



CE-OFDM 调制中继选择 AF 系统的误码性能

江涛, 李光球, 蔡建辉

(杭州电子科技大学通信工程学院, 浙江 杭州 310018)

摘要: 恒包络 (CE) 正交频分复用 (OFDM) 能够开发 OFDM 的优点, 并能消除 OFDM 峰均功率比高、对功率放大器非线性失真敏感的缺点。反馈时延等因素会恶化采用 OFDM 调制的中继选择放大转发 (AF) 协作系统的误码性能。最小均方误差 (MMSE) 维纳信道预测器能够减轻反馈时延对无线系统误码性能的恶化。为此, 提出了一种能够克服 OFDM 缺点和反馈时延影响的、采用 CE-OFDM 调制和 MMSE 信道预测的中继选择 AF 协作系统方案, 并推导其在瑞利块衰落信道上矩形正交幅度调制下的平均误比特率 (ABER) 下界表达式。数值计算和仿真结果表明: 当调制系数较小时, 上述系统的 ABER 下界具有较高的准确性, 可用于 CE-OFDM 调制和 MMSE 信道预测的中继选择 AF 协作系统的设计。

关键词: 瑞利衰落信道; 恒包络正交频分复用; 放大转发; 信道预测; 中继选择

中图分类号: TN911

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2019283

Error performance of CE-OFDM based AF systems with relay selection

JIANG Tao, LI Guangqiu, CAI Jianhui

School of Communication Engineering, Hangzhou Dianzi University, Hangzhou 310018, China

Abstract: Constant envelope (CE) orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) can develop the advantages of OFDM, and eliminate the shortcomings of high peak-to-average power ratio (PAPR) and sensitivity to non-linear distortion of power amplifiers. The error performance of OFDM based amplify-and-forward (AF) cooperative system with relay selection will be deteriorated due to feedback delay and other factors. Minimum mean square error (MMSE) Wiener channel predictor can alleviate the deterioration of error performance of wireless systems caused by feedback delay. For this reason, the CE-OFDM based AF cooperative system with relay selection and MMSE channel prediction which can overcome the shortcomings of OFDM and the influence of feedback delay was proposed, and its lower bound expressions for the average bit error rate (ABER) of rectangular quadrature amplitude modulation over Rayleigh block fading channels were derived. The numerical calculation and simulation results show that the lower bound expressions for the ABER of the above system has high accuracy when the modulation coefficients are small and can be used to design the AF cooperative system with CE-OFDM, channel prediction, and relay selection.

Key words: Rayleigh fading channel, constant envelope orthogonal frequency division multiplexing, amplify and forward, channel prediction, relay selection

收稿日期: 2019-03-25; 修回日期: 2019-11-10

基金项目: 浙江省自然科学基金资助项目 (No.LY12F01008)

Foundation Item: The Natural Science Foundation of Zhejiang Province of China (No.LY12F01008)



1 引言

固定增益和可变增益放大转发 (amplify and forward, AF) 协议是协作通信系统中常用的协议^[1-3]。参考文献[4]研究了瑞利衰落信道上采用正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 调制的固定增益 AF 协作系统的误码性能。参考文献[5]推导了瑞利衰落信道上采用 OFDM 的可变增益 AF 协作系统在矩形 M 进制正交幅度调制 (M-ary quadrature amplitude modulation, MQAM) 下的平均误比特率 (average bit error rate, ABER) 闭合表达式。为获得更高的分集增益, 参考文献[6]提出了基于 OFDM 调制和中继选择的多中继 AF 协作系统。参考文献[7]推导了 Nakagami-m 衰落信道上采用 OFDM 和基于信道状态信息 (channel state information, CSI) 的中继选择 AF 协作系统在矩形 MQAM 调制下的误码性能闭合表达式。然而, 在实际应用中, 中继节点反馈到源节点的 CSI 会受到反馈时延等因素的影响, 源节点依据过期的 CSI 进行中继选择会造成系统的误码性能恶化^[8]。利用导频符号辅助调制 (pilot symbol assisted modulation, PSAM) 技术和最小均方误差 (minimum mean square error, MMSE) 维纳信道预测器可减轻反馈时延引起的系统误码性能恶化^[9]。参考文献[10]提出了瑞利块衰落信道上采用二进制相移键控和信道预测的中继选择可变增益 AF 协作系统, 并推导其 ABER 的近似表达式。另外, OFDM 调制存在峰均功率比 (peak-to-average power ratio, PAPR) 高的缺点, 参考文献[11]提出了可克服其缺点的恒包络 OFDM (constant envelope OFDM, CE-OFDM) 调制, 该调制信号由 OFDM 信号对载波信号进行恒定包络的相位调制产生, 因此 CE-OFDM 保留了 OFDM 高传输速率和抗多径干扰的优点, 非常适合于非线性功率放大器、卫星通信和 5G 毫米波通信等应用场景^[12-14], 但其在采用 MMSE 信道预测

的中继选择固定增益与可变增益 AF 协作系统中的应用尚未见有研究报道, 下面推导其在上述两种 AF 协议以及矩形 MQAM 调制下的 ABER 下界表达式, 探讨为系统设计提供指导的理论分析工具^[15]。

2 系统模型

考虑瑞利块衰落信道上采用 CE-OFDM 调制和 MMSE 维纳信道预测的中继选择 AF 协作系统, 如图 1 (a) 所示。假定: (1) 源节点 S 配置单根发射天线, N_t 个中继节点 $R_i (i=1, 2, \dots, N_t)$ 均配置 N_r 根接收天线和单根发射天线, 目的节点 D 配置 N_d 根接收天线, 该方案表示为 (N_t, N_r, N_d) ; (2) S 与 D 之间无直传路径, S 和 R_i 的平均发射功率分别为 E_s 和 E_R ; (3) S - R_i 和 R_i - D 的各接收天线上均遭受相互统计独立的瑞利块衰落和单边带功率谱密度为 N_0 的加性白高斯噪声 (additive white Gaussian noise, AWGN) 干扰, S - R_i 链路通过信道预测获得 CSI, R_i - D 链路具有理想 CSI; (4) 系统工作在半双工模式: 在第一个时隙, 源节点 S 按图 1 (b) 所示的帧结构广播经过矩形 $M_1 \times M_2$ QAM 调制的 CE-OFDM 信号给中继节点 R_i , 每个中继节点 R_i 均采用 PSAM 技术和 N 阶 MMSE 维纳滤波器独立完成信道的估计和预测, 并对其接收信号进行最大比合并 (maximal ratio combining, MRC), 系统选择使预测信噪比 (signal-to-noise ratio, SNR) 为最大的中继节点 R_i 用于转发信号; 在第二个时隙, R_i 放大转发经其 MRC 合并输出的信号, 目的节点 D 对其各接收天线上的经 R_i 转发的信号进行 MRC 合并, 然后进行滤波和解调后得到 S 原输入信号的估值。

下面分别介绍源节点的 CE-OFDM 发射机结构、使用的信道模型、信道预测和中继选择过程、固定增益和可变增益 AF 协议以及目的节点的 CE-OFDM 接收机结构。

2.1 CE-OFDM 发射机结构

源节点 S 的 CE-OFDM 发射机结构如图 2 (a)

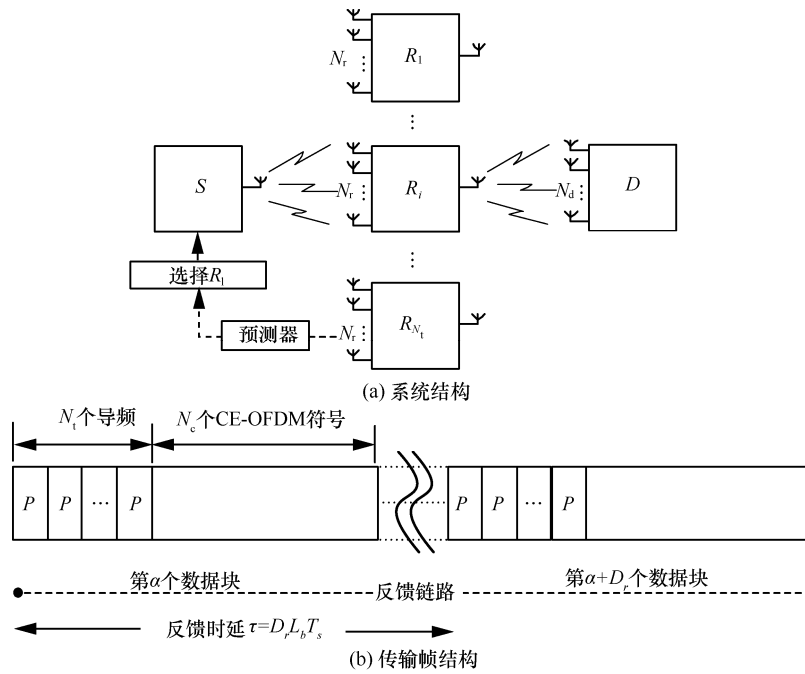


图 1 采用 CE-OFDM 调制和信道预测的中继选择 AF 协作系统

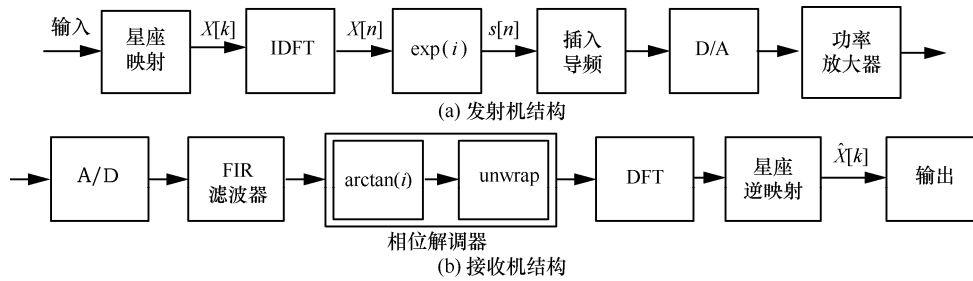


图 2 CE-OFDM 收发信机

所示。 S 要发送的比特数据流经星座映射变换为数据长度为 N_D 的矩形 $M_1 \times M_2$ QAM 数据符号 $X[k], k=1, 2, \dots, N_D$, 对 $\{X[k]\}_{k=1}^{N_D}$ 进行下面的零填充与共轭对称变换, 得到长度为 $N_c = 2N_D + N_{zp} + 2$ 的数据符号向量^[11]: $[0, X[1], X[2], \dots, X[N_D], \mathbf{0}_{1 \times N_{zp}}, 0, X^*[N_D], \dots, X^*[2], X^*[1]]$, 其中, $\mathbf{0}_{1 \times N_{zp}}$ 为 $1 \times N_{zp}$ 的全零行向量, $(\cdot)^*$ 为取共轭。令采样率 $F_s = N_c / T_b$, 过采样因子 $C_{os} = N_c / (N_c - N_{zp})$ ^[12], 则在每个时间间隔 T_b 内将上述符号向量进行离散傅里叶反变换 (inverse discrete fourier transform, IDFT) 后的输出信号可表示为:

$$x[n] = 2 \sum_{k=0}^{N_D} \Re\{X[k]\} \cos(2\pi kn / N_c) - \Im\{X[k]\} \sin(2\pi kn / N_c), \quad n = 0, 1, \dots, N_c - 1 \quad (1)$$

其中, $\Re\{\cdot\}$ 和 $\Im\{\cdot\}$ 分别表示取实部和取虚部。 $x[n]$ 经相位调制后得到 CE-OFDM 信号 $s[n] = A \exp(j2\pi h C_N x[n])$, 其中, A 为信号幅度, $2\pi h$ 为调制系数, C_N 为归一化因子。然后插入 N_t 个按正交设计且符号功率为 E_p 的导频信号^[13], 并按图 1 (b) 所示的帧结构进行传输, 其中, 帧长 $L_b = N_c + N_t$; 再经数模转换和功率放大后由 S 的发射天线发送出去。

2.2 信道模型

采用参考文献[16]中的 Jakes 信道模型, 假定 S 的发射天线到 R_i 的每根接收天线上的信道衰落系数均按块 (块长为 L_b) 进行变化, $h_{ji}(\alpha) (j=1, 2, \dots, N_t)$ 表示第 α 个数据块的源节点



发射天线到第 i 个中继节点的第 j 根接收天线的信道增益, 均服从复高斯分布 $\mathcal{CN}(0, \sigma_h^2)$, 其相关系数满足 $\mathbb{E}[h_{ji}(\alpha)h_{ji}^*(\alpha - \tau)] = \sigma_h^2 J_0(2\pi f_d \tau)$, 其中, $\mathbb{E}(\cdot)$ 表示求期望, $J_0(\cdot)$ 为第一类零阶 Bessel 函数^[17], f_d 为多普勒频移, 反馈时延 $\tau = D_r T_b = D_r L_b T_s$ (正整数 D_r 为时延块数), T_s 为矩形 $M_1 \times M_2$ QAM 数据符号周期。假定 R_i -D 链路具有理想的 CSI, $g_{ki}(\alpha) (k=1, 2, \dots, N_d)$ 表示第 α 个数据块的第 i 个中继节点的发射天线到目的节点的第 k 根接收天线的信道增益, 均服从 $\mathcal{CN}(0, \sigma_z^2)$ 分布。

2.3 信道预测和中继选择过程

由于假定 R_i 均采用 PSAM 技术和 N 阶 MMSE 维纳滤波器^[15]独立完成其信道的估计和预测, 则由维纳-霍夫方程可得预测的第 $\alpha + D_r$ 个数据块的信道增益为 $\hat{h}_{ji}(\alpha + D_r) = \mathbf{w}_{\text{opt}}^H \tilde{\mathbf{h}}_{ji}$, 其中, $(\cdot)^H$ 为矩阵的共轭转置, $\mathbf{w}_{\text{opt}} = [\mathbf{R}]^{-1} \mathbf{r}$ 为最佳加权复系数向量, $\mathbf{R}$ 和 $\mathbf{r}$ 的元素分别为 $[R]_{\varphi\vartheta} = \sigma_h^2 J_0(2\pi f_d |\varphi - \vartheta| L_b T_s) + \sigma_v^2 \delta(\varphi - \vartheta)$, $[r]_{\varphi} = \sigma_h^2 J_0(2\pi f_d |D_r + \varphi - 1| L_b T_s)$, $\varphi, \vartheta = 1, 2, \dots, N$; $\tilde{\mathbf{h}}_{ji} = [\tilde{h}_{ji}(\alpha), \tilde{h}_{ji}(\alpha - 1), \dots, \tilde{h}_{ji}(\alpha - (N - 1))]^T$ 为信道增益估计矩阵, 其元素 $\tilde{h}_{ji}(\alpha) = h_{ji}(\alpha) + v_{ji}(\alpha)$, $v_{ji}(\alpha)$ 为第 α 个数据块的源节点发射天线到第 i 个中继节点的第 j 根接收天线的信道增益的估计误差, 服从 $\mathcal{CN}(0, \sigma_v^2)$ 分布, $\sigma_v^2 = N_0 / E_p$ 。

基于预测的信道系数 $\hat{h}_{ji}(\alpha + D_r)$, 可得第 i 个中继节点的 MRC 合并器输出 SNR 为^[10]:

$$\hat{\gamma}_i(\alpha + D_r) = \frac{E_s}{N_0} \sum_{j=1}^{N_r} |\hat{h}_{ji}(\alpha + D_r)|^2 \quad (2)$$

用于放大转发的第 l 个中继节点 R_l 的 MRC 合并器的输出 SNR 为:

$$\hat{\gamma}_l(\alpha + D_r) = \max_{1 \leq i \leq N_r} \hat{\gamma}_i(\alpha + D_r) \quad (3)$$

下面分别介绍采用固定增益与可变增益 AF 协议转发信号至目的节点的工作过程。

2.4 固定增益和可变增益 AF 协议

假定 R_l 各接收天线上的平均 SNR 均为 $\bar{\gamma}_1 = E_s / N_0$, 则 R_l 的 MRC 合并器输出瞬时 SNR 为 $\gamma_1 = \bar{\gamma}_1 \mathbf{h}_{\text{SR}_l}^H \mathbf{h}_{\text{SR}_l}$, $\mathbf{h}_{\text{SR}_l} = [h_{jl}]_{N_r \times 1}$, 其中, h_{jl} 为源节点 S 发射天线到 R_l 的第 j 根接收天线上的信道衰落系数; 目的节点 D 各接收天线上的平均 SNR 均为 $\bar{\gamma}_2 = E_r / N_0$, 则 D 的 MRC 合并器输出瞬时 SNR 为 $\gamma_2 = \bar{\gamma}_2 \mathbf{g}_{R_l D}^H \mathbf{g}_{R_l D}$, $\mathbf{g}_{R_l D} = [g_{kl}]_{N_d \times 1}$, 其中, g_{kl} 为 R_l 发射天线到 D 的第 k 根接收天线上的信道衰落系数。

若 R_l 采用固定增益 AF 协议转发接收的信号, 则目的节点的输出等效 SNR 为^[18]:

$$\gamma_{\text{eq1}} = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_2 + C} \quad (4)$$

其中, C 是与固定增益放大因子 $G^2 = E_s / (CN_0)$ 有关的常数。

若 R_l 采用可变增益 AF 协议转发接收的信号, 则目的节点的输出等效 SNR 为^[18]:

$$\gamma_{\text{eq2}} = \frac{\gamma_1 \gamma_2}{\gamma_1 + \gamma_2} \quad (5)$$

2.5 CE-OFDM 接收机结构

目的节点 D 的 CE-OFDM 接收机结构如图 2(b) 所示。为滤除 CE-OFDM 信号变换过程中产生的带外噪声和提高接收机性能, D 在相位解调前要将其 MRC 合并器的输出信号经模数转换后送入有限长冲激响应 (finite impulse response, FIR) 滤波器滤波^[19], 其冲激响应表示为:

$$g[n] = \sin \left[2\pi f_n \left(n_f - (L_f - 1) / 2 \right) \right] / \left[\pi \left(n_f - (L_f - 1) / 2 \right) \right], \quad 0 < n_f \leq L_f \quad (6)$$

其中, f_n 为归一化截止频率, $0 < f_n < 1$, L_f 为滤波器阶数; 当 $n_f = (L_f - 1) / 2$ 时, $g[n] = 2f_n$ 。为缓解在相位解调时受噪声的影响在相位 $\pm\pi$ 处发生的跳变, FIR 滤波器的输出信号先经过反正切相位解调器 ($\arctan(\cdot)$) 计算出接收信号的相位值;

然后通过相位解卷绕器 (unwrap); 最后将相位解调后的信号进行离散傅里叶变换和星座逆映射, 得到原始输入比特数据的估值。

为推导采用 CE-OFDM 调制和 MMSE 信道预测的中继选择 AF 协作系统的 ABER 下界, 下面分别给出固定增益和可变增益 AF 协议下系统等效输出 SNR 的累积分布函数 (cumulative distribution function, CDF) 表达式。

3 系统等效输出 SNR 的 CDF

由参考文献[15]的式(6), 可得中继节点 R_l 的输出瞬时 SNR γ_l 的概率密度函数 (probability density function, PDF) 为:

$$f(\gamma_l) = \sum_{i,j,k} G(N_t, N_r, \rho_p) \frac{\gamma_l^{L-1}}{(L-1)! \bar{\gamma}_i^L} e^{-\gamma_l/\bar{\gamma}_i} \quad (7)$$

其中, $\sum_{i,j,k} G(N_t, N_r, \rho_p) = \frac{N_t!}{(N_r-1)!} \sum_{i=0}^{N_r-1} \frac{(-1)^i}{i!(N_t-1-i)!}$,

$$\sum_{j=0}^{i(N_r-1)} \eta(i, j) j! \sum_{k=0}^j \binom{j+N_r-1}{j-k} \frac{1}{k!} \frac{(1-\rho_p)^{j-k} \rho_p^k (L-1)!}{(i(1-\rho_p)+1)^j (i+1)^L}$$

$$\bar{\gamma}_i = [i(1-\rho_p)+1]\bar{\gamma}_1 / (i+1), \quad \rho_p = \mathbf{r}^H [\mathbf{R}]^{-1} \mathbf{r},$$

$$L = N_r + k, \quad \eta(i, j) = (1/j) \sum_{l=1}^{J_0} ((l(i+1)-j)/l!)$$

$$\times \eta(i, j-l), \quad J_0 = \min(j, N_r-1), \quad 2 \leq j \leq i(N_r-1)-1, \\ \eta(i, 0) = 1, \quad \eta(i, 1) = i, \quad \eta(i, i(N_r-1)) = 1/((N_r-1)!)^i.$$

由(7)式可推得中继节点 R_l 输出瞬时 SNR γ_l 的 CDF 为:

$$F(z) = \sum_{i,j,k} G(N_t, N_r, \rho_p) \frac{1}{(L-1)! \bar{\gamma}_i^L} \int_0^z \gamma_l^{L-1} e^{-\gamma_l/\bar{\gamma}_i} d\gamma_l \quad (8)$$

利用参考文献[17]中的式(3.351.1):

$$\int_0^z \gamma_l^{L-1} e^{-\gamma_l/\bar{\gamma}_i} d\gamma_l = (L-1)! \bar{\gamma}_i^L - e^{-z/\bar{\gamma}_i} \sum_{l=0}^{L-1} \frac{(L-1)! z^l}{l! \bar{\gamma}_i^{l-L}} \quad (9)$$

将式(9)代入式(8), 令 $z \rightarrow \infty$, 可得

$$F(\infty) = \sum_{i,j,k} G(N_t, N_r, \rho_p) = 1. \text{ 于是有:}$$

$$F(z) = 1 - \sum_{i,j,k} G(N_t, N_r, \rho_p) \sum_{l=0}^{L-1} \frac{z^l}{l! \bar{\gamma}_i^{l-L}} e^{-z/\bar{\gamma}_i} \quad (10)$$

由参考文献[10]的式(14), 可得目的节点 D 的输出瞬时 SNR γ_2 的 PDF 为:

$$f(\gamma_2) = \frac{\gamma_2^{N_d-1}}{(N_d-1)! \bar{\gamma}_2^{N_d}} e^{-\gamma_2/\bar{\gamma}_2} \quad (11)$$

3.1 固定增益 AF

如图1所示的 CE-OFDM 调制和信道预测的中继选择 AF 协作系统采用固定增益 AF 协议, 由参考文献[20]的式(17), 可得固定增益 G^2 为:

$$G^2 = \bar{\gamma}_2 \mathbb{E} \left[\frac{1}{\gamma_1 + 1} \right] = \bar{\gamma}_2 \int_0^\infty \frac{1}{\gamma_1 + 1} f(\gamma_1) d\gamma_1 \quad (12)$$

利用参考文献[17]中的式(3.383.10):

$$\int_0^\infty \frac{x^{\nu-1} e^{-\mu x}}{x + \beta} dx = \beta^{\nu-1} e^{\beta \mu} \Gamma(\nu) \Gamma(1-\nu, \beta \mu) \quad (13)$$

其中, $\Gamma(x)$ 为 Gamma 函数, $\Gamma(x, y)$ 为不完全 Gamma 函数^[17]。将式(7)代入式(12), 经化简整理可得:

$$G^2 = \bar{\gamma}_2 \sum_{i,j,k} G(N_t, N_r, \rho_p) \bar{\gamma}_i^{-L} e^{1/\bar{\gamma}_i} \Gamma(1-L, 1/\bar{\gamma}_i) \quad (14)$$

由参考文献[18]的式(15), 可得图1所示系统等效输出 SNR γ_{eq1} 的 CDF 为:

$$F_1(\gamma) = \int_0^\infty F(\gamma(\gamma_2 + C)/\gamma_2) f(\gamma_2) d\gamma_2 \quad (15)$$

利用参考文献[17]的公式(3.471.9):

$$\int_0^\infty x^{\nu-1} e^{-\beta/x - \gamma x} dx = 2(\beta/\gamma)^{\nu/2} K_\nu(2\sqrt{\beta\gamma}) \quad (16)$$

其中, $K_\nu(\cdot)$ 为第二类修正 ν 阶 Bessel 函数^[17]。将式(10)和式(11)代入式(15), 使用二项式展开定理^[17], 经化简整理可得:

$$F_1(\gamma) = 1 - 2 \sum_{i,j,k} G(N_t, N_r, \rho_p) \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{p=0}^l A_l(C/\bar{\gamma}_2)^{a+p-l} \cdot (\gamma/\bar{\gamma}_i)^a e^{-\gamma/\bar{\gamma}_i} K_{2(a-l)}(2\sqrt{C\gamma/(\bar{\gamma}_i\bar{\gamma}_2)}) \quad (17)$$



其中, $A_l = 1 / [(N_d - 1)! p! (l - p)!]$, $a = (N_d + 2l - p) / 2$ 。

3.2 可变增益 AF

如图 1 所示的 CE-OFDM 调制和信道预测的中继选择 AF 协作系统采用可变增益 AF 协议, 由参考文献[18]的式 (9), 可得系统等效输出 SNR γ_{eq2} 的 CDF 为:

$$F_2(\gamma) = 1 - \int_0^\infty (1 - F(\gamma + \gamma^2 / \omega)) f(\omega + \gamma) d\omega \quad (18)$$

其中, $\omega = \gamma_2 - \gamma$ 。

将式 (10) 和式 (11) 代入式 (18), 利用式 (16) 并使用二项式展开定理, 经化简整理可得:

$$F_2(\gamma) = 1 - 2 \sum_{i,j,k} G(N_t, N_r, \rho_p) \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{p=0}^l \sum_{q=0}^{N_d-1} A_2(\bar{\gamma}_2 / \bar{\gamma}_i)^{b+2l} \cdot (\gamma / \bar{\gamma}_2)^{l+N_d} e^{-(1/\bar{\gamma}_1 + 1/\bar{\gamma}_2)\gamma} K_{2b}(2\sqrt{1/(\bar{\gamma}_i \bar{\gamma}_2)}\gamma) \quad (19)$$

其中, $A_2 = 1 / [p! (l - p)! q! (N_d - 1 - q)!]$, $b = (p + q - l + 1) / 2$ 。

4 误码性能分析

假设在高 SNR 下相位解调器输出的噪声可以近似为高斯白噪声^[11], 于是可得 AWGN 信道上 CE-OFDM 在矩形 $M_1 \times M_2$ QAM 调制下的条件 BER 近似表达式为^[21]:

$$P(e|\gamma) = H \sum_{t,m,u} E(m, u, t) Q(\alpha_{u,t} \sqrt{\gamma}) \quad (20)$$

其中, $\sum_{t,m,u} E(m, u, t) = \sum_{t=1}^2 \sum_{m=1}^{c_t} \sum_{u=0}^{d_{m,t}} (-1)^{\lfloor (u \cdot 2^{m-1} / M_t) \rfloor} [2^{m-1} - \lfloor (u \cdot 2^{m-1} / M_t) + 1/2 \rfloor] / M_t$, $\lfloor x \rfloor$ 表示为不大于 x 的最小整数, $H = 2 / \ln(M_1 M_2)$, $c_t = \ln M_t$, $t = 1, 2$, $d_{m,t} = (1 - 2^{-m}) M_t - 1$, $Q(x)$ 为高斯 Q 函数^[17], $\alpha_{u,1} = (2u + 1) \sqrt{6(2\pi h)^2 / [M_1^2 - 1 + (M_2^2 - 1)\beta^2]}$, $\alpha_{u,2} = \beta \alpha_{u,1}$, β 为正交与同相分量的最小欧式距离之比。

由式 (20) 和参考文献[10]的式 (16), 可得采用 CE-OFDM 和 MMSE 信道预测的中继选择

AF 协作系统在矩形 $M_1 \times M_2$ QAM 调制下的 ABER 下界表达式为:

$$P = H \sum_{t,m,u} E(m, u, t) \int_0^\infty F(\gamma^2 / \alpha_{u,t}^2) \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\gamma^2/2} d\gamma \quad (21)$$

当 $F(\gamma)$ 为 $F_1(\gamma)$ 或 $F_2(\gamma)$ 时, 可分别推导在固定增益或可变增益两种 AF 协议下如图 1 所示 AF 协作系统 ABER 下界表达式。

4.1 固定增益 AF

将式 (17) 代入式 (21), 经化简整理, 可得图 1 所示系统 ABER 下界表达式为:

$$P_1 = H \sum_{t,m,u} E(m, u, t) \left[\frac{1}{2} - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sum_{i,j,k} G(N_t, N_r, \rho_p) \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{p=0}^l T_1 \int_0^\infty \gamma^{2a} e^{-(\kappa+0.5)\gamma^2} K_{N_d-p}(2\sqrt{\lambda}\gamma) d\gamma \right] \quad (22)$$

其中, $T_1 = A_1(\lambda / \bar{\gamma}_2)^a (C / \bar{\gamma}_2)^{p-1}$, $\kappa = 1 / (\alpha_{u,t}^2 \bar{\gamma}_i)$, $\lambda = C / (\alpha_{u,t}^2 \bar{\gamma}_i \bar{\gamma}_2)$ 。

利用参考文献[17]的式 (6.631.3):

$$J(\mu, \alpha, \nu, \beta) = \int_0^\infty x^\mu e^{-\alpha x^2} K_\nu(\beta x) dx = 0.5 \alpha^{-0.5\mu} \beta^{-1} \Gamma((\mu + \nu + 1) / 2) \Gamma((\mu - \nu + 1) / 2) \cdot e^{\beta^2/8\alpha} W_{-0.5\mu, 0.5\nu}(\beta^2 / 4\alpha) \quad (23)$$

其中, $W_{k,\mu}(z)$ 为 Whittaker 函数^[17]。由式 (22) 可得采用 CE-OFDM 和 MMSE 信道预测的中继选择固定增益 AF 协作系统在矩形 $M_1 \times M_2$ QAM 调制下的 ABER 下界表达式为:

$$P_1 = \frac{H}{2} \sum_{t,m,u} E(m, u, t) \left[1 - \sqrt{\frac{2}{\pi}} \sum_{i,j,k} G(N_t, N_r, \rho_p) \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{p=0}^l T_1 J(2a, \kappa + 0.5, N_d - p, 2\sqrt{\lambda}) \right] \quad (24)$$

4.2 可变增益 AF

将式 (19) 代入式 (21), 经化简整理, 可得图 1 所示系统 ABER 下界表达式为:

$$P_2 = H \sum_{t,m,u} E(m, u, t) \left[1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sum_{i,j,k} G(N_t, N_r, \rho_p) \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{p=0}^l T_2 \int_0^\infty \gamma^s e^{-\gamma^2} K_{2b}(\xi\gamma) d\gamma \right] \quad (25)$$

其中, $T_2 = A_2 \kappa^{s+0.5} (\bar{\gamma}_i / \bar{\gamma}_2)^{N_d-b}$, $s = l + N_d - 0.5$, $\varsigma = (1/\bar{\gamma}_i + 1/\bar{\gamma}_2) / \alpha_{u,t}^2 + 0.5$, $\xi = 2\sqrt{1/(\bar{\gamma}_i \bar{\gamma}_2)} / \alpha_{u,t}^2$ 。

利用参考文献[17]的式(6.621.3):

$$K(\mu, \alpha, \nu, \beta) = \int_0^\infty x^{\mu-1} e^{-\alpha x} K_\nu(\beta x) dx = \frac{\sqrt{\pi}(2\beta)^\nu}{(\alpha + \beta)^{\mu+\nu}} \frac{\Gamma(\mu + \nu) \Gamma(\mu - \nu)}{\Gamma(\mu + 0.5)^2} {}_2F_1(\mu + \nu, \nu + 0.5; \mu + 0.5; 1 - 2\beta/(\alpha + \beta)) \quad (26)$$

其中, ${}_2F_1(x_1, b_1; c; z)$ 为 Gauss 超几何函数^[17]。由式(25)可得采用 CE-OFDM 和 MMSE 信道预测的中继选择可变增益 AF 协作系统在矩形 $M_1 \times M_2$ QAM 调制下的 ABER 下界表达式为:

$$P_2 = H \sum_{t,m,u} E(m, u, t) \left[1 - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sum_{i,j,k} G(N_t, N_r, \rho_p) \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{p=0}^l \sum_{q=0}^{N_d-1} T_2 K(s+1, \varsigma, 2b, \xi) \right] \quad (27)$$

由式(24)和式(27)可知, 采用 CE-OFDM 和 MMSE 信道预测的中继选择 AF 协作系统在矩形 $M_1 \times M_2$ QAM 调制下的 ABER 下界表达式与相位调制系数 $2\pi h$ 、中继节点数 N_t 、中继节点接收天线数 N_r 、目的节点接收天线数 N_d 、归一化反馈延时 $f_d \tau$ 等参数有关。利用式(24)和式(27), 通过数值计算可以快速获得以上参数对上述系统 ABER 性能的影响。

5 数值计算和仿真结果

利用 MATLAB 软件, 对在不同 $2\pi h$ 、 N_t 、 N_r 、 N_d 、 $f_d \tau$ 的情况下瑞利块衰落信道上采用 CE-OFDM 调制和 MMSE 信道预测的中继选择固定增益和可变增益 AF 协作系统误码性能进行数值计算和计算机仿真, 结果如图 3~图 6 所示。作为举例的系统仿真参数见表 1, 同时假定 $M_1 \times M_2$ QAM 的正交与同相分量的最小欧式距离之比 $\beta = 1$, $\bar{\gamma}_2 = 5\bar{\gamma}_1$, 除非特别声明, $2\pi h$ 均为 0.6。

表 1 CE-OFDM 调制和信道预测的中继选择 AF 协作系统参数

系统参数	参数名称	表示符号	参数值
CE-OFDM 调制	子载波调制	$M_1 \times M_2$ QAM	4×2
	信号幅度	A	1
	调制系数	$2\pi h$	0.3、0.6、1.0
	调制符号数	N_D	63
	符号长度/ μ s	T_B	128
	IDFT 点数	N_c	512
	采样频率/MHz	F_s	4
预测器	过采样因子	C_{os}	4
	导频信噪比/dB	E_p / N_0	30
	阶数	N	5
信道	多普勒频移/Hz	f_d	100
	块周期/ μ s	$L_b T_s$	128
FIR 滤波器	阶数	L_f	11
	截止频率/MHz	f_n	0.2

图 3 给出了不同 $2\pi h$ 下采用 CE-OFDM 调制和 MMSE 信道预测的中继选择固定增益 AF 协作系统在瑞利块衰落信道上的 ABER 性能曲线, 其中 $(N_t, N_r, N_d) = (2, 2, 3)$, $f_d \tau = 0.05$ 。由图 3 可知: $2\pi h = 0.3$ 和 0.6 时, 该 AF 系统的 ABER 仿真值与其理论下界值较好吻合; MMSE 信道预测器可缓解反馈延时对采用 CE-OFDM 调制的中继选择 AF 协作系统 ABER 性能的影响, 如在 $2\pi h = 0.3$, $ABER = 10^{-4}$ 处, 其 ABER 性能较反馈延时下未采用信道预测器的相应 AF 协作系统改善了约 1.4 dB; 增大 $2\pi h$ 可以改善采用 CE-OFDM 调制、MMSE 信道预测器的中继选择固定增益 AF 协作系统的 ABER 性能, 如在 $ABER = 10^{-4}$ 处, $2\pi h$ 由 0.3 增加到 0.6, SNR 改善了约 8.1 dB; 当 $2\pi h$ 大于 1.0 时, 采用 CE-OFDM 调制、MMSE 信道预测器的中继选择固定增益 AF 协作系统会在 $ABER = 10^{-4}$ 处产生错误平台, 其原因是在大的



$2\pi h$ 下图 2(b) 的反正切相位解调器容易受噪声的影响, 在 $\pm\pi$ 处发生跳变, 从而增大系统的解调误码。

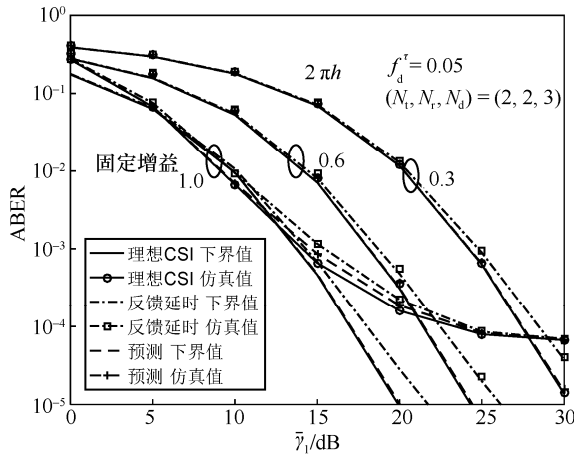


图3 不同 $2\pi h$ 下 CE-OFDM 调制的中继选择 AF 协作系统 ABER

图 4 给出了采用 CE-OFDM 调制和 MMSE 信道预测的中继选择固定增益和可变增益 AF 协作系统在存在反馈时延的瑞利块衰落上的 ABER 性能比较, 其中 $(N_t, N_r, N_d) = (2, 2, 3)$, $f_d\tau = 0.2$ 。由图 4 可知: 中继选择可变增益 AF 协作系统的 ABER 性能优于中继选择固定增益 AF 协议, 这是因为前者是基于信道瞬时 CSI 不断的调整放大增益, 而后者根据源节点到中继节点信道 CSI 的统计信息来确定放大器的放大增益, 如在 $ABER = 10^{-4}$ 处, 前者采用信道预测器时的 ABER 性能优于后者 0.9 dB; 信道预测可以显著改善中继选择可变增益和固定增益 AF 协作系统的 ABER 性能, 如在 $ABER = 10^{-4}$ 处, 上述两个 AF 协作系统的 ABER 性能相对于未采用信道预测的中继选择 AF 协作系统分别改善了 4.8 dB 和 5.1 dB。

图 5 给出了不同 $f_d\tau$ 和 (N_t, N_r, N_d) 下 CE-OFDM 调制和 MMSE 信道预测的中继选择固定增益 AF 协作系统 ABER 性能曲线。由图 5 可知: 随着 $f_d\tau$ 的增加, CE-OFDM 调制和 MMSE 信道预测的中继选择 AF 协作系统 ABER 性能逐渐恶化, 如在 $ABER = 10^{-4}$ 处, $f_d\tau$ 由 0 增加到 0.5

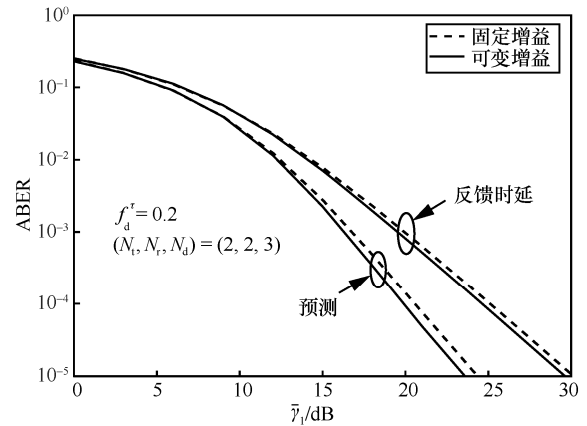


图4 固定与可变增益的中继选择 AF 协作系统的 ABER 比较

时, $(2, 2, 2)$ 方案系统的 ABER 性能恶化 4.3 dB; 在 SNR 较小时, $(N_t, N_r, N_d) = (1, 3, 1)$ 的中继选择固定增益 AF 协作系统 ABER 性能要优于 $(3, 1, 1)$ 中继选择固定增益 AF 协作系统; 在较大 SNR 下, 上述两种 AF 系统的误码性能相近; 增加目的节点的接收天线数可以提高系统的误码性能, 如在 $ABER = 10^{-4}$, $f_d\tau = 0.5$ 时, $(2, 2, 3)$ 中继选择固定增益 AF 协作系统的 ABER 性能较 $(2, 2, 2)$ 中继选择固定增益 AF 协作系统改善了约 0.8 dB。

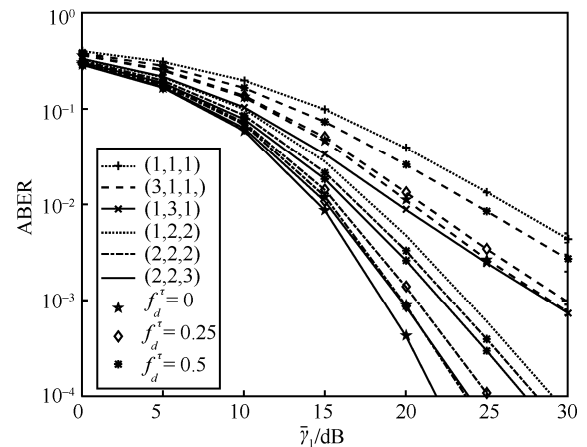


图5 不同 $f_d\tau$ 和 (N_t, N_r, N_d) 下固定增益中继选择 AF 协作系统的 ABER

图 6 给出了不同 (N_t, N_r, N_d) 下采用 CE-OFDM 调制和 MMSE 信道预测的中继选择可变增益 AF 协作系统 ABER 性能与归一化反馈延时 $f_d\tau$ 的关系曲线, 其中, $\bar{\gamma}_i = 15$ dB。由图 6 可

知: 当 $f_d\tau$ 大于 0.01 时, $(N_t, N_r, N_d) = (2, 1, 1)$ 、 $(4, 1, 1)$ 、 $(2, 2, 2)$ 和 $(3, 2, 2)$ 方案的中继选择可变增益 AF 协作系统的 ABER 性能开始分化; $f_d\tau = 0.1$ 左右, 采用 MMSE 信道预测器的 $(2, 1, 1)$ 和 $(4, 1, 1)$ 中继选择可变增益 AF 协作系统在反馈时延下的 ABER 性能有较为明显的改善; $f_d\tau$ 大于 0.1 时, $(2, 3, 2)$ 方案的 ABER 性能开始分化; $f_d\tau = 0.2$ 左右, 采用 MMSE 信道预测器的 $(2, 2, 2)$ 、 $(3, 2, 2)$ 和 $(2, 3, 2)$ 中继选择可变增益 AF 协作系统在反馈时延下的 ABER 性能有较为明显的改善; 当 $f_d\tau$ 较大时, 采用 MMSE 信道预测的中继选择可变增益 AF 协作系统的 ABER 性能与单中继场景下的 ABER 性能基本相同。

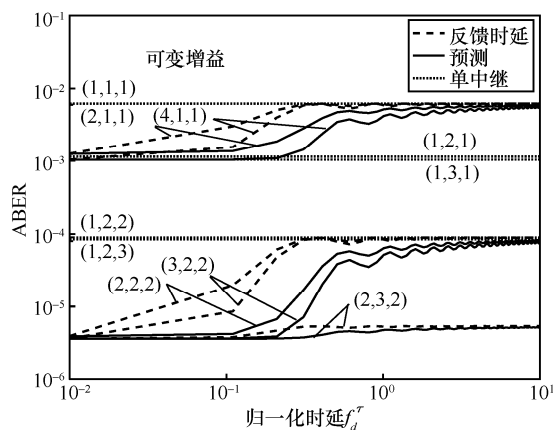


图6 不同 (N_t, N_r, N_d) 下可变增益中继选择 AF 协作系统的 ABER

6 结束语

本文研究瑞利平坦块衰落信道上采用 CE-OFDM 调制和 MMSE 信道预测的中继选择 AF 协作系统的误码性能, 并推导其在固定增益与可变增益两种 AF 协议以及矩形 MQAM 调制下的 ABER 下界表达式。数值计算和仿真结果表明: 在调制系数较小时上述 AF 协作系统的 ABER 下界具有较高的准确性; 信道预测可以改善存在反馈时延的中继选择固定增益与可变增益 AF 协作系统的误码性能; 采用 CE-OFDM 调制和信道预

测的中继选择可变增益 AF 协作系统的 ABER 性能要优于相应的中继选择固定增益 AF 协作系统。本文的理论分析结果可以为采用 CE-OFDM 调制和 MMSE 信道预测的中继选择 AF 协作系统提供了理论指导, 且可以利用所得到的理论分析结果快速地评估系统参数对其性能的影响。

参考文献:

- [1] HANAN A T, IMAD B, NAOFAL A D. Narrow-band interference mitigation using compressive sensing for AF-OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(7): 6146-6159.
- [2] 任婷洁, 李光球, 程英. 多中继与多用户选择的中继系统安全性能分析[J]. 电信科学, 2019, 35(8): 111-119.
REN T J, LI G Q, CHENG Y. Secure performance analysis of relay systems with multi-relay and multi-user selection[J]. Telecommunications Science, 2019, 35(8): 111-119.
- [3] 冯友宏, 杨志, 丁绪星, 等. 无线协作网络中的最优中继选择方案及中断概率分析[J]. 电信科学, 2018, 34(11): 93-101.
FENG Y H, YANG Z, DING X X, et al. Optimal relay selection scheme and outage probability analysis in cooperative wireless networks[J]. Telecommunications Science, 2018, 34(11): 93-101.
- [4] ZHANG Q, SHU F, SUN J. On the diversity behavior for fixed-gain amplify-and-forward relaying over frequency-selective channels based on linearly precoded OFDM[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(5): 2405-2411.
- [5] SURAWEERA H A, ARMSTRONG J. Performance of OFDM-based dual-hop amplify-and-forward relaying[J]. IEEE Communications Letters, 2007, 11(9): 726-728.
- [6] SINGYA P K, KUMAR N, BHATIA V. Performance analysis of OFDM based multiple relay cooperative AF system with relay selection and nonlinear power amplifier[C]//IEEE International Conference on Advanced Networks and Telecommunications Systems, November 6-9, 2016, Bangalore, India. Piscataway: IEEE Press, 2016: 1-6.
- [7] KUMAR N, SHARMA S, BHATIA V. Performance analysis of OFDM-based nonlinear AF multiple-relay systems[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2017, 2(6): 122-125.
- [8] FERDINAND N S, RAJATHEVA N, LATVA A M. Effects of feedback delay on the performance of multiple relay network over Nakagami-m fading channels[C]//IEEE Vehicular Technology Conference, September 3-6, 2012, Quebec, QC. Piscataway: IEEE Press, 2012: 1-5.
- [9] PRAKASH S, MCLOUGHLIN I. Effects of channel prediction for transmit antenna selection with maximal-ratio combining in Rayleigh fading[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(6): 2555-2568.
- [10] PRAKASH S, MCLOUGHLIN I V. Channel prediction in



- non-regenerative multi-antenna relay selection systems [J]. IET Communications, 2012, 6(13): 2027-2032.
- [11] THOMPSON S C, AHMED A U, PROAKIS J G, et al. Constant envelope OFDM[J]. IEEE Transactions on Communications, 2008, 56(8): 1300-1312.
- [12] 王清波. 非线性功放条件下的恒包络 OFDM 系统性能[J]. 电信科学, 2016, 32(9): 120-124.
- WANG Q B. Performance of constant envelope OFDM system with nonlinear power amplifier [J]. Telecommunications Science, 2016, 32(9): 120-124.
- [13] CUI G, WANG C, WANG W, et al. Frequency offset compensation for satellite communication system with CE-OFDM[J]. China Communications, 2017, 14(8): 93-104.
- [14] SACCHI C, RAHMAN T F, BARTOLOMEI N, et al. Design and assessment of a CE-OFDM-based mm-wave 5G communication system[C]//IEEE Globecom Workshops, December 4-8, 2016, Washington, DC, USA. Piscataway: IEEE Press, 2016: 1-7.
- [15] 李光球, 王思婷. 信道预测联合收发分集的正交信号误码性能[J]. 电信科学, 2017, 33(5): 29-38.
- LI G Q, WANG S T. Performance analysis of orthogonal signals with TASP/MRC diversity[J]. Telecommunications Science, 2017, 33(5): 29-38.
- [16] 叶新荣, 张爱清, 麻金继. 一种仿真瑞利信道的有效方法[J]. 中国科学院大学学报, 2010, 27(2): 228-233.
- YE X R, ZHANG A Q, MA J J. An efficient simulation method for Rayleigh channels[J]. Journal of the Chinese Academy of Sciences, 2010, 27(2): 228-233.
- [17] JEFFREY A, ZWILLINGER D. Table of integrals, series, and products[M]. Pittsburgh: Academic Press, 2007.
- [18] TSIFTIS T A, KARAGIANNIDIS G K, MATHIOPOULOS P T, et al. Nonregenerative dual-hop cooperative links with selection diversity[J]. Eurasip Journal on Wireless Communications & Networking, 2006(1): 1-8.
- [19] ZHAO Z, TANG Z. Modulation and demodulation technique of constant envelope OFDM[C]//2014 Fourth International Conference on Instrumentation and Measurement, Computer, Communication and Control, September 18-20, 2014, Harbin, China. Piscataway: IEEE Press, 2014: 156-160.
- [20] PRAKASH S. Performance of dual-hop multi-antenna systems with fixed gain amplify-and-forward relay selection[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2011, 10(6): 1709-1714.
- [21] KIM I M. Exact BER analysis of OSTBCs in spatially correlated MIMO channels[J]. IEEE Transactions on Communications, 2006, 54(8): 1365-1373.