

OFDM 多载波系统中子载波调制识别新方法^①

刘高辉, 许铭涛

(西安理工大学 自动化与信息工程学院, 西安 710048)

通讯作者: 刘高辉, E-mail: liugh68@xaut.edu.cn

摘要: 针对 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 信号在非合作通信系统中, 具有多种子载波调制类型且有些子载波调制类型难以被调制识别的问题, 提出了一种对其子载波分类识别的新方法. 此方法结合并改进了星座图聚类投影法和对数似然函数 (Logarithmic Likelihood Function, LLF) 算法, 先对不同子载波调制信号进行星座图聚类投影从而识别出常规子载波调制类型, 再进一步通过对数似然函数对常规子载波调制类型和偏移正交 (Offset QAM, OQAM) 调制类型进行分类识别, 并在此基础上推导出子载波组的对数似然函数使其计算结果值更容易被判决门限分类. 理论推导和计算机仿真结果表明这种方法能在信噪比高于 15 dB 的情况下完全识别子载波的调制方式.

关键词: 多载波调制系统; 调制识别; 星座图聚类投影; 偏移正交调制; 对数似然函数

引用格式: 刘高辉, 许铭涛. OFDM 多载波系统中子载波调制识别新方法. 计算机系统应用, 2018, 27(11): 120-127. <http://www.c-s-a.org.cn/1003-3254/6661.html>

OFDM Signal Subcarrier Recognition in OFDM Multi-Carrier System

LIU Gao-Hui, XU Ming-Tao

(Faculty of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: A new method of classifying and identifying sub-carriers is proposed for Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) signals in non-cooperative communication systems, because there are many sub-carrier modulation types and some sub-carrier modulation types are difficult to be identified in OFDM signals. This method combined and improved the constellation cluster projection method and Logarithmic Likelihood Function (LLF) algorithm. The method first performed constellation clustering projection on different subcarrier modulation signals to recognize the common subcarrier modulation, then calculated the LLF to recognize Offset QAM (OQAM) subcarrier signal and common subcarrier signals. On the basis of the previous step, the LLF of subcarrier group was derived to make the LLF calculation easier to be classified by the decision threshold. Theoretical deduction and computer simulation results showed that the method could recognize the subcarrier modulation when the SNR is 15 dB.

Key words: multi-carrier modulation system; modulation recognition; constellation clustering projection; Offset QAM (OQAM); Logarithmic Likelihood Function (LLF)

OFDM 多载波调制系统是基于频分复用 (Frequency Division Multiplexing, FDM) 技术的通信系统. 其原理是通过对多路调制信号进行不同载频的调制,

使得多路信号的频谱在同一个传输信道的频率特性中互不重叠, 从而完成在一个信道中同时传输多路信号的目的^[1]. 目前, OFDM 是使用最广泛的多载波调制技

① 基金项目: 国家自然科学基金 (61671375)

Foundation item: National Natural Science Foundation of China (61671375)

收稿时间: 2018-03-13; 修改时间: 2018-04-10, 2018-05-11; 采用时间: 2018-05-24; csa 在线出版时间: 2018-10-24

术, OFDM 采用矩形窗作为原型滤波器和正交子载波的设计方案, 其调制方式正好与快速傅里叶算法 (Fast Fourier Transform, FFT) 相匹配^[2], 并且因为其简单易实现和高效的频谱利用率得到了普遍应用, 而且在理想情况中, 利用子载波的正交特性, 接收端系统可以完全无损的恢复出发射信号。

随着 OFDM 调制技术的不断发展和演进, 正交频分复用/偏移正交幅度调制 (OFDM/Offset QAM, OFDM/OQAM) 系统作为 OFDM 的一种改进的替代方案被提出, 其调制技术不需要插入保护间隔, 具有更高的频谱效率。采用良好的时频特性成形滤波器, 可以同时抵抗符号间干扰 (ISI) 和信道间干扰 (ICI)^[3]。

随着多载波调制技术的快速发展, 认知无线电 (Cognitive Radio, CR) 技术同样被认为是提高授权频段利用率最有前景的解决方案^[4]。调制识别是认知无线电中的重要技术, 在认知无线电, 广播活动的监视和控制, 电子战和频谱监测管理等各种军事和民用应用中起着至关重要的作用^[5]。

文献[6]提出一种基于谱分析的 OFDM 调制识别方法, 这种方法具有在理想高斯信道下正确识别率高, 计算量较小等特点, 但对于子载波数较少的 OFDM 信号识别具有局限性。文献[7]利用 OFDM 信号的循环累积量和自相关特性的方法实现了 OFDM 信号的调制识别, 在实际应用中, 峰度统计量采用样本的四阶矩, 所以鲁棒性很差, 在低信噪比情况下识别效率显著降低。文献[8]通过一种基于循环自相关函数的方法解决了 OFDM 调制识别的问题。基于星座图的信号调制识别方法在近几年中被广泛研究^[9-13]。文献[9]提出接收信号星座图恢复方法并利用改进的减法聚类算法将调制信号的星座图根据方形星座图的对称性, 将星座图中的星座点投影到 x 轴或 y 轴上。这种方法较大地提高了聚类点的密度指标, 改善了聚类分析的性能。但其以聚类中心投影后的点数为标准对 MQAM 信号进行分类, 无法实现 QPSK 和 BPSK 的分类, 且在信号调制识别前需要使用匹配滤波器和抽样判决对接收信号进行星座图恢复, 其增加了系统硬件实现的复杂度。随着各种新型调制方式的出现, 仍有不少问题亟待解决^[14]。尤其是 OFDM-OQAM 技术的提出使得这种信号的调制识别成为了一个需要解决的问题。

目前信号调制识别的方法一般有两类: 判决理论方法和模式识别方法。判决理论方法主要是计算信号

的似然函数, 得到用于分类的统计量, 然后设置一个合适的判决门限进行比较。模式识别方法主要是提取信号的特征参数, 并将分类特征参数值输入分类器进行训练, 实现识别功能。前者需要更多的先验条件且计算量大, 对参数偏差比较敏感, 后者则更依赖于分类器的建立。本文将这两种方法结合, 利用模式识别方法提取的特征参数为判决理论方法提供先验条件, 使用后者的判决门限进行分类。考虑到星座图是数字调制的一个重要特征, 能反映信号结构及不同调制状态的关系, 所示文中直接提取其星座图的特征参数再结合似然函数完成 MPSK、MQAM 和 OQAM 子载波调制信号的调制识别。

1 信号模型

OFDM 调制系统中, 子载波的调制方式由系统需求所决定, 对于其子载波的调制识别也会存在一定难度。在加性高斯白噪声信道中, 接收端 OFDM 信号模型如下:

$$X(t) = \sum_{k=1}^N (a_k \cos \omega_c t + b_k \sin \omega_c t) + n(t) \quad (1)$$

子载波信号模型如下:

$$r(t) = \sqrt{p_t} \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t-nT) \right) \cos \omega_c t - \sqrt{p_t} \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n h(t-nT) \right) \sin \omega_c t \quad (2)$$

式(1)中, $a_k = \sqrt{p_t} \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n h(t-nT) \right)$, $b_k = \sqrt{p_t} \left(\sum_{n=-\infty}^{\infty} b_n h(t-nT) \right)$, a_n, b_n 是独立均为分布的二元序列, T 为符号时间, $h(t)$ 为持续时间为 T 的单位功率脉冲波形。 p_t 为带信号功率, $n(t)$ 是单边功率谱密度为 N_0 的高斯白噪声。

2 基于星座图聚类投影与对数似然函数的算法

2.1 算法流程

本文采用模式识别与判决理论结合的方法, 解决了单一调制识别算法存在的计算量大、对参数偏差敏感等问题, 具体算法如下。

(1) 对子载波调制信号的星座图进行聚类投影, 并利用聚类投影结果的最大距离点与最小距离点的比值

最为特征参数,对 MPSK 和 MQAM 调制类型进行粗分类.

(2) 根据调制类型的不同,得到 MPSK 和 MQAM 的条件概率 $p(\theta|m_i)$,求得 MPSK 和 MQAM 子载波接收信号的条件似然函数 $p(X_k(n)|m_i)$ 和 OQAM 的条件似然函数 $p(X_k(n)|\theta)$.

(3) 由子载波接收信号的 $p(X_k(n)|m_i)$ 推导出多个子载波接收信号的条件似然函数 $p(X(n)|m_i)$ 降低误分类概率,并求其对数似然函数.

(4) 根据多个子载波调制方式的 LLF_X 计算值来设置检测门限并分类不同子载波调制方式.

2.2 基于星座图聚类算法的子载波调制识别

星座图可以比较直观地表现出调制信号的相位与幅度特征,如图 1 所示.

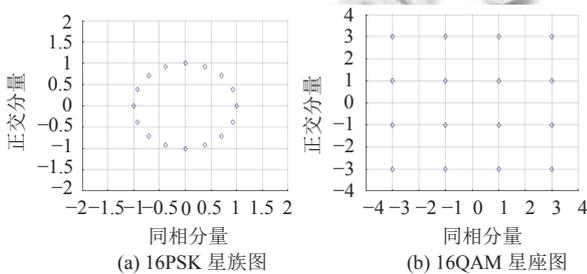


图 1 调制信号星座图

从图 1(a) 可看出 MPSK 信号的各个星座点都在一个圆上,且不同星座点的相位不同,而图 1(b) 则可看出 MQAM 信号各个点的星座图分布在复平面的一定范围内,如果相位相同则幅度必不相同,如果幅度相同则相位必不相同.

本文对原有星座图调制识别方法进行改进,提出一种新方法,不需要对接收信号进行星座图恢复.将接收信号的星座图点都投影在一、三象限的角平分线上,在进行识别时只取第一象限的聚类中心点,并求离原点最远和最近点的距离比值.这样既使得聚类点的密度指标较高,也避免了因为干扰较强导致的投影点数模糊.将距离原点最远的聚类中心点的距离记为 d_{max} ,将距离原点最近的聚类中心点的距离记为 d_{min} ,并取 $D=d_{max}/d_{min}$.经过理论计算,我们可以得到 D 的值,如表 1 所示.

这种 D 值分类算法适合于所有的 MQAM 调制信号和部分 MPSK 信号,因为 BPSK 和 QPSK 调制信号理论上在第一象限都只有一个聚类点(QPSK 在原点处有一个点而 BPSK 没有),所以这两种调制信号的

D 值无法计算,但是可以直接利用 d_{max} 值对 BPSK 和 QPSK 分类而不需要计算 D 值.

表 1 各阶 IQ 调制的 D 参数值

调制方式	调制阶数	D
8PSK	8	1.414
16QAM	16	3
32QAM	32	4
64QAM	64	7

文中所用聚类方法为减法聚类,设 $\{x_1, x_2, x_3, \dots, x_n\}$ 是 n 维空间中的聚类特征集,将特征集内所有特征点都归一化到一个超立方体内.定义特征点处的密度指标为:

$$D_i = \sum_{j=1}^n \exp\left(-\frac{\|x_i - x_j\|^2}{\left(\frac{r_a}{2}\right)^2}\right) \quad (3)$$

半径 r_a 是一个正数,其定义了 x_i 的一个邻域,半径以外的特征点对 x_i 的密度指标影响很小.在计算完所有特征点的密度指标后,选择其中具有最高密度指标的特征点作为第一个聚类中心点 x_{c1} ,其密度指标为 D_{c1} .接着对每个聚类特征点的密度指标进行修正,修正半径为 r_b ,修正公式为:

$$D_i = D_i - D_{c1} \exp\left(-\frac{\|x_i - x_{c1}\|^2}{\left(\frac{r_b}{2}\right)^2}\right) \quad (4)$$

2.3 基于对数似然函数的多载波信号调制识别

但上一步算法虽然利用星座图聚类投影方法能对 MPSK 和 MQAM 信号分类识别,却无法对 OFDM 解调后得到的 OQAM 信号进行分类,因为 OQAM 调制在 QAM 调制的基础上还进行了预处理使得实部和虚部错开 $1/2$ 个周期,所以必须经过对数似然函数算法再对上一步算法得到的结果进行进一步分类,从而识别出 OQAM 信号.

$X_k(n)$ 表示第 k 个子载波的接收信号,使用 $m_i(i=2, 4, 8, 16, \dots)$ 表示识别出的子载波调制类型,则:

$$p(X_k(n)|m_i) = p(X_k(n)|\theta) \times p(\theta|m_i) \quad (5)$$

式(5)中, $p(X_k(n)|\theta)$ 为第 k 个子载波的接收信号的条件似然函数. $p(\theta|m_i)$ 为已知信号调制方式下的载波相位的条件似然函数. $p(X_k(n)|m_i)$ 表示第 k 个子载波接收信号在已知调制方式下的条件似然函数,即这个接收信号属于调制方式 m_i 的概率.但对于 OQAM 信

号, 因为其没有从上一步算法中分类出来, 所以只需推导计算其 $p(X_k(n)|\theta)$. 其中文献[15]指出, 对于子载波接收信号 $r(t)$ 的联合条件概率密度为:

$$P(r(t)|a_n, b_n, h(t), \theta_c) = C \exp(-N\gamma) \exp \left[\frac{2\sqrt{p_t}}{N_0} \sum_{n=0}^{N-1} a_n \int_{nT}^{(n+1)T} r(t) h(t-nT) \cos \omega_c t dt \right] \times \exp \left[-\frac{2\sqrt{p_t}}{N_0} \sum_{n=0}^{N-1} b_n \int_{nT}^{(n+1)T} r(t) h(t-nT) \sin \omega_c t dt \right] \quad (6)$$

式(6)中 p_t 为信号功率, 使用 $\gamma \triangleq \frac{p_t T}{N_0}$ 表示信噪比. $h(t)$ 为成形脉冲. T 为符号时间. C 为常数, N 为符号个数. a_n, b_n 为独立均匀分布的二元 (± 1) 序列. N_0 为加性高斯白噪声的单边功率谱密度. 将式(6)转换到复基带上, 定义 I 路和 Q 路复数基带匹配滤波器输出为:

$$\begin{cases} \tilde{r}_{In} = \frac{1}{T} \int_{nT}^{(n+1)T} \tilde{r}(t) p(t-nT) dt \\ \tilde{r}_{Qn} = \frac{1}{T} \int_{nT}^{(n+1)T} \tilde{r}(t) p[t-nT] dt \end{cases} \quad (7)$$

将式(7)代入式(6)并使用 $\sigma^2 = N_0/T$ 化简上式后再分别在 I、Q 路数据和 a_n, b_n 上进行平均[15], 所以可得出:

$$P(r(t)|\theta_c) = C \exp(-N\gamma) \times \exp \sum_{n=0}^{N-1} \ln \cosh \left[\frac{\sqrt{p_t}}{\sigma^2} \operatorname{Re}(r_{In} e^{-j\theta_c}) \right] \times \exp \sum_{n=0}^{N-1} \ln \cosh \left[\frac{\sqrt{p_t}}{\sigma^2} \operatorname{Im}(r_{Qn} e^{-j\theta_c}) \right] = C \exp \left\{ -N\gamma + \sum_{n=0}^{N-1} [\ln \cosh x_{In}(\theta_c) + \ln \cosh x_{Qn}(\theta_c)] \right\} \quad (8)$$

式(8)中:

$$\begin{cases} x_{In}(\theta_c) \triangleq \frac{\sqrt{p_t}}{\sigma^2} \operatorname{Re}(r_{In} e^{-j\theta_c}) \\ x_{Qn}(\theta_c) \triangleq \frac{\sqrt{p_t}}{\sigma^2} \operatorname{Im}(r_{Qn} e^{-j\theta_c}) \end{cases} \quad (9)$$

存在三角恒等式:

$$\ln \left\{ \frac{1}{2} [\cosh(X+Y) + \cosh(X-Y)] \right\} = \ln \cosh X + \ln \cosh Y \quad (10)$$

利用式(10)中的三角恒等式使式(8)可变为:

$$P(r(t)|\theta_c) = C \exp \left\{ -N\gamma + \sum_{n=0}^{N-1} \ln \frac{1}{2} [\cosh(x_{In}(\theta_c) + x_{Qn}(\theta_c)) + \cosh(x_{In}(\theta_c) - x_{Qn}(\theta_c))] \right\} \quad (11)$$

因为取对数可以适应似然函数的大动态变化, 而 $C \exp(-N\gamma)$ 取对数后对结果影响很小, 所以为了简化计算而将其忽略并使用近似关系:

$$\begin{cases} \cosh x \approx 1 + \frac{x^2}{2} \\ \ln(1+x) \approx x \end{cases} \quad (12)$$

将式(11)可变为:

$$P(r(t)|\theta_c) = \exp \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} \frac{p_t}{2\sigma^4} \left[(\operatorname{Re}(r_{In} e^{-j\theta_c}))^2 + \operatorname{Im}(r_{Qn} e^{-j\theta_c})^2 \right] \right\} \quad (13)$$

在 MPSK 调制中, 共有 M 种相位, 而在常见的 QAM 调制中, 16QAM 有 12 种相位, 32QAM 有 28 种相位, 64QAM 有 44 种相位. OQAM 信号没有星座图, 所以在下一步推理计算中不需要带入 $p(\theta|m_i)$. 因而对于 MPSK 调制信号和常见的 QAM 调制信号, 其相位属于调制方式 m_i 的概率如下:

$$\begin{cases} p(\theta|m_i) = \frac{1}{M} & \text{MPSK 调制信号} \\ p(\theta|m_i) = \frac{1}{12} & \text{16QAM 调制信号} \\ p(\theta|m_i) = \frac{1}{28} & \text{32QAM 调制信号} \\ p(\theta|m_i) = \frac{1}{44} & \text{64QAM 调制信号} \end{cases} \quad (14)$$

令 $\alpha \triangleq p(\theta|m_i)$, 则:

$$\begin{aligned} p(X_k(n)|m_i) &= p(X_k(n)|\theta) \times p(\theta|m_i) \\ &= p(r(t)|\theta_c) \times \alpha \\ &= \alpha \exp \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} \frac{p_t}{2\sigma^4} \left[(\operatorname{Re}(r_{In} e^{-j\theta_c}))^2 + \operatorname{Im}(r_{Qn} e^{-j\theta_c})^2 \right] \right\} \end{aligned} \quad (15)$$

上式就表示第 k 个子载波接收信号在已知调制方式下的条件似然函数. 对式(15)取对数得到对数似然函数:

$$LLF_{X_k} = \ln(\alpha) \sum_{n=0}^{N-1} \frac{p_t}{2\sigma^4} \left[(\operatorname{Re}(r_{In} e^{-j\theta_c}))^2 + \operatorname{Im}(r_{Qn} e^{-j\theta_c})^2 \right] \quad (16)$$

在多载波调制中, 子载波调制方式一般是相同的. 虽然 OFDM 中可能会根据各个子载波处信道特性的优劣不同采用不同的调制方式, 但在子信道中的调制方式是相同的, 并且子载波之间采用正交等方法消除子载波间干扰, 所以子载波之间往往都是相互独

立的^[16]. 因为在 OFDM 系统中, 子载波组中的调制信号通常使用相同的调制方式, 因此当 k 增加时, 可以降低

低误分类概率^[17], 所以其子载波组的条件似然函数如下式:

$$\begin{aligned}
 p(X(n)|m_i) &= \prod_{k=1}^K p(X_k(n)|m_i) = \prod_{k=1}^K \alpha \exp \left\{ \sum_{n=0}^{N-1} \frac{P_t}{2\sigma^4} \left[(\text{Re}(r_{1n}e^{-j\theta_c}))^2 + \text{Im}(r_{Qn}e^{-j\theta_c})^2 \right] \right\} \\
 &= \alpha^K \exp \left\{ \sum_{k=0}^K \sum_{n=0}^{N-1} \frac{P_t}{2\sigma^4} \left[(\text{Re}(r_{1n}e^{-j2\pi f_k t}))^2 + \text{Im}(r_{Qn}e^{-j2\pi f_k t})^2 \right] \right\}
 \end{aligned} \tag{17}$$

式 (17) 中, $f_k = k/T$, 为第 k 个子载波上的载波频率. 对式 (17) 取对数得到对数似然函数:

$$\begin{aligned}
 LLF_X &= \ln(\alpha^K) \sum_{k=0}^K \sum_{n=0}^{N-1} \frac{P_t}{2\sigma^4} \left[(\text{Re}(r_{1n}e^{-j2\pi f_k t}))^2 \right. \\
 &\quad \left. + \text{Im}(r_{Qn}e^{-j2\pi f_k t})^2 \right]
 \end{aligned} \tag{18}$$

最后, 分别求得子载波信号的对数似然函数 LLF_{X_k} 和子载波组的对数似然函数 LLF_X 并对其结果取绝对值, 并求其在不同调制方式的中值作为判决门限.

3 仿真结果与分析

本次实验仿真采用 YunSDR-Y310 软件无线电平台, 这个平台能实现频谱范围 70 MHz~6 GHz、模拟带

宽 200 KHz~56 MHz 的宽频段软件无线电系统. 此平台开发环境是 Matlab, 使用 Matlab 工具配置频带参数并发送产生的信号数据, 通过 Matlab 获取射频前端采集到的信号数据.

仿真参数为: OFDM 符号周期为 3.2 μ s, 信噪比为 15 dB, 子载波间隔为 312.5 KHz, 子载波数为 100, 符号数为 100, 信道传输衰减为 20e3 dB. BPSK、QPSK、8PSK、16QAM、32QAM 和 64QAM 信号的聚类半径分别取 0.5、0.3、0.2、0.21、0.112 和 0.098, 可以得到较好的聚类结果.

3.1 基于星座图的聚类算法的调制识别

常见的子载波调制信号 BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM, 32QAM, 64QAM 的星座图聚类并投影的结果如图 2 所示.

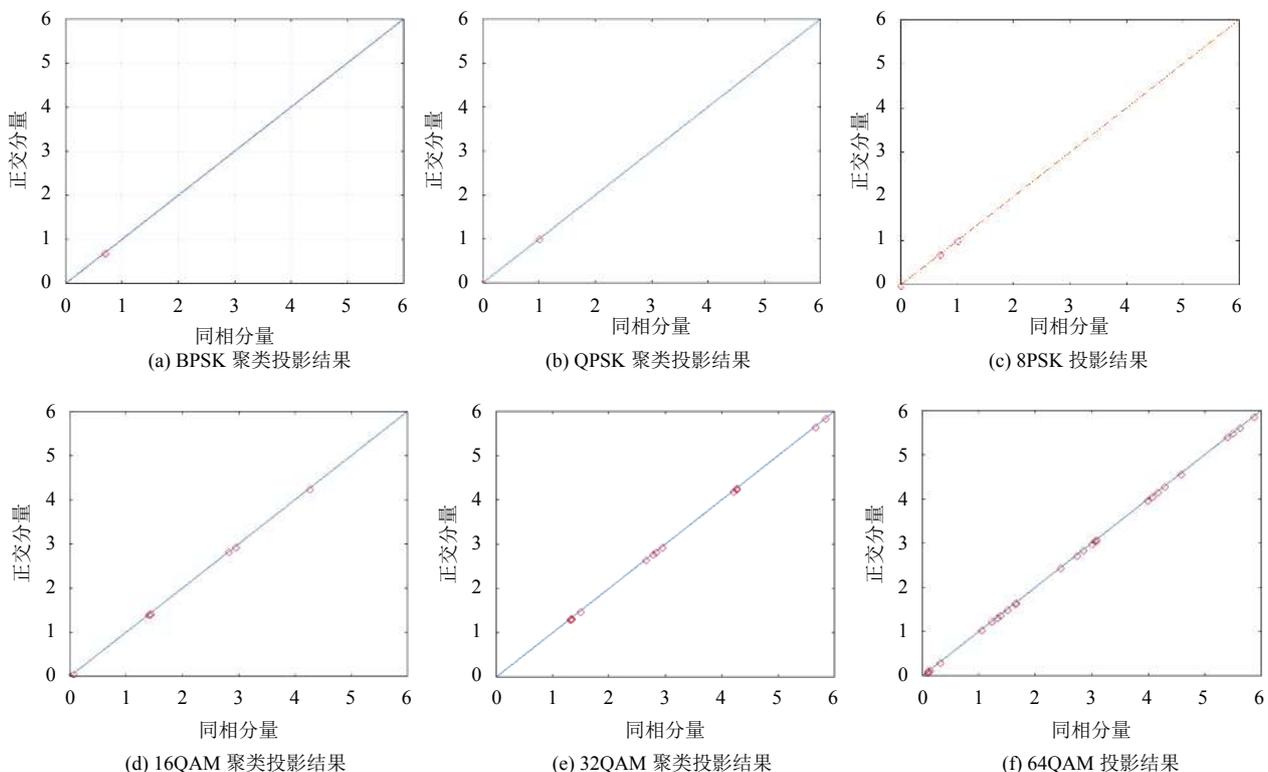


图 2 BPSK, QPSK, 8PSK, 16QAM, 32QAM, 64QAM 的星座图聚类并投影结果

从图2(a)和图2(b)可以看出BPSK和QPSK的投影结果的区别,因为这两个信号的投影结果受噪声影响较小所以可以直接从投影结果中分类.所以8PSK、16QAM、32QAM和64QAM接收信号的 D 参数值如表2所示.

表2 接收信号的 D 参数值

调制方式	调制阶数	D
8PSK	8	1.4522
16QAM	16	3.0191
32QAM	32	4.4477
64QAM	64	7.4380

由表2可见,这几种接收信号的 D 参数值与理论计算的数值非常接近,故这种方法在调制阶数较高的情况下能解决传统聚类分类算法由于结果模糊而无法得出结论的问题,能更好地对高阶MPSK和MQAM信号进行识别与分类.

3.2 基于对数似然函数的多载波信号识别仿真

经过Matlab仿真计算,子载波为BPSK、QPSK、8PSK、16QAM、32QAM、64QAM和OQAM(调制阶

数为16)调制方式的 LLF_{X_k} 与 LLF_X 的值比较结果如表3所示.

由表3可得出,在多载波调制系统内,不同子载波调制方式的 LLF_{X_k} 值不同但差异较小,容易产生误分类,而不同子载波的 LLF_X 值差别很大,很容易根据各子载波调制方式的 LLF_X 函数结果的中值设置门限,将具有不同子载波调制方式的多载波信号进行分类.

由于OFDM多载波调制系统的实现较为复杂,为了降低其复杂度,实验中没有对接收信号进行星座图恢复.从图3和图4可以看出在不经星座图恢复的情况下,文献[9]中通过聚类中心点数进行调制识别的方法已无法在 $SNR < 15$ dB的情况下有效识别出8PSK和16QAM信号.且基于星座图的方法对于没有经过后处理的OQAM信号根本无法识别.而本文提出的方法在使用星座图调制识别的基础上结合了判决理论法,能够达到较好的识别效果.对实验所用每种信号均进行100次独立的随机仿真实验后,其识别率如表4所示.

表3 不同调制方式的 LLF_{X_k} 和 LLF_X 值

调制方式	BPSK	QPSK	8PSK	16QAM	32QAM	64QAM	OQAM
LLF_{X_k}	69.0692	71.4778	156.9978	126.1514	167.1157	192.4953	21.2067
LLF_X	3.4299×10^5	7.0134×10^5	1.0523×10^6	1.2573×10^6	1.6854×10^6	1.8723×10^6	2.12×10^3

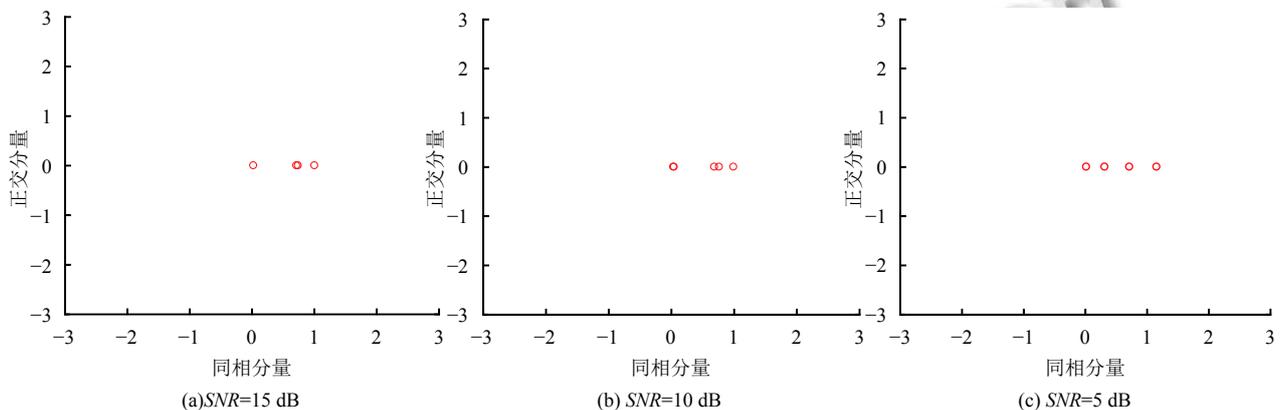


图3 文献[9]中方法在不进行星座图恢复情况下8PSK信号的星座图聚类投影结果

表4给出了本文提出方法对于不同子载波的识别率,可看出当 $SNR < 10$ dB时识别率存在较大程度的降低,这是由于接收端没有进行星座图恢复而直接使用噪声较大的接收信号进行调制识别而造成.而同样情况下,文献[9]的方法已无法对接收信号进行识别.

因此本文提出的方法在没有对接收信号进行消

噪、星座图恢复情况下降低了硬件复杂度,提升了信号的识别率.

4 结论与展望

通过理论研究提出了一种新的基于星座图聚类投影与对数似然函数的多载波系统中信号调制识别的方

法. 这种方法改进了以往星座图聚类识别算法, 并结合了对数似然函数分类算法, 对不同子载波调制方式进行了分类, 最终通过实验仿真验证了理论分析并得到了具体的仿真数值. 但实验结果表明此方法在信噪比小于 10 dB 的情况下对于信号的调制识别效率较低, 这

是因为接收端没有进行相关的去噪和信号恢复等工作, 虽然降低了硬件实现的复杂度, 但识别率降低了. 所以接下来的工作将对一种高效且低硬件复杂度的方法进行研究, 以解决该方法出现的问题. 并在此基础上进一步使用本文中的算法对不同多载波信号进行调制识别.

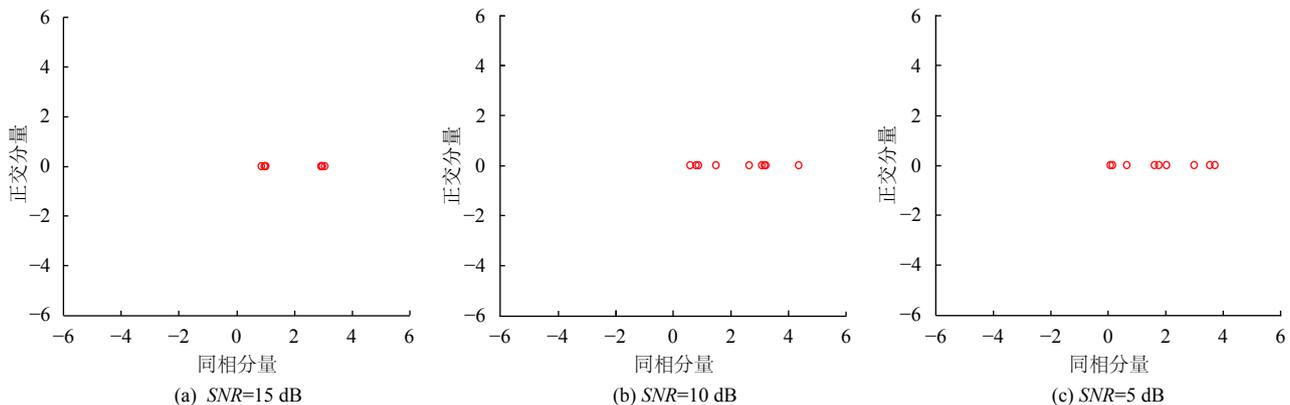


图4 文献[9]中方法在不进行星座图恢复情况下 16QAM 信号的星座图聚类投影结果

表4 本文方法的信号识别率(%)

调制方式	信噪比		
	15 dB	10 dB	5 dB
BPSK	100	100	78
QPSK	100	100	35
8PSK	100	63	18
16QAM	100	72	18
32QAM	100	60	9
64QAM	100	42	2
OQAM	100	81	21

参考文献

- 张卫钢. 通信原理与通信技术. 3版. 西安: 西安电子科技大学出版社, 2012. 4.
- Anoh K, Tanriover C, Adebisi B. On the optimization of iterative clipping and filtering for PAPR reduction in OFDM systems. *IEEE Access*, 2017, 5: 12004–12013. [doi: 10.1109/ACCESS.2017.2711533]
- 范文兵, 范程龙, 李海涛, 等. 一种新的 OFDM-OQAM 的信道估计方法. *郑州大学学报(工学版)*, 2014, 35(1): 112–115. [doi: 10.3969/j.issn.1671-6833.2014.01.026]
- 武继刚, 张新想, 陈龙. 协作认知无线网络资源双拍卖算法研究. *华中科技大学学报(自然科学版)*, 2017, 45(12): 14–19.
- Firdaoussi M, Ghennioui H, El Kamili M. Recognition of OFDM and SCLD signals based on the generalized mean ambiguity function. *Proceedings of 2016 International*

Conference on Wireless Networks and Mobile Communications. Fez, Morocco. 2016. 230–234.

- 史文娟, 冯全源. 基于谱分析的 OFDM 调制识别新方法. *压电与声光*, 2015, 37(2): 297–300.
- Li JQ, Anwar S, Zhang XL, *et al.* Autocorrelation based modulation recognition of PSK signals for OFDM in underwater acoustics communication. *Proceedings of the 2018 15th International Bhurban Conference on Applied Sciences and Technology*. Islamabad, Pakistan. 2018. 751–756.
- Tekbiyik K, Alakoca H, Tuğrel HB, *et al.* Identification of OFDM signals using cyclic autocorrelation function. *Proceedings of 2016 National Conference on Electrical, Electronics and Biomedical Engineering*. Bursa, Turkey. 2016. 622–626.
- 孔五艳, 朱灿焰. 基于聚类分析的 M-QAM 信号识别. *通信技术*, 2012, 45(12): 77–81. [doi: 10.3969/j.issn.1002-0802.2012.12.024]
- Yadav YK, Jajoo G, Yadav SK. Modulation scheme detection of blind signal using constellation graphical representation. *Proceedings of 2017 International Conference on Computer, Communications and Electronics*. Jaipur, India. 2017. 231–235.
- Wang F, Wang YC, Chen X. Graphic constellations and DBN based automatic modulation classification. *Proceedings of the 2017 IEEE 85th Vehicular Technology Conference*. Sydney, NSW, Australia. 2017. 1–5.

- 12 Xie LJ, Wan Q. Automatic modulation recognition for phase shift keying signals with compressive measurements. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2018, 7(2): 194–197. [doi: [10.1109/LWC.2017.2764078](https://doi.org/10.1109/LWC.2017.2764078)]
- 13 Wang L, Li YB. Constellation based signal modulation recognition for MQAM. *Proceedings of the 2017 IEEE 9th International Conference on Communication Software and Networks*. Guangzhou, China. 2017. 826–829.
- 14 杨发权, 李赞, 罗中良. 基于聚类与神经网络的无线通信联合调制识别新方法. *中山大学学报 (自然科学版)*, 2015, 54(2): 24–29.
- 15 Hamkins J, Simon MK. 用于深空的自主软件无线电接收机. 闫春生, 译. 北京: 清华大学出版社, 2009. 8.
- 16 Bahrani S, Derakhtian M, Zolghadrasli A. Performance analysis of a low-complexity MAP algorithm for automatic modulation classification in adaptive OFDM systems. *IET Communications*, 2016, 10(17): 2363–2371. [doi: [10.1049/iet-com.2015.0768](https://doi.org/10.1049/iet-com.2015.0768)]
- 17 Yucek T, Arslan H. A novel sub-optimum maximum-likelihood modulation classification algorithm for adaptive OFDM systems. *Proceedings of 2004 IEEE Wireless Communications and Networking Conference*. Atlanta, GA, USA. 2004. 739–744.