

信道预测和联合收发分集的 RQAM 误符号率性能分析

李得兵, 李光球, 金徐凤

(杭州电子科技大学 通信工程学院, 杭州 310018)

摘 要: 为解决采用最小均方误差维纳信道预测的发射天线选择(TASP)/接收天线最大比合并(MRC)的无线通信系统设计问题,利用矩生成函数法和高斯 Q 函数的近似表达式,分别推导了时间选择性瑞利块衰落信道上矩形正交幅度调制(RQAM)和差分编码四相相移键控(DE-QPSK)的平均误符号率(ASER)的精确及近似表达式。数值计算和仿真结果证明了 RQAM 与 DE-QPSK 的 ASER 精确分析的正确性和近似分析的准确性,从而可以快速地确定收发天线数、信道预测器参数以及各种信道参数等对 TASP/MRC 系统 ASER 性能的影响。

关键词: 瑞利块衰落信道;最小均方误差;维纳信道预测器;发射天线选择;最大比合并;矩形正交幅度调制;平均误符号率

中文引用格式:李得兵,李光球,金徐凤. 信道预测和联合收发分集的 RQAM 误码性能分析[J]. 计算机工程,2018,44(1):121-127.

英文引用格式:LI Debing, LI Guangqiu, JIN Xufeng. Symbol Error Rate Performance Analysis of Rectangular MQAM with Channel Prediction and Joint Transceiver Diversity[J]. Computer Engineering, 2018, 44(1): 121-127.

Symbol Error Rate Performance Analysis of RQAM with Channel Prediction and Joint Transceiver Diversity

LI Debing, LI Guangqiu, JIN Xufeng

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

[Abstract] In order to solve the design problem of predictive Transmit Antenna Selection (TASP)/receive antenna Maximum Ratio Combining (MRC) wireless communication system with the Minimum Mean Square Error (MMSE) Wiener channel prediction, the exact and approximate expressions for the Average Symbol Error Rate (ASER) of the Rectangular Quadrature Amplitude Modulation (RQAM) and Differentially Encoded Quadri-Phase Shift Keying (DE-QPSK) are derived by using moment generating function method and approximate expression of Gaussian Q-function, respectively over time-selective Rayleigh block fading channel. The numerical and simulation results verify that the exact and the approximate ASER analysis of RQAM and DE-QPSK is correct and accurate. The obtained exact and approximate expressions for the ASER of RQAM and DE-QPSK modulation can be used to evaluate the impact of transceiver antenna number, channel predictor parameters and various channel parameters on the ASER performance.

[Key words] Rayleigh fading channel; Minimum Mean Square Error (MMSE); Wiener channel predictor; Transmit Antenna Selection (TAS); Maximal-ratio Combining (MRC); Rectangular Quadrature Amplitude Modulation (RQAM); Average Symbol Error Rate (ASER)

DOI:10.3969/j.issn.1000-3428.2018.01.020

0 概述

具有理想信道状态信息(Channel State Information, CSI)的衰落信道上发射天线选择(Transmit Antenna Selection, TAS)/接收天线最大比合并(Maximal-ratio Combining, MRC)天线分集可获得的分集增益为收、发天线数的乘积,是多入多出

无线通信系统中的一种低复杂度的联合收发天线分集方案^[1-3]。文献[1-3]研究了在瑞利块衰落信道上 TAS/MRC 分集下具有理想 CSI 的二进制相移键控(Binary Phase Shift Keying, BPSK)、M 进制相移键控(Multiple Phase Shift Keying, MPSK)和方形 M 进制正交幅度(Multilevel Quadrature Amplitude Modulation, MQAM)等调制方式的误码性能。文

基金项目:浙江省自然科学基金(LY12F01008);浙江省新苗科技计划项目(2013R407039)。

作者简介:李得兵(1991—),男,硕士研究生,主研方向为无线通信;李光球(通信作者),教授、博士;金徐凤,本科生。

收稿日期:2016-12-19 **修回日期:**2017-02-21 **E-mail:**gqli@hdu.edu.cn

献[4]推导了 Nakagami-m 衰落信道上 TAS/MRC 分集下相干检测 MPSK、方形 MQAM 等调制方式的误码性能解析表达式。文献[5]研究了任意相关接收 Nakagami-m 衰落信道上 TAS/MRC 下 MPSK 和方形 MQAM 的误码性能。文献[6]研究了 η - μ 衰落信道上 TAS/MRC 分集下的方形 MQAM 的误码性能。在实际中,由于无线网络中存在延时以及传输损耗等因素的影响^[7],理想的 CSI 难以获得,其中,信道延时使发射端使用过期的 CSI 信息,导致系统误码性能恶化。文献[8]研究在瑞利块衰落信道上反馈延时对 TAS/MRC 分集下的 BPSK 误码性能的影响。文献[9]研究了在存在反馈延时的时间选择性瑞利块衰落信道上 TAS/MRC 分集下的 BPSK 和四相相移键控(Quadri Phase Shift Keying, QPSK)调制的误码性能。文献[10]推导了存在反馈延时的 Nakagami-m 衰落信道上 TAS/MRC 分集下 MPSK、方形 MQAM 的误码性能解析表达式。利用导频符号辅助调制(Pilot Symbol Assisted Modulation, PSAM)技术可以获得 CSI 信息,文献[11]将单入单出衰落信道上的 PSAM 技术扩展到多入多出系统^[12]。文献[13-14]将 PSAM 技术和信道预测应用于 TAS/MRC 分集系统(即 TASP/MRC)以克服反馈延时引起的系统误码性能恶化,并推导时间选择性瑞利块衰落信道上采用 PSAM 技术和最小均方误差(Minimum Mean Square Error, MMSE)维纳滤波器的 BPSK 调制误码性能。矩形正交幅度调制(Rectangular Quadrature Amplitude Modulation, RQAM)具有频谱利用率高、实现简单的特点^[15],方形 MQAM 和差分编码四相相移键控(Differentially-encoded Quadrature Phase Shift Keying, DE-QPSK)是其特殊情况,在高速无线通信系统中获得广泛应用^[16]。为此,本文分别推导在时间选择性瑞利块衰落信道上采用 MMSE 维纳信道预测器和 TAS/MRC 天线分集的 RQAM、DE-QPSK 的平均误符号率(Average Symbol Error Rate, ASER)精确和近似表达式,并对其进行仿真。

1 系统模型

考虑时间选择性瑞利块衰落信道上发射天线数为 N_t 、接收天线数为 N_r ,并使用 PASM 技术和 N 阶 MMSE 维纳信道预测器的 TASP/MRC 无线通信系统,假定从 N_t 根发射天线中选择一根使接收端 MRC 合并器输出信噪比最大的天线按块(块长为 L_b)发送数据信息,每个数据块的前 N_t 个符号为按正交设计的导频信号^[12],后 $L_b - N_t$ 个符号为能量为 E_s 的 RQAM 或 DE-QPSK 调制信号; $h_{ij}(k)$ ($1 \leq i \leq N_t, 1 \leq j \leq N_r$) 表示第 k 个数据块第 i 个发射天线到第 j 个接收天线之间的信道增益,服从 $CN(0, \sigma_h^2)$ 的复高斯分布,考虑

文献[14,17]中的 Jakes 信道模型,信道衰落系数按块进行变化,信道系数之间的相关系数满足:

$$E\{h_{ij}(k)h_{ij}^*(k-\tau)\} = \sigma_h^2 J_0(2\pi f_d \tau) \quad (1)$$

其中, $\tau = DL_b T_s$ 为信道延时, T_s 为 RQAM 或 DE-QPSK 的符号周期, D 为正整数, f_d 为多普勒频移, $E[\cdot]$ 表示求期望, $J_0(\cdot)$ 是第一类零阶 Bessel 函数^[14]。

假定使用文献[13-14]的 PSAM 技术和 N 阶 MMSE 维纳信道预测器来完成对信道估计和预测,由维纳-霍夫方程可得到前 D 个数据块的信道增益预测值为^[14]:

$$\hat{h}_{ij}(k+D) = \mathbf{w}_{\text{opt}}^H \tilde{\mathbf{h}}_{ij} \quad (2)$$

其中, $\mathbf{w}_{\text{opt}} = [\mathbf{R}]^{-1} \mathbf{r}$ 是 $N \times 1$ 阶的最优复系数加权向量, $(\cdot)^H$ 为共轭转置, $\mathbf{R}$ 为 $N \times N$ 矩阵,其元素 $[\mathbf{R}]_{\varphi\vartheta} = \sigma_h^2 J_0(2\pi f_d |\varphi - \vartheta| L_b T_s) + \sigma_v^2 \delta(\varphi - \vartheta)$, 且 $\mathbf{r}_{\varphi} = \sigma_h^2 \times J_0(2\pi f_d |D + \varphi - 1| L_b T_s)$, 其中, $\varphi, \vartheta = 1, 2, \dots, N$, $\tilde{\mathbf{h}}_{ij} = [\tilde{h}_{ij}(k), \tilde{h}_{ij}(k-1), \dots, \tilde{h}_{ij}(k-(N-1))]^T$ 是 $N \times 1$ 阶的信道增益估计矩阵,其中, $\tilde{h}_{ij}(k) = h_{ij}(k) + v_{ij}(k)$, $v_{ij}(k)$ 为第 k 个数据块第 i 个发射天线到第 j 个接收天线之间的信道增益估计误差,服从均值为 0、方差为 $\sigma_v^2 = N_0/E_p$ 的复高斯分布,其中, N_0 为收发天线对上的加性高斯白噪声(Additive Gauss White Noise, AWGN)的单边带噪声功率谱密度, E_p 是导频符号功率。于是可得实际的信道增益可以表示为^[14]:

$$h_{ij}(k+D) = \hat{h}_{ij}(k+D) + \sqrt{\sigma_h^2 - \rho^2} n_{ij}(k+D) \quad (3)$$

其中, $n_{ij}(k+D)$ 是第 $(k+D)$ 个数据块第 i 个发射天线到第 j 个接收天线上的 AWGN, 预测的信道增益 $\hat{h}_{ij}(k+D)$ 服从均值为 0、方差为 $\sigma_h^2 = \mathbf{r}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r}$ 的复高斯分布, $\rho = \sqrt{\mathbf{r}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{r}}$, $0 \leq \rho \leq 1$ 是 $h_{ij}(k+D)$ 与 $\hat{h}_{ij}(k+D)$ 之间的相关系数。

TASP/MRC 接收机合并器输出信噪比(SNR) γ 的概率密度函数为^[14]:

$$f_{\gamma_{\max}}(\gamma) = \frac{N_t!}{(N_r-1)!} \sum_{i=0}^{N_r-1} \frac{\gamma^{N_r-1-N_t-i}}{i! (N_r-1-i)!} \exp\left(-\frac{(i+1)\gamma}{\rho_i(1-\rho)}\right) \times \sum_{j=0}^{i(N_r-1)} \eta(i,j) j! \frac{[(1-\rho)\gamma]^j}{\rho_i^{j+N_r}} L_j^{(N_r-1)}\left(-\frac{\rho\gamma}{\rho_i(1-\rho)}\right) \quad (4)$$

其中, $\rho_i = (i(1-\rho) + 1)\gamma$, $\gamma = E_s/N_0$, $L_j^{(N_r-1)}(x)$ 是拉盖尔多项式, $\eta(i,j) = (1/j) \sum_{l=1}^{j_0} ((l(i+1)-j)/l!) \times \eta(i,j-l)$, $j_0 = \min(j, N_r-1)$, $2 \leq j \leq i(N_r-1)-1$, $\eta(i, i(N_r-1)) = 1/((N_r-1)!)^i$, $\eta(i,0) = 1$, $\eta(i,1) = i$ 。

令 $N_r + k = L$, $\gamma_i = \rho_i/(1+i)$:

$$p_{\gamma}(\gamma) = \frac{1}{(L-1)!} \left(\frac{1}{\gamma_i}\right)^L \gamma^{L-1} \exp\left(-\frac{\gamma}{\gamma_i}\right) \quad (5)$$

$$\sum_{i,j,k} f(N_r, N_r, \rho) = \frac{N_r!}{(N_r-1)!} \sum_{i=0}^{N_r-1} \frac{(-1)^i}{(N_r-1-i)!} \times \sum_{j=0}^{i(N_r-1)} \eta(i,j) j! \times \sum_{k=0}^j \binom{j+N_r-1}{j-k} \times \frac{1}{k!} \frac{(1-\rho)^{j-k} \rho^k (L-1)!}{[i(1-\rho)+1]^j (i+1)^L} \quad (6)$$

利用文献[14]的拉盖尔多项式展开式:

$$L_j^b(x) = \sum_{k=0}^j (-1)^k \binom{j+b}{j-k} \frac{x^k}{k!} \quad (7)$$

将式(7)代入式(4)中, 利用式(5)、式(6)经化简可得 γ 的概率密度函数为:

$$f_{\gamma_{\max}}(\gamma) = \sum_{i,j,k} f(N_r, N_r, \rho) p_{\gamma}(\gamma) \quad (8)$$

于是经推导可得 γ 的矩生成函数 (Moment Generating Function, MGF) 为:

$$M(s) = \int_0^\infty \exp(-s\gamma) f_{\gamma_{\max}}(\gamma) d\gamma = \sum_{i,j,k} f(N_r, N_r, \rho) \varphi_{\gamma}(s) \quad (9)$$

其中, $\varphi_{\gamma}(s) = (1 + s \bar{\gamma}_i)^{-L}$.

2 精确性能分析

在时间选择性瑞利块衰落信道上采用 TASP/MRC 和 MMSE 维纳信道预测器的 RQAM 和 DE-QPSK 的 ASER, 可由其在 AWGN 下的条件误符号率 $P_s(e|\gamma)$ 对 $f_{\gamma_{\max}}(\gamma)$ 求统计平均后得到^[18], 即:

$$P_s(\bar{\gamma}) = \int_0^\infty P_s(e|\gamma) f_{\gamma_{\max}}(\gamma) d\gamma \quad (10)$$

下面利用 MGF 法和高斯 Q 函数的另一种表达式推导时间选择性瑞利块衰落信道上采用 MMSE 维纳信道预测器和 TASP/MRC 天线分集的 RQAM、DE-QPSK 的 ASER 的精确表达式。

2.1 RQAM

在 AWGN 信道上采用相干检测的矩形 $M_r \times M_q$ QAM 的条件误符号率为^[15,18]:

$$P_s(e|\gamma) = 2pQ(a_1\sqrt{\gamma}) + 2qQ(a_2\sqrt{\gamma}) - 4pqQ(a_1\sqrt{\gamma})Q(a_2\sqrt{\gamma}) \quad (11)$$

其中, d_i 和 d_q 分别是同相和正交信号分量之间的最小欧式距离, $\beta = d_q/d_i$, M_r 和 M_q 是同相和正交分量的电平数, $p = 1 - (1/M_r)$, $q = 1 - (1/M_q)$, $a_1 = \text{sqrt}(6/((M_r^2-1) + (M_q^2-1)\beta^2))$, $a_2 = \beta a_1$ 。

利用文献[18]中 $Q(x)$ 和 $Q(x)Q(y)$ 的另外一种表达式:

$$Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{x^2}{2 \sin^2 \theta}\right) d\theta \quad (12)$$

$$Q(a_1\sqrt{\gamma})Q(a_2\sqrt{\gamma}) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}-\xi} \exp\left(-\frac{a_1^2\gamma}{2 \sin^2 \theta}\right) d\theta + \frac{1}{2\pi} \int_0^\xi \exp\left(-\frac{a_2^2\gamma}{2 \sin^2 \theta}\right) d\theta \quad (13)$$

其中, $\xi = \arctan(a_2/a_1)$, $g_1 = a_1^2/2$, $g_2 = a_2^2/2$ 。

将式(8)和式(11)~式(13)代入式(10)中, 可得瑞利块衰落信道上采用 TASP/MRC 和 MMSE 维纳信道预测器的矩形 $M_r \times M_q$ QAM 的 ASER 为:

$$P_s = 2pI_1 + 2qI_2 - 4pqI_3 \quad (14)$$

式中:

$$I_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M\left(\frac{g_1}{\sin^2 \theta}\right) d\theta, n = 1, 2 \quad (15)$$

$$I_3 = \underbrace{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi/2-\xi} M\left(\frac{g_1}{\sin^2 \theta}\right) d\theta}_{I_{31}} + \underbrace{\frac{1}{2\pi} \int_0^\xi M\left(\frac{g_2}{\sin^2 \theta}\right) d\theta}_{I_{32}} \quad (16)$$

令 $z = \cos^2 \theta$, 经计算可得:

$$I_n = \frac{M(g_n)}{2\pi} \int_0^1 (1-z)^{L-1/2} \left(1 - \frac{z}{1+g_n \bar{\gamma}_i}\right)^{-L} z^{-1/2} dz = \frac{M(g_n)\Gamma(L+1/2)}{2\sqrt{\pi}\Gamma(L+1)} {}_2F_1\left(L, \frac{1}{2}; L+1; \frac{1}{1+g_n \bar{\gamma}_i}\right), n=1, 2 \quad (17)$$

其中, ${}_2F_1(a, b; c; x)$ 为高斯超几何函数^[19-20]。

对 I_{31} 、 I_{32} 分别作 $z = 1 - (a_1^2/a_2^2) \cos^2 \theta$ 和 $z = 1 - (a_1^2/a_2^2) \cos^2 \theta$ 变量代换, 经推导可得:

$$I_{3l} = \frac{M(r)a_1a_2}{4\pi r} \int_0^1 (1-z)^{L-1/2} \left(1 - \frac{1+g_l \bar{\gamma}_i}{1+\bar{\gamma}_i r} z\right)^{-L} \left(1 - \frac{a_1^2}{2r} z\right)^{-1} dz = \frac{M(r)a_1a_2}{4r\pi(1+2L)} F_1\left(1, L, 1; L + \frac{3}{2}; \frac{1+g_l \bar{\gamma}_i}{1+r \bar{\gamma}_i}, \frac{g_l}{r}\right), l=1, 2 \quad (18)$$

其中, $r = (a_1^2 + a_2^2)/2$, $F_1(a, b; c; x)$ 为 Appell^[19-20] 超几何函数。

将式(15)~式(18)代入式(14)可得瑞利块衰落信道上采用 TASP/MRC 和 MMSE 信道预测器的矩形 $M_r \times M_q$ QAM 的 ASER 为:

$$P_s = \frac{N_r!}{(N_r-1)!} \sum_{i=0}^{N_r-1} \frac{(-1)^i}{(N_r-1-i)!} \sum_{j=0}^{i(N_r-1)} \eta(i,j) j! \times \sum_{k=0}^j \binom{j+N_r-1}{j-k} \times \frac{1}{k!} \frac{(1-\rho)^{j-k} \rho^k (L-1)!}{[i(1-\rho)+1]^j (i+1)^L} \left\{ \frac{\Gamma(L+1/2)}{\sqrt{\pi}\Gamma(L+1)} (p(1+g_1 \bar{\gamma}_i))^{-L} \times {}_2F_1\left(L, \frac{1}{2}; L+1; \frac{1}{1+g_1 \bar{\gamma}_i}\right) + q(1+g_2 \bar{\gamma}_i)^{-L} {}_2F_1\left(L, \frac{1}{2}; L+1; \frac{1}{1+g_2 \bar{\gamma}_i}\right) \right\} - \frac{pq a_1 a_2 (1+r \bar{\gamma}_i)^{-L}}{\pi r (1+2L)} \left(F_1\left(1, L, 1; L + \frac{3}{2}; \frac{1+g_1 \bar{\gamma}_i}{1+r \bar{\gamma}_i}, \frac{g_1}{r}\right) + F_1\left(1, L, 1; L + \frac{3}{2}; \frac{1+g_2 \bar{\gamma}_i}{1+r \bar{\gamma}_i}, \frac{g_2}{r}\right) \right) \quad (19)$$

2.2 DE-QPSK

在 AWGN 信道上相干解调 DE-QPSK 的条件误符号率为^[16,18]:

$$P(e|\gamma) = 4Q(\sqrt{\gamma}) - 8Q^2(\sqrt{\gamma}) + 8Q^3(\sqrt{\gamma}) - 4Q^4(\sqrt{\gamma}) \quad (20)$$

将式(8)、式(20)代入式(10)可得瑞利块衰落信道上采用 TASP/MRC 和 MMSE 维纳信道预测器的 DE-QPSK 的 ASER 为:

$$P_s = \sum_{i,j,k} f(N_i, N_r, \rho) (4J_1 - 8J_2 + 8J_3 - 4J_4) \quad (21)$$

其中:

$$J_m = \int_0^\infty Q^m(\sqrt{\gamma}) p_\gamma(\gamma) d\gamma, \quad m=1,2,3,4 \quad (22)$$

令 $z = \cos^2 \theta$, 并利用文献[18]中的(5.18a)可推得:

$$J_1 = \frac{\varphi_\gamma(1/2)}{2\pi} \int_0^1 (1-z)^{L-1/2} \left(1 - \frac{z}{1+1/2\bar{\gamma}_i}\right)^{-L} z^{-1/2} dz = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_i}{2+\bar{\gamma}_i}} \sum_{p_1=0}^{L-1} \binom{2p_1}{p_1} \left(\frac{1}{4+2\bar{\gamma}_i}\right)^{p_1}\right] \quad (23)$$

利用文献[20]的式(6.1.39):

$$\left(\frac{1}{4}\right)^k \binom{2k}{k} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \frac{\Gamma(k+1/2)}{\Gamma(k+1)} \quad (24)$$

并将其代入式(23)中,有:

$$J_1 = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_i}{2+\bar{\gamma}_i}} \sum_{p_1=0}^{L-1} \left(\frac{\Gamma(p_1+1/2)}{\Gamma(p_1+1)}\right) \left(\frac{2}{2+\bar{\gamma}_i}\right)^{p_1}\right] \quad (25)$$

令 $R(\mu, \bar{\gamma}_i) = \bar{\gamma}_i / ((\mu+1)\bar{\gamma}_i + 2)$, 利用文献[16]的式(15):

$$J_m = \int_0^\infty Q^m(\sqrt{\gamma}) \frac{1}{(L-1)!} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_i}\right)^L \gamma^{L-1} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_i}\right) d\gamma = \left(\frac{1}{2}\right)^m - \left(\frac{1}{2}\right)^m \frac{m}{\sqrt{\pi}} \sqrt{R(0, \bar{\gamma}_i)} \sum_{\alpha=0}^{L-1} \frac{\Gamma(\alpha+0.5)}{\Gamma(\alpha+1)} \times \left(\frac{2}{\bar{\gamma}_i+2}\right)^\alpha - \left(\frac{1}{2}\right)^m \frac{m}{\sqrt{2\pi}} \sum_{\alpha=0}^{L-1} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_i}\right)^\alpha \sum_{\mu=1}^{\alpha} \frac{\Gamma(\alpha+\mu/2+0.5)}{\Gamma(\alpha+1)} \times \binom{m-1}{\mu} (-1)^\mu \times \left(\frac{2}{\sqrt{2\pi}}\right)^\mu (2R(\mu, \bar{\gamma}_i))^{\frac{2\alpha+\mu+1}{2}} F_A^{(\mu)} \times \left(\alpha + \frac{\mu}{2} + \frac{1}{2}, \underbrace{1, \dots, 1}_{\mu \text{ 项}}, \underbrace{\frac{3}{2}, \dots, \frac{3}{2}}_{\mu \text{ 项}}, \underbrace{R(\mu, \bar{\gamma}_i), \dots, R(\mu, \bar{\gamma}_i)}_{\mu \text{ 项}}\right), \quad m \geq 2 \quad (26)$$

将式(25)、式(26)代入式(21)中,可得瑞利块衰落信道上采用 TASP/MRC 和 MMSE 维纳信道预测器的 DE-QPSK 的 ASER 为:

$$P_s = \frac{N_r!}{(N_r-1)!} \sum_{i=0}^{N_r-1} \frac{(-1)^i}{(N_r-1-i)!} \sum_{j=0}^{i(N_r-1)} \eta(i,j) j! \sum_{k=0}^j \times \binom{j+N_r-1}{j-k} \frac{1}{k!} \frac{(1-\rho)^{j-k} \rho^k}{[i(1-\rho)+1]^j (i+1)^L} \left\{ \frac{3}{4} - \frac{1}{\pi} \sum_{\alpha=0}^{L-1} \times \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_i}\right)^\alpha \left[\left(\frac{\bar{\gamma}_i}{\bar{\gamma}_i+1}\right)^{\alpha+1} \times {}_2F_1\left(\alpha+1, 1; \frac{3}{2}; \frac{\bar{\gamma}_i}{2\bar{\gamma}_i+2}\right) + \frac{2(\alpha+1)}{\pi} (2U_i)^{\alpha+2} \times F_A^{(3)}\left(\alpha+2, 1, 1, 1; \frac{3}{2}, \frac{3}{2}, \frac{3}{2}; U_i, U_i, U_i\right) \right] \right\} \quad (27)$$

其中, $U_i = Y_i / (4Y_i + 2)$, $F_A^{(n)}$ 是 Lauricella 超几何函数^[19]。

3 近似性能分析

为了简化计算,利用 MGF 法和高斯 Q 函数近似表达式,推导时间选择性瑞利块衰落信道上采用 MMSE 维纳信道预测器和 TAS/MRC 天线分集的 RQAM、DE-QPSK 的 ASER 近似表达式。

3.1 RQAM

根据文献[18],高斯 Q 函数的近似为:

$$Q^d(a_t \sqrt{\gamma}) \approx \left(\frac{w_1}{2}\right)^d \sum_{c=0}^d \binom{d}{c} \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^c \exp\left(-\frac{a_t^2 w_3 (d+c)}{2}\right) \quad (28)$$

其中, $w_1 = 0.3017$, $w_2 = 0.4389$, $w_3 = 1.0510$, $t = 1, 2$ 。

将式(8)、式(11)、式(28)代入式(10),可得采用 TASP/MRC 和 MMSE 维纳信道预测器的矩形 $M_t \times M_q$ QAM 的近似 ASER 为:

$$P \approx 2pY_1 + 2qY_2 - 4pqY_3 \quad (29)$$

其中:

$$Y_1 = \frac{w_1}{2} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{a_1^2 w_3}{2} \gamma\right) f_{\gamma_{\max}}(\gamma) d\gamma + \frac{w_2}{2} \int_0^\infty \exp\left(-a_1^2 w_3 \gamma\right) f_{\gamma_{\max}}(\gamma) d\gamma \quad (30)$$

$$Y_2 = \frac{w_1}{2} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{a_2^2 w_3}{2} \gamma\right) f_{\gamma_{\max}}(\gamma) d\gamma + \frac{w_2}{2} \int_0^\infty \exp\left(-a_2^2 w_3 \gamma\right) f_{\gamma_{\max}}(\gamma) d\gamma \quad (31)$$

$$Y_3 = \int_0^\infty Q(a_1 \sqrt{\gamma}) Q(a_2 \sqrt{\gamma}) f_{\gamma_{\max}}(\gamma) d\gamma \quad (32)$$

利用式(9)和式(30)~式(32)经推导得:

$$Y_t = \frac{w_1}{2} M\left(\frac{a_t^2 w_3}{2}\right) + \frac{w_2}{2} M(a_t^2 w_3), \quad t = 1, 2 \quad (33)$$

$$Y_3 = \frac{w_1^2}{4} M(A) + \frac{w_1 w_2}{4} M(B) + \frac{w_1 w_2}{4} M(C) + \frac{w_2^2}{4} M(F) \quad (34)$$

其中, $A = w_3 r$, $B = w_3 (2r - a_2^2/2)$, $C = b(2r - a_1^2/2)$, $F = 2w_3 r$ 。

将式(33)、式(34)代入式(29)中,得到瑞利块衰落信道上采用 TASP/MRC 和 MMSE 维纳信道预测器的 RQAM 的近似 ASER 为:

$$P \approx \frac{N_r!}{(N_r-1)!} \sum_{i=0}^{N_r-1} \frac{(-1)^i}{i! (N_r-1-i)!} \sum_{j=0}^{i(N_r-1)} \eta(i,j) j! \sum_{k=0}^j \times \binom{j+N_r-1}{j-k} \times \frac{1}{k!} \frac{(1-\rho)^{j-k} \rho^k}{[i(1-\rho)+1]^j (i+1)^L} \times \{w_1 [p(1+w_3 a_1^2 \bar{\gamma}_i/2)^{-L} + q \times (1+w_3 a_2^2 \bar{\gamma}_i/2)^{-L}] + w_2 [p(1+w_3 a_1^2 \bar{\gamma}_i)^{-L} + q(1+w_3 a_2^2 \bar{\gamma}_i)^{-L}] - pq[w_1^2(1+w_3(a_1^2+a_2^2)\bar{\gamma}_i/2)^{-L} + w_2^2(1+w_3(a_1^2+a_2^2)\bar{\gamma}_i)^{-L}] - pqw_1 w_2 [(1+w_3(a_1^2+a_2^2/2)\bar{\gamma}_i)^{-L} + (1+w_3(a_1^2/2+a_2^2)\bar{\gamma}_i)^{-L}]\} \quad (35)$$

3.2 DE-QPSK

将式(8)、式(20)、式(28)代入式(10)中可得瑞利块衰落信道上采用 TASP/MRC 和 MMSE 维纳信道预测器的 DE-QPSK 的近似 ASER 为:

$$P \approx 4Z_1 - 8Z_2 + 8Z_3 - 4Z_4 \quad (36)$$

利用式(28),采用与式(30)~式(32)相类似的推导方法可得:

$$Z_1 = \frac{w_1}{2} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{w_3}{2}\gamma\right) f_{\gamma_{\max}}(\gamma) d\gamma + \frac{w_2}{2} \int_0^\infty \exp(-w_3\gamma) f_{\gamma_{\max}}(\gamma) d\gamma \quad (37)$$

$$Z_2 = \frac{w_1^2}{4} \int_0^\infty \exp(-w_3\gamma) f_{\gamma_{\max}}(\gamma) d\gamma + \frac{w_1 w_2}{2} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{3w_3}{2}\gamma\right) \times f_{\gamma_{\max}}(\gamma) d\gamma + \frac{w_2^2}{4} \int_0^\infty \exp(-2w_3\gamma) f_{\gamma_{\max}}(\gamma) d\gamma \quad (38)$$

$$Z_3 = \frac{w_1^3}{8} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{3w_3}{2}\gamma\right) f_{\gamma_{\max}}(\gamma) d\gamma + \frac{3w_1^2 w_2}{8} \int_0^\infty \exp(-2w_3\gamma) \times f_{\gamma_{\max}}(\gamma) d\gamma + \frac{3w_2^2 w_1}{8} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{5w_3}{2}\gamma\right) f_{\gamma_{\max}}(\gamma) d\gamma + \frac{w_2^2}{8} \int_0^\infty \exp(-3w_3\gamma) f_{\gamma_{\max}}(\gamma) d\gamma \quad (39)$$

$$Z_4 = \frac{w_1^4}{16} \int_0^\infty \exp(-2w_3\gamma) f_{\gamma_{\max}}(\gamma) d\gamma + \frac{w_1^3 w_2}{4} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{5w_3}{2}\gamma\right) \times f_{\gamma_{\max}}(\gamma) d\gamma + \frac{3w_2^2 w_1^2}{8} \int_0^\infty \exp(-3w_3\gamma) f_{\gamma_{\max}}(\gamma) d\gamma + \frac{w_2^3 w_1}{4} \times \int_0^\infty \exp\left(-\frac{7w_3}{2}\gamma\right) f_{\gamma_{\max}}(\gamma) d\gamma + \frac{w_2^4}{16} \int_0^\infty \exp(-4w_3\gamma) f_{\gamma_{\max}}(\gamma) d\gamma \quad (40)$$

利用式(9)和式(37)~式(40)经推导可得:

$$Z_1 = \frac{w_1}{2} M\left(\frac{w_3}{2}\right) + \frac{w_2}{2} M(w_3) \quad (41)$$

$$Z_2 = \frac{w_1^2}{4} M(w_3) + \frac{w_1 w_2}{2} M\left(\frac{3w_3}{2}\right) + \frac{w_2^2}{4} M(2w_3) \quad (42)$$

$$Z_3 = \frac{w_1^3}{8} M\left(\frac{3w_3}{2}\right) + \frac{3w_1^2 w_2}{8} M(2w_3) + \frac{3w_2^2 w_1}{8} M\left(\frac{5w_3}{2}\right) + \frac{w_2^2}{8} M(3w_3) \quad (43)$$

$$Z_4 = \frac{w_1^4}{16} M(2w_3) + \frac{w_1^3 w_2}{4} M\left(\frac{5w_3}{2}\right) + \frac{3w_2^2 w_1^2}{8} \times M(3w_3) + \frac{w_2^3 w_1}{4} M\left(\frac{7w_3}{2}\right) + \frac{w_2^4}{16} M(4w_3) \quad (44)$$

将式(41)~式(44)代入式(36),并将 w_1, w_2, w_3 的值代入式(36)中,得到瑞利块衰落信道上采用 TASP/MRC 和 MMSE 维纳信道预测器的 DE-QPSK 的 ASER 近似表达式为:

$$P \approx \frac{N_r!}{(N_r-1)!} \sum_{i=0}^{N_r-1} \frac{(-1)^i}{i! (N_r-1-i)!} \sum_{j=0}^{i(N_r-1)} \eta(i,j) j! \sum_{k=0}^j \binom{j+N_r-1}{j-k} \times \frac{1}{k!} \frac{(1-\rho)^{j-k} \rho^k (L-1)!}{[i(1-\rho)+1]^j (i+1)^L} \{0.6034(1+0.5255\bar{\gamma}_i)^{-L} + 0.6958 \times (1+1.0510\bar{\gamma}_i)^{-L} - 0.5022(1+1.5765\bar{\gamma}_i)^{-L} - 0.2675 \times (1+2.1020\bar{\gamma}_i)^{-L} + 0.6123(1+2.6275\bar{\gamma}_i)^{-L} + 0.0582 \times (1+3.1530\bar{\gamma}_i)^{-L} - 0.0255(1+3.6785\bar{\gamma}_i)^{-L} - 0.0093(1+4.204\bar{\gamma}_i)^{-L}\} \quad (45)$$

比较式(19)、式(27)、式(35)和式(45)可知,采用 MMSE 维纳信道预测器的 TASP/MRC 天线分集的 RQAM、DE-QPSK 近似表达式中只包含初等函数,不包含高斯超几何函数、Appell 函数或 $F_A^{(n)}$,因此,具有计算更加简单、速度更快的优点。

4 数值计算与仿真

下面假定所有收发天线上的多普勒频移均相同,采用与文献[14]相同的信道参数,即 $T_s = 10^{-6}$ 、 $E_p/N_0 = 30$ dB、 $f_d = 100$ Hz、 $L_b = 1/(100f_d T_s)$,以采用 DE-QPSK 或矩形 4×2 QAM ($d_i = d_Q$) 调制的 $(N_t, 1; N_r)$ 的 TASP/MRC 系统为例,对不同的归一化延时 $f_d \tau$ 下时间选择性瑞利块衰落信道上采用 MMSE 维纳信道预测器的 TASP/MRC 的 DE-QPSK 和矩形 4×2 QAM 进行数值计算和 Matlab 仿真,结果如图 1~图 5 所示,其中时间选择性瑞利块衰落信道采用文献[18]中的方法产生,图 1~图 4 为在预测阶数 $L=5$ 情况下的仿真结果。

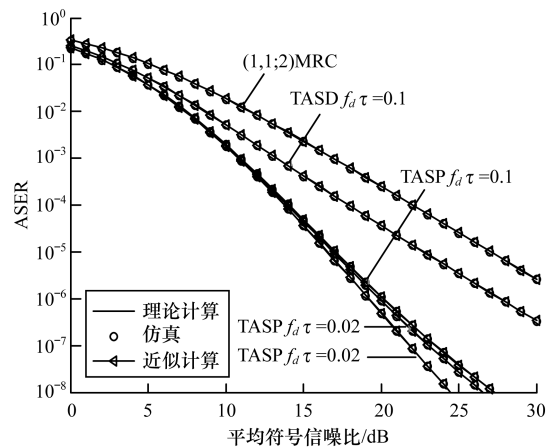


图 1 不同 $f_d \tau$ 下 DE-QPSK 的精确和近似 ASER 性能

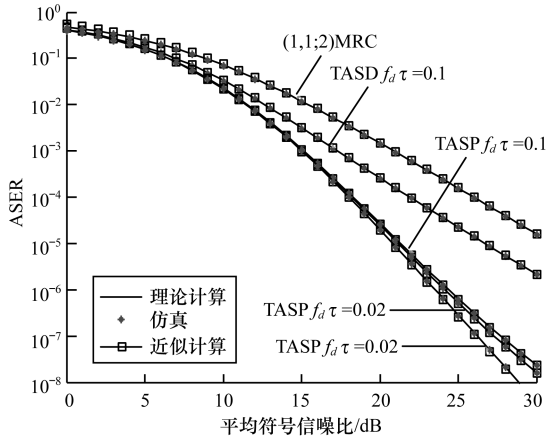
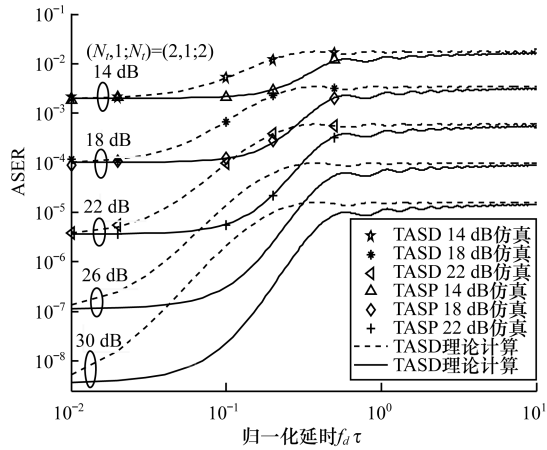
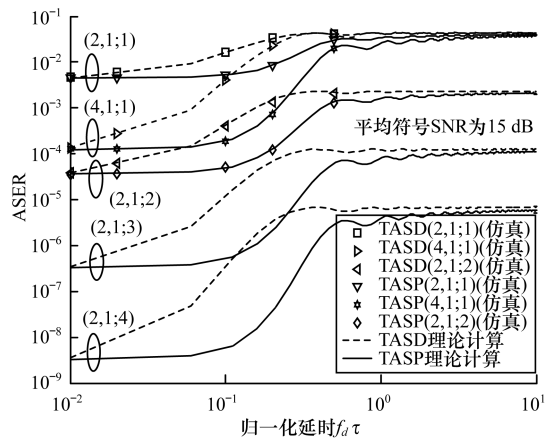
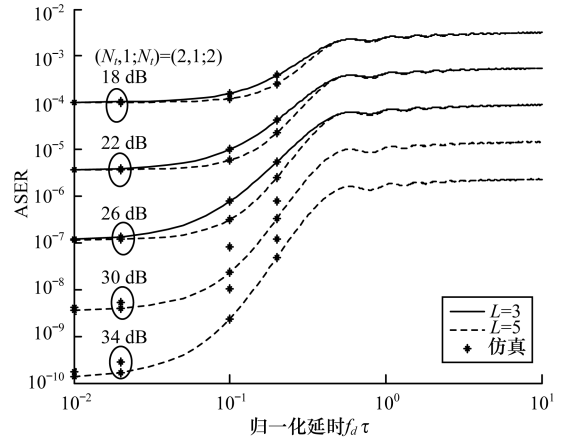
图 2 不同 $f_d \tau$ 下 4×2 QAM 的精确和近似 ASER 性能图 3 不同 $\bar{\gamma}$ 下 4×2 QAM 的精确和近似 ASER 曲线

图 1 和图 2 分别给出了时间选择性瑞利块衰落信道上和 TASP/MRC 天线分集的不同归一化延时 $f_d \tau$ 下采用 MMSE 信道预测器的 DE-QPSK 和 4×2 QAM 的 ASER 性能曲线, 并与文献[14]中的反馈延时发射天线选择/接收 MRC (TASD/MRC) 天线分集方案进行比较。

图 4 不同 $(N_t, 1; N_r)$ 下 DE-QPSK 的 ASER 性能曲线图 5 不同 L 和 $\bar{\gamma}$ 下 4×2 QAM 调制的 ASER 性能

由图 1 和图 2 可知, 在小信噪比和小延时下 TASD/MRC 和 TASP/MRC 的 ASER 性能几乎相同。归一化延时 $f_d \tau$ 越大, 采用 TASP/MRC 的 ASER 性能改善越明显。如 $\text{ASER} = 10^{-6}$ 时, 采用 TASP/MRC 较采用 TASD/MRC 的 DE-QPSK、 4×2 QAM 在归一化延时 $f_d \tau = 0.02$ 和 0.1 时分别有 1.2 dB 和 7.5 dB、 1.8 dB 和 8 dB 的信噪比性能改善。在大归一化延时 $f_d \tau$ 情况下, 采用 TASD/MRC 的 DE-QPSK 和 4×2 QAM 调制信号的 ASER 与开环 $(1, 1; 2)$ MRC 的 ASER 性能相近, TASP/MRC 的 ASER 性能明显优于 TASD/MRC。

图 3 给出了不同符号信噪比 $\bar{\gamma}$ 、归一化反馈延时 $f_d \tau$ 和 $(N_t, 1; N_r) = (2, 1; 2)$ TASP/MRC 下 4×2 QAM 的 ASER 性能影响曲线。由图 3 可知, 在小 $\bar{\gamma}$ 和小延时下, TASD/MRC 和 TASP/MRC 的误码性能接近相等。在 $\bar{\gamma} = 14$ dB 和 18 dB 时, TASD/MRC 和 TASP/MRC 的误码性能在 $f_d \tau = 0.02$ 左右接近相等, $f_d \tau = 0.02$ 之后 TASD/MRC 的误码性能最先开始恶化, 而 TASP/MRC 的误码性能在 $f_d \tau = 0.1$ 之后开始恶化。在 $\bar{\gamma} = 22$ dB、 26 dB 以及 30 dB 时 TASD/MRC 的误码性能在 $f_d \tau = 0.01$ 左右就开始恶化, 而 TASP/MRC 在 $f_d \tau = 0.1$ 之后误码性能才恶化。

图 4 给出了平均符号信噪比 $\bar{\gamma} = 15$ dB、不同的 $(N_t, 1; N_r)$ 下 DE-QPSK 信号的 ASER 性能。由图 4 可知, $(2, 1; 1)$ 方案性能最差, $(4, 1; 1)$ 方案和 $(2, 1; 2)$ 次之, $(2, 1; 4)$ 方案的 ASER 性能最优。 $N_t \times N_r$ 相同意味着天线分集增益大小相同, $(2, 1; 2)$ 方案和 $(4, 1; 1)$ 方案天线分集增益相同, 但是 $(2, 1; 2)$ 方案 ASER 性能优于 $(4, 1; 1)$ 方案的 ASER 性能, 这是由于 $(2, 1; 2)$ 方案中既有天线选择又具有 MRC 分集过程, 而 $(4, 1; 1)$ 方案只有天线选择。 $(2, 1; 1)$ 、 $(2, 1; 2)$ 、 $(2, 1; 3)$ 以及 $(2, 1; 4)$ 相比 $(2, 1; 4)$ 的误码性能最好, 这是由于接收最大比合并天线数越多, 误码

性能越好。

图5给出了不同符号信噪比 $\bar{\gamma}$ 、预测阶数、归一化反馈延时 $f_d\tau$ 和 $(N_r, 1; N_r) = (2, 1; 2)$ TASP/MRC下 4×2 QAM的ASER误码性能影响曲线。由图5可知,当归一化延时、平均符号 $\bar{\gamma}$ 相同时,预测阶数越大,采用TASP/MRC的 4×2 QAM调制信号ASER性能越好。当 $\bar{\gamma} = 18$ dB、22 dB以及26 dB且归一化延时 $f_d\tau = 0.05$ 左右时预测阶数 $L = 3$ 和 $L = 5$ 时误码性能接近相等, $f_d\tau$ 大于0.05时 $L = 3$ 时的误码性能开始恶化。当 $\bar{\gamma} = 30$ dB、34 dB且归一化延时 $f_d\tau$ 大于0.01时, $L = 3$ 时误码性能就开始恶化,当 $f_d\tau$ 大于0.02时, $L = 5$ 的误码性能才开始恶化, $L = 5$ 的误码性能比 $L = 3$ 要好。

由图1~图5可以看出,DE-QPSK和 4×2 QAM的ASER近似值和精确值非常接近、精确值和仿真值吻合,从而验证了近似分析的准确性和理论分析的正确性。

5 结束语

本文利用MGF方法和高斯Q的另一种表达式或近似表达式,分别推导了时间选择性瑞利块衰落信道上采用MMSE维纳信道预测器和TAS/MRC天线分集的ASER精确和近似表达式,理论结果与仿真结果都证明了矩形QAM和DE-QPSK调制的ASER性能近似分析的准确性和理论分析的正确性,可见,本文的结果为时间选择性瑞利块衰落信道上采用MMSE维纳预测器和存在信道反馈延时的TASP/MRC系统设计提供一种理论分析工具。

参考文献

- [1] 李光球. 相关衰落信道上MIMO系统中组合SC/MRC的性能分析[J]. 电波科学学报, 2009, 24(1): 163-166.
- [2] 李光球, 曹晓波. 瑞利衰落信道采用组合发射机SC/接收机MRC的MQAM性能分析[J]. 电子学报, 2003, 31(7): 1080-1082.
- [3] CHEN Z, YUAN J, VUCETIC B. Analysis of Transmit Antenna Selection/Maximal-ratio Combining in Rayleigh Fading Channels [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2005, 54(4): 1312-1321.
- [4] 李光球. Nakagami衰落信道上组合SC/MRC的性能分析[J]. 电波科学学报, 2007, 22(2): 187-190, 250.
- [5] PEÑA-MARTIN J P, TELLEZ-LABAO C, ROMERO-JEREZ J M. Impact of Fading Severity and Receive Antenna Correlation on TAS/MRC Under Nakagami Fading [C]//Proceedings of International Conference on Computing, Networking and Communications. Kauai, USA: [s. n.], 2016: 1-5.
- [6] KUMBHANI B, KSHETRIMAYUM R S. Analysis of TAS/MRC Based MIMO Systems over η - μ Fading Channels [J]. IETE Technical Review, 2015, 32(4): 252-259.
- [7] 李长乐, 李建东, 蔡雪莲, 等. 无线局域网有效支持智能天线应用的接入时延性能分析[J]. 计算机学报, 2006, 42(1): 37-44.
- [8] PRAKASH S, MCLOUGHLIN I. Channel Prediction for Mitigating Feedback Link Issues in Transmit Antenna Selection Systems [C]//Proceedings of International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Tokyo, Japan: [s. n.], 2009: 973-977.
- [9] ONGGOSANUSI E N, GATHERER A, DABAK A G. Performance Analysis of Closed-loop Transmit Diversity in the Presence of Feed-back Delay [J]. IEEE Transactions on Communications, 2001, 49(9): 1618-1630.
- [10] RADAYDEH R M. Receive Maximal-ratio Combining with Outdated Arbitrary Transmit Antenna Selection in Nakagami-M Fading [J]. IET Communications, 2009, 10(3): 1638-1648.
- [11] CAVERS J K. An Analysis of Pilot Symbol Assisted Modulation for Rayleigh Fading Channels [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1991, 40(4): 686-693.
- [12] PRAKASH S, MCLOUGHLIN I. Predictive Transmit Antenna Selection with Maximal Ratio Combining [C]//Proceedings of Global Telecommunications Conference. Honolulu, USA: [s. n.], 2009: 1-6.
- [13] 田心记, 李晓静. MIMO干扰信道中改进的干扰消除方法[J]. 计算机工程, 2016, 42(10): 135-139.
- [14] 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.
- [15] MAAREF A, AÏSSA S. Exact Error Probability Analysis of Rectangular QAM for Single and Multichannel Reception in Nakagami-M Fading Channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 2009, 57(1): 214-221.
- [16] RADAYDEH R M, MATALGAH M. Results for Infinite Integrals Involving Higher-order Powers of the Gaussian Q-function with Application to Average SEP Analysis of DE-QPSK [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(3): 793-798.
- [17] 叶新荣, 张爱清, 麻金继. 一种仿真瑞利信道的有效方法[J]. 中国科学院研究生院学报, 2010, 27(2): 228-233.
- [18] SIMON M K, ALOUINI M S. Digital Communication over Fading Channels [M]. New York, USA: John Wiley & Sons Inc., 2005.
- [19] SHI Q, KARASAWA Y. Some Applications of Lauricella Hypergeometric Function F_A in Performance Analysis of Wireless Communications [J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(5): 581-584.
- [20] ABRAMOWITZ M. Handbook of Mathematical Functions: With Formulas, Graphs, and Mathematical Tables [M]. [S. l.]: US Government Printing Office, 1967.