

文章编号: 1001-893X(2012)10-1608-06

相位误差对 OFDM 无线图像传输系统的影响^{*}

王 靖, 施 刚

(南京人口管理干部学院 信息科学系, 南京 210042)

摘 要: 正交频分复用 (OFDM) 技术应用于无线图像传输可解决由于图像数据量大带来的传输效率问题, 但系统子载波相位误差影响着 OFDM 图像传输质量。首先推导出一种相位误差存在时 MPSK 信号误符号率近似式, 然后, 利用该近似式对带有相位误差的 MPSK 调制 OFDM 图像传输系统的性能及图像接收质量进行了研究。结果表明, 子载波相位误差会对 OFDM 系统性能产生显著的影响, 且当 MPSK 相位误差增大至 π/M (M 为 MPSK 调制电平数) 时, 增加信噪比已无助于 OFDM 图像质量的改善。

关键词: OFDM; 图像传输; MPSK 调制; 相位误差; 误符号率; 图像质量

中图分类号: TN919 **文献标志码:** A doi: 10.3969/j.issn.1001-893x.2012.10.010

Impact of Phase Error on OFDM Wireless Image Transmission Systems

WANG Jing, SHI Gang

(Department of Information Sciences, Nanjing College for Population Programme Management, Nanjing 210042, China)

Abstract: The inefficient transmission problem associated with large data quantities of wireless images may be resolved with the orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) technology, but the phase error in sub-carriers still affects the OFDM image quality. The approximative expression for the symbol error rate (SER) of the MPSK system with phase error is derived and then by using the expression, the SER and the received image quality of the OFDM system modulated by MPSK with phase error are simulated. Results show that the phase error in sub-carriers has an obvious influence on the performance of an OFDM system, and there is no helpful improvement of the image quality by increasing the SNR when the phase error increases to π/M where M is MPSK modulation level number.

Key words: OFDM; image transmission; MPSK modulation; phase error; symbol error rate; image quality

1 引 言

正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 是一种多载波调制技术, 其利用子载波间正交性来提高系统的频谱利用率, 适合于高速无线图像传输。然而, OFDM 系统子载波相位

误差^[1]会造成子载波间干扰以及公共相位误差, 会对多进制数字调制方式, 如 MPSK 和 MQAM 的性能产生严重的影响, 导致 OFDM 系统性能下降。目前, 针对高斯白噪声信道下的带有相位误差的相干 MPSK 误符号率问题, 已有文献采用了单积分形式^[2-4]和二维联合高斯 Q 函数^[5-7]的方法来解决,

^{*} 收稿日期: 2012-08-22; 修回日期: 2012-09-24

基金项目: 江苏省高校自然科学基金研究计划项目 (09KJD510006); 江苏省大学生创新训练计划项目 (2011JSCXXL12)

Foundation Item: The Natural Science Foundation of Higher Education Institutions of Jiangsu Province (09KJD510006); The Undergraduate Innovative Research Training Program of Jiangsu Province (2011JSCXXL12)

但前者对数值积分限的精度要求较高,而后者则需借助于二重积分,因此两者 MATLAB 编程实现时均较为复杂,不利于实际多载波 OFDM 图像传输系统性能的数值分析。为此,有必要寻找一种带有相位误差的相干 MPSK 解调时的误符号率简化表达式。

针对上述问题,本文首先得到了一种相位误差存在时高斯白噪声信道下的相干 MPSK 误符号率近似表达式。该式用一维高斯 Q 函数表示,可直接利用 MATLAB 内建的补余误差函数 ERFC 编程实现,简化了 OFDM 系统性能的数值分析过程;然后,分别从系统误符号率、接收图像的平均像素误差和平均相位误差以及接收图像质量共 4 个方面,研究了相位误差存在时 MPSK 调制 OFDM 无线图像传输系统的性能,同时也进一步验证了 MPSK 近似误符号率表达式在系统性能分析时的有效性。

2 信号及系统模型

假设 $x_n = \sqrt{E_S} \exp(j\varphi_n)$ 为 M 阶 PSK 系统的第 n 个调制符号,其中 E_S 为符号能量, $\varphi_n = 2m\pi/M$ 为输入比特调制相位($m = 0, 1, 2, \dots, M-1$),接收机最佳抽样时刻的符号可表示为

$$z_n = \sqrt{\gamma_S} x_n e^{j\theta_n} + w_n$$

式中, θ_n 为相干相位, γ_S 为符号信噪比, w_n 为相互独立的零均值单位方差复高斯噪声,则相干 M - PSK 解调符号可表示为

$$\hat{x}_n = z_n e^{-j\hat{\theta}_n} = \sqrt{\gamma_S} x_n e^{j\phi} + w'_n$$

其中, $\hat{\theta}_n$ 为相干解调时所估计的相干相位,相位误差 $\phi = \theta_n - \hat{\theta}_n$ 是由于发射端与接收端本振之间的相位不同步而产生, $w'_n = w_n e^{-j\hat{\theta}_n}$ 为与 w_n 同分布的复高斯随机变量。可见,相位误差对通信系统载波的影响呈现为乘性噪声,即相位噪声。

图 1 所示为受相位噪声 $e^{j\phi_k}$ 影响的 OFDM 系统子载波基带模型框图,图中 ϕ_k 为接收符号的第 k 个子载波样值点对应的相位误差。为直观起见,图中忽略了子载波调制、解调以及 OFDM 系统信道纠错编码、接收端同步误差等因素。

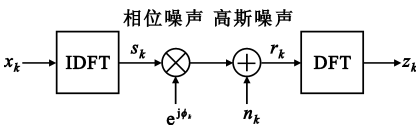


图 1 带子载波相位噪声的 OFDM 系统模型
Fig.1 OFDM system model with sub-carrier phase noise

若 OFDM 系统有 N 个并行子载波,则各子载波上原始数据经过 MPSK 调制后为

$$\mathbf{X} = [x_0, x_1, \dots, x_k, \dots, x_{N-1}]^T$$

式中, x_k 为第 k 个子载波数据。 N 点离散傅里叶反变换(IDFT)到时域后,发送符号可表示为

$$\mathbf{S} = [s_0, s_1, \dots, s_k, \dots, s_{N-1}]^T$$

式中,第 k 个子载波信号为

$$s_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{j\frac{2\pi}{N}nk}, k = 0, 1, \dots, N-1$$

则 OFDM 系统时域接收信号为

$$\mathbf{R} = [r_0, r_1, \dots, r_k, \dots, r_{N-1}]^T$$

式中,第 k 个子载波接收信号为 $r_k = s_k e^{j\phi_k} + n_k$,其中 n_k 为第 k 个子载波上独立同分布零均值随机复高斯噪声。因此 DFT 变换后,频域解调信息为

$$\mathbf{Z} = [z_0, z_1, \dots, z_k, \dots, z_{N-1}]^T$$

其中, $z_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} r_k e^{-j\frac{2\pi}{N}mk}$ 。

3 相位误差对系统性能的影响

为便于分析,假设 S_0 为一个调制相位为 $-\pi$ 的 MPSK 调制符号,则在图 2 所示正交坐标系 $X_0 - Y_0$ 中, S_0 对应的接收符号可表示为

$$\begin{aligned} X_0 &= S_0 + n_X \\ Y_0 &= n_Y \end{aligned} \tag{1}$$

式中, n_X 、 n_Y 为零均值、 $\sigma^2 = N_0/2$ 方差的联合高斯随机变量, N_0 为高斯白噪声功率密度,且 $E[n_X n_Y] = 0$,即相关系数 $\rho_{n_X n_Y} = 0$,则 X_0 与 Y_0 亦为联合高斯分布随机过程,其均值分别为 $m_{X_0} = E[X_0] = -\sqrt{E_S}$ 和 $m_{Y_0} = E[Y_0] = 0$,方差同为 $\sigma_{X_0}^2 = \sigma_{Y_0}^2 = \sigma^2$ 。

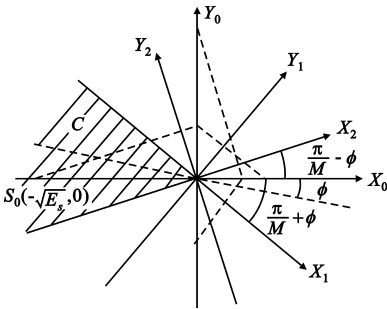


图 2 相位误差对 MPSK 符号判决的影响
Fig.2 Influence of phase error on the decision of MPSK symbol

若系统的任意一个相位误差 ϕ 导致坐标系 $X_0 - Y_0$ 分别旋转至 $X_1 - Y_1$ 和 $X_2 - Y_2$,则有

$$\begin{bmatrix} X_1 \\ Y_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{M} + \phi\right) & -\sin\left(\frac{\pi}{M} + \phi\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{M} + \phi\right) & \cos\left(\frac{\pi}{M} + \phi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_0 \\ Y_0 \end{bmatrix}$$

和

$$\begin{bmatrix} X_2 \\ Y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{M} - \phi\right) & \sin\left(\frac{\pi}{M} - \phi\right) \\ -\sin\left(\frac{\pi}{M} - \phi\right) & \cos\left(\frac{\pi}{M} - \phi\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_0 \\ Y_0 \end{bmatrix}$$

从上述两式可以得到 Y_1 和 Y_2 的联合高斯分布的均值、方差和相关系数分别为

$$m_{Y_1} = -\sqrt{E_S} \sin\left(\frac{\pi}{M} + \phi\right),$$

$$m_{Y_2} = \sqrt{E_S} \sin\left(\frac{\pi}{M} - \phi\right),$$

$$\sigma_{Y_1}^2 = \sigma_{Y_2}^2 = \sigma^2 \text{ 和 } \rho_{Y_1 Y_2} = \rho = \cos\left(\frac{2\pi}{M}\right),$$

此时, S_0 的正确判决区域为图 2 中阴影部分 $C = \{S_0 | Y_1 < 0, Y_2 > 0\}$ 。因此, 当相位误差存在时, MP-SK 系统相干解调时 S_0 的条件误符号率为

$$\begin{aligned} P(E; \phi | S_0) &= 1 - P_r\{C | S_0\} = \\ &= 1 - P_r\{Y_1 < 0, Y_2 > 0\} = \\ &= P_r\{Y_1 > 0\} + P_r\{Y_2 < 0\} - \\ &= P_r\{Y_1 > 0, Y_2 < 0\} \end{aligned}$$

其中:

$$P_r\{Y_1 > 0\} = \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{Y_1}} \exp\left(-\frac{(y_1 - m_{Y_1})^2}{2\sigma_{Y_1}^2}\right) dy_1 = Q(-m_{Y_1}/\sigma_{Y_1}) \quad (2)$$

$$P_r\{Y_2 < 0\} = \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{Y_2}} \exp\left(-\frac{(y_2 - m_{Y_2})^2}{2\sigma_{Y_2}^2}\right) dy_2 = Q(m_{Y_2}/\sigma_{Y_2}) \quad (3)$$

式中, $Q(u) = \int_u^\infty g(x)dx = \int_u^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx$,

$$g(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right).$$

同时, 利用文献[8]中式(26.3.5), 有

$$Q(-u, v; -\rho) = \int_{-\infty}^u \int_v^\infty g(x, y; \rho) dx dy$$

可得

$$P_r\{Y_1 > 0, Y_2 < 0\} = Q(-m_{Y_1}/\sigma_{Y_1}, m_{Y_2}/\sigma_{Y_2}; -\rho_{Y_1 Y_2}) \quad (4)$$

式中,

$$\begin{aligned} Q(u, v; \rho) &= \int_u^\infty \int_v^\infty g(x, y; \rho) dx dy = \\ &= \int_u^\infty \int_v^\infty \frac{1}{2\pi\sqrt{1-\rho^2}} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2 - 2\rho xy}{2(1-\rho^2)}\right) dx dy \end{aligned}$$

$$g(u, v; \rho) = \frac{1}{2\pi\sqrt{1-\rho^2}} \exp\left(-\frac{u^2 + v^2 - 2\rho uv}{2(1-\rho^2)}\right)$$

然后, 利用文献[8]中式(26.3.20), 有

$$Q(u, v; \rho) = Q(u, 0; \rho_{uw}) + Q(v, 0; \rho_{vu}) - \delta_{uw}$$

式中, $\rho_{uw} = \text{sgn}(u)(\rho u - v)/\sqrt{u^2 - 2\rho uv + v^2}$, $\rho_{vu} = \text{sgn}(v)(\rho v - u)/\sqrt{u^2 - 2\rho uv + v^2}$, 其中,

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 0 \\ -1, & x < 0 \end{cases}$$

且

$$\delta_{uw} = \begin{cases} 0, & uw > 0, \text{ 或 } uw = 0 \text{ 且 } u + v \geq 0 \\ 1/2, & \text{其他} \end{cases}$$

针对式(4), 此处只需考虑 $u = -m_{Y_1}/\sigma_{Y_1} > 0, v = 0$ 和 $v = m_{Y_2}/\sigma_{Y_2} > 0, u = 0$ 时的两种情况。因此, 有

$$Q(u, v; \rho) = Q(u, 0; \rho) + Q(v, 0; \rho)$$

再利用文献[8]中式(26.3.3), 有

$$Q(u, v; \rho) = \int_u^\infty Z(t) dt \int_w^\infty Z(w) dw$$

其中, $w = \frac{u - \rho t}{\sqrt{1 - \rho^2}}$, $Z(x) = \frac{1}{2\pi} \exp(-x^2/2)$, 可得

$$Q(u, 0; \rho) = \int_u^\infty \frac{1}{2\pi} \exp(-t^2/2) Q\left(-\frac{\rho t}{\sqrt{1 - \rho^2}}\right) dt \quad (5)$$

利用文献[8]中式(14)得

$$Q(z) = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{t}{\sqrt{2}}\right) \approx \frac{1}{12} \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) + \frac{1}{4} \exp\left(-\frac{2t^2}{3}\right)$$

代入式(5)后得

$$\begin{aligned} Q(u, 0; \rho) &\approx \frac{\sqrt{1-\rho^2}}{12} Q\left(\frac{u}{\sqrt{1-\rho^2}}\right) + \\ &= \frac{1}{4\sqrt{3(1-\rho^2)}} Q\left(\sqrt{\frac{3+\rho^2}{3(1-\rho^2)}} u\right) \end{aligned} \quad (6)$$

同理得

$$\begin{aligned} Q(v, 0; \rho) &\approx \frac{\sqrt{1-\rho^2}}{12} Q\left(\frac{v}{\sqrt{1-\rho^2}}\right) + \\ &= \frac{1}{4\sqrt{3(1-\rho^2)}} Q\left(\sqrt{\frac{3+\rho^2}{3(1-\rho^2)}} v\right) \end{aligned} \quad (7)$$

最终, 结合式(2)~(4)和式(6)、(7)可得, 当相位误差存在时, 高斯白噪声信道中 MPSK 系统相干解调时的平均误符号率为

$$\begin{aligned} P(E, \phi) &= \sum_{m=0}^{M-1} P(E; \phi | S_0) P(S_0) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} P(E; \phi | S_0) \approx \\ &= Q\left(\sqrt{2\gamma_s} \sin\left(\frac{\pi}{M} + \phi\right)\right) + Q\left(\sqrt{2\gamma_s} \sin\left(\frac{\pi}{M} - \phi\right)\right) - \\ &= \frac{\sin\left(\frac{2\pi}{M}\right)}{12} \left[Q\left(\frac{\sqrt{2\gamma_s} \sin\left(\frac{\pi}{M} + \phi\right)}{\sin\left(\frac{2\pi}{M}\right)}\right) + Q\left(\frac{\sqrt{2\gamma_s} \sin\left(\frac{\pi}{M} - \phi\right)}{\sin\left(\frac{2\pi}{M}\right)}\right) \right] - \end{aligned}$$

$$\frac{\sqrt{3}\sin(\frac{2\pi}{M})}{4\sqrt{3+\cos^2(\frac{2\pi}{M})}}\left[Q\left(\frac{\sqrt{3+\cos^2(\frac{2\pi}{M})}}{\sqrt{3}\sin(\frac{2\pi}{M})}\sqrt{2\gamma_s}\sin(\frac{\pi}{M}+\phi)\right)+\right.\\ \left.Q\left(\frac{\sqrt{3+\cos^2(\frac{2\pi}{M})}}{\sqrt{3}\sin(\frac{2\pi}{M})}\sqrt{2\gamma_s}\sin(\frac{\pi}{M}-\phi)\right)\right]\quad (8)$$

利用 MATLAB 的内建 ERFC 函数,可容易地得到式(8)的数值结果。图 3 所示为系统存在相位误差时,本文式(8)与文献[3]式(45)的符号信噪比与误符号率关系的理论对比曲线。从中可看出,MPSK 调制电平数 $M > 4$ 时,两者的数值结论非常逼近。

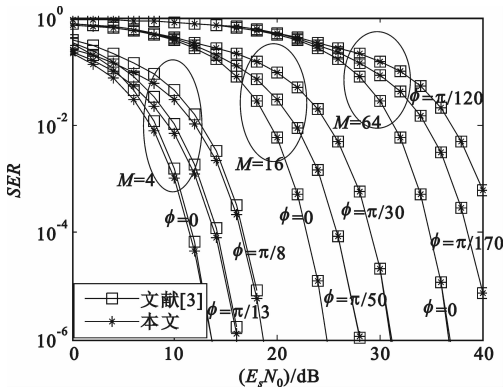


图 3 相位误差对 MPSK 系统的影响
Fig.3 Influence of phase error on the MPSK system

4 仿真试验及结果分析

本节将借助于式(8),对受相位噪声影响的 OFDM 无线图像传输系统进行研究。令 T_d 为比特周期, T_{CP} 为 OFDM 循环前缀时间,则在 $T_d + T_{CP}$ 间隔内,符号能量 E_s 与比特能量 E_b 的关系为

$$E_s = \frac{T_d}{T_d + T_{CP}} E_b$$

再考虑 OFDM 系统子载波数和 FFT 点数对系统能量的影响,则符号信噪比为

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{N_{DSC}}{N_{FFT}} \times \frac{T_d}{T_d + T_{CP}} \times \frac{E_b}{N_0}$$

则

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{E_b}{N_0} + 10 \lg\left(\frac{N_{DSC}}{N_{FFT}}\right) + 10 \lg\left(\frac{T_d}{T_d + T_{CP}}\right)$$

实验中,原始图像样本为 345×216 ,24 位灰度图像,子载波采用 MPSK 调制方式,OFDM 系统参数的设置则参考 IEEE802.11a,具体详见表 1。接收图像评价指标^[9-10]采用均方误差(Mean Square Error, MSE)、峰值信噪比(Peak Signal to Noise Ratio, PSNR)

以及图像质量指数 Q(Universal Quality Index)。

表 1 系统仿真参数
Table 1 System simulation parameters

参数	值
子载波调制式	M - PSK
调制阶数	4, 16, 64
FFT 点数 n_{FFT}	64
子载波数 n_{DSC}	52
子载波间隔/kHz	312.5
子载波下标	-26 ~ -1, 1 ~ 26
循环前缀长度 T_{CP}/s	0.8
数据周期 T_d/s	3.2
符号周期($T_s = T_d + T_{CP}$)/s	4

图 4 给出了 OFDM 无线图像传输系统中相位误差与误符号率的关系。可见,对于 QPSK-OFDM 系统,本文式(8)理论曲线与仿真曲线完全吻合;对于 16PSK 调制的 OFDM 系统,当符号信噪比大于 13 dB 时,理论曲线与仿真曲线趋于重合,而其中的误差来自图像数据进行 OFDM 变换时数据取整所造成的像素损失。因此,本文式(8)完全适用于 OFDM 图像传输系统。

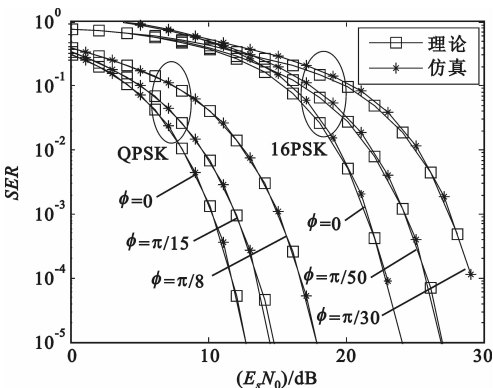


图 4 相位误差对 MPSK-OFDM 系统性能的影响
Fig.4 Influence of phase error on MPSK-OFDM performance

图 5 和图 6 分别从接收图像像素误差和解调相位两个方面,进一步展示出子载波相位误差对 OFDM 无线图像传输系统性能的影响。可见,相位误差的增加将导致接收图像像素损失和图像解调相位误差的增加。例如,对于 16PSK 调制,当相位误差小于 $\pi/16$ 时,增加信噪比可改善接收图像质量;但当相位误差增大至 $\pi/16$ 时,像素误差和解调相位误差分别达到 28% 和 12° ,此时继续增加信噪比已无助于图像质量的改善。此结论亦可推广至任意阶数的相位误差存在时的 M-PSK 调制 OFDM 系统。

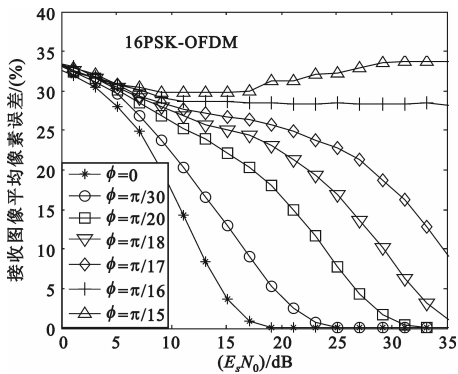


图 5 相位误差对接收图像像素值的影响
Fig.5 Influence of phase error on received image pixels

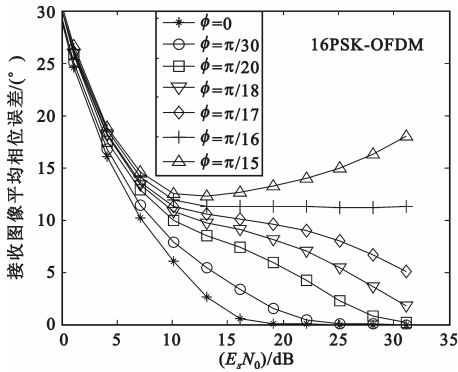


图 6 相位误差对接收图像平均相位的影响
Fig.6 Influence of phase error on received image average phase

图 7 和图 8 分别为在无相位误差和相位误差为 $\pi/30$ 时,16PSK-OFDM 系统在不同信噪比时的接收图像。图像评价指标表明,相位误差对接收图像质量有很大的影响。例如,SNR 为 15 dB 时,图 8 与图 7 的 MSE 、 $PSNR$ 和 Q 分别相差 1 812.1、-5.677 6 和 -0.199 1,因而图 8 视觉效果较差;同时,图 7(b)、(c)与图 8(b)、(c)的 MSE 相差较大,但 $PSNR$ 和 Q 值接近,因此视觉效果也近似。

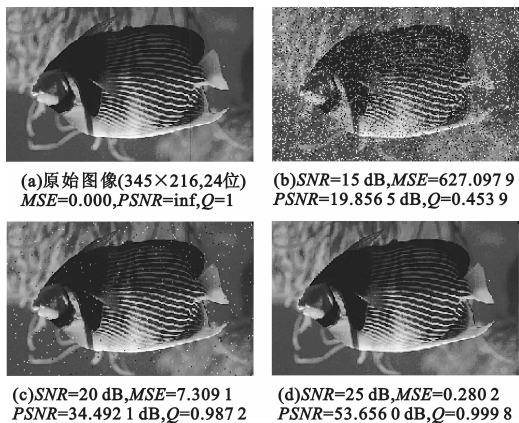


图 7 无相位误差时 16PSK-OFDM 系统接收图像质量
Fig.7 Received image qualities of 16PSK-OFDM system without phase errors

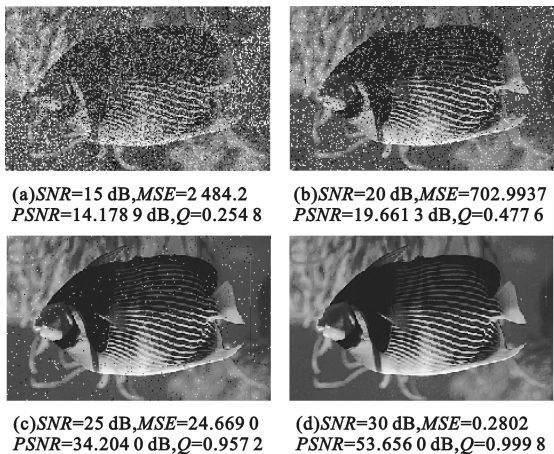


图 8 相位误差对 16PSK-OFDM 系统接收图像的影响($\phi = \pi/30$)

Fig.8 Impact of phase error on received image qualities of 16PSK-OFDM system($\phi = \pi/30$)

5 结 语

本文针对高斯白噪声信道下的子载波相位误差对 OFDM 无线图像传输系统性能的影响,主要做了以下两方面工作:一是推导了一种带有相位误差的 MPSK 信号误符号率近似表达式,结果表明,与 MP-SK 精确误符号率表达式相比,当调制电平数 $M > 4$ 时,两者数值结果非常逼近,但近似式更便于 MATLAB 编程实现,可用于实际系统的性能评估;二是将该近似式用于实际 OFDM 无线图像传输系统的性能评估,结果表明,该式理论计算结果非常逼近于 OFDM 图像数据的仿真结果,并由此得到了进一步的结论,即虽然相位误差的存在导致了 OFDM 系统接收图像质量下降,但当 MPSK 子载波相位误差小于 π/M 时,可通过增加信噪比改善系统接收图像的质量;而在对图像质量评判时,应主客观评价指标相结合,以保证图像客观质量和视觉效果的一致性。

参考文献:

- [1] Herlekar S R, Zhang Chi, Wu Hsiao - chun, et al. OFDM performance analysis in the phase noise arising from the hot-carrier effect [J]. IEEE Transactions on Consumer Electronics, 2006, 52(3): 757 - 765.
- [2] Lindsey W C, Simon M K. Telecommunication System Engineering [M]. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall Inc., 1973.
- [3] Simon M K, Divsalar D. Some new twists to problems involving the Gaussian probability integral [J]. IEEE Transactions on Communications, 1998, 46(2): 200 - 210.

- [4] Awula R F. Distribution of the phase angle between two vectors perturbed by Gaussian noise II [J]. IEEE Transactions on Vehicle Technology, 2001, 50(2): 576 – 583.
- [5] Park S, Cho S H. SEP Performance of Coherent MPSK Over Fading Channels in the Presence of Phase/Quadrature Error and I – Q Gain Mismatch [J]. IEEE Transactions on Communications, 2005, 53(7): 1088 – 1091.
- [6] Simon M K. A Simpler Form of the Craig Representation for the Two-Dimensional joint Gaussian Q-Function [J]. IEEE Communication Letters, 2002, 6(2): 49 – 51.
- [7] Chiani M, Dardari D, Simon M K. New exponential bounds and approximations for the computation of error probability in fading channels[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2003, 2(4): 840 – 845.
- [8] Abramowitz M, Stegun I A. Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables[M]. 9th ed. New York: Dover Publications, 1972.
- [9] Eskicioglu A M, Fisher P S. Image quality measures and their performance [J]. IEEE Transactions on Communications, 1995, 43(12): 2959 – 2965.
- [10] Wang Z, Bovik A C. A Universal Image Quality Index[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2002, 9(3): 81 – 84.

作者简介:

王 靖(1963 –), 男, 北京人, 1986 年于南京航空学院获无线通信专业学士学位, 2001 年于兰州大学获无线电物理专业硕士学位, 现为副教授、中国电子学会高级会员, 主要从事信息处理与通信系统的教学与研究;

WANG Jing was born in Beijing, in 1963. He received the B. S. degree in Radio Communication from Nanjing Aeronautics Institute in 1986 and the M. S. degree in Radio Physics from Lanzhou University in 2001, respectively. He is now an associate professor and also a senior member of CIE. He is engaged in teaching and research of information processing and communication system.

Email: lz_wangjing@163.com

施 刚(1979—), 男, 江苏高淳人, 2004 年于南京工程学院获测控与仪器仪表专业学士学位, 2008 年于苏州大学获软件工程专业硕士学位, 现为讲师, 主要从事虚拟仪器技术的教学与研究。

SHI Gang was born in Gaochun, Jiangsu Province, in 1979. He received the B. S. degree in Measuring and Control Technology and Instrumentations from Nanjing Institute of Technology and the M. S. degree in Software and Engineering from SooChow University in 2001 and 2004, respectively. He is now a lecturer. His research concerns virtual instrument technology.