

# 具有低相位偏差敏感度的异步双层 QAM 调制

黎 斯, 邵士海, 刘东林, 唐友喜

(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室, 四川成都 611731)

**摘 要:** 高阶 QAM (Quadrature Amplitude Modulation) 调制是提高频谱效率的一个有效途径, 但它对相位偏差容忍度较差. 文章提出了一种异步双层 QAM 调制方法, 可在发射端用较低的调制阶数实现和传统高阶 QAM 调制相当的频谱效率, 并分别针对提出的异步双层 QAM 调制和传统 QAM 调制, 推导了平坦瑞利块衰落信道下固定相位偏差的误符号率闭合解析表达式. 理论分析与计算机仿真结果吻合, 研究表明, 误符号率为  $10^{-1}$  时, 异步双层 256-QAM 调制在相位偏差为 0.9 度的误符号率性能与无相位偏差情况比较, 差异仅为 0.3 dB; 而传统高阶 4096-QAM 调制的差异为 11 dB.

**关键词:** 正交幅度调制; 相位偏差; 异步; 频谱效率; 误符号率

**中图分类号:** TN92      **文献标识码:** A      **文章编号:** 0372-2112 (2015)03-0460-06

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn>      **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.03.007

## An Asynchronous Double Layered QAM with Lower Sensitivity to Phase Errors

LI Si, SHAO Shi-hai, LIU Dong-lin, TANG You-xi

(National Key Lab of Science and Technology on Communications, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 611731, China)

**Abstract:** High order quadrature amplitude modulation (QAM) can improve spectral efficiency effectively, but it is very sensitive to phase errors. An asynchronous double layered modulation format is proposed to achieve nearly the same spectral efficiency as conventional high order QAM but with lower modulation orders in transmitter and lower sensitivity to phase errors. A closed-form formula for the symbol error rate (SER) of the proposed asynchronous double layered QAM format together with conventional QAM format is derived under flat Rayleigh block fading channel at fixed phase errors. Both the theoretical analysis and the simulation results show that the performance degradation of the proposed asynchronous double 256-QAM format is just 0.3 dB at the SER of  $10^{-1}$  as the phase error increased from 0 degree to 0.9 degree. In contrast, the performance degradation of the conventional 4096-QAM format is up to 11 dB.

**Key words:** quadrature amplitude modulation; phase error; asynchronous; spectral efficiency; symbol error rate

## 1 引言

高速率的通信业务需求和紧张的频谱资源状况要求无线通信尽可能地提高频谱效率. 从现有的工程成熟度和标准化进程来看, 提高频谱效率的物理层技术手段主要包括多输入多输出 (MIMO)<sup>[1]</sup>、正交多载波<sup>[2]</sup>和高阶调制<sup>[3]</sup>. 考虑到成本、尺寸和空间信道相关性等因素的约束, 天线和子载波数量受到限制, 高阶调制成为进一步提高频谱效率的有效途径. 采用高阶 QAM 的技术方案已被多种数字通信标准所采用, 尤其在 DVB-C2<sup>[4]</sup>中 QAM 阶数已提高到 4096.

高阶 QAM 调制的一个工程化问题是它对由载波频

偏和采样频偏引起的相位偏差容忍度较差<sup>[5,6]</sup>. 高阶 QAM 密集的星座点分布更容易受到相位偏差的影响. 减小高阶调制的相位偏差的传统方法是提高载波恢复环路的估计精度, 但硬件复杂度较高<sup>[7~9]</sup>. 文献[10]提出了一种软件辅助的估计和减小相位偏差的方法, 但仅在低阶调制时具有良好的性能. 文献[11]提出了一种针对残留相位偏差的 QAM 解调接收机结构, 但该接收机结构在瑞利衰落信道下性能没有改善. 文献[12]提出了一种导引符号辅助的相位偏差估计算法, 但硬件实现复杂度较高. 现有的相关文献主要是从接收机侧采取措施, 提高相位偏差的估计精度或改进补偿方法, 而在发射端提出相应改进算法的文献还较少.

论文针对高阶 QAM 调制的高相位偏差敏感度,提出了一种在发射端进行异步双层 QAM 调制的方法.该方法在发射端将数据信息转换到并行的两层,分别在两层采用低阶的 QAM 调制并引入不同的时延,可达到和传统高阶 QAM 调制相当的频谱效率.推导了提出的异步双层 QAM 调制和传统 QAM 调制在平坦瑞利块衰落信道下固定相位偏差的误符号率(SER)的闭合解析表达式.理论分析和计算机仿真验证了异步双层 QAM 调制在实现高频谱效率传输的同时具有更低的相位偏差敏感度.

论文其他部分安排为:第 2 节给出了异步双层 QAM 调制的系统模型;第 3 节对异步双层 QAM 调制和传统 QAM 调制固定相位偏差的误符号率进行了分析推导,并将两者进行了对比;仿真结果在第 4 节给出;最后是对全文的总结.

## 2 系统模型

### 2.1 发射机模型

采用异步双层 QAM 调制的系统发射机模型如图 1 所示.在发射端,数据经串并转换到并行的两层,在每层通过  $M$ -QAM 调制后( $M$  是调制阶数,如 64, 256 等),由两个符号进行组帧,对第  $k$  层的帧分配延时  $\tau_k$ , ( $k = 1, 2$ )并插零,形成如图 1(b)所示的空时块.经脉冲成型后,将信号从一个天线发射出去.因对两层的数据子流插入了不同的延时,两层的数据传输是异步的.

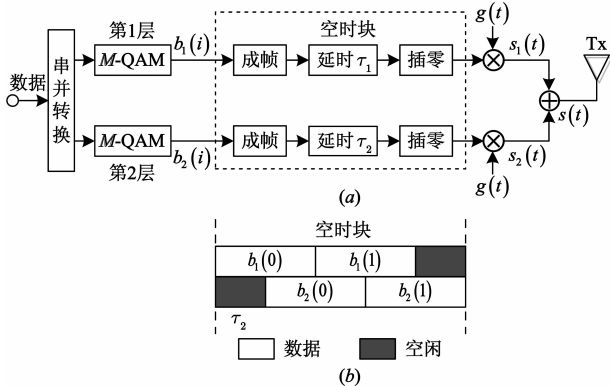


图1 发射机模型

发射天线在一个空时块内的等效复基带信号  $s(t)$  可表示为:

$$s(t) = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \sum_{k=1}^2 \sum_{i=0}^1 b_k(i) g(t - iT_s - \tau_k), \quad k = 1, 2 \quad (1)$$

其中,  $b_k(i)$  是在第  $k$  层第  $i$  个时隙内的符号,  $k = 1, 2$ ,  $i = 0, 1$ ,  $g(t)$  为成型脉冲,并满足  $\int_{-\infty}^{\infty} |g(t)|^2 dt = 1$  以保证没有成型脉冲带来的能量增益,分配到每层每个符

号的能量为  $E_s/2$ , 延时  $\tau_1 = 0, 0 < \tau_2 < T_s$ ,  $T_s$  是数据符号周期.工程实践中常采用升余弦滤波器加 Kaiser 窗来产生成型脉冲<sup>[13]</sup>,加窗后的脉冲信号为时限信号.为了分析方便,假设  $g(t)$  为矩形成型脉冲,并且  $g(t) = 0, t \notin [0, T_s]$ .

考虑异步双层 QAM 调制的频谱效率  $\xi_{\text{asyn}}$ , 假设  $\tau_2 = 0.5 T_s$ , 以异步双层 256-QAM 为例, 频谱效率为:

$$\xi_{\text{asyn}} = \frac{\log_2(M)}{1 + \frac{\tau_2}{2T_s}} \times 2 = \frac{\log_2(256)}{1 + \frac{0.5}{2}} \times 2 = 12.8 \quad (\text{bit/s/Hz}) \quad (2)$$

可见异步双层 256-QAM 调制的频谱效率略高于传统 4096-QAM 调制的频谱效率(12bits/s/Hz).在工程实践中,可采用低阶的异步分层 QAM 调制实现和传统高阶 QAM 调制近似相同的频谱效率.

### 2.2 接收机模型

假设  $h(t)$  为发射天线和接收天线间的信道复衰落系数,信道为平坦瑞利块衰落信道(block fading channel),经同步和载波频偏估计与补偿后,残留相位偏差为  $\theta$ ,接收信号表示为:

$$r(t) = h(t) s(t) e^{j\theta} + n(t) \quad (3)$$

其中,  $n(t)$  是零均值, 方差为  $N_0/2$  的加性高斯白噪声.

对接收信号采用多用户检测的匹配滤波检测方法,第  $j$  个空时块上第  $m$  层( $m = 1, 2$ )第  $l$  个时隙( $l = 0, 1$ )位置的采样输出,可表示为<sup>[14]</sup>

$$y_{jm}(l) = \int_{lT_s + \tau_m}^{(l+1)T_s + \tau_m} r(t) g(t - lT_s - \tau_m) dt \quad (4)$$

将式(1)和式(3)代入式(4)得到:

$$y_{jm}(l) = \sqrt{\frac{E_s}{2}} e^{j\theta} \sum_{i=0}^1 \sum_{k=1}^2 R_{mk}(l-i) h(j) b_k(i) + n_m(l) \quad (5)$$

其中,  $h(j)$  为第  $j$  个空时块对应的复信道增益(块衰落信道在单个空时块内信道衰落不变).

$$n_m(l) = \int_{lT_s + \tau_m}^{(l+1)T_s + \tau_m} n(t) g(t - lT_s - \tau_m) dt \quad (6)$$

$$R_{mk}(l-i) = \int_{lT_s + \tau_m}^{(l+1)T_s + \tau_m} g(t - iT_s - \tau_k) g(t - lT_s - \tau_m) dt \quad (7)$$

定义一个  $2 \times 2$  波形相关矩阵  $\mathbf{W}$ ,  $\mathbf{W}$  以  $R_{mk}(l-i)$  为元素,由式(7)可知:

$$\mathbf{W}(l-i) = \mathbf{W}^T(i-l) \quad (8)$$

对式(5)进行向量整理,得到:

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} e^{j\theta} \mathbf{R} \mathbf{H} \mathbf{b} + \mathbf{n} \quad (9)$$

其中,  $\mathbf{R}$  为  $4 \times 4$  的实对称波形相关矩阵,  $\mathbf{R} =$

$\begin{pmatrix} \mathbf{W}(0) & \mathbf{W}(-1) \\ \mathbf{W}(1) & \mathbf{W}(0) \end{pmatrix}$ ,  $\mathbf{H}$  为信道矩阵,  $\mathbf{H} = \text{diag}\{h(j), h(j), h(j), h(j)\}$ .

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= [y_{j1}(0), y_{j2}(0), y_{j1}(1), y_{j2}(1)]^T \\ \mathbf{b} &= [b_1(0), b_2(0), b_1(1), b_2(1)]^T \\ \mathbf{n} &= [n_1(0), n_2(0), n_1(1), n_2(1)]^T \end{aligned} \quad (10)$$

一般情况下, 实对称波形相关矩阵  $\mathbf{R}$  是非奇异的<sup>[14]</sup>, 采用迫零检测可得:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{b}} &= (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{Y} \\ &= \sqrt{\frac{E_s}{2}} e^{j\theta} \mathbf{b} + \tilde{\mathbf{n}} \end{aligned} \quad (11)$$

其中,  $\tilde{\mathbf{n}}$  是迫零检测器输出的噪声.

$$\tilde{\mathbf{n}} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{n} \quad (12)$$

### 3 性能分析

#### 3.1 异步双层 QAM 调制的 SER 分析

由式(12)得到第  $k$  层第  $i$  个符号的噪声方差为:

$$(\mathbb{E}[\tilde{\mathbf{m}}^H \tilde{\mathbf{m}}])_{k+2i, k+2i} = N_0 \frac{(\mathbf{R}^{-1})_{k+2i, k+2i}}{|h(j)|^2} \quad (13)$$

其中,  $(\mathbf{A})_{ij}$  代表矩阵  $\mathbf{A}$  的第  $i$  行第  $j$  列的元素.

第  $k$  层第  $i$  个符号的信噪比  $\gamma_s$  可表示为:

$$\gamma_s = \frac{E_s}{2N_0(\mathbf{R}^{-1})_{k+2i, k+2i}} |h(j)|^2 \quad (14)$$

由式(14)可以看出, 异步双层 QAM 调制的接收信号信噪比与波形相关矩阵  $\mathbf{R}$  有关, 根据式(7)和式(8),  $\mathbf{R}$  和延时  $\tau_2$  的取值有关, 可见,  $\tau_2$  的选取将影响接收信号的信噪比, 进而影响系统解调性能; 而由式(2)可以看出,  $\tau_2$  取值越小, 频谱效率越高. 根据文献[15]的分析, 在无相位偏差情况下, 当  $\tau_2 \approx 0.5T_s$  时, 可使 SER 性能最优.

考虑平坦瑞利块衰落信道,  $h(j)$  为零均值单位方差的复高斯随机变量.  $\gamma_s$  服从  $\chi^2$  分布, 其概率密度函数(PDF)可表示为<sup>[3]</sup>:

$$P_{\gamma_s}(\gamma_s) = \frac{1}{\gamma_s} \exp\left(-\frac{\gamma_s}{\bar{\gamma}_s}\right), \gamma_s > 0 \quad (15)$$

其中,  $\bar{\gamma}_s$  是平均符号信噪比, 定义为:

$$\bar{\gamma}_s = \frac{E_s}{2N_0(\mathbf{R}^{-1})_{k+2i, k+2i}} \mathbb{E}[|h(j)|^2] = \frac{E_s}{2N_0(\mathbf{R}^{-1})_{k+2i, k+2i}} \quad (16)$$

在加性高斯白噪声(AWGN)信道下,  $M$  阶 QAM 信号受相位偏差  $\theta$  影响的误符号率  $P_s(\theta)$  为<sup>[16]</sup>:

$$\begin{aligned} P_s(\theta) &= \frac{4}{M} \sum_p \sum_q Q(\Delta(q + (1-q)\cos\theta - p\sin\theta)) \\ &\quad - \frac{4}{M} \sum_m \sum_q Q(\Delta(m + (1-m)\cos\theta + (q-1)\sin\theta)) \\ &\quad \times Q(\Delta(q + (1-q)\cos\theta + (m-1)\sin\theta)) \end{aligned} \quad (17)$$

其中,  $p = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(\sqrt{M}-1)$ ,  $m, q = 0, \pm 2, \pm 4, \dots, \pm(\sqrt{M}-2)$ ,  $\Delta = \sqrt{\frac{3}{M-1}}$ ,  $\gamma_s$  为符号信噪比,  $Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2} dy$ .

为了计算衰落信道下  $M$  阶 QAM 信号受相位偏差  $\theta$  影响的误符号率, 需要将式(17)对式(15)做积分平均<sup>[17]</sup>. 因此, 平坦瑞利块衰落信道下, 异步双层 QAM 调制第  $k$  层第  $i$  个符号的误符号率  $\text{SER}_k^{\text{asyn}}(i)$  为:

$$\begin{aligned} \text{SER}_k^{\text{asyn}}(i) &= \int_0^\infty P_s(\theta) P_{\gamma_s}(\gamma_s) d\gamma_s \\ &= \frac{4}{M} \sum_p \sum_q \frac{1}{\gamma_s} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{\gamma_s}{\bar{\gamma}_s}\right) \times Q\left(c\sqrt{\frac{3}{M-1}}\gamma_s\right) d\gamma_s \\ &\quad - \frac{4}{M} \sum_m \sum_q \frac{1}{\gamma_s} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{\gamma_s}{\bar{\gamma}_s}\right) \times Q\left(a\sqrt{\frac{3}{M-1}}\gamma_s\right) \\ &\quad \times Q\left(f\sqrt{\frac{3}{M-1}}\gamma_s\right) d\gamma_s \end{aligned} \quad (18)$$

其中,  $a = m + (1-m)\cos\theta + (q-1)\sin\theta$ ,  $f = q + (1-q)\cos\theta - (m-1)\sin\theta$ ,  $c = q + (1-q)\cos\theta - p\sin\theta$ ,

$\bar{\gamma}_s = \frac{E_s}{2N_0(\mathbf{R}^{-1})_{k+2i, k+2i}}$ . 从式(18)中可以看出, 参数  $a$ 、 $f$ 、 $c$  是影响系统性能的信噪比的加权系数, 而参数  $a$ 、 $f$ 、 $c$  又与相位偏差  $\theta$  有关, 相位偏差的不同, 导致了信噪比加权系数的差异, 进而影响系统性能.

式(18)涉及到 2 个积分的计算, 如下:

$$I_1 = \frac{1}{\gamma_s} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{\gamma_s}{\bar{\gamma}_s}\right) \times Q\left(c\sqrt{\frac{3}{M-1}}\gamma_s\right) d\gamma_s \quad (19)$$

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{1}{\gamma_s} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{\gamma_s}{\bar{\gamma}_s}\right) \times Q\left(a\sqrt{\frac{3}{M-1}}\gamma_s\right) \\ &\quad \times Q\left(f\sqrt{\frac{3}{M-1}}\gamma_s\right) d\gamma_s \end{aligned} \quad (20)$$

根据文献[18], 对式(19)和式(20)做变量替换和积分化简后, 得到

$$I_1 = \frac{E_s}{4N_0(\mathbf{R}^{-1})_{k+2i, k+2i}} \left(1 - \sqrt{\frac{3E_s c^2}{4N_0(M-1)(\mathbf{R}^{-1})_{k+2i, k+2i} + 3E_s c^2}}\right) \quad (21)$$

$$\begin{aligned} I_2 &= \frac{E_s}{4N_0(\mathbf{R}^{-1})_{k+2i, k+2i}} \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi\sqrt{3E_s a^2 + 4N_0(M-1)(\mathbf{R}^{-1})_{k+2i, k+2i}}} \right. \\ &\quad \times \tan^{-1}\left(\frac{a}{f\sqrt{\frac{3E_s a^2 + 4N_0(M-1)(\mathbf{R}^{-1})_{k+2i, k+2i}}{3E_s a^2}}}\right) \\ &\quad - \frac{1}{\pi\sqrt{3E_s f^2 + 4N_0(M-1)(\mathbf{R}^{-1})_{k+2i, k+2i}}} \\ &\quad \left. \times \tan^{-1}\left(\frac{f}{a\sqrt{\frac{3E_s f^2 + 4N_0(M-1)(\mathbf{R}^{-1})_{k+2i, k+2i}}{3E_s f^2}}}\right) \right] \end{aligned} \quad (22)$$

将式(21)和式(22)代入式(18)得到异步双层 QAM 调制第  $k$  层第  $i$  个符号的误符号率的表达式为:

$$\begin{aligned} \text{SER}_k^{\text{asyn}}(i) = & \frac{2}{M} \sum_p \sum_q \left( 1 - \sqrt{\frac{3E_s c^2}{4N_0(M-1)(\mathbf{R}^{-1})_{k+2i, k+2i} + 3E_s c^2}} \right) \\ & - \frac{2}{M} \sum_m \sum_q \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{3E_s a^2}{3E_s a^2 + 4N_0(M-1)(\mathbf{R}^{-1})_{k+2i, k+2i}}} \right. \\ & \times \tan^{-1} \left( \frac{a}{f} \sqrt{\frac{3E_s a^2 + 4N_0(M-1)(\mathbf{R}^{-1})_{k+2i, k+2i}}{3E_s a^2}} \right) \\ & \left. - \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{3E_s f^2}{3E_s f^2 + 4N_0(M-1)(\mathbf{R}^{-1})_{k+2i, k+2i}}} \right. \\ & \left. \times \tan^{-1} \left( \frac{f}{a} \sqrt{\frac{3E_s f^2 + 4N_0(M-1)(\mathbf{R}^{-1})_{k+2i, k+2i}}{3E_s f^2}} \right) \right] \quad (23) \end{aligned}$$

第  $k$  层的平均误符号率  $\text{SER}_k^{\text{asyn}}$  为:

$$\text{SER}_k^{\text{asyn}} = \frac{\text{SER}_k^{\text{asyn}}(0) + \text{SER}_k^{\text{asyn}}(1)}{2} \quad (24)$$

注意到  $(\mathbf{R}^{-1})_{1,1} = (\mathbf{R}^{-1})_{4,4}$ ,  $(\mathbf{R}^{-1})_{2,2} = (\mathbf{R}^{-1})_{3,3}$ , 可知第 1 层和第 2 层的平均误符号率相等, 即  $\text{SER}_1^{\text{asyn}} = \text{SER}_2^{\text{asyn}}$ .

异步双层 QAM 调制的平均误符号率  $\text{SER}^{\text{asyn}}$  为:

$$\text{SER}^{\text{asyn}} = \text{SER}_1^{\text{asyn}} = \text{SER}_2^{\text{asyn}} \quad (25)$$

### 3.2 与传统高阶 QAM 调制的对比

对传统 QAM 调制而言, 式(15)中的平均符号信噪比  $\bar{\gamma}_s = E_t/N_0$ , 对比式(23)得到传统 QAM 调制在平坦瑞利衰落信道下受相位偏差  $\theta$  影响的平均误符号率  $\text{SER}^{\text{conv}}$  为:

$$\begin{aligned} \text{SER}^{\text{conv}} = & \frac{2}{M} \sum_p \sum_q \left( 1 - \sqrt{\frac{3E_t c^2}{2N_0(M-1) + 3E_t c^2}} \right) \\ & - \frac{2}{M} \sum_m \sum_q \left[ \frac{1}{2} - \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{3E_t a^2}{3E_t a^2 + 2N_0(M-1)}} \right. \\ & \times \tan^{-1} \left( \frac{a}{f} \sqrt{\frac{3E_t a^2 + 2N_0(M-1)}{3E_t a^2}} \right) \\ & \left. - \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{3E_t f^2}{3E_t f^2 + 2N_0(M-1)}} \right. \\ & \left. \times \tan^{-1} \left( \frac{f}{a} \sqrt{\frac{3E_t f^2 + 2N_0(M-1)}{3E_t f^2}} \right) \right] \quad (26) \end{aligned}$$

其中,  $E_t$  为传统 QAM 调制每符号的能量,  $a = m + (1-m)\cos\theta + (q-1)\sin\theta$ ,  $f = q + (1-q)\cos\theta - (m-1)\sin\theta$ ,  $c = q + (1-q)\cos\theta - p\sin\theta$ ,  $p = \pm 1, \pm 3, \dots, \pm(\sqrt{M}-1)$ ,  $m, q = 0, \pm 2, \pm 4, \dots, \pm(\sqrt{M}-2)$ .

令  $\theta = 0$ , 式(26)化简为

$$\begin{aligned} \text{SER}^{\text{conv}}(\theta = 0) = & 1 - \frac{1}{M} - 2\beta \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \cdot \\ & \left( 1 - \frac{2}{\pi} \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \tan^{-1} \left( \frac{1}{\beta} \right) \right) \quad (27) \end{aligned}$$

其中,  $\beta = \sqrt{\frac{3E_t}{2(M-1)N_0 + 3E_t}}$ . 式(27)即为传统 QAM 调制在平坦瑞利衰落信道下无相位偏差的误符号率表达式, 与文献[17]中给出的结果一致.

由式(25), 式(26)可分别计算出平坦瑞利衰落信道下, 异步双层 256-QAM 调制和传统 4096-QAM 调制在不同相位偏差  $\theta$  条件下, 达到  $1 \times 10^{-1}$  的 SER 所需的信噪比  $E_s/N_0$  和  $E_t/N_0$  的门限值, 结果如表 1 所示. 其中, 异步双层 256-QAM 调制的频谱效率 (12.8bits/s/Hz) 和传统 4096-QAM 调制的频谱效率相当,  $E_s$  为异步双层 256-QAM 的发射总能量 (每层每个符号的能量为  $E_s/2$ ),  $E_t$  为传统 4096-QAM 每个符号的发射能量.

表 1 相位偏差对信噪比门限的影响

相位偏差 $\theta$ (度)	$E_s/N_0$ 门限值 (异步双层 256-QAM)	$E_t/N_0$ 门限值 (传统 4096-QAM)
0.0	36.7	42.9
0.4	36.8	43.9
0.6	36.9	45.4
0.9	37.0	53.9
1.6	37.7	失效

从表 1 可以看出, 平坦瑞利衰落信道下, 达到  $1 \times 10^{-1}$  的 SER, 传统 4096-QAM 所需的信噪比门限高于异步双层 256-QAM. 随着相位偏差的增加, 传统 4096-QAM 的  $E_t/N_0$  门限提高速率更快, 当相位偏差从  $0^\circ$  增加到  $0.9^\circ$ , 传统 4096-QAM 所需的  $E_t/N_0$  增加约 11dB, 而异步双层 256-QAM 所需的  $E_s/N_0$  仅增加约 0.3dB. 当相位偏差增大到  $1.6^\circ$  时, 传统 4096-QAM 失效, 无法达到  $1 \times 10^{-1}$  的 SER. 假设系统允许的信噪比损失为 1dB, 则传统的 4096-QAM 能容忍的相位偏差约为  $0.4^\circ$ , 异步双层 256-QAM 能容忍的相位偏差约为  $1.6^\circ$ .

### 4 数值及仿真结果分析

在本节的仿真中, 仿真条件和主要参数如下: 归一化的单径平坦瑞利衰落信道、迫零检测、时延  $\tau_1 = 0$ ,  $\tau_2 = 0.5T_s$ . 异步双层 QAM 调制为了避免块间干扰在延时部分插零, 为了能量比较的公平性, 在仿真比较时, 异步双层 QAM 调制的总发射能量  $E_s$  (每层每个符号的能量为  $E_s/2$ ) 和传统 QAM 调制每个符号的发射能量  $E_t$  满足  $E_s = \frac{2T_s}{2T_s + \tau_2} E_t$ . 对异步双层 256-QAM 调制和传统 4096-QAM 调制进行了仿真, 仿真结果如图 2 所示. 从图 2 可以看出仿真曲线和理论分析曲线吻合度较好, 验证了本文理论分析的正确性. 图 2 中, 当相位偏差从  $0^\circ$  增加到  $0.9^\circ$ , 在  $\text{SER} = 1 \times 10^{-1}$  时, 异步双层 256-QAM 调制的  $E_t/N_0$  仅增加约 0.3dB, 与表 1 的分析结果一致.

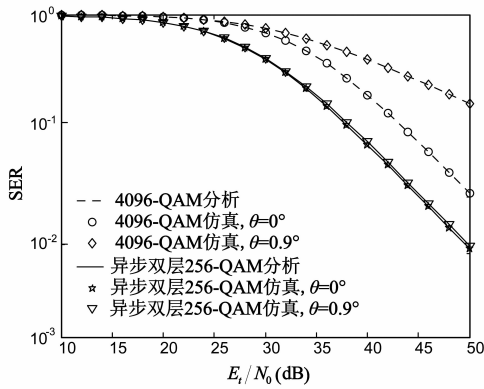


图2 异步双层256-QAM和传统4096-QAM的误码率对比

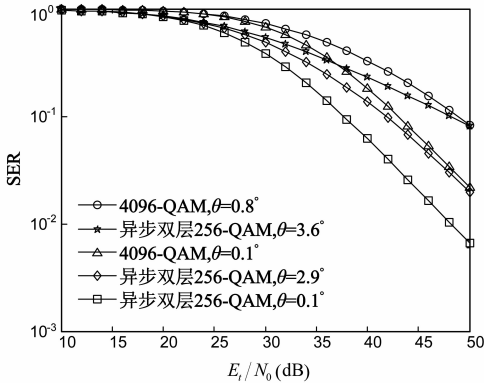


图3 异步双层256-QAM和传统4096-QAM的误码率对比

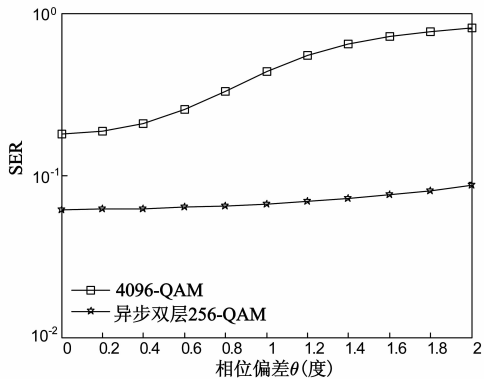
图4 异步双层256-QAM和传统4096-QAM的误码率对比 ( $E_t/N_0=40\text{dB}$ )

图3给出了异步双层256-QAM调制和传统4096-QAM调制在不同相位偏差条件下的SER性能仿真曲线对比。从图3可以看出,当相位偏差 $\theta=0.1^\circ$ ,在 $\text{SER}=1 \times 10^{-1}$ 时,异步双层256-QAM调制比传统4096-QAM调制有大约6.3dB的 $E_t/N_0$ 改善。传统4096-QAM调制在相位偏差 $\theta=0.1^\circ$ 时的SER性能仅和异步双层256-QAM调制在相位偏差 $\theta=2.9^\circ$ 时的SER性能相比拟。随着相位偏差的增大,传统4096-QAM调制的性能快速下降,异步双层256-QAM调制的性能改善愈加明显。

图4给出了信噪比 $E_t/N_0=40\text{dB}$ 条件下,异步双层

256-QAM调制和传统4096-QAM调制的SER性能随相位偏差变化的仿真曲线对比。从图4可以看出,当相位偏差 $\theta$ 从 $0^\circ$ 增大到 $2^\circ$ ,异步双层256-QAM调制的SER仅有轻微的增加,而传统4096-QAM调制的SER迅速增大。相比于传统4096-QAM调制,异步双层256-QAM调制对相位偏差的敏感度较低。

## 5 结论

论文提出了一种实现高频谱效率的异步双层QAM调制方法。通过合适的时延设置,该方法可用低阶的QAM调制实现和高阶QAM调制相同的频谱效率,并且对相位偏差具有更低的敏感度。理论分析和仿真结果表明异步双层256-QAM调制在相位偏差为 $0.9^\circ$ 的误码率性能与无相位偏差情况比较,差异仅为0.3dB。异步双层256-QAM调制在相位偏差 $2.9^\circ$ 时的SER性能可与传统4096-QAM调制在相位偏差 $0.1^\circ$ 时的SER性能相比拟。与传统高阶调制相比,异步双层QAM调制具有更好的相位偏差容忍度。

## 参考文献

- [1] Arogyaswami P, Rohit N, Dhananjay G. Introduction to Space-Time Wireless Communications [M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2003.
- [2] Nehra K, Shikh-Bahaei M. Spectral efficiency of adaptive MQAM/OFDM systems with CFO over fading channels [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2011, 60(3): 1240 - 1247.
- [3] John P, Massoud S. Digital Communications [M]. Fifth Edition. New York: McGraw-Hill, 2008.
- [4] ETSI EN 302 769 V1.2.1 (2011-04), Digital Video Broadcasting (DVB): Frame Structure Channel Coding And Modulation For A Second Generation Digital Transmission System For Cable Systems (DVB-C2) [S].
- [5] Morelli M, Moretti M. Fine carrier and sampling frequency synchronization in OFDM systems [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2010, 9(4): 1514 - 1524.
- [6] Hung N L, Le-Ngoc T, Chi C K. Joint channel estimation and synchronization for MIMO-OFDM in the presence of carrier and sampling frequency offsets [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2009, 58(6): 3075 - 3081.
- [7] Lee C S, Lee E D, Ahn J. Fast frequency acquisition algorithm for carrier recovery for high-order QAM [J]. IET Journal on Electronic Letters, 2008, 44(2): 143 - 144.
- [8] Xue W, Yang X N, Zhang Z Y. A carrier recovery algorithm for high order QAM signals [A]. Pingzhi Fan. IEEE International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing (WiCOM) [C]. Chengdu, China: IEEE,

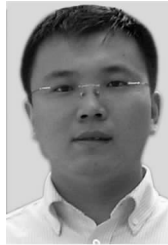
- 2010.1-4.
- [9] Ma S Q, Chen Y E. Implementation and design of carrier recovery loop for high order QAM signals [A]. Guangxi Zhu. IEEE International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing (WiCOM) [C]. Wuhan, China: IEEE, 2011. 1-4.
- [10] Bornoosh B, Navabi A. Design and analysis of a reduced phase error digital carrier recovery architecture for high-order quadrature amplitude modulation signals [J]. IET Journal on Communications, 2010, 4(18): 2196-2207.
- [11] Beilei Z, Kiasaleh K. Partially-coherent receivers architectures for QAM communications in the presence of non-constant phase estimation error [J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2009, 8(2): 568-573.
- [12] Kamiya N, Sasaki E. Pilot-symbol assisted and coded-aided phase error estimation for high-order QAM transmission [J]. IEEE Transactions on Communications, 2013, 61(10): 4369-4380.
- [13] A Oppenheim. Discrete-Time Signal Processing [M]. Second Edition. New York: Prentice-Hall, 1999.
- [14] S Verdu. Multiuser Detection [M]. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 1998.
- [15] Shihai S, Youxi T, et al. Performance analysis of a modified V-BLAST system with delay offsets using zero-forcing detection [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2007, 56(6): 3827-3837.
- [16] Marvin K S, Joel G S. Carrier synchronization and detection of QASK signal sets [J]. IEEE Transactions on Communications, 1974, 22(2): 98-106.
- [17] Marvin K S, Mobamed S A. Digital Communication over Fading Channels [M]. Second Edition. New York: Wiley, 2005.
- [18] Beaulieu N C. A useful integral for wireless communication theory and its application to rectangular signaling constellation error rates [J]. IEEE Transactions on Communications, 2006, 54(5): 802-805.

### 作者简介



黎 斯 女, 1983 年 4 月出生于四川省眉山市, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室博士研究生, 研究方向为同时同频全双工系统、分布式信号处理。

E-mail: lsmo@uestc.edu.cn



邵士海 男, 1980 年 7 月出生于辽宁省抚顺市, 电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室副教授, 研究方向为同时同频全双工系统、扩频通信、OFDM、MIMO 等。

E-mail: ssh@uestc.edu.cn