1^{N_s-1} & \rho_1^{N_s-2} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (26)$$

\mathbf{h}_{DR} 可以表示为

$$\mathbf{h}_{DR} = \sqrt{\frac{K}{K+1}} [1 \quad 1 \quad \cdots \quad 1]^T + \sqrt{\frac{1}{K+1}} \hat{\mathbf{h}}_{DR} \quad (27)$$

式中, K 是直射分量与散射分量的功率之比,而且散射分量的互相关矩阵可以表示为

$$\mathbf{R}_D = \begin{bmatrix} 1 & \rho_2 & \cdots & \rho_2^{N_d-1} \\ \rho_2 & 1 & \cdots & \rho_2^{N_d-2} \\ \cdots & \cdots & \cdots & \cdots \\ \rho_2^{N_d-1} & \rho_2^{N_d-2} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (28)$$

首先研究相关性对系统中断概率的影响。在图 1 中,对比了两种方案:根据信道反馈的 CSI 进行波束形成设计的方案^[7-10](在图中用 BF scheme based on feedback CSI 表示)和本文研究的根据信道互相关矩阵的波束形成方案(在图中用 proposed scheme 表示)。仿真参数为 $N_s = N_d = 3$, ρ_1 分别为 0.7、0.8 和 0.9,随着 ρ_1 增大,第一条链路的相关性加强;对于第二条链路, $\rho_2 = 0.8$ 。功率比设置为 $K=1$ 。在本文提出的波束形成方案下, Monte Carlo 仿真的结果和式(23)性能分析的结果一致,证明了性能分析的有效性。对于同样的 ρ_1 , 本文所提方案的性能好于根据信道反馈的 CSI 进行波束形成设计的方案,体现了快衰落信道条件下本文方案的优越性。对于本文提出的方案,性能随着相关性的增强越来越好,这

是由于相关性越强,信道互相关矩阵的最大特征值越大;对于根据信道反馈的 CSI 进行波束形成设计的方案,性能随着相关性的增强越来越差,这是由于信道随着相关性的增强,其分集性能越来越差。

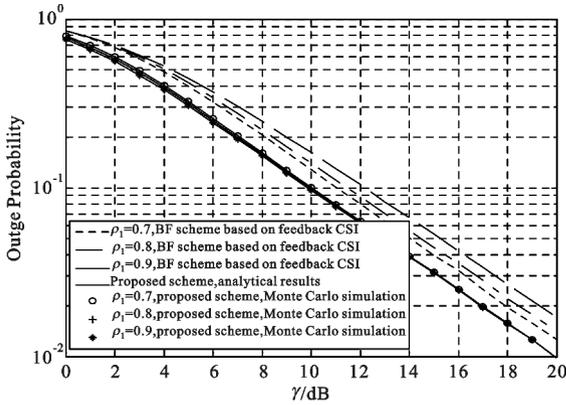


图 1 不同相关性下的系统中断概率

Fig. 1 Outage probability of different correlation

图 2 考虑了天线配置对系统中断概率的影响。设置三种天线配置: $N_s = N_d = 2$, $N_s = N_d = 3$ 和 $N_s = N_d = 4$ 。相关性设置为 $\rho_1 = \rho_2 = 0.9$, 功率比设置为 $K = 1$ 。同样, Monte Carlo 仿真的结果和性能分析的结果一致,证明了性能分析的有效性。对于同样的天线配置,本文提出方案的性能好于根据信道反馈的 CSI 进行波束形成设计的方案。由于随着天线数量的增加,系统的阵列增益和分集增益都增强了,因此,随着天线数量的增加,无论是本文提出的方案还是根据信道反馈的 CSI 进行波束形成设计的方案,性能都越来越好。

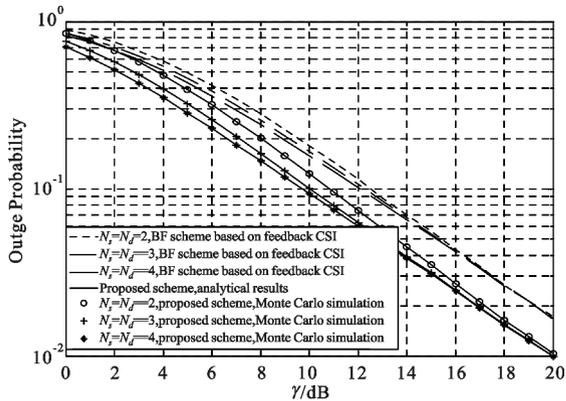


图 2 不同天线配置下的系统中断概率

Fig. 2 Outage probability of different antennas configuration

图 3 和图 4 分别研究了信道的相关性和系统的天线配置对系统平均误符号率的影响,它们的参数设置分别与图 1 和图 2 一致,从图中也能得出类似的结论,这证明了相关性和天线配置对系统性能的

影响具有鲁棒性。

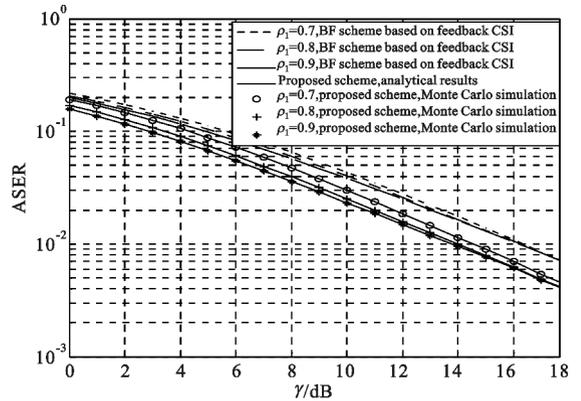


图 3 不同相关性下的系统 ASER

Fig. 3 ASER of different correlation

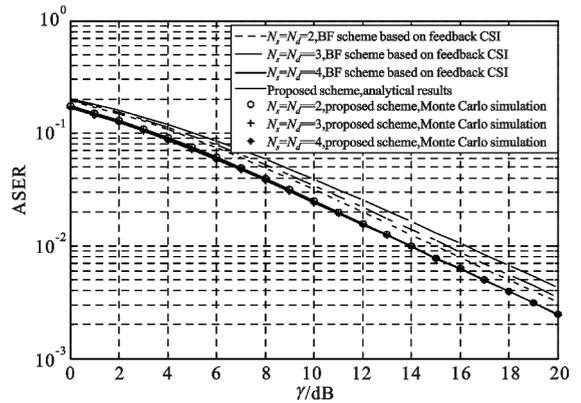


图 4 不同天线配置下的系统 ASER

Fig. 4 ASER of different antennas configuration

6 结束语

本文以最大化接收端信噪比为准则,设计了基于部分信道状态信息的波束形成方案,推导了基于该准则的系统中断概率和平均误符号率的闭合表达式。计算机仿真验证了性能分析的有效性和所设计方案的优越性。由于前人考虑的混合信道是不相关的且拥有完全 CSI,本文不仅考虑了非完全 CSI,而且还假设信道为相关混合信道,是对前人工作的重要推广。本文设计的方案可以应用于蜂窝网络中的采用发射和接收波束形成技术的快衰落上行链路,下一步可以考虑中继也采用多天线时的波束形成方案。

参考文献:

[1] Zhang Y,Zhao H,Pan C. Optimization of an Amplify-and-Forward relay network considering time delay and estimation error in channel state information [J]. IEEE

- Transactions on Vehicular Technology, 2014, 60 (5) : 2483–2488.
- [2] Peng Z, Xu W, Wang L C, et al. Achievable rate analysis and feedback design for multiuser MIMO relay with imperfect CSI[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(2) : 780–793.
- [3] Zhu G, Zhong C, Suraweera H A, et al. Outage Probability of Dual-Hop Multiple Antenna AF Systems with Linear Processing in the Presence of Co-Channel Interference [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(4) : 2308–2321.
- [4] Lee K C, Li C P, Wang T Y, et al. Performance Analysis of Dual-Hop Amplify-and-Forward Systems with Multiple Antennas and Co-channel Interference [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2014, 13(6) : 3070–3087.
- [5] 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.
- [6] Zhou S L, Giannakis G B. Optimal transmitter eigen-beamforming and space-time block coding based on channel correlations[J]. IEEE Transactions on Information Theory, 2003, 49(7) : 1673–1690.
- [7] Costa D B, Aissa S. Beamforming in dual-hop fixed gain relaying systems [C]//Proceedings of IEEE International Conference on Communications. Dresden, Germany: IEEE, 2009: 1–5.
- [8] Louie R H Y, Li Y, Vucetic B. Performance analysis of beam-forming in two hop amplify and forward relay networks [C]// Proceedings of 2008 IEEE International Conference on Communications. Beijing: IEEE, 2008: 4311 - 4315.
- [9] Louie R H Y, Li Y, Suraweera H, et al. Performance analysis of beamforming in two hop amplify and forward relay networks with antenna correlation[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(6) : 3132–3141.
- [10] Kim J B, 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.
- [11] Suraweera H A, Louie R H Y, Li Y, et al. Two hop amplify-and-forward transmission in mixed Rayleigh and Rician fading channels[J]. IEEE Communications Letters, 2009, 13(4) : 227–229.
- [12] Xu W, Zhang J, Zhang P. Performance analysis of dual-hop amplify-and-forward relay system in mixed Nakagami-m and Rician fading channels [J]. Electronics Letters, 2010, 46(17) : 1231–1232.
- [13] Chen S, Liu F, Zhang X, et al. On the performance of two-hop amplify and forward relay networks with beamforming over Rayleigh-Rician fading channels [C]// Proceedings of 2010 IEEE Vehicular Technology Conference. Ottawa, Canada: IEEE, 2010: 1–4.
- [14] Horn R A, Johnson C R. Matrix Analysis [M]. Cambridge, U. K. : Cambridge University Press, 1985.
- [15] Gradshteyn I S, Ryzhik I M, Jeffrey A. Table of Integrals, Series, and Products [M]. 6th ed. San Diego, CA: Academic Press, 2000.
- [16] Musavian L, Dohler M, Nakhai M R, et al. Closed-form capacity expressions of orthogonal correlated MIMO channels [J]. IEEE Communications Letters, 2004, 8(6) : 356–367.

作者简介:



樊娜(1979—),女,宁夏固原人,硕士研究生,工程师,主要研究方向为卫星通信和移动通信;

FAN Na was born in Guyuan, Ningxia Hui-zu Autonomous Region, in 1979. She is now a graduate student and also an engineer. Her research concerns satellite communication and mo-

bile communication.

Email: fannasd@163.com

张健(1964—),男,河北保定人,研究员,主要研究方向为卫星通信;

ZHANG Jian was born in Baoding, Hebei Province, in 1964. He is now a senior engineer of professor. His research concerns satellite communication.

张驭龙(1989—),男,陕西宝鸡人,主要研究方向为卫星通信和气象信息工程;

ZHANG Yulong was born in Baoji, Shaanxi Province, in 1989. His research concerns satellite communication and meteorological information engineering.

姚清(1983—),女,河北邢台人,工程师,主要研究方向为无线通信。

YAO Qing was born in Xingtai, Hebei Province, in 1983. She is now an engineer. Her research concerns wireless communication.